

UNIVERSITE DE LIMOGES UNIVERSITE D'ABOMEY-CALAVI



FORMATION DOCTORALE

ECOLE DOCTORALE

SCIENCES TECHNOLOGIE ET SANTE

SCIENCES POUR L'INGENIEUR

Fac des Sciences

FAST & EPAC

THESE

PRESENTEE POUR L'OBTENTION DU GRADE DE

DOCTEUR DES UNIVERSITES

D'ABOMEY-CALAVI ET DE LIMOGES

OPTION : TELECOMMUNICATIONS

PAR

Ahmed Dooguy KORA

ARCHITECTURES DE SYSTEMES MULTI-ANTENNES

ET ESTIMATION DE CANAL

Soutenue le 16 Novembre 2007 devant le jury d'examen composé de :

Président Pr. Côme GOUDJO, *Université d'Abomey Calavi (Bénin)*

Rapporteurs

Pr. Koffi-Sa BEDJA, *Université du Bénin (Togo)*

Examineurs

Pr. Jean-Michel DUMAS, *Université de Limoges (France)*

Pr. Jean-Pierre CANCES, *Université de Limoges (France)*

Pr. Antoine VIANOU, *Université d'Abomey Calavi (Bénin)*

Mr. Vahid MEGHDADI, (HDR, *Université de Limoges (France)*)

Mr. Léopold DJOGBE, *Université d'Abomey Calavi (Bénin)*

Seigneur Jésus, tu as exaucé nos prières et je ne sais quoi te dire si ce n'est te louer !

REMERCIEMENTS

Cette thèse n'aurait vu le jour sans le concours de certaines personnes qui de près ou de loin ont su apporter au moment propice leurs contributions. Je ne pourrai pas les citer toutes. Toutefois qu'il me soit permis de nommer :

Les Professeurs Jean Michel DUMAS et Antoine VIANOU à qui je dois l'initiation de ce projet, pour m'avoir fait confiance et soutenu sans relâche tout le long de cette thèse.

Le Professeur Jean-Pierre CANCES pour son accueil et son apport inestimable dans mon encadrement dès mon arrivée à l'ENSIL. Son soutien et sa disponibilité au travail ont été déterminants pour l'aboutissement de cette thèse. Je vous admire.

Vahid MEGHDADI qui a su me consacrer le temps nécessaire pour l'avancement de mes travaux. Son sens aigu d'analyse et ses suggestions ont enrichi mes travaux.

Léopold DJOGBE pour son suivi, sa disponibilité et ses apports dans mes travaux

Les honorables membres du Jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait de juger ce travail malgré leurs occupations, encore une fois merci beaucoup

Nicolas THON et Brahim FALL, respectivement Directeur de la Formation et de la Recherche et Directeur à l'ESMT, pour m'avoir permis de terminer cette thèse

Réza ZAHABI, Amir SAEMI et Guillaume FERRE pour l'ambiance de travail qui a prévalu pendant ces années.

L'ensemble des responsables et usagers de l'EPAC (Université d'Abomey-Calavi) et de l'ENSIL (Universités de Limoges),

Ma chère épouse Suzanne K. et ma fille bien aimée Kyria pour leurs soutiens.

Mes parents, plus particulièrement ma chère maman Assana MAHMAN née YAROU, et Zouléa ma chère petite sœur pour leurs réguliers appels téléphoniques,

Les familles Martin AINA et Brigitte MANANT pour leurs bienfaits.

Je voudrais par ce travail honorer la mémoire de mon Papa, Ibrahim D. KORA, qui par ses travaux a su me laisser un exemple, Paix à son âme !

Trouvez tous ici l'expression de ma profonde et sincère gratitude.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	i
TABLES DES MATIERES	ii
RESUME	vi
INTRODUCTION	1
1. CODES SPATIO-TEMPORELS	5
1.1 Introduction	6
1.2 Système de communication numérique	8
1.2.1 Description	8
1.2.2 Capacité	9
1.3 Space Time Bloc Code (STBC)	12
1.3.1 Schéma STBC d'Alamouti	13
1.3.2 STBC généralisé	15
1.3.2.1 Architecture et Principe du codage	15
1.3.2.2 Exemples de codes STBC	17
1.3.2.3 Ecriture généralisée de la matrice de code	19
1.3.2.4 Décodage STBC généralisé	20
1.4 STBC différentiel	23
1.4.1 Codage STBC différentiel pour un canal non sélectif en fréquence	24
1.4.1.1 Codage différentiel M-PSK dans un système mono antenne	24
1.4.1.2 Codage différentiel STBC introduit par V. Tarokh	25
1.4.1.3 Décodage différentiel STBC (2,1)	26
1.4.2 Transmission différentielle basée sur la modulation unitaire espace temps	28
1.4.3 Groupe de codes espace temps différentiel	30
1.4.4 Cas des milieux sélectifs en fréquence	31
1.5 Les codes spatio-temporels en treillis	33
1.5.1 Codes convolutifs	34
1.5.2 Représentation des codes convolutifs	36
1.5.3 Treillis	39
1.5.3.1 Codage convolutif simple	39
1.5.3.2 Codage STTC	41
1.5.4 Décodage	43
1.5.4.1 Algorithme de Viterbi	43
1.5.4.2 Algorithme du Forward-Backward (MAP: Maximum A Posteriori)	43

1.6 Résultats des simulations _____	46
Conclusion : _____	50
2. SYSTEMES EN COUCHES _____	51
2.1 Introduction _____	52
2.2 Systèmes LST _____	53
2.2.1 Architecture à l'émission _____	54
2.2.2 Architecture à la Réception _____	56
2.2.3 Algorithmes de détection des systèmes LST _____	58
2.2.3.1 Détection sur la base du maximum de vraisemblance _____	58
2.2.3.2 Détection à l'aide du Sphère Decoding _____	58
2.2.3.3 BLAST _____	60
2.2.3.4 Zéro Forcing (ZF)et(ZF) BLAST _____	61
2.2.3.5 MMSE (Minimum Mean Square Error) et (MMSE)BLAST _____	62
2.3 Systèmes Turbo BLAST _____	63
2.3.1 Description de l'Emetteur _____	64
2.3.2 Description du Récepteur itératif _____	66
2.3.2.1 Détection des symboles transmis _____	67
2.3.2.2 Algorithme de décodage itératif _____	69
2.3.3 TURBO-BLAST OFDM _____	72
2.3.3.1 Description de l'Emetteur et du récepteur _____	72
2.3.3.2Modèle du signal pour un canal sélectif en fréquence _____	74
2.4 Résultats des simulations _____	75
Conclusion _____	82
3. ESTIMATION DE CANAL _____	83
3.1 Introduction _____	84
3.2 Généralités sur le Canal _____	86
3.2.1 Phénomène d'atténuation _____	86
3.2.2 Phénomènes d'évanouissement _____	87
3.2.2.1 Sélectivité du canal _____	88
3.2.2.2 Effet Doppler _____	90
3.2.3 Types et modèles statistiques de canaux à évanouissement _____	92
3.2.3.1 Types de canaux à évanouissement _____	92

3.2.3.2	Modèles statistiques de canaux à évanouissement	93
3.2.3.2.1	Canal non sélectif en fréquence	93
3.2.3.2.2	Canal sélectif en fréquence	94
3.3	Techniques d'estimation de canal sur la base de symboles pilotes	95
3.3.1	Systèmes mono antennes	96
3.3.1.1	Canal non sélectif en fréquence	96
3.3.1.2	Canal sélectif en fréquence	98
3.3.1.2.1	Estimation à une dimension (temps ou fréquence)	98
3.3.1.2.1.1	Domaine temporel : canal à évanouissement lent	98
3.3.1.2.1.2	Domaine fréquentiel : canal à évanouissement lent ou rapide	100
3.3.1.2.2	Estimation bidimensionnelle	104
3.3.1.2.3	Estimateur de Kalman	106
3.3.1.2.4	Autres méthodes	107
3.3.2	Systèmes d'antennes multiples	107
3.3.2.1	Modèles du signal	107
3.3.2.2	Méthodes directes d'estimation	108
3.3.2.3	Limites des méthodes directes et choix de la séquence d'entraînement	111
3.3.2.4	Méthodes itératives ou decision-directed (DD)	112
3.3.3	Algorithme EM	113
3.3.3.1	Application de l'EM dans l'estimation de canal de systèmes MIMO	114
3.3.3.2	L'algorithme Sage	116
3.3.3.3	Nouvelle approche EM pour les systèmes Turbo Blast en milieu sélectif en fréquence	117
3.4	Simulations	119
	Conclusion	126
4.	ESTIMATION AVEUGLE	127
4.1	Introduction	128
4.2	Méthode des sous espaces	129
4.2.1	Cas d'un système SIMO	130
4.2.2	Extension aux systèmes MIMO	134
4.2.3	Méthode du sous espace minimum (MNS)	137
4.2.4	Méthode dite Symétrique du MNS (SMNS)	139
4.3	Estimation aveugle basée sur la diversité en réception	141
4.3.1	Modèle du signal	141
4.3.2	Estimation du canal	145

4.3.2.1 Cas d'une antenne émettrice et de deux antennes en réception _____	145
4.3.2.2 Extension de la méthode aux cas SIMO (Single Input Multiple Output) _____	146
4.3.2.2 Généralisation aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)	148
4.3.2.2.1 Séparation des sources _____	148
4.3.2.2.1 Formulation de la matrice V pour les cas MIMO _____	149
4.4 Simulations _____	150
Conclusion _____	158
5. DIVERSITE COOPERATIVE (Perspectives) _____	159
5.1 Introduction _____	160
5.2 Stratégies de coopération et modèles du signal _____	161
5.2.1 Relais et phases de transmission _____	163
5.2.2 Relais transparents ou Amplify and Forward Relays _____	165
5.2.3 Relais non transparents ou Decode and Forward Relays _____	168
5.3 Codage spatio-temporel distribué _____	171
5.3.1 Codage spatio-temporel en bloc distribué. _____	172
5.3.2 Codage différentiel spatio-temporel en bloc distribué. _____	177
5.3.3 Système en couches distribué _____	179
5.3.3.1 Diversité coopérative BLAST (DiBLAST) _____	179
5.3.3.2 Diversité coopérative en couches _____	180
5.3.3.3 Systèmes turbo en diversité coopérative _____	181
5.4 Estimation de canal en diversité coopérative _____	182
5.4.1 Estimation de canal basée sur les pilotes _____	182
5.4.2 Estimation aveugle de canal en diversité coopérative _____	184
5.5 Simulations _____	184
Conclusion _____	189
CONCLUSION _____	191
BIBLIOGRAPHIE _____	194
PRODUCTION SCIENTIFIQUE _____	203
Revue internationale avec Comité de Lecture [RI] _____	203
Communications dans les congrès internationaux avec actes et comités de lecture [CI] _____	203

RESUME

Cette thèse porte sur les systèmes radio multi-antennes qui pourront être intégrés dans les futures générations de réseaux sans fil. Elle se propose de traiter sur cinq chapitres la question de décodage et de l'estimation de canal dans les systèmes spatio-temporels.

Le premier chapitre présente les codes spatio-temporels (STC : Space Time Codes) utilisés avec les systèmes d'antennes. Il s'agit essentiellement à titre indicatif des codes spatio-temporels en bloc (STBC : Space Time Bloc Code) et des codes spatio-temporel en treillis (STTC : Space Time Treillis Code) dans le but de montrer leurs performances en terme de TEB (Taux d'Erreur Binaire).

Le deuxième chapitre présente à son tour une autre approche d'application des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui vise l'optimisation de la capacité de la liaison par une émission simultanée par les antennes des données issues du démultiplexage de la source. Ce sont les systèmes en couches. Les Systèmes turbo Blast ont été aussi présentés pour le compromis très appréciable qu'ils offrent en termes de taux d'erreur binaire et de capacité.

La question d'estimation de canal est abordée à partir du troisième chapitre : les méthodes courantes d'estimation de canal allant des méthodes à une dimension dans les domaines temporel ou fréquentiel aux méthodes bidimensionnelles et les méthodes itératives tel que l'EM (Expectation Maximisation). Un nouvel algorithme d'estimation de canal à l'aide de séquence d'entraînement basée sur l'EM a été proposé pour les canaux sélectifs en fréquence.

Le quatrième chapitre traite de l'estimation aveugle de canal. La méthode des sous espaces et ses variantes telles que le sous espace minimum et son symétrique y sont résumées. Une nouvelle approche d'estimation aveugle basée sur la diversité spatiale en réception pour l'ensemble des systèmes MIMO y est proposée. En comparaison avec la méthode des sous espace, elle permet de réduire la taille des séquences nécessaires à l'estimation.

Le cinquième chapitre présente l'approche virtuelle des systèmes MIMO connu sous la terminologie de systèmes distribués. Après une présentation de cette approche, le problème d'estimation de canal pour ces systèmes a été abordé.

INTRODUCTION

Les technologies de l'information et de la communication évoluent avec les besoins et les exigences du temps. Elles sont actuellement caractérisées par l'éclosion de techniques visant à améliorer de façon notable les performances des réseaux de communication offrant le transport de plus grandes capacités et de meilleures qualités. Dans les pays les plus avancés, les opérateurs doivent pouvoir offrir de nouveaux services pour générer plus de revenus étant donné qu'ils ont déjà atteint un taux satisfaisant de télé densité. Ces services sont généralement liés par anticipation aux besoins des clients. Aux nombres des services on peut citer l'Internet, la téléconsultation, le téléenseignement, la visioconférence, les règlements en ligne, la vidéo à la demande, la télévision sur mobile, la visiophonie, ...

Il faut noter aussi une forte croissance et une rapidité imprévue dans l'acquisition du téléphone mobile par les usagers. Le succès notoire de la radio-téléphonie mobile n'est plus à démontrer. Si de nos jours, malgré l'expansion et les offres incomparables en terme de capacités que peut offrir la fibre optique, le mobile se maintient, cela est justement lié à sa position de complémentarité qui s'explique par le fait qu'il suit l'utilisateur dans son déplacement. C'est son confident et compagnon le plus fidèle si on peut se permettre de le dire. La mobilité est d'abord un besoin, une nécessité et en réalité un fait indéniable avec le développement de la technologie des moyens de transports et l'environnement concurrentiel. Ainsi, les futures générations de réseaux mobiles auront besoin de plus en plus de techniques permettant de supporter des services gourmands en capacité et exigeants en qualité. Il ne faut pas oublier les nouvelles tendances avec les terminaux multifonctions qui permettent à l'utilisateur d'utiliser des applications multimédia même en situation de mobilité. En d'autres termes, on veut tous les services sur un terminal plus petit et cela pose d'autres problèmes dans la mise en œuvre dont celui de l'optimisation de l'énergie transportable. La demande en hauts débits pose alors une sérieuse préoccupation d'autonomie en énergie. Il est bien évident que pour une puissance de transmission donnée, l'énergie allouée à un symbole ou au bit décroît lorsque le débit augmente. Tels sont quelques uns des défis à relever par les futurs réseaux sans fil puisque ces exigences ne sont pas compatibles avec les réseaux actuels. Au nombre des solutions

envisagées pour faire face aux débits et à la qualité requis, figurent les techniques d'antennes multiples et la diversité coopérative ou l'usage de relais.

Les techniques d'antennes multiples sont considérées comme la troisième forme de diversité après les diversités temporelle et fréquentielle. La diversité temporelle consiste à exploiter le codage de canal pour envoyer la même information à des instants différents afin de minimiser la probabilité que ces signaux soient affectés par les mêmes aléas liés au canal. La diversité fréquentielle quant à elle exploite des fréquences différentes pour atteindre le même objectif que celui qui est précédemment énoncé. Comme on peut l'imaginer, l'utilisation d'antennes multiples introduit une nouvelle forme de diversité qu'est la diversité spatiale. Ainsi beaucoup d'études figurant dans la littérature font cas des performances de tels systèmes avec l'utilisation des techniques de codages spatio temporelles (STC : Space Time Coding) dont les plus usuels sont les codages en treillis (STTC : Space time Treillis Codes), le codage en bloc (STBC : Space Time Bloc Code), ou les turbo codes temps-espace en treillis. Les avantages des systèmes à antennes multiples sont assez connus et pour preuve on peut déjà citer l'introduction du codage STBC d'Alamouti dans les nouveaux standards de réseaux sans fils. Toutefois il reste encore beaucoup à tirer de cette technique en combinaison avec d'autres pour les futures générations de réseaux

La bande de fréquence allouée aux futurs réseaux est celle des fréquences élevées, de l'ordre du GHz. On la retrouve dans le voisinage des 2 GHz et au-delà comme c'est le cas des WLAN, des 3G pour ne citer que ceux là. Compte tenu de la fluctuation de l'environnement atmosphérique, les signaux se propageant dans cette bande sont souvent amenés à emprunter plusieurs chemins. C'est le phénomène de trajets multiples dont la conséquence est une superposition de signaux au niveau du récepteur. Ce qui génère des interférences à cause de l'effet des trajets multiples au récepteur. La technique de modulation utilisant les fréquences orthogonales (OFDM : Orthogonal Frequency Multiplexing) avec l'ajout ou non de préfixe cyclique avant l'émission a été introduite pour pallier ce phénomène. La modulation OFDM de taille N donnée permet de transformer un canal large bande sélectif en fréquence en N sous canaux parallèles non sélectifs en fréquence. Le terme orthogonal est lié au modèle mathématique associé qu'est la transformée de Fourier qui permet de définir un système de modulation créant une orthogonalité directe entre les différentes porteuses.

Dans le souci d'optimiser la capacité, Foschini et ces collaborateurs du Laboratoire BELL ont proposé des systèmes d'antennes émettant simultanément des données démultiplexées et bien distinctes d'une source d'information. On assiste donc au niveau de la réception à une superposition de ces signaux. De nouvelles techniques de décodage adaptées aux systèmes en couches telles que la technique d'annulation parallèle d'interférence (PIC : Parallel

Interference Cancellation) et la technique d'annulation série d'interférence (SIC : Serial Interference Cancellation) ont donc vu le jour. A ces techniques viennent s'ajouter les principes de décodage Turbo. Les principes de décodage turbo ont été appréciés surtout par leur apport parce qu'ils permettent en effet d'atteindre les limites fixées par le Théorème de Shannon.

Au récepteur, pour procéder à la détection du signal, il est nécessaire d'estimer les décalages temporel, fréquentiel, et de phase. A ceux-ci s'ajoute l'estimation de canal lorsque la modulation est cohérente. Dans le cas d'une modulation non cohérente telle que la modulation différentielle, l'estimation de canal n'est pas indispensable. Pour estimer le canal, deux approches sont généralement utilisées. Il s'agit d'abord de méthodes qui utilisent une séquence connue par le récepteur dite séquence d'entraînement et les deuxièmes méthodes dite aveugles qui sont basées par exemple sur les statistiques d'ordre 2 du canal. La première façon d'estimer le canal consiste donc à envoyer à chaque fois que cela est nécessaire la séquence d'entraînement ou des symboles pilotes. Connaissant la séquence émise, le récepteur estime le canal une fois le signal reçu. La méthode aveugle quant à elle se sert uniquement du signal reçu et de statistiques connues sur les signaux aléatoires transmis.

Compte tenu des contraintes de miniaturisation et de consommation d'énergie évoquées plus haut, l'utilisation de plusieurs antennes sur le terminal mobile paraît à priori inopportune. L'approche prometteuse dans ce cas est la mise en œuvre de la diversité coopérative qui consiste à solliciter les terminaux environnants comme relais ou à procéder au déploiement de relais fixes pour pallier les phénomènes d'évanouissements.

La présente thèse s'inscrit dans une contribution à l'estimation de canal et au décodage dans les futurs réseaux sans fil dans un environnement sélectif en fréquence qui exploite la modulation OFDM. Au cours de nos travaux, nous nous sommes intéressés en un premier temps à présenter quelques techniques de codages spatio-temporels que sont le STBC et les codes en treillis que nous avons présenté au chapitre 1. Ensuite nous avons abordé la technique de décodage de systèmes BLAST en combinaison avec les principes turbo pour les canaux sélectifs en fréquence auquel nous avons consacré le chapitre 2 avant d'aborder la méthode d'estimation de canal à l'aide d'une séquence d'entraînement au chapitre suivant. Dans le chapitre 3 nous nous sommes intéressés particulièrement aux algorithmes de type EM (Expectation Maximisation), et celle qui a le plus attiré notre attention a été celle proposée récemment par J. Khaligui traitant du cas des systèmes turbo pour les canaux non sélectifs en

fréquence. Nous avons pu l'étendre aux cas des milieux sélectifs en fréquence à l'aide de la technique de modulation OFDM qui ramène le système à un ensemble de systèmes de types non sélectifs en fréquence. La deuxième méthode d'estimation de canal dite aveugle a été abordée au chapitre 4. Pour cela, nous avons d'abord étudié la méthode des sous espaces (SS : SubSpace method) qui est la méthode de référence par excellence pour la détection aveugle et nous avons proposé une généralisation d'un algorithme simple et intéressant d'estimation de canal dans le cas d'une antenne d'émission et de deux antennes en réception présenté par H. Wang aux cas des systèmes d'antennes multiples aussi bien en émission qu'en réception. Ces études nous ont permis donc à chaque fois de proposer un nouvel algorithme d'estimation de canal adapté. Nous avons abordé pour finir, la diversité coopérative qui est un thème très à la mode actuellement au chapitre 5 parce qu'elle parait à notre avis une alternative intéressante à l'utilisation d'antennes multiples. Nous avons présenté les différents scénarii de transmission existants et abordé la question d'estimation de canal et d'optimisation de la puissance pour améliorer les performances de ces systèmes avant de terminer par la conclusion.

1. CODES SPATIO-TEMPORELS

1.1 Introduction	6
1.2 Système de communication numérique	8
1.2.1 Description	8
1.2.2 Capacité	9
1.3 Space Time Bloc Code (STBC)	12
1.3.1 Schéma STBC d'Alamouti	13
1.3.2 STBC généralisé	15
1.3.2.1 Architecture et Principe du codage	15
1.3.2.2 Exemples de codes STBC	17
1.3.2.3 Ecriture généralisée de la matrice de code	19
1.3.2.4 Décodage STBC généralisé	20
1.4 STBC différentiel	23
1.4.1 Codage STBC différentiel pour un canal non sélectif en fréquence	24
1.4.1.1 Codage différentiel M-PSK dans un système mono antenne	24
1.4.1.2 Codage différentiel STBC introduit par V. Tarokh	25
1.4.1.3 Décodage différentiel STBC (2,1)	26
1.4.2 Transmission différentielle basée sur la modulation unitaire espace temps	28
1.4.3 Groupe de codes espace temps différentiel	30
1.4.4 Cas des milieux sélectifs en fréquence	31
1.5 Les codes spatio-temporels en treillis	33
1.5.1 Codes convolutifs	34
1.5.2 Représentation des codes convolutifs	36
1.5.3 Treillis	39
1.5.3.1 Codage convolutif simple	39
1.5.3.2 Codage STTC	41
1.5.4 Décodage	43
1.5.4.1 Algorithme de Viterbi	43
1.5.4.2 Algorithme du Forward-Backward (MAP: Maximum A Posteriori)	43
1.6 Résultats des simulations	46
Conclusion :	50

1.1 Introduction

Le troisième millénaire est celui des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC). Il se veut banaliser les questions de communication et plus particulièrement celle liée à la mobilité qui constituait un défi jusqu'alors. Ainsi les technologies sans fil occupent une place de choix. Or les réseaux sans fil étaient connus par une capacité et une qualité du signal reçu peu enviable en comparaison avec les supports câblés. Cela est lié en partie à la gestion des fréquences (ressource rare) et à la complexité de l'environnement auquel le signal propagé est tenu de s'adapter. Une conséquence directe de cette situation est le recours aux techniques plus ou moins complexes de traitement du signal. Cette complexité joue sur la mise en œuvre et le coût des services offerts. Lorsque les systèmes sont à complexité réduite, les solutions proposées sur le marché reviennent moins chères étant donné que le coût d'implantation est plus économique. Avec les exigences de la concurrence, les recherches sont de plus en plus orientées vers une amélioration de la qualité des services des réseaux sans fil par l'introduction des systèmes d'antennes multiples.

Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) figurent parmi les techniques modernes de communication les plus avancées d'augmentation de capacité et d'amélioration de la qualité de transmission [1]. Ce sont des systèmes de communication équipés de plusieurs antennes aussi bien à l'émission qu'à la réception [2]. Ces systèmes sont précédés par les systèmes mono-antenne connus sous la terminologie anglaise « point to point » ou SISO (Single In Single Out) puis les systèmes dotés d'antennes de diversité seulement en réception ou SIMO (Single In Multiple Out) et les systèmes ayant une diversité uniquement en émission appelé MISO (Multiple Input Single Out).

La particularité des systèmes MIMO est l'association au temps du paramètre espace dans l'établissement systématique de la communication. L'engouement des recherches pour cette technique s'explique par le fait qu'elle n'a pas d'incidence financière sur l'exploitation ou l'acquisition de bandes de fréquence. Ce qui constitue une rubrique importante du business plan. Elle agit plutôt sur les aspects matériels et logiciels d'une manière plus complexe. Les progrès de la recherche dans ce domaine sont déterminants pour les besoins en débit et en qualité du signal reçu. On peut les subdiviser en deux groupes : diversité temporelle-spatiale (STC : Space Time Coding) et multiplexage spatiale (SDM : Space Division Multiplexing) [1]. La première vise une amélioration de la qualité du signal reçu et la deuxième une augmentation de la capacité de la liaison. La combinaison des deux est également possible.

Face au phénomène d'interférence intersymbole (ISI : Intersymbole interference) lors de la transmission à un débit élevé et au phénomène de trajets multiples, la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une des solutions de référence [3]. Elle a fait l'objet depuis un certain temps d'une attention particulière, parce qu'il est démontré qu'elle permet de pallier ou à la limite d'annuler les effets liés aux interférences et qu'elle combat aussi les désagréments dus au multi trajet [4]. Elle consiste à envoyer simultanément en parallèle à une vitesse plus faible sur des sous porteuses des données en série à vitesse plus élevée dans une combinaison des techniques de modulation et de multiplexage. Elle est basée sur le concept d'orthogonalité des sous porteuses.

La combinaison des systèmes MIMO avec l'OFDM est considérée comme une solution prometteuse d'augmentation de la capacité des systèmes de communications sans fil et de résistance aux phénomènes de trajets multiples [1]. En effet, cela résulte en une diversité à la fois temporelle, fréquentielle et spatiale minimisant la possibilité d'évanouissement simultanée de plusieurs canaux indépendants.

Dans ce chapitre, nous abordons le cas des systèmes STC. Notre préoccupation a été de montrer par une comparaison en termes de taux d'erreur sur la base de différents résultats de simulations entre quelques systèmes MIMO et SISO le gain apporté par les systèmes multi-antennes. Le canal considéré est un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence puis nous avons étendu l'utilisation des codes temps-espace au cas des canaux sélectifs en fréquence grâce à la modulation OFDM. Cette extension n'est en fait montrée ici que pour les systèmes différentiels mais il est clair que l'OFDM s'applique également au contexte de la détection cohérente. Les techniques spatio-temporelles auxquels on s'est intéressé sont très utilisées à l'heure actuelle. Il s'agit des codes Space Time Bloc Code (STBC), des codes STBC différentiels et des codes temps-espace en treillis : Space Time Treillis Code (STTC).

Dans un premier temps nous ferons un exposé sur ces trois types de codage puis une présentation des résultats obtenus dans une étude des performances en Taux d'Erreur Binaire (TEB) permettra de comparer leurs performances.

1.2 Système de communication numérique

1.2.1 Description

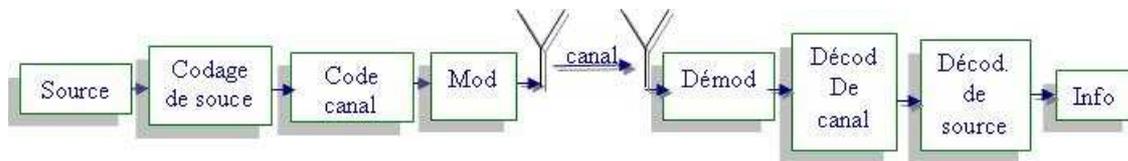


Figure 1.1 Synoptique d'une transmission numérique

La transmission numérique d'un signal schématisé dans la figure 1.1 passe en général par trois étapes essentielles avant l'émission. Ce sont : le codage de source, le codage de canal et la modulation [2].

Le codage de source est une technique qui permet de compresser l'information à transmettre en réduisant le plus que possible toute forme de redondance.

Exemple : La modulation par impulsion et codage (MIC) permet de coder la parole sur huit bits.

Le codage de canal quant à lui a pour objectif de protéger l'information déjà compressée contre les perturbations de propagation à travers le support de transmission. Il consiste à remplacer l'information à transmettre par un message ou un code qui serait moins sensible aux bruits.

Exemples : Les codes convolutifs, les codes en blocs.

La modulation est la troisième étape. Son rôle essentiel est l'adaptation du signal généralement en bande de base (BB) au support de transmission en la portant à une fréquence plus élevée. Elle associe un signal analogique au signal numérique d'entrée qui peut comporter un ou plusieurs bits selon l'efficacité spectrale souhaitée.

A la réception, le processus inverse de l'émission est suivi. On procède d'abord à la démodulation puis au décodage de canal pour finir par le décodage de source.

Il est facile de montrer l'importance du codage de canal d'autant plus que si le message déjà compressé n'est pas entièrement reconstitué, il serait dégradé et perdrait son contenu ou son sens. La question du rendement se pose alors et cela se traduit par l'introduction des bits de contrôle rendant l'information plus longue. Le codage de canal associe donc à une information de taille K , un code de taille N généralement plus grande. Cela a conduit à l'introduction de la notion de rendement d'un codeur de canal.

L'expression du rendement est :

$$R = \frac{K}{N} \quad (1.1)$$

Il y a deux grandes catégories de codage de canal que sont le codage en bloc et le codage convolutif. La différence fondamentale entre ces catégories de codage se situe au niveau des bits ou symboles de redondances. Ils sont calculés directement à partir des bits d'informations à l'entrée du codeur sans tenir compte des précédents dans le cas des codes en bloc. Par contre lors du codage convolutif, les bits codés dépendent aussi bien des bits précédents que des bits entrants.

Nous allons circonscrire notre domaine d'intérêt au niveau du codage de canal. Pour rester dans les limites de notre thème, nous allons nous intéresser beaucoup plus aux cas des systèmes MIMO. Nous n'avons pas l'intention de faire une étude approfondie de la question mais notre préoccupation se limite à une présentation introductive suivie de quelques simulations des codes spatio-temporels.

Les codes STC constituent une technique de plus en plus utilisée en transmission numérique dans les systèmes d'antennes multiples. En effet, la qualité d'une liaison est liée à une limite maximale de taux d'erreur binaire (TEB). Pour diminuer le TEB, on peut accroître le rapport signal à bruit en augmentant la puissance du signal émis. Ce qui nécessite un budget supplémentaire de mise en œuvre de la technologie adaptée qui doit se soumettre aux lois en vigueur en matière de compatibilité électromagnétique et de gestion des fréquences.

La vocation des codes spatio-temporels est d'augmenter les performances de transmission des systèmes MIMO par l'introduction d'une forme de redondance tout en gardant la bande passante avec un compromis sur le rendement.

Avant d'aborder ces codes, nous avons jugé utile de faire quelques rappels sur la capacité des systèmes MIMO.

1.2.2 Capacité

La capacité est définie comme étant le débit maximal de transmission que peut acheminer un système pour une probabilité d'erreur donnée. Les expressions théoriques des capacités limites fondamentales pour une transmission sur un canal MIMO sont développées dans [5] et [6].

Ces capacités augmentent linéairement avec le nombre d'antennes, dans le contexte d'une propagation idéale. Cela montre le potentiel d'un canal MIMO en termes d'efficacité spectrale.

Par une transformation adéquate, il est possible de ramener un canal MIMO à un ensemble de canaux mono antennes. On considérera le cas d'un processus de Rayleigh pour la modélisation du canal de propagation entre une antenne d'émission et une antenne de réception et nous prendrons le cas de canaux MIMO non sélectifs en fréquence, et décorrélés entre eux.

Foschini a montré que la capacité d'un système MIMO où le canal est connu du récepteur et n'est pas connu de l'émetteur augmente linéairement avec le minimum n entre le nombre d'antennes d'émission N_t et de réception N_r : $n = \min(N_t, N_r)$. D'autres auteurs ont également étudié la capacité des systèmes MIMO.

L'utilisation des codes spatio-temporels en bloc réduit en général la capacité comparée à la valeur optimale que l'on devrait atteindre avec un système MIMO [7]. La perte en capacité est aussi liée au rang du canal, au rendement du code et au nombre d'antennes à la réception. Les systèmes MIMO peuvent être utilisés pour augmenter la diversité ou la capacité des systèmes, mais il existe un compromis entre diversité et capacité pour un système particulier [8]. Il a été aussi étudié les effets néfastes de la corrélation entre antennes [9] sur le gain de capacité des systèmes multi-antennes. La corrélation entre antennes entraîne la modification des distributions des différents sous-canaux de manière que la capacité augmente linéairement [10] avec le minimum du nombre d'antennes mais avec une pente de 10 à 20 % moins forte que pour des canaux décorrélés.

Dans les cas non cohérents, la capacité augmente d'une manière linéaire avec $n'(1-n'/T)$ avec $n' = \min(N_t, N_r, T/2)$ où T désigne la période d'émission d'un mot de code.

En supposant pour le modèle du canal MIMO que la puissance de chaque antenne d'émission soit de P/N_t , nous pouvons estimer la capacité globale du canal, que nous noterons C , en utilisant la formule de la capacité au sens de Shannon :

$$C = W \sum_{i=1}^{N_r} \log_2 \left(1 + \frac{P_{ri}}{\sigma^2} \right) \quad (1.2)$$

où W symbolise la bande passante de chaque sous-canal et,

$$P_{ri} = \frac{\lambda_i P}{N_t} \quad (1.3)$$

représente la puissance reçue sur le $i^{\text{ème}}$ sous-canal et $\sqrt{\lambda_i}$ une valeur singulière de la matrice de canal noté \mathbf{H} . En définissant \mathbf{Q} par :

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & N_r < N_t \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & N_r \geq N_t \end{cases} \quad (1.4)$$

l'expression de la capacité par un simple calcul algébrique peut être mise sous la forme :

$$C = W \log_2 \det \left(\mathbf{I}_m + \frac{P}{N_t \sigma^2} \mathbf{Q} \right) \quad (1.5)$$

Sachant que les valeurs propres non nulles de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ et $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ sont les mêmes, les valeurs respectives des capacités des systèmes de matrice de canal \mathbf{H} et \mathbf{H}^H sont égales. Les coefficients du canal sont des variables aléatoires. La capacité ainsi exprimée est une capacité instantanée du canal. La capacité moyenne du canal est obtenue en prenant la moyenne.

En considérant que $N_t = N_r = 1$ et que $\mathbf{H} = h = 1$, on retrouve bien la formule de Shannon de la capacité du canal :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right) \quad (1.6)$$

A fort SNR, la capacité croît de manière logarithmique avec le SNR.

Dans un système MIMO, la puissance du signal reçu par une antenne est donnée par :

$$P_{ri} = N_t^2 \frac{P}{N_t} = N_t P \quad (1.7)$$

où P/N_t est la puissance transmise par une antenne.

Le rang de \mathbf{H} valant 1, il n'y a seulement qu'un seul signal reçu dans le modèle de canal MIMO équivalent, avec pour puissance :

$$P_r = N_r N_t P \quad (1.8)$$

Ainsi en appliquant la formule (1.2), nous obtenons pour cette configuration de canal

l'expression de la capacité dans le cas cohérent :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r N_t \frac{P}{\sigma^2} \right) \quad (1.9)$$

Dans un tel système l'ordre du gain de diversité est de $N_t N_r$, en comparaison au cas mono-antenne.

1.3 Space Time Bloc Code (STBC)

Le STBC fait partir de la famille des techniques exploitant la diversité temps espace à l'émission. Cette technique se base sur la diversité d'antennes à l'émission pour construire un schéma de transmission. A la réception, la détection des symboles transmis se fait en combinant différents signaux reçu consécutivement dans le temps.

Du point de vue historique, le premier schéma STBC et le plus simple a été proposé par S. M. Alamouti [11]. Il a présenté comme l'illustre la figure 1.2 deux systèmes de transmissions dotés d'une diversité de deux antennes en émission en considérant les cas d'un et de deux antennes en réception. Ces résultats sont très utilisés et cette technique est déjà introduite dans les standards de réseaux comme c'est le cas avec le W-CDMA et le CDMA-2000. On s'est servi de son schéma comme référence pour procéder à la généralisation aux cas beaucoup plus complexes de plusieurs antennes et même pour proposer une transmission différentielle adaptée.

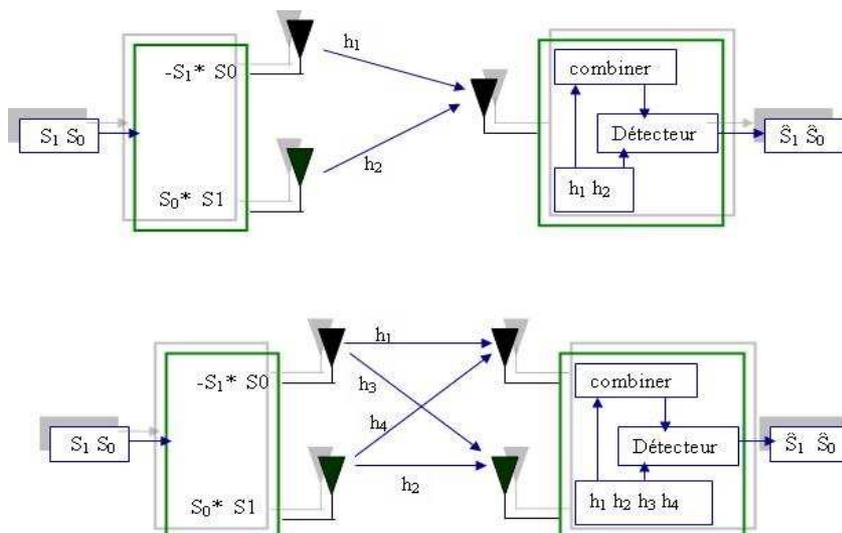


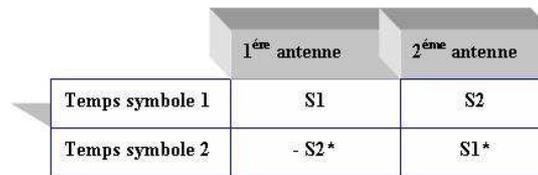
Figure 1.2 Système d'Alamouti

1.3.1 Schéma STBC d'Alamouti

Le schéma de transmission proposé par Alamouti [11] peut se résumer en trois grandes étapes : La première étape décrit la technique de codage de la séquence d'information à émettre. La deuxième étape explique la méthode de combinaison des signaux reçus afin de faciliter la détection des symboles transmis sur la base du maximum de vraisemblance qui constitue la dernière étape.

a) Schéma de codage et transmission de la séquence

La source d'information est passée dans le bloc de modulation de phase à deux états (BPSK : Binary Phase Shift Keying). On considère une période double de la période d'émission d'un symbole pour émettre, en deux temps et simultanément à travers les deux antennes, deux symboles consécutifs issus du bloc modulateur. Cela est résumé dans la figure 1.3.



	1 ^{ère} antenne	2 ^{ème} antenne
Temps symbole 1	S1	S2
Temps symbole 2	- S2*	S1*

Figure 1.3 Schéma du STBC d'Alamouti

b) Schéma de combinaison

On suppose que le canal est un canal de Rayleigh et que ces coefficients restent constants sur la période double considérée. En d'autres termes on a :

Cas d'une antenne de réception

Les paramètres du canal sont exprimés par

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{jq_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{jq_2} \end{aligned} \quad (1.10)$$

et les signaux reçus aux deux instants consécutifs sont donnés par r_1 et r_2 tels que

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (1.11)$$

où n_1 et n_2 sont des variables aléatoires complexes caractérisant le bruit interférent à la réception.

Le schéma de combinaison est celui du MRRC (Maximal-Ratio Receiver Combining) qui se traduit par :

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^*\end{aligned}\quad (1.12)$$

soit

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_1^* \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1 n_2 + h_2^* n_1\end{aligned}\quad (1.13)$$

Cas de deux antennes en réception

En suivant la même démarche et en considérant h_1, h_2, h_3, h_4 comme étant les coefficients du canal tel qu'indiqué par la figure 1.2, on a aux différentes antennes de réception les signaux dont l'indice coïncident avec la parité de l'antenne de réception :

$$\begin{aligned}r_1 &= h_1 s_1 + h_4 s_2 + n_1 \\ r_2 &= h_3 s_1 + h_2 s_2 + n_2 \\ r_3 &= -h_1 s_2^* + h_4 s_1^* + n_3 \\ r_4 &= -h_3 s_2^* + h_2 s_1^* + n_4\end{aligned}\quad (1.14)$$

En procédant de la même façon que précédemment, on obtient :

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_4 n_3^* + h_2^* n_2 + h_3 n_4^* \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2) s_2 - h_1 n_3^* + h_4^* n_1 - h_2 n_4^* + h_3^* n_2\end{aligned}\quad (1.15)$$

Si on a un nombre quelconque d'antenne en réceptions :

En désignant par j l'indice relatif à l'une des antennes de réception considérée, on peut mettre les deux signaux consécutifs reçus sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} r_1^j \\ (r_2^j)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{j,1} & -h_{j,2} \\ h_{j,2}^* & h_{j,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^j \\ (n_2^j)^* \end{bmatrix}\quad (1.16)$$

et

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= \sum_{j=1}^q (h_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^*) \\
 &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^q \alpha_{j,i}^2 s_1 + \sum_{j=1}^q h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^* \\
 \tilde{s}_2 &= \sum_{j=1}^q (h_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^*) \\
 &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^q \alpha_{j,i}^2 s_2 + \sum_{j=1}^q h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^*
 \end{aligned} \tag{1.17}$$

c) détection sur la base du Maximum de Vraisemblance (MV)

Pour les modulations M-PSK, les symboles de la constellation ont la même énergie. Ainsi, sur la base des combinaisons obtenues en (1.13), (1.15) et (1.17); le détecteur estime le symbole transmis en recherchant le symbole de la constellation du type de modulation réalisé dont l'écart quadratique est minimale.

C'est-à-dire :

$$\hat{s}_i = \arg \min_{s \in S} (d(\tilde{s}_i, s)) \quad i = 1; 2 \tag{1.18}$$

1.3.2 STBC généralisé

1.3.2.1 Architecture et Principe du codage

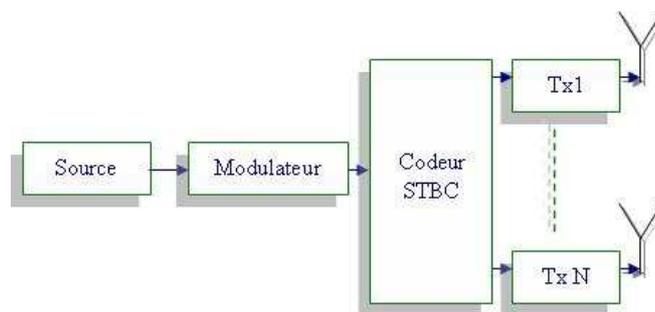


Figure 1. 4 Système émetteur STBC

La généralisation du concept d'Alamouti à un nombre quelconque d'antennes en émission a été réalisée par Tarokh et al [12]&[13]. Il a démontré l'existence d'autres codes orthogonaux STBC permettant d'assurer une diversité maximale en émission.

La figure 1. 4 décrit une source binaire qui nourrit un modulateur à la sortie duquel on obtient des symboles d'une constellation Ω . Le bloc de codage STBC a pour rôle d'assigner une matrice de code \mathbf{C} de taille $N \times P$ à une série de K symboles consécutifs issus du modulateur où P et N correspondent donc respectivement au temps nécessaire à la transmission des symboles et au nombre d'antennes en émission. Les éléments à transmettre par une antenne correspondent à une ligne et la colonne désigne les périodes d'envoi. Le codage STBC est suivi de la transmission simultanée par les N antennes.

On déduit de (1.1), le rendement du code orthogonal \mathbf{C} par :

$$R = \frac{K}{P} \quad (1.19)$$

Si chaque symbole représente m bits, l'efficacité spectrale serait :

$$\eta = \frac{Km}{P} \text{ bits / s / Hz} \quad (1.20)$$

L'obtention des codes orthogonaux d'une manière générale dépend des conditions suivantes :

Première condition

Les éléments de la matrice \mathbf{C} sont définis à partir d'une combinaison linéaire des symboles de la constellation ou de leurs conjugués.

Deuxième condition

Ces éléments sont choisis sur une base orthogonale telle que la $j^{\text{ème}}$ ligne notée X_j de la matrice \mathbf{C} dont les éléments sont affectés à une antenne d'émission donnée j doit être orthogonale à toutes les autres lignes de la matrice \mathbf{C} , c'est-à-dire le produit scalaire

$$X_i X_j = 0 \quad \text{si } i \neq j \quad i, j \in \{1, \dots, N\} \quad (1.21)$$

Par conséquent

$$\mathbf{C} \cdot \mathbf{C}^H = c \left(\sum_{i=1}^K |x_i|^2 \right) \mathbf{I}_N \quad (1.22)$$

où c est une constante donnée et x_i ($i=1, \dots, K$) la série des K symboles à transmettre, \mathbf{I}_N est la matrice identité de taille N et \mathbf{C}^H est la matrice transposée conjuguée de \mathbf{C} .

Ces conditions présentent le double avantage d'assurer une diversité maximale et la simplification du décodage en vue d'une meilleure détection.

1.3.2.2 Exemples de codes STBC

Les codes STBC doivent remplir les conditions énoncées en (1.21) et (1.22). On en déduit deux classes de codes STBC selon le type de modulation.

Il y a les codes STBC dont les éléments de la matrice \mathbf{C} sont des réels. C'est le cas lorsque le modulateur effectue une modulation d'impulsion en amplitude (PAM).

Exemples :

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$\mathbf{C}_7 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$\mathbf{C}_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Les indices de \mathbf{C} correspondent au nombre de lignes et au nombre d'antennes en émission. Les matrices carrées (1.24) et (1.26) sont des codes dont le rendement est 1. Dans les cas (1.23) et (1.25), la matrice n'est pas carrée et le rendement est alors inférieur à 1 conformément à (1.19).

La deuxième catégorie de codes STBC est celle dont les symboles de la constellation sont des complexes. On peut citer dans cette catégorie, les modulateurs M-PSK et MAQ (modulation d'amplitude en quadrature de phase). Le seul code dont le rendement est 1 est celui d'Alamouti ci-dessous (1.35). C'est dans ce seul cas que la matrice est carrée.

Il est aussi possible d'obtenir plusieurs codes différents de même dimension (1.28)-(1.30) et (1.31)-(1.32) par exemples.

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$\mathbf{C}_3^{comp} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$\mathbf{C}_3^h = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2} & \frac{x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*}{2} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$\mathbf{C}_3^{h'} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2^* & x_3^* & 0 \\ -x_2 & x_1^* & 0 & -x_3^* \\ -x_3 & 0 & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$\mathbf{C}_4^{comp} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$\mathbf{C}_4^h = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1 & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2} & \frac{x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*}{2} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_1 - x_1^* - x_2 - x_2^*}{2} & \frac{-x_1 - x_1^* - x_2 + x_2^*}{2} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Il faut remarquer aussi que les matrices de codes (1.31) et (1.32) par exemple, bien qu'ayant les même dimensions, n'ont pas le même rendement. Celui de (1.31) est de 1/2 alors que celui de (1.32) est de 3/4.

1.3.2.3 Ecriture généralisée de la matrice de code

Une matrice de code \mathbf{C} complexe peut se mettre sous la forme

$$\mathbf{C} = \sum_{k=1}^K x_k \mathbf{A}_k + x_k^* \mathbf{B}_k \quad (1.33)$$

où \mathbf{A}_k et \mathbf{B}_k sont des matrices de même taille que \mathbf{C} et dont les éléments sont -1 ; 0 ou 1.

Les éléments x_k et leurs conjugués font partie des K symboles issus du modulateur à transmettre. Les conditions d'orthogonalité imposées sont équivalentes à

$$\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^T + \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^T = \mathbf{I} \quad (1.34)$$

$$\mathbf{A}_k \mathbf{A}_l^T + \mathbf{B}_l \mathbf{B}_k^T = \mathbf{0} \quad l \neq k \quad (1.35)$$

$$\mathbf{A}_k \mathbf{B}_k^T = \mathbf{0} \quad (1.36)$$

$$\mathbf{A}_k \mathbf{B}_k^T + \mathbf{B}_l \mathbf{A}_l^T = 0 \quad (1.37)$$

Nous allons nous servir de (1.33) pour présenter la méthode de décodage STBC dans le cadre général.

1.3.2.4 Décodage STBC généralisé

On considère que nous avons M antennes en réception et N antennes en émission. Nous supposons un canal à évanouissement et non sélectif en fréquence. La matrice de canal que nous noterons \mathbf{h} a donc pour dimension (N, M) .

Le système peut se mettre sous la forme matricielle :

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (1.38)$$

où \mathbf{n} de dimension $P \times M$ caractérise le bruit blanc et \mathbf{y} est aussi une matrice de dimension $(P \times M)$.

On notera par

$$\mathbf{h}_j = [\mathbf{h}_{j,1}, \dots, \mathbf{h}_{j,N}]^T \quad (1.39)$$

de dimension $(N \times 1)$, les coefficients de la matrice entre les N antennes d'émission et l'antenne de réception désignée par j de manière qu'on puisse écrire l'expression du signal reçu par celle-ci sous la forme matricielle :

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{X}\mathbf{h}_j + \mathbf{n}_j \quad (1.40)$$

$$E(\mathbf{n}_j^H \mathbf{n}_j) = \sigma^2 \mathbf{I}_P \quad (1.41)$$

Les éléments \mathbf{y} , \mathbf{h} et \mathbf{n} de peuvent être explicités par

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_j, \dots, \mathbf{y}_M]_{(P,N)} \quad (1.42)$$

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_j, \dots, \mathbf{h}_M]_{(N,M)} \quad (1.43)$$

$$\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_j, \dots, \mathbf{n}_M]_{(P,M)} \quad (1.44)$$

L'algorithme du maximum de vraisemblance qui minimise la métrique de décision en fonction des symboles reçus sur l'ensemble des antennes de réception dans le cas où on suppose que le

récepteur a une parfaite estimation des paramètres du canal est donné par :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{C}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \left(\sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P \left| \mathbf{r}_{p,m} - \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{c}}_{p,n} \mathbf{h}_{n,m} \right|^2 \right) \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \left(\sum_{m=1}^M \left| \mathbf{r}_m - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m \right|^2 \right)\end{aligned}\quad (1.45)$$

ξ désigne l'ensemble de tous les mots de code STBC possibles formés à partir de $|\Omega|^K$.

Développons (1.45), on obtient :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{C}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \sum_{m=1}^M (\mathbf{r}_m - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m)^H (\mathbf{r}_m - \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m) \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \sum_{m=1}^M (\mathbf{r}_m^H \mathbf{r}_m - \mathbf{r}_m^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m - \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \mathbf{r}_m + \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m) \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \sum_{m=1}^M (-\mathbf{r}_m^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m - \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \mathbf{r}_m + \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m)\end{aligned}\quad (1.46)$$

Sachant (1.22), on en déduit que

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{C}} \in \xi} \sum_{m=1}^M (-\mathbf{r}_m^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m - \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \mathbf{r}_m + \rho \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m) \quad (1.47)$$

où

$$\rho = \sum_{k=1}^K |x_k|^2 \quad (1.48)$$

Posons

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \sum_{m=1}^M (\mathbf{r}_m^H \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{h}_m + \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{C}}^H \mathbf{r}_m) \\ \Phi_2 &= \sum_{m=1}^M \rho \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m\end{aligned}\quad (1.49)$$

$$\Phi = -\Phi_1 + \Phi_2 \quad (1.50)$$

Φ_1 est un scalaire qui dépend de \tilde{C} , on peut le mettre pratiquement sous la forme suivante

$$\Phi_1 = \sum_{k=1}^K (q_k^* x_k + q_k x_k^*) \quad (1.51)$$

où q_k désigne un nombre complexe.

Φ_2 peut aussi être mis sous la forme :

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \rho \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m \right) \\ &= \left(\sum_{k=1}^K |x_k|^2 \right) H \end{aligned} \quad (1.52)$$

De (1.51) et (1.52), on peut réécrire (1.50) sous la forme :

$$\Phi = \sum_{k=1}^K \Phi_k \quad (1.53)$$

avec

$$\Phi_k = (|x_k|^2 H - (q_k^* x_k + q_k x_k^*)) \quad (1.54)$$

dépendant que de x_k .

Cela rend les métriques indépendantes et on peut alors les calculer séparément:

$$\hat{x}_k = \arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} (\Phi_k) \quad (1.55)$$

Il est possible de reprendre (1.54) et (1.55) sous la forme

$$\arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} (\Phi_k) = \arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} \left(H(|x_k|^2 - \frac{q_k^*}{H} x_k - \frac{q_k}{H} x_k^*) + \frac{|q_k|^2}{H^2} \right) - \frac{|q_k|^2}{H} \quad (1.56)$$

soit

$$\arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} (\Phi_k) = \arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} \left(H \left| \tilde{x}_k - \frac{q_k}{H} \right|^2 - \frac{|q_k|^2}{H} \right) \quad (1.57)$$

d'où

$$\hat{x}_k = \arg \min_{\tilde{x}_k \in \Omega} (|\tilde{x}_k - q'_k|^2) \quad (1.58)$$

avec

$$q'_k = \frac{q_k}{H} \quad (1.59)$$

Sur la base des valeurs de q'_k qui peuvent être calculées par le décodeur STBC, il devient alors facile d'estimer les symboles émis.

1.4 STBC différentiel

Dans la procédure de détection des symboles émis à la réception, on estime le canal lorsque celui-ci n'est pas connu par le récepteur. Deux méthodes sont alors généralement utilisées. La première, la méthode dite cohérente, la plus simple et la plus répandue, est celle qui utilise les paramètres du canal déterminés par une séquence d'entraînement ou des symboles pilotes. Ceci présente l'inconvénient de diminuer le débit utile offert à l'utilisateur.

Étant donné que dans tous les cas cités précédemment, l'estimation du canal n'est pas toujours précise dans la réalité, la deuxième méthode présente la possibilité d'une détection dite non

cohérente du symbole sans estimation de canal a été introduite dans [14]-[15]. Elle est basée sur la modulation différentielle.

Ayant fait ses preuves dans le cas des systèmes SISO (Single Input Single Output), elle a d'abord été adaptée au cas du système d'Alamouti [15]-[16] puis généralisée à tous les cas STBC [17]-[19]. Dans un premier temps, nous donnerons un aperçu de la détection basée sur la modulation différentielle dans les milieux non sélectifs en fréquence, que nous allons étendre ensuite aux cas des milieux sélectifs en fréquence.

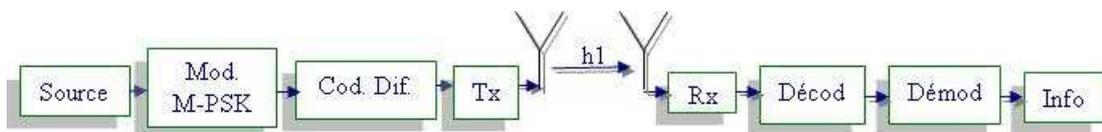


Figure 1.5 Synoptique d'une liaison mono-antennes

1.4.1 Codage STBC différentiel pour un canal non sélectif en fréquence

1.4.1.1 Codage différentiel M-PSK dans un système mono antenne

On considère un système de type point à point (figure 1.5) où les éléments binaire b_1, b_2, b_3, \dots à la sortie de la source sont modulés en symboles M-PSK x_1, x_2, x_3, \dots par groupe de m bits successifs.

La modulation différentielle M-PSK consiste à faire correspondre à la suite des symboles modulés en M-PSK, des symboles s_1, s_2, s_3, \dots , de manière à ce qu'un symbole s_t modulé en différentiel M-PSK s'exprime par un produit du symbole obtenu en modulation différentiel et du symbole M-PSK qui est à l'entrée de ce bloc de modulation différentiel. Soit :

$$s_t = s_{t-1} * x_t \quad (1.60)$$

Le premier symbole s_0 est supposé connu d'avance pour le décodage.

Le modèle du système est :

$$y_t = h_1 s_t + b_t \quad (1.61)$$

Où h_1 est le coefficient du canal supposé constant sur le double de la période d'un symbole, s_t est le symbole émis à l'instant t , b_t caractérise le bruit blanc de moyenne nulle et de variance σ_b^2 .

A la réception, si l'on néglige le bruit c'est-à-dire si

$$y_t = h_1 s_t \quad (1.62)$$

Le décodage peut alors se faire sur la base de deux symboles consécutifs, on a :

$$\begin{aligned} y_{t-1}^* y_t &= (h_1 s_{t-1})^* (h_1 s_t) \\ &= |h_1|^2 s_{t-1}^* s_t \\ &= |h_1|^2 x_t \end{aligned} \quad (1.63)$$

Soit pour x_t , si $\theta_t = \arg(x_t) = \arg(y_{t-1}^* y_t)$ alors $x_t = e^{j\theta_t}$.

Ainsi pour détecter le symbole envoyé, on n'a pas besoin d'estimer le canal si on suppose qu'il reste constant sur au moins deux symboles consécutifs.

1.4.1.2 Codage différentiel STBC introduit par V. Tarokh

Le codage différentiel spatio-temporel a été introduit par V. Tarokh et al [14]-[15]. L'existence de la détection différentielle pour une antenne de transmission ne nécessitant pas l'utilisation de symbole pilotes ni la connaissance du canal a motivé l'extension de cette méthode de détection aux cas d'antennes multiples.

Dans le cas du système classique d'Alamouti, les coefficients du canal étant connus, on procède au décodage basé sur le maximum de vraisemblance en utilisant la matrice orthogonale de la matrice du canal pour une détection cohérente.

La méthode de codage spatio-temporel pour une détection non-cohérente a d'abord été développée pour les modulations M-PSK [14] puis généralisée aux modulations unitaires espace temps et aux groupes de codes orthogonaux [15]- [17]. Nous allons présenter le schéma proposé par V. Tarokh et H. Jafarkhani [15] mais il y a aussi celui proposé par V. Tarokh, S. Alamouti et P. Poon qui est beaucoup plus simple et qui constitue une déduction plus directe du cas mono antenne [14].

Le schéma d'encodage différentiel pour deux antennes d'émission et une antenne de réception décrit par la figure 1. 6 considère deux temps d'envoi d'un même couple de symboles de base comme dans le cas classique du schéma d'Alamouti.

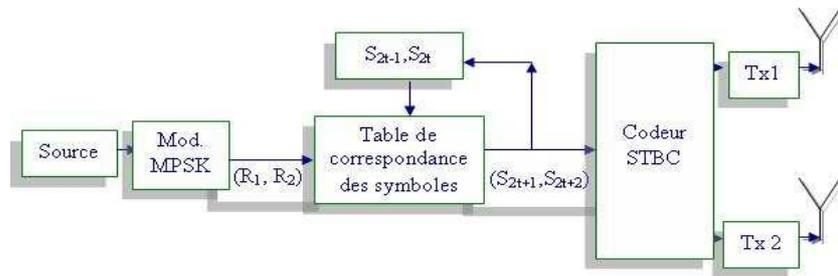


Figure 1. 6 Emetteur STBC différentiel

Pour un couple donné de symboles (s_{2t-1}, s_{2t}) de la constellation BPSK par exemple, les vecteurs de coordonnées (s_{2t-1}, s_{2t}) et $(-s_{2t}^*, s_{2t-1}^*)$ sont orthogonaux et de même dimension. Ils peuvent donc servir de base pour représenter de manière unique un vecteur donné χ de

coordonnées (s_{2t+1}, s_{2t+2}) dans la base orthonormée $\{(1 \ 0), (0 \ 1)\}$ en lui faisant correspondre les nouvelles coordonnées suivantes :

$$\begin{cases} R_1 = s_{2t+1}s_{2t-1}^* + s_{2t+2}s_{2t}^* \\ R_2 = -s_{2t+1}s_{2t} + s_{2t+2}s_{2t-1} \end{cases} \quad (1.64)$$

Si (R_1, R_2) sont connus, on peut déterminer de manière unique (s_{2t+1}, s_{2t+2}) par la relation

$$(s_{2t+1}, s_{2t+2}) = R_1(s_{2t-1}, s_{2t}) + R_2(-s_{2t}^*, s_{2t-1}^*) \quad (1.65)$$

Le couple (R_1, R_2) dépend du groupe de bits entrant et du couple (s_{2t-1}, s_{2t}) . A cet effet la relation de bijection entre les différents couples (R_1, R_2) et (s_{2t-1}, s_{2t}) est établi d'avance pour le codage [15]. La procédure d'émission peut être résumée sur la figure 1. 7 ci -dessous:

	1 ^{ère} antenne	2 ^{ème} antenne
Temps symbole 2t-1	S_{2t-1}	S_{2t}
Temps symbole 2t	$-(S_{2t})^*$	$(S_{2t-1})^*$
Temps symbole 2t+1	S_{2t+1}	S_{2t+2}
Temps symbole 2t+2	$-(S_{2t+2})^*$	$(S_{2t+1})^*$

Figure 1. 7 Description de l'envoi des couples de symboles

1.4.1.3 Décodage différentiel STBC (2,1)

Les signaux reçus aux quatre instants successifs $2t-1, 2t, 2t+1, 2t+2$ se présentent comme suit :

$$\begin{cases} r_{2t-1} = h_1 s_{2t-1} + h_2 s_{2t} + n_{2t-1} \\ r_{2t} = -h_1 s_{2t}^* + h_2 s_{2t-1}^* + n_{2t} \\ r_{2t+1} = h_1 s_{2t+1} + h_2 s_{2t+2} + n_{2t+1} \\ r_{2t+2} = -h_1 s_{2t+2}^* + h_2 s_{2t+1}^* + n_{2t+2} \end{cases} \quad (1.66)$$

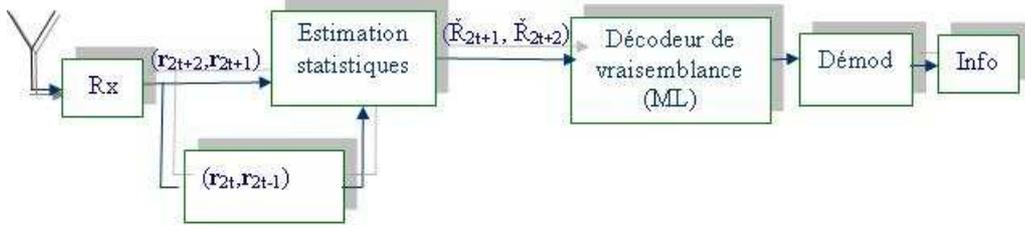


Figure 1. 8 Décodeur différentiel STBC

En posant

$$\mathbf{h} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2^* \\ h_2 & -h_1^* \end{pmatrix} \quad (1.67)$$

et

$$\mathbf{N}_{2t-1} = \begin{bmatrix} n_{2t-1} & n_{2t}^* \end{bmatrix}; \mathbf{N}_{2t} = \begin{bmatrix} n_{2t} & -n_{2t-1}^* \end{bmatrix}; \mathbf{N}_{2t+1} = \begin{bmatrix} n_{2t+1} & n_{2t+2}^* \end{bmatrix} \quad (1.68)$$

on obtient les combinaisons que sont :

$$\begin{bmatrix} r_{2t-1} & r_{2t}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{2t-1} & s_{2t} \end{bmatrix} \mathbf{h} + \mathbf{N}_{2t-1} \quad (1.69)$$

$$\begin{bmatrix} r_{2t+1} & r_{2t+2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{2t+1} & s_{2t+2} \end{bmatrix} \mathbf{h} + \mathbf{N}_{2t+1} \quad (1.70)$$

$$\begin{bmatrix} r_{2t} & -r_{2t-1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -s_{2t}^* & s_{2t-1}^* \end{bmatrix} \mathbf{h} + \mathbf{N}_{2t} \quad (1.71)$$

Par combinaison des expressions (1.69) à (1.71), on a :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_1 &= \begin{bmatrix} r_{2t+1} & r_{2t+2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{2t-1} & r_{2t}^* \end{bmatrix}^H \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)(s_{2t+1}s_{2t-1}^* + s_{2t+2}s_{2t}^*) + \tilde{\mathbf{N}}_1 \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)R_1 + \tilde{\mathbf{N}}_1 \end{aligned} \quad (1.72)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_2 &= \begin{bmatrix} r_{2t+1} & r_{2t+2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{2t} & -r_{2t-1}^* \end{bmatrix}^H \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)(-s_{2t+1}s_{2t} + s_{2t+2}s_{2t-1}) + \tilde{\mathbf{N}}_2 \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)R_2 + \tilde{\mathbf{N}}_2 \end{aligned} \quad (1.73)$$

avec

$$\tilde{N}_1 = [s_{2t+1} \quad s_{2t+2}] \mathbf{h} \mathbf{N}_{2t-1}^H + \mathbf{N}_{2t+1} \mathbf{h}^H [s_{2t-1} \quad s_{2t}]^H + \mathbf{N}_{2t+1} \mathbf{N}_{2t-1}^H \quad (1.74)$$

$$\tilde{N}_2 = [s_{2t+1} \quad s_{2t+2}] \mathbf{h} \mathbf{N}_{2t}^H + \mathbf{N}_{2t+1} \mathbf{h}^H [-s_{2t}^* \quad s_{2t-1}^*]^H + \mathbf{N}_{2t+1} \mathbf{N}_{2t}^H \quad (1.75)$$

On en déduit que :

$$(\tilde{R}_1, \tilde{R}_2) = (|h_1|^2 + |h_2|^2)(R_1, R_2) + (\tilde{N}_1, \tilde{N}_2) \quad (1.76)$$

La connaissance de $(|h_1|^2 + |h_2|^2)$ permet, en utilisant le maximum de vraisemblance, d'estimer les coefficients (R_1, R_2) et, sur cette base, de détecter les symboles émis.

1.4.2 Transmission différentielle basée sur la modulation unitaire espace temps

Une forme de généralisation de la transmission différentielle à l'ensemble des systèmes MIMO a été proposée par l'introduction du concept de modulation unitaire espace temps [19]&[21]. Elle est basée sur la définition de M matrices carrées unitaires distinctes de taille correspondant au nombre $N_{ém}$ d'antennes à l'émission. On peut les définir par

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_M; M = 2^{\eta N_{ém}} \\ \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H = \mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i = \mathbf{I}_{N_{ém}} \end{cases} \quad (1.77)$$

où $\mathbf{I}_{N_{ém}}$ est la matrice identité et η correspond à l'efficacité spectrale en bits/s/Hz.

Le schéma de transmission illustré par la figure suivante se résume en trois étapes.

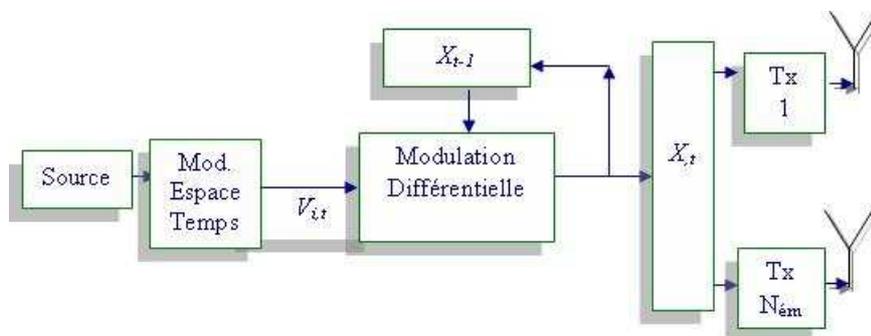


Figure 1. 9 Emetteur MIMO basé sur la modulation différentielle espace temps

Les éléments binaires issus de la source entrent dans le bloc de modulation spatio-temporel qui fait correspondre à une suite de $\eta N_{ém}$ bits, une matrice V_i . L'ordre de la modulation est M , correspondant au nombre de matrices unitaires. Ensuite vient la modulation différentielle comme dans le cas simple du point à point mais la différence ici est la dimension des éléments qui sont des matrices au lieu d'être des scalaires. Au début de la transmission, la première matrice de référence à transmettre est la matrice identité $I_{N_{ém}}$.

Supposons un indice de modulation donné t , la matrice X_t à la sortie du bloc de modulation différentiel dépend à la fois de la matrice précédemment transmise X_{t-1} et de la matrice $V_{i,t}$ fournie par le modulateur espace temps unitaire.

Soit :

$$X_t = X_{t-1} V_{i,t} \quad (1.78)$$

L'expression du signal reçu dans un environnement non sélectif en fréquence est donnée par

$$Y_t = H X_t + N_t \quad (1.79)$$

où H est une matrice de dimension $(M_{réc}, N_{ém})$ en supposant que le système est doté de $M_{réc}$ antennes en réception et que N_t caractérise le bruit blanc.

La démodulation se fait de manière similaire à (1.63) :

$$\begin{aligned} Y_t &= H X_t + N_t \\ &= H X_{t-1} V_{i,t} + N_t \\ &= (Y_{t-1} - N_{t-1}) V_{i,t} + N_t \\ &= (Y_{t-1}) V_{i,t} + \underbrace{N_t - N_{t-1} V_{i,t}}_{N'_t} \end{aligned} \quad (1.80)$$

Les éléments de la matrice $V_{i,t}$ peuvent être alors estimés, par conséquent les éléments binaires transmis, à partir des signaux consécutifs reçus correspondant aux indices t et $t-1$ en recherchant la matrice V_l qui maximise la norme de $Y_{t-1} + Y_t V_l^H$ prise au sens de Frobenius.

La démodulation différentielle revient donc à rechercher les symboles par l'algorithme du maximum de vraisemblance :

$$\hat{x}_t = \underset{l \in Q}{\text{arg max}} \left\| Y_{t-1} + Y_t V_l^H \right\| \quad (1.81)$$

Q définit l'ensemble des indices de la matrice V permettant de déterminer le groupe de bits correspondant de la modulation espace temps. Il faut remarquer ici que la variance du bruit résultant dans (1.81) serait le double du cas où la démodulation serait cohérente. On pourrait donc s'attendre à un écart de 3 dB en moins au niveau des performances de ces systèmes.

1.4.3 Groupe de codes espace temps différentiel

Avec la modulation espace temps unitaire, les matrices issues de la modulation sont toutes carrées de taille égale au nombre d'antennes en émission. Une autre approche consiste à générer des matrices de codes rectangulaires à partir d'une constellation β donnée et d'un groupe de matrices carrées unitaires tel que le nombre de temps de transmission par bloc des éléments de la matrice de code soit supérieure au nombre d'antennes en émission [22].

Soit \mathcal{V} un groupe de matrice carrée unitaire de taille $L \geq N_{ém}$. On admet qu'il existe une matrice rectangulaire $(N_{ém}, L)$ D (tel que $D \cdot D^H = L I_{N_{ém}}$) dont le produit avec l'une quelconque des matrices V du groupe \mathcal{V} génère une matrice rectangulaire E dont les éléments sont des symboles de la constellation du type de modulation choisie.

$$E = DV, \quad E \in \beta^{N_{ém} \cdot L} \quad (1.82)$$

Chaque matrice E issue du produit DV correspond à un mot de code espace temps. Le schéma de transmission illustré par la figure est similaire à celui de la modulation espace temps unitaire et la matrice qui initialise la transmission est la matrice D .

	Source	Mod. Espace Temps	Mod. Différentielle
Temps 0		D	$X_0 = D$
Temps 1	S_1	V_1	$X_1 = DV_1$
Temps 2	S_2	V_2	$X_2 = DV_1 V_2$
Temps
Temps t	S_t	V_t	$X_t = X_{t-1} V_t$
Temps t+1	S_{t+1}	V_{t+1}	$X_{t+1} = X_t V_t V_{t+1}$
Temps

Figure 1. 10 Groupe de codes Espace temps différentiel

Exemples :

Considérons un émetteur équipé de deux antennes et une modulation QPSK constituée des symboles $\{1, j, -1, -j\}$. On peut obtenir un groupe de codes si on choisit $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ et

$$\mathcal{V} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (1.83)$$

Le codage différentiel est donné par :

$$\mathbf{X}_t = \mathbf{X}_{t-1} \mathbf{V}_{i,t} \quad (1.84)$$

1.4.4 Cas des milieux sélectifs en fréquence

Dans les milieux sélectifs en fréquence, plusieurs solutions existent dans la littérature, nous allons présenter ici celle qui combine l'OFDM au STBC différentiel. Pour faciliter une manipulation matricielle de ce schéma de transmission, le schéma de transmission différentiel [14] a été repris sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -\bar{x}_2 & \bar{x}_1 \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{temps} \\ \downarrow \text{espace} \end{matrix} \quad (1.85)$$

où la notation $\overline{(\cdot)}$ correspond à la transposée conjuguée. Ce qui permet d'obtenir l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} y_1 & y_2 \\ -\bar{y}_2 & \bar{y}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ -\bar{h}_2 & -\bar{h}_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -\bar{x}_2 & \bar{x}_1 \end{pmatrix} + \text{bruit} \quad (1.86)$$

et une modulation différentielle de la forme :

$$\mathbf{X}(k) = \bar{\mathbf{X}}^{-1}(k-1) \mathbf{U}(k) \quad (1.87)$$

où

$$\mathbf{U}(k) = \begin{pmatrix} u_1(k) & u_2(k) \\ -\bar{u}_2(k) & \bar{u}_1(k) \end{pmatrix} \quad (1.88)$$

représente une mise en forme matricielle suivant (1.85) d'un bloc de symboles d'index ' k ' noté $\mathbf{u}(k)=[u_1(k), u_2(k)]$ de la source et $\mathbf{X}(k)$ la matrice transmise correspondante.

L'expression (1.86) pour deux séquences reçues en absence de bruit dans le cas où les paramètres du canal sont supposés presque constants, se résume à :

$$\bar{\mathbf{Y}}(k-1)\mathbf{Y}(k) = \|\mathbf{h}\|^2 \bar{\mathbf{X}}(k-1)\mathbf{X}(k) \quad (1.89)$$

avec

$$\|\mathbf{h}\|^2 = (|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2) \quad (1.90)$$

Pour revenir aux milieux sélectifs en fréquence, le signal reçu dans le domaine temporel à l'instant t est une somme du signal émis à cet instant et des signaux retardés à cause du phénomène de trajet multiples. Si on considère L comme étant l'ordre de sélectivité du canal, cela revient à écrire :

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}(l)\mathbf{X}(t-l) + \mathbf{bruit}(t) \quad (1.91)$$

On procède à un réarrangement des symboles à transmettre en deux blocs pour chaque antenne de manière à ce que le premier bloc ne contienne que les éléments de la première colonne de (1.87) et que le deuxième bloc contienne les éléments de la deuxième colonne disposée dans le même ordre.

Ensuite, on applique à chacun de ces blocs une transformation préalable IDFT taille P du bloc puis on ajoute le préfixe cyclique juste avant l'émission afin d'éviter l'interférence inter bloc à la réception. Du côté de la réception, on démodule par l'application de la DFT à la réception après la suppression du préfixe cyclique.

En considérant les différentes porteuses, on retrouve une expression similaire à (1.86) comme suit :

$$\begin{pmatrix} Y_1(m) & Y_2(m) \\ -\bar{Y}_2(m) & \bar{Y}_1(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_1(m) & H_2(m) \\ -\bar{H}_2(m) & -\bar{H}_1(m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1(m) & X_2(m) \\ -\bar{X}_2(m) & \bar{X}_1(m) \end{pmatrix} + \mathbf{bruit} \quad (1.92)$$

où m est l'indice de la porteuse et \mathbf{H}_1 et \mathbf{H}_2 sont les réponses fréquentielles de \mathbf{h}_1 et \mathbf{h}_2 respectivement pour P porteuses.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= [H_1(1), \dots, H_1(m), \dots, H_1(P)] \\ \mathbf{H}_2 &= [H_2(1), \dots, H_2(m), \dots, H_2(P)] \end{aligned} \quad (1.93)$$

1.5 Les codes spatio-temporels en treillis

Les codes spatio-temporels en treillis constituent une forme de généralisation aux systèmes d'antennes multiples MIMO (Multiple Input Multiple Output) des codes en treillis utilisés dans les systèmes mono antennes (SISO : Single Input Single Output). En fait, le treillis est une forme de représentation des codes convolutifs. Ce sont des codes qui ont l'avantage d'améliorer les performances du système par un gain de codage en comparaison avec le STBC où ce gain est nul bien que ce dernier présente un gain de diversité optimal.

Le codage convolutif consiste à introduire dans une chaîne binaire, ou de symboles à transmettre, une forme de redondance logique pour réduire les effets de bruit. C'est une logique combinatoire constituée de générateurs linéaires de fonctions algébriques. Cette logique conduit donc à une constellation de séquences possibles susceptibles d'être transmises.

L'expression asymptotique du gain de codage en comparaison avec un système non codé ayant une même largeur de bande est donnée par

$$G = 10 \log_{10} \frac{d_{E,\min}^2}{d_u^2} \text{ (dB)} \quad (1.94)$$

où d_u est la distance euclidienne du système non codé et $d_{E,\min}$ la distance euclidienne minimale entre tous les mots de codes possibles du codeur convolutif.

Les systèmes codés à faible SNR atteignent les performances des systèmes non codés à SNR plus élevé. Les erreurs éventuelles de décodage à fort SNR sont celles liées à la distance euclidienne minimale.

Les performances du codage convolutif sont meilleures si on arrive à augmenter la distance euclidienne entre les séquences possibles de manière à sélectionner sans ambiguïté sur cette base la séquence la plus probable qui est transmise par le système émetteur. Pour y arriver, on est obligé de réduire le nombre de ces séquences en augmentant la redondance et en la compensant par une modulation en symboles ayant une efficacité spectrale aussi élevée que possible. Ainsi le rendement du système se trouve amélioré.

Les codes convolutifs sont basés sur la convolution discrète. Il ressort de cette forme de codage une certaine corrélation entre les symboles transmis dans le but essentiel de permettre une correction substantielle donc un gain de codage au niveau de la chaîne reçue.

1.5.1 Codes convolutifs

Un codeur convolutif est constitué de registres à décalage binaires. Il y a plusieurs catégories de codes convolutifs.

❖ Codes convolutifs systématiques (Systematic Convolutional codes)

Les codes convolutifs systématiques dont les mots de codes présentent la structure suivante :

$$\mathbf{C} = [m_1 y_1 m_2 y_2 m_3 y_3 \dots m_i y_i \dots] \quad (1.95)$$

où $m_1, m_2, m_3, \dots, m_i, \dots$ représentent les symboles du message de source et $y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots$ les symboles utilisés pour le contrôle. On peut constater à chaque fois que l'un des bits de sortie est identique au bit d'entrée.

Exemple : Pour la figure ci dessous m_i est identique à la source et

$$y_i = m_i + m_{i-1} + m_{i-3} \quad (1.96)$$

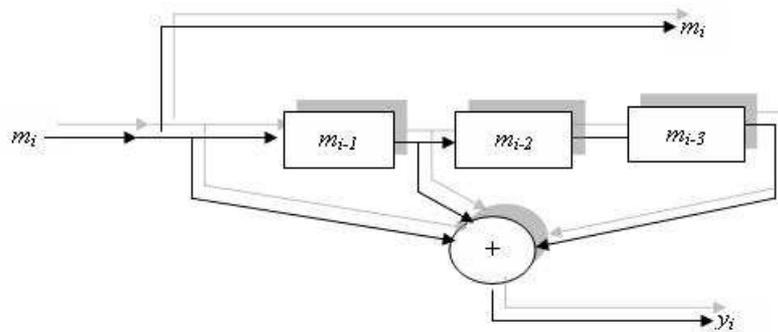


Figure 1. 11 Circuit de code convolutif systématique de mémoire d'ordre 3 et de rendement $\frac{1}{2}$

❖ Codes convolutifs non systématiques (NCS : Non Systematic Convolutional codes)

Les codes convolutifs non systématiques sont caractérisés par un mélange entre les symboles du message de source et les symboles de contrôle. Le mot de code a dans ce cas la structure suivante :

$$\mathbf{C} = [c_1 c_2 \dots c_i \dots] \quad (1.97)$$

Les codes NCS présentent l'avantage en comparaison avec les codes systématiques de fournir plus d'information sur les bits du message au travers de plusieurs bits ou symboles codés. Ce qui facilite à priori d'avantage la correction des erreurs. Cependant, en pratique, on constate que les codes non systématiques ont les mêmes performances que les codes systématiques.

Exemple : pour la figure 1. 12, le code est donné par

$$\begin{cases} c_{i,1} = m_i + m_{i-2} \\ c_{i,2} = m_i + m_{i-1} + m_{i-2} \end{cases} \quad (1.98)$$

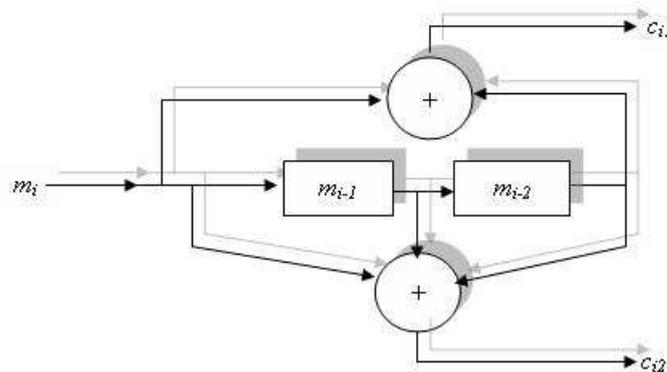


Figure 1. 12 Codeur convolutif non systématique de mémoire d'ordre 2 et de rendement $\frac{1}{2}$

❖ *Les codes convolutifs récursifs* (Recursive Convolutional codes)

Dans un codeur récursif, la séquence qui passe dans les registres à décalages est alimentée par le contenu de ces registres. Dans le cadre des études sur les turbo-codes, les codes systématiques récursifs utilisés en concaténation parallèle présentent la particularité de pouvoir atteindre la limite de Shannon. Nous en donnons un exemple dans la figure ci-dessous.

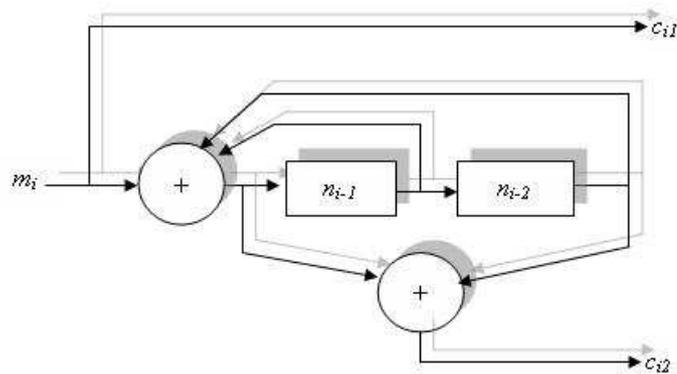


Figure 1. 13 Codeur convolutif systématique récursif (RSC) de mémoire d'ordre 2 et de rendement 1/2

❖ Code convolutif non récursif

Dans un codeur convolutif non récursif, la séquence qui alimente les registres à décalages est fonction essentiellement des bits issus de la source. Les circuits des figure 1. 11 et figure 1. 12 correspondent à ceux des codeurs convolutifs non récursifs.

1.5.2 Représentation des codes convolutifs

Plusieurs méthodes sont utilisées pour représenter les codes convolutifs. On peut les regrouper en deux. Il s'agit de la forme algébrique utilisant le polynôme générateur ou de la matrice génératrice ou encore de la forme graphique et enfin de la représentation en treillis.

Une forme algébrique de codage est déjà exprimée à travers (1.96) et (1.98). Si le message de la source est noté \mathbf{m} et le message codé \mathbf{c} , l'opération de codage revient au produit de convolution :

$$\mathbf{c} = \mathbf{m} * \mathbf{g} \quad (1.99)$$

Où \mathbf{g} est appelé polynôme générateur du code.

Un code peut donc être caractérisé par un polynôme qui engendre le mot codé. Il est baptisé « polynôme générateur » et noté $g(x)$. Le plus souvent, le message codé est obtenu par le produit entre le polynôme associé au message et le polynôme générateur.

Ceci s'applique généralement lorsqu'il s'agit d'une convolution discrète. Dans certain cas comme celui des codes systématiques, le code peut s'obtenir par le reste d'une division.

On exprime le message binaire de taille K à l'entrée du codeur sous la forme d'un polynôme de degré $K-1$

$$m(D) = m_0 + m_1D + m_2D^2 + \dots + m_jD^j + \dots + m_{K-1}D^{K-1} \quad (1.100)$$

Pour un codeur (N, K) où N désigne la taille de l'information codée, le degré du polynôme générateur est $M=N-K$, soit :

$$g(D) = g_0 + g_1D + g_2D^2 + \dots + g_jD^j + \dots + g_{N-K-1}D^{N-K-1} \quad (1.101)$$

Le message codé des bits suivant s'obtient par K décalages à chaque fois du polynôme générateur au fur et à mesure de l'entrée des bits.

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= g_0 \quad g_1 \dots g_{N-K-1} \\ &= 0 \dots 0 \quad g_0 \quad g_1 \dots g_{N-K-1} \quad 0 \dots 0 \\ &\vdots \end{aligned} \quad (1.102)$$

On peut également passer à la forme matricielle en assimilant \mathbf{m} et \mathbf{g} à des matrices.

$$\mathbf{m} = [m_0, m_1, m_2, \dots, m_{K-1}] \quad (1.103)$$

$$\mathbf{g} = [g_0, g_1, \dots, g_{N-K-1}] \quad (1.104)$$

Pour une séquence donnée la matrice génératrice équivalente à (1.101) se présente sous la forme

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_0 & g_1 \dots g_{N-K-1} & 0 & \dots \\ 0 \dots 0 & g_0, \dots, g_{N-K-1} & g_{N-K-1} & 0 \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & g_0 & g_1 \dots g_{N-K-1} \end{pmatrix} \quad (1.105)$$

La forme graphique comprend les schémas de circuits déjà utilisés aussi dans les figure 1. 11, figure 1. 12 et figure 1. 13 puis le diagramme des états de transition et la représentation en treillis qui sera développée dans la sous section suivante. Nous allons juste donner un exemple pour le diagramme des états de transition d'un codeur convolutif dans ce paragraphe. Le cas du treillis fera l'objet du paragraphe suivant.

Considérons le codeur convolutif systématique récursif $(5,7)$ de la figure 1. 14 ci-contre

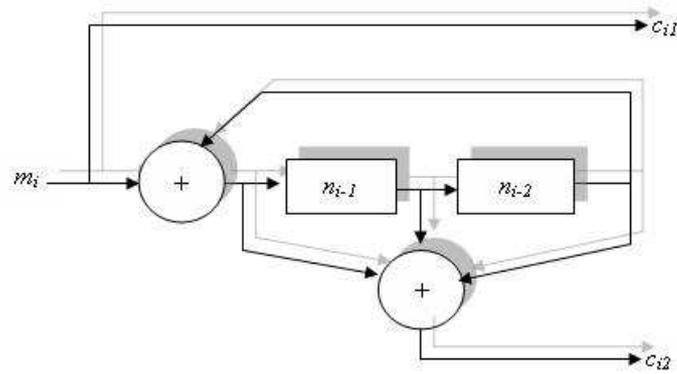


Figure 1. 14 Codeur convolutif systématique récursif (5,7)

Les valeurs prises par n_{i-1} et n_{i-2} révèlent l'état courant du codeur

$$\begin{cases} c_{i,1} = m_i \\ c_{i,2} = (m_i + n_{i-2}) + n_{i-1} + n_{i-2} \end{cases} \quad (1.106)$$

On peut résumer le comportement du codeur par la figure ci dessous :

$S_t = 00$			$S_t = 01$		
$C_{i,1}$	S_{t+1}	$C_{i,2}$	$C_{i,1}$	S_{t+1}	$C_{i,2}$
0	00	0	0	10	0
1	10	1	1	00	1

$S_t = 10$			$S_t = 00$		
$C_{i,1}$	S_{t+1}	$C_{i,2}$	$C_{i,1}$	S_{t+1}	$C_{i,2}$
0	01	1	0	11	1
1	11	0	1	01	0

Figure 1. 15 Entrées/sorties du codeur convolutif systématique récursif (5,7)

Ces différents comportements sont aussi résumés par le diagramme suivant appelé diagramme des états.

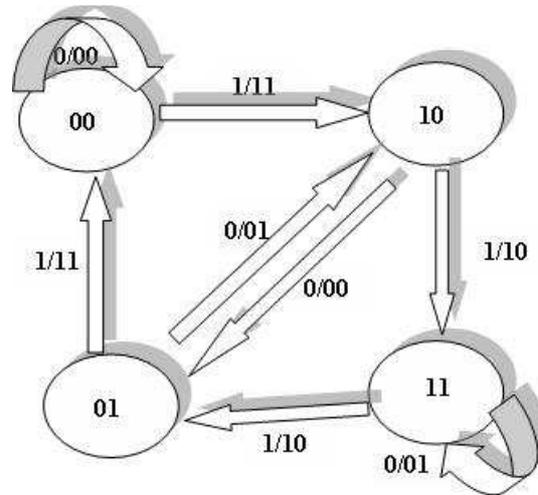


Figure 1. 16 Diagramme des états correspondant à la figure 1. 14

Ces différentes représentations sont complémentaires d'un point de vue illustration mais de toutes, la représentation en treillis qui tient compte du temps de fonctionnement périodique du codeur est la plus utilisée. La performance de ces codes est généralement déterminée par leurs complexités et le nombre de séquences permettant un écart appréciable en termes de distance euclidienne. Nous allons présenter dans la suite le treillis général utilisé dans les systèmes SISO appelés communément modulation codées en treillis ou treillis-coded modulation (TCM) puis l'application aux cas MIMO et terminer par les méthodes de décodage.

1.5.3 Treillis

1.5.3.1 Codage convolutif simple

Plusieurs codeurs convolutifs représentés par le treillis figurent dans la littérature. On y associe le digramme des états. Pour représenter le code en treillis ou faire son diagramme des états, on a recours à la logique combinatoire et les différents états possibles du codeur sont déterminés par les bits à l'entrée du codeur et par l'état de ce même codeur à l'instant d'échantillonnage précédent. A chaque fois, l'état du codeur change en fonction des bits qui entrent. Ce sont ces bits qui déterminent le nouvel état du codeur. Ainsi le codage de la figure 1. 14 peut être illustré par ce treillis élémentaire.

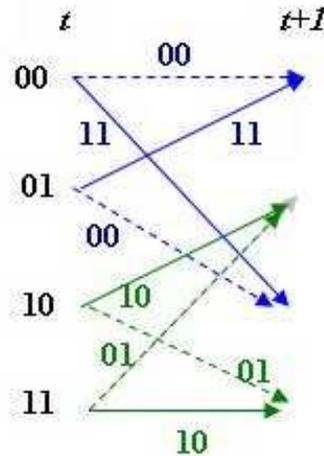


Figure 1. 17 Treillis élémentaire

Les lignes caractérisent les différents états possibles du codeur et les segments correspondent aux transitions d'états et chaque transition est accompagnée d'une émission de symboles ou de bits spécifiques à la configuration des symboles à l'entrée. Dans la représentation ci-dessus, les pointillés correspondent à la présence d'un bit 0 à l'entrée du codeur alors que le trait plein représente le bit 1 à l'entrée du codeur. Les différents symboles émis sont utilisés de manière équitable. Dans le souci de garantir l'efficacité du codeur, il est préférable que les transitions issues d'un même état ou celles qui aboutissent à un même état aient des séquences aussi différents que possible. Cela permettra d'accroître la distance euclidienne entre celles-ci. Il en est de même d'ailleurs de l'ensemble des séquences d'une manière globale.

L'encodage commence toujours par l'état zéro dans la plupart des schémas proposés. Il se termine aussi par cet état dans le souci d'augmenter toujours les performances du codeur. Toutefois on peut se passer de la contrainte de terminer dans l'état tout à zéro pour éviter les bits supplémentaires qu'il faudrait introduire dans le système pour ramener le codeur à l'état tout à zéro.

Pour obtenir l'ensemble des séquences codées possibles dans une transmission comportant X bits ou symboles, on a recours à une représentation en arbre qui est un assemblage des treillis élémentaires.

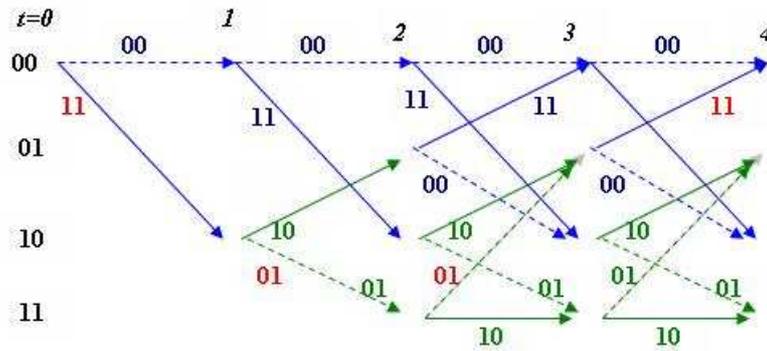


Figure 1. 18 Représentation en treillis

Supposons que le codage en treillis comporte I états, 2^l branches émanant de chaque état. La modulation utilisée a une efficacité spectrale d'ordre n .

La séquence codée correspondant au train binaire 1 0 0 1 peut être facilement identifiée sur la figure sachant que le codeur est systématique, le premier bit correspond toujours au bit d'information. La séquence codée serait : 11 01 01 11.

1.5.3.2 Codage STTC

Les codes spatio-temporels en Treillis (STTC : Space Time Treillis Codes), combinent la modulation et le codage en treillis pour une transmission à travers plusieurs antennes d'émission. Pour faciliter notre présentation, nous avons considéré le cas des systèmes de deux antennes à l'émission $N_t = 2$. L'extension à un nombre plus élevé d'antennes peut se faire sans grande complexité. Il y aura alors deux symboles à émettre simultanément depuis ces deux antennes à chaque fois et pour chaque chemin dans le treillis en conséquence. Les indices correspondants aux symboles à émettre sont représentés devant chaque ligne indiquant l'état dans le treillis élémentaire. Ces indices sont disposés dans l'ordre de la gauche vers la droite en considérant la disposition des segments dans le sens des aiguilles d'une montre pour chaque état. Le nombre d'indices groupé est égal au nombre d'antennes à l'émission.

Pour un STTC qui émet b bits/s/Hz d'informations, 2^b segments partent de chaque état. Le code utilise en général une modulation M -PSK, ce qui implique que les indices, 0, 1, ... représentent respectivement les symboles de la constellation dans un ordre donné. Comme pour le cas des TCM le codage démarre de l'état zéro et peut se terminer également par cet état.

Notons S_t , l'état du codeur à l'instant t , l'arrivée de b bits sur le codeur permet de sélectionner un des 2^b segments de transitions possibles de l'état S_t . Si l'on note i l'indice de la branche sélectionnée, les symboles correspondant pour N antennes d'émission seront notés $c_{i,1} \cdots c_{i,N}$. Ces derniers sont transmis simultanément par ces antennes d'émission. Le codeur passe alors à l'état S_{t+1} , en fonction du chemin sélectionné précédemment.

Exemple :

Cas de deux antennes

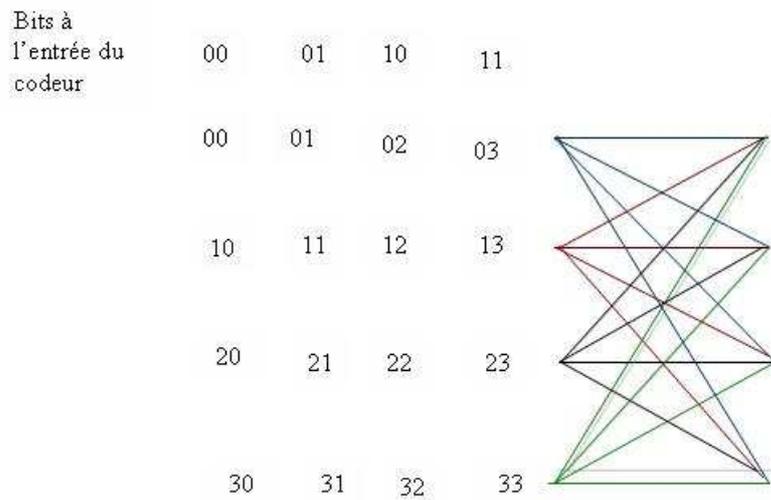


Figure 1.19 Treillis élémentaire spatio-temporel

Considérons le treillis à quatre états de la figure 1.19. Le codeur correspondant génère une séquence de deux symboles QPSK dont un pour chaque antenne. Le codeur considère à l'entrée deux bits à chaque fois. On en déduit qu'il part de chaque état du treillis quatre branches. Ainsi si le codeur est dans l'état $S_t = 1$, au temps t , et que l'information binaire en entrée vaut 11, les indices sélectionnés seront alors $i_1 = 1$ et $i_2 = 3$. Si les indices 0, 1, 2, 3 représentent respectivement les symboles $1, j, -1, -j$; les symboles transmis correspondants seront $c_{t,1} = j$ et $c_{t,2} = -j$, et le codeur passera dans l'état $S_{t+1} = 3$.

La séquence de symboles générée pour le train binaire 1 0 0 1 serait : 0 -1 -1 j . L'émission des symboles sur les deux antennes peut se faire suivant l'indice de position.

1.5.4 Décodage

Le décodage se fait en utilisant l'algorithme de Viterbi ou un décodeur MAP pour apporter quelques corrections aux symboles estimés sur la base du maximum de vraisemblance ou autre méthode jugée opportune.

1.5.4.1 Algorithme de Viterbi

Si une branche dans le treillis transmet les symboles x_1 et x_2 respectivement depuis les antennes d'émission 1 et 2, alors la métrique de branche au temps t dans un environnement non sélectif en fréquence est :

$$\sum_{j=1}^{N_r} |y_{t,j} - h_{j,1}x_1 - h_{j,2}x_2|^2 \quad (1.107)$$

Dans l'algorithme de Viterbi, on procède d'abord au calcul des métriques de branche puis à chaque nœud dans la progression suivant le treillis, on calcul les métriques cumulées. Les métriques cumulées correspondent à la somme des métriques de branches, des branches qui forment le chemin jusqu'à l'état courant considéré. La séquence la plus probable est identifiée par le chemin qui aura la métrique cumulée la plus faible.

Le décodeur à Maximum de Vraisemblance trouve l'ensemble des symboles de la constellation qui constituent le chemin le plus probable en résolvant :

$$\min_{c_{1,1}, c_{1,2}, c_{2,1}, c_{2,2}, \dots, c_{T+Q,1}, c_{T+Q,2}} \sum_{t=1}^{T+Q} \sum_{j=1}^{N_r} |y_{t,j} - h_{j,1}c_{t,1} - h_{j,2}c_{t,2}|^2 \quad (1.108)$$

Les principes de l'algorithme de Viterbi ne changent pratiquement pas quel que soit le type de codage convolutif ou spatio-temporel STTC à la différence que pour les STTC on calcule une métrique de branche comme celle définie en tenant compte de la répartition des symboles sur les antennes alors que dans le cas classique on se sert directement de la distance Euclidienne.

1.5.4.2 Algorithme du Forward-Backward (MAP: Maximum A Posteriori)

L'Algorithme du Maximum A Posteriori est une alternative à l'algorithme de Viterbi. Il a par contre un champ d'applications beaucoup plus vaste. Cette différence s'explique par le fait que

cet algorithme donne plus de précision sur la fiabilité des bits qui sont décodés de manière souple en fonction de chacun des bits reçus. Il calcule le logarithme du rapport de vraisemblance (LLR : Log Likelihood Ratio) de chaque bit décodé.

Il se note :

$$LLR(m_i) = \ln\left(\frac{P(m_i = 1/\mathbf{r})}{P(m_i = 0/\mathbf{r})}\right) \quad (1.109)$$

où \mathbf{r} est le signal reçu et m_i est le $i^{\text{ème}}$ élément binaire de la source d'information.

Cet algorithme peut être vu comme la fusion de deux algorithmes de Viterbi fonctionnant en sens inverses sur une même séquence reçue. Chacun des deux algorithmes démarre le décodage à l'une des extrémités. Cet algorithme contient trois étapes essentielles :

- La première étape est dénommée « Forward Recursion ou Récursion avant ». Elle consiste à calculer les probabilités de passer par un nœud donné du treillis sur la base du signal reçu en parcourant le treillis dans le sens classique de l'algorithme de Viterbi. Il s'exprime par :

$$\alpha_t(l) = \sum_{l'=0}^{M_s-1} \sum_{i \in (0,1)} \alpha_{t-1}(l') \gamma_t^i(l, l') \quad (1.110)$$

Où $\alpha_{t-1}(l')$ désigne la probabilité de passer par le nœud correspondant de l'état « l' » au temps « $t-1$ » et

$$\gamma_t^i(l', l) = p_t(i) \exp\left(\frac{-d^2(r_t - x_t)}{2\sigma^2}\right) \quad (1.111)$$

est la probabilité de la branche entre l'état « l » et l'état « l' » et $p_t(m_i)$ est la probabilité à priori des bits d'information ; $d^2(r_t, x_t)$ est l'écart quadratique entre le signal reçu à l'instant t et celui du treillis. On initialise :

$$\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(l' \neq 0) = 0 \quad (1.112)$$

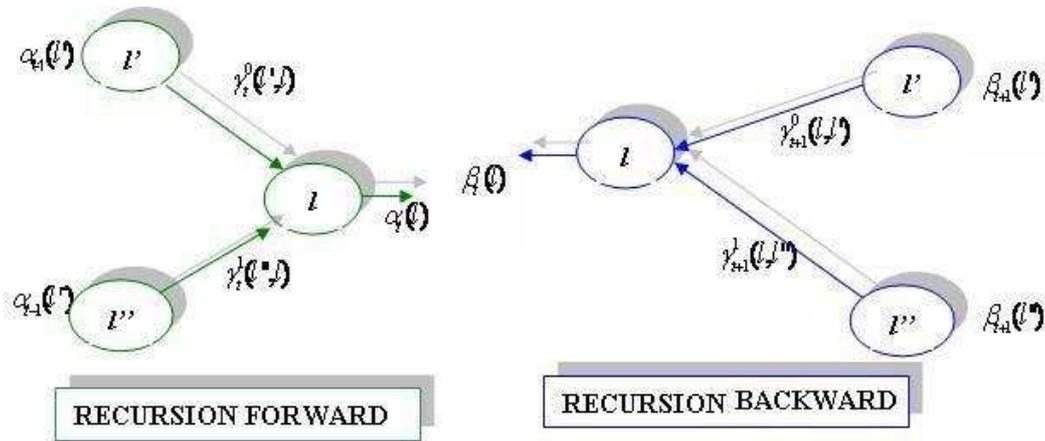


Figure 1. 20 Récursions Forward et backward du MAP

- La deuxième étape « récursion arrière » est identique à la récursion avant mais cette fois ci en sens inverse à partir de l'autre extrémité : C'est le Backward recursion

$$\beta_t(l) = \sum_{l'=0}^{M_s-1} \sum_{i \in \{0,1\}} \beta_{t+1}(l') \gamma_{t+1}^i(l, l') \tag{1.113}$$

Pour les besoins de calcul, on initialise aussi β . Si la longueur du code est τ et que le treillis considéré termine par l'état « 0 » alors

$$\beta_\tau(0) = 1, \beta_\tau(l' \neq 0) = 0 \tag{1.114}$$

- La dernière étape consiste à fusionner les résultats précédents pour calculer la probabilité à postérieure des métriques des branches pour en déduire le LLR des bits décodés par

$$LLR(m_t^{déc}) = \log\left(\frac{\sum_{l'=0}^{M_s-1} \alpha_{t-1}(l') \gamma_t^1(l', l) \beta_t(l)}{\sum_{l'=0}^{M_s-1} \alpha_{t-1}(l') \gamma_t^0(l', l) \beta_t(l)}\right) \tag{1.115}$$

Il faut noter toutefois que la réalisation matérielle de cet algorithme est complexe et si le treillis ne termine pas par l'état « 0 », on considère tous les états d'arrivée comme étant équiprobables.

1.6 Résultats des simulations

Nous avons réalisés différentes simulation sur les systèmes MIMO utilisant les codes spatio-temporels. Nous avons considéré que les coefficients du canal varient très lentement. Ce qui nous a amené à les considérer constants par paquet. De plus ces paramètres sont supposés parfaitement connus par le récepteur. On considère deux types de canaux : un canal à fading non sélectif en fréquence et un canal sélectif en fréquence avec un nombre de trajets variable. Nous avons dans un premier temps repris certaines simulations déjà publiées avant de considérer d'autres variantes dans le souci de s'assurer que notre algorithme marche parfaitement et en adéquation avec les résultats existants dans les mêmes conditions. Le bruit est complexe et sa variance a été fixée à $\sigma^2/2$ par dimension.

En considérant un canal de Rayleigh sur chaque paquet de 100 symboles, nous avons simulé le système sans diversité et le premier schéma de deux antennes en émission et d'une antenne en réception présenté par Alamouti.

Nous avons considéré que le canal est parfaitement connu à la réception. Ce qui n'est pas le cas dans la réalité. Toutefois cela ne changerait pas vraiment nos résultats en termes de comparaison même s'il fallait procéder tout d'abord à l'estimation du canal.

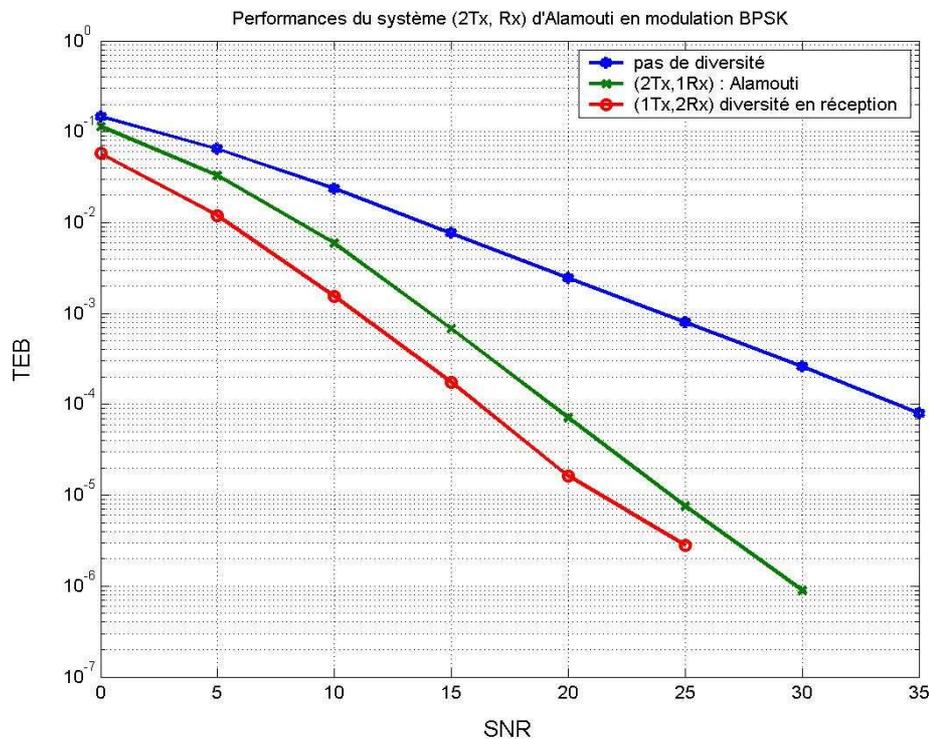


Figure 1. 21 Comparaison des performances en Taux d'Erreur Binaire (TEB)

Nous avons moyenné les résultats de simulation en Taux d'Erreur Binaire (TEB) sur 100 000 paquets. Nous retrouvons effectivement sur la figure 1. 21 un écart de 15 dB pour un TEB de 10^{-4} entre le système sans diversité et celui doté d'une diversité en émission comme l'a fait remarquer S. Alamouti dans son article [11]. Cela montre que la diversité espace temps en émission est vraiment une bonne solution pour l'amélioration des performances.

Sur la même figure on constate aussi que la différence avec le système doté d'une diversité de même ordre en réception est de 3dB meilleur. Cela peut s'expliquer par le fait qu'il n'y a pas d'interférence entre les symboles reçus et, pour Alamouti, par l'utilisation de la méthode de décodage MRRC qui fait apparaître une puissance de bruit équivalente supérieure.

Ensuite nous avons considéré plusieurs configurations possibles d'antennes en réception. Dans la figure 1. 22, nous avons choisi de simuler les cas d'un, deux et trois antennes de réception pour le schéma classique d'Alamouti. On peut constater l'amélioration des performances avec l'augmentation du nombre d'antennes en réception.

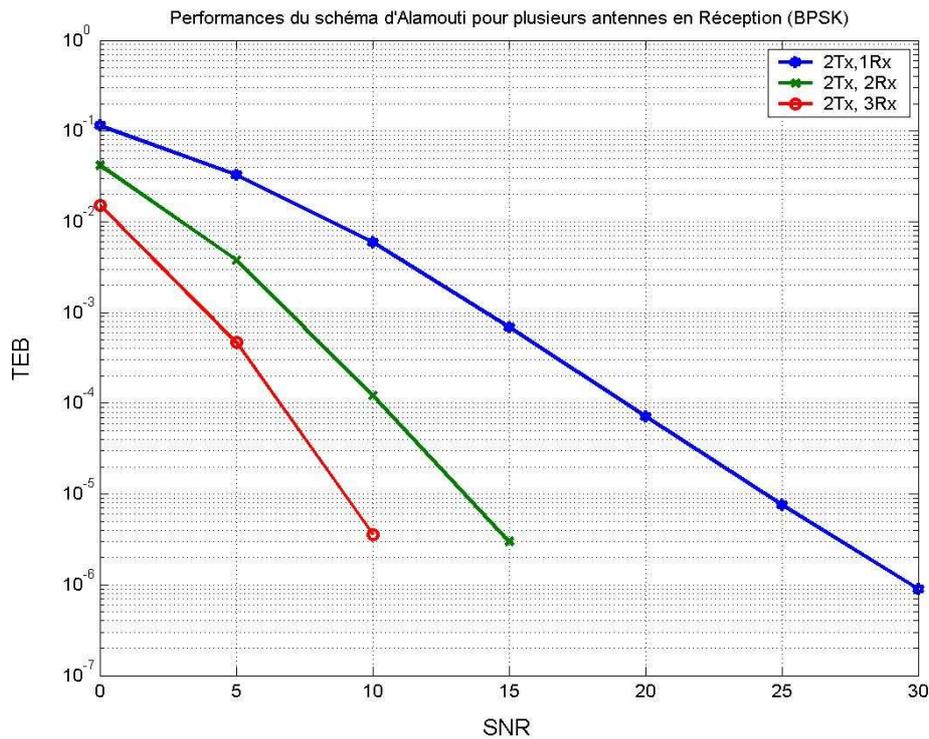


Figure 1. 22 Schéma d'Alamouti pour plusieurs antennes en réception

Il nous a paru intéressant de faire au moins une simulation sur le système STBC généralisé à plusieurs antennes en émission. Nous avons pris par exemple le cas de quatre antennes et par la même occasion, nous avons considéré successivement une diversité de nombre d'antennes en réception égale à une, deux et quatre antennes. On voit bien sur la figure 1. 23 que les performances pour un même nombre d'antennes d'émission s'améliorent aussi comme dans le cas de deux antennes étudiées précédemment lorsque le nombre d'antennes en réception augmente. En regardant de près les performances obtenues entre le système STBC à deux antennes et quatre antennes pour un même nombre d'antennes de réception on voit apparaître un avantage sur le nombre d'antennes en émission. C'est la diversité en émission mais l'inconvénient majeur est au niveau de l'efficacité spectrale qui diminue. Le rendement passe de 1 dans le schéma d'Alamouti à 0.5 pour le cas de quatre antennes considéré.

Pour les systèmes STBC différentiels, nous avons juste présenté la comparaison entre les deux systèmes de référence que sont la démodulation cohérente et non cohérente.

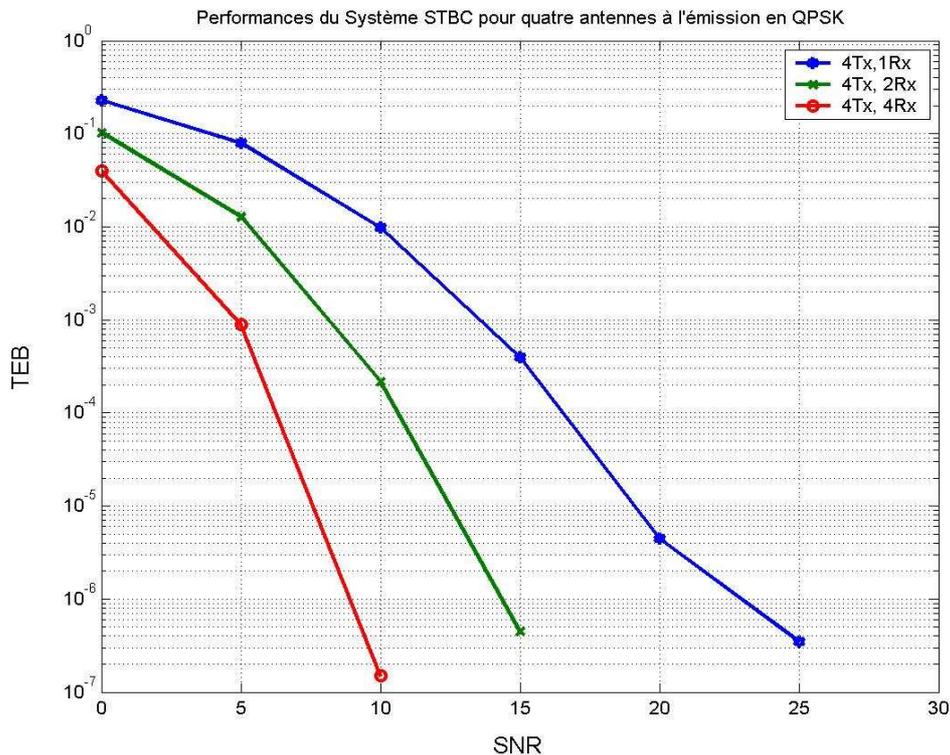


Figure 1. 23 Performances de systèmes STBC dotés de quatre antennes en émission

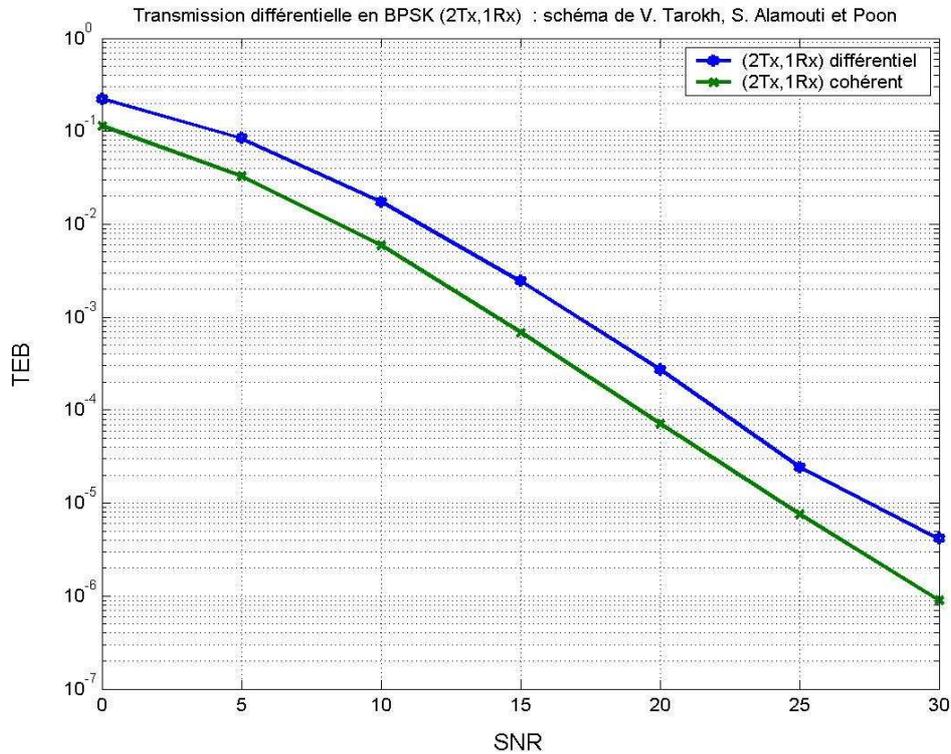


Figure 1. 24 Performance en TEB du système de transmission différentielle (2Tx, 1Rx)

La figure 1. 24 illustre les performances de la modulation différentielle étudiée par V. Tarokh, S. Alamouti et P. Poon [14]. On peut remarquer l'écart de 3 dB en moins en faveur de la démodulation cohérente.

En ce qui concerne les codes STTC, nous avons pris à titre indicatifs une simulation d'un système doté de deux antennes en émission et d'une antenne de réception pour illustrer le gain de codage par comparaison à un système non codé. Les codes STTC seront repris en simulation dans le chapitre suivant avec les systèmes Turbo Blast.

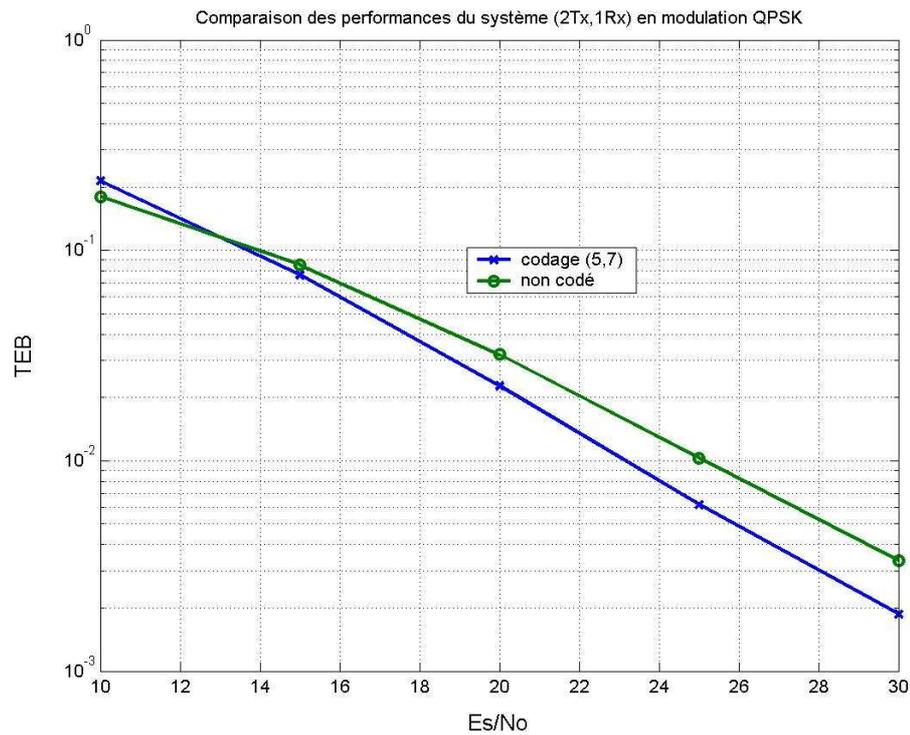


Figure 1. 25 Performance en TEB du codeur (5,7) pour (2Tx, 1Rx)

Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de donner un aperçu sur les performances des codes spatio-temporel. Ils permettent d'améliorer les performances des systèmes MIMO mais au prix d'une perte d'efficacité spectrale. Cela amène à étudier le niveau de compromis à admettre pour une meilleure qualité de service. Pour l'instant, nous allons nous intéresser dans le prochain chapitre aux systèmes en couches qui présentent l'avantage d'augmenter l'efficacité spectrale.

2. SYSTEMES EN COUCHES

2.1 Introduction	52
2.2 Systèmes LST	53
2.2.1 Architecture à l'émission	54
2.2.2 Architecture à la Réception	56
2.2.3 Algorithmes de détection des systèmes LST	58
2.2.3.1 Détection sur la base du maximum de vraisemblance	58
2.2.3.2 Détection à l'aide du Sphere Decoding	58
2.2.3.3 BLAST	60
2.2.3.4 Zéro Forcing (ZF)et(ZF) BLAST	61
2.2.3.5 MMSE (Minimum Mean Square Error) et (MMSE)BLAST	62
2.3 Systèmes Turbo BLAST	63
2.3.1 Description de l'Emetteur	64
2.3.2 Description du Récepteur itératif	66
2.3.2.1 Détection des symboles transmis	67
2.3.2.2 Algorithme de décodage itératif	69
2.3.3 TURBO-BLAST OFDM	72
2.3.3.1 Description de l'Emetteur et du récepteur	72
2.3.3.2Modèle du signal pour un canal sélectif en fréquence	74
2.4 Résultats des simulations	75
Conclusion	82

2.1 Introduction

L'une des préoccupations majeures des systèmes de transmission radio de nouvelles générations est de disposer de techniques capables de transporter des débits aussi élevés que possible. Dans cette optique, beaucoup de recherches ont été menées. Les différentes techniques de codage de canal (codes convolutifs et en blocs) ont pour conséquence d'une manière générale une diminution de l'efficacité spectrale. La solution la plus prometteuse est l'utilisation de systèmes en couches pour augmenter l'efficacité spectrale. Il s'agit de systèmes de transmission MIMO (Multiple Input Multiple Output) dotés d'une architecture de manière à ce que chaque antenne de transmission émette les données qui lui sont affectées de manière indépendante et sans redondance en utilisant les mêmes ressources temps et fréquences.

Les capacités d'un système de communication MIMO augmente lorsqu'on utilise un système spatial et temporel en couches (LST : Layered Space Time)[12] qui permet d'améliorer l'efficacité spectrale. L'une des premières études sur ces systèmes a été entreprise par le Laboratoire Bell sous la terminologie BLAST (Bell Laboratories Layered Space –Time). La source d'information est subdivisée en plusieurs blocs correspondant au nombre d'antennes à l'émission. On distingue à travers la littérature deux architectures classiques de type BLAST dont l'un est précédé du terme D pour diagonal et l'autre V pour vertical).

Le D BLAST (Diagonal BLAST), présenté pour la première fois par Foschini [23], fait partie des premières propositions d'architectures LST. Dans une telle architecture, l'allocation des symboles à émettre aux différentes antennes lui confère une structure diagonale en temps et en espace. L'inconvénient de cette architecture est la perte de capacité qui est liée à une telle disposition.

La deuxième architecture de type BLAST est le V BLAST (Vertical BLAST). Elle a été proposée dans le souci de pallier les insuffisances du D BLAST. Elle est caractérisée par un arrangement des symboles codés en colonne. Ainsi, toutes les antennes émettent en même temps.

Plusieurs variantes d'architectures LST, allant du VBLAST le plus simple qui ne fait appel à aucune technique de codage aux plus complexes introduisant des codeurs spatio-temporels et des entrelaceurs, se retrouvent dans la littérature [23]-[27]. Le but de ces différentes architectures est d'améliorer les performances en termes de taux d'erreur binaire du système.

A la réception, l'une des meilleures techniques de détection est celle du maximum de vraisemblance (MV) mais sa complexité augmente avec le nombre de bits codés par symbole.

Cela a permis la mise au point de nouveaux algorithmes sous optimal comme celui du BLAST et le Sphere Decoding (SD). Le principe du décodage avec le BLAST se fait sur la base d'une technique d'annulation successive d'interférences entre les sources. La combinaison du BLAST et des méthodes classiques du Zéro Forcing (ZF) et du Minimum Mean Square (MMSE) a permis d'améliorer l'efficacité de celles-ci. L'idée du SD est de réduire la complexité de la détection sur la base du MV en délimitant la recherche des mots de codes à considérer à un rayon de sphère. L'origine de cette sphère est déterminée à partir de la séquence du signal reçu. La détection SD comparée au BLAST donne de bien meilleurs résultats. L'avènement des systèmes turbo a favorisé le développement d'algorithmes de décodage itératifs de type BLAST tels que le Turbo BLAST [24]. En ce qui concerne le choix du codeur de canal, la combinaison du SD avec les codes LDPC permet un décodage itératif turbo avec de très bonnes performances.

Face aux problèmes d'interférences liés aux phénomènes de multi trajets, la modulation OFDM demeure une technique de recours assez puissante. Elle permet de supprimer les interférences entre les symboles successifs émis par une antenne en transformant la bande en sous bandes correspondant à la taille de la dite modulation. Elle a par contre un inconvénient majeur qui est sa sensibilité lorsque la synchronisation n'est pas parfaite, notamment au niveau de la fréquence. En supposant une parfaite synchronisation en temps, fréquence et en phase dans notre étude, l'introduction de cette technique dans l'algorithme de décodage Turbo BLAST présente de meilleurs résultats comparativement au Turbo BLAST simple sans l'OFDM dans un environnement sélectif en fréquence. Il y a deux configurations généralement rencontrées au niveau des systèmes Turbo BLAST OFDM. Dans l'une des configurations, chaque branche d'antenne est dotée de son codeur, son propre système d'entrelacement alors que dans la deuxième configuration, tous ces blocs sont communs à toutes les branches.

2.2 Systèmes LST

Les systèmes en couches figurent au nombre des systèmes MIMO (voit figure 2.1) dotés d'un nombre d'antennes plus élevé à la réception ($q > p$) qu'en émission. Dans les LST (Layered Space Time Coding), on procède au traitement des signaux par couches ou antennes.

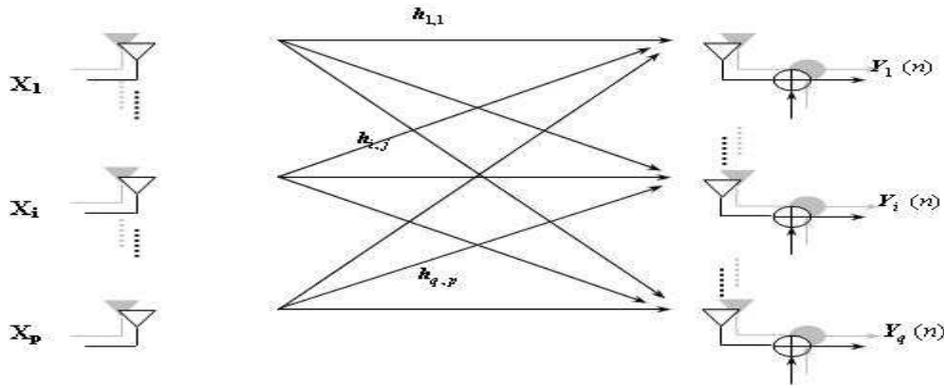


Figure 2.1 Système MIMO (q, p) (q antennes à la réception et p antennes à l'émission)

2.2.1 Architecture à l'émission

Dans la littérature, on peut retrouver une multitude de configurations de systèmes LST à l'émission. Les trois modèles de la figure 2.2 sont parmi les plus rencontrés.

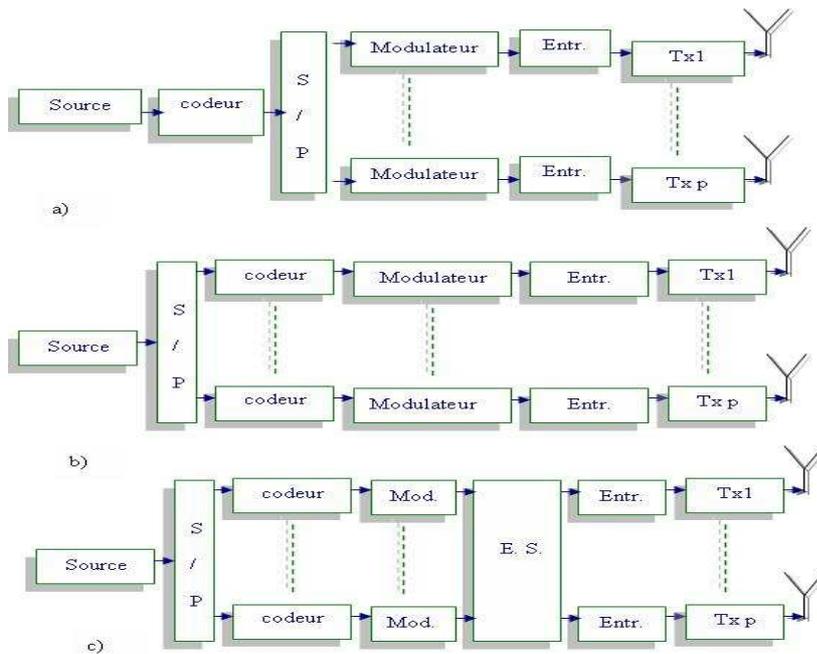


Figure 2.2 Architectures LST à l'émission

Selon le cas à considérer, l'information binaire à transmettre est codée, modulée et répartie en p blocs correspondant aux couches (antennes). Sur chaque couche, le train de symboles passe dans un entrelaceur. Cette répartition peut être mise sous la forme matricielle x suivante :

$$x = \begin{pmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1n} & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \\ x_{p1} & \cdots & x_{pn} & \cdots \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

où le premier indice correspond à la couche considérée et le deuxième à l'instant d'émission.

Le modèle matriciel ci-dessus correspond à celui d'un système LST horizontal (deux premiers modèles de la figure 2.2). Les éléments de la matrice sont envoyés par colonne à chaque instant d'émission. Les données émises par chaque antenne sont arrangées par ligne selon leur ordre d'identification. Cette technique d'émission suivant la colonne est à l'origine du terme vertical (V) utilisé dans les LST. Toutefois le V-BLAST (Vertical BLAST) à l'origine (figure 2.3) ou V-LST (Vertical Layered Space Time) équivaut à une H-LST (Horizontal Layered Space Time) sans codage [26].

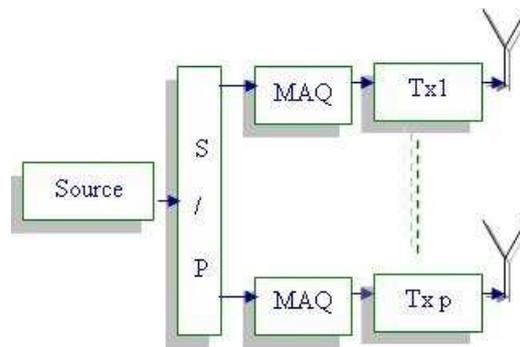


Figure 2.3 Système émetteur V-BLAST muni d'un modulateur d'amplitude à quadrature de phase (QAM)

Dans les systèmes D-BLAST, les données issues de chaque antenne d'émission sont disposées diagonalement sur la matrice représentative \mathbf{x}_d . Cette opération est réalisée par un entrelaceur spatial (ES) figurant dans le troisième modèle de la figure 2.2 ci dessus. L'ES a pour rôle d'entrelacer et de permuter les symboles à l'entrée de différentes antennes à l'émission. Les flux résultants des codeurs sont affectés aux antennes d'émission selon un ordre de période donné et suivant une permutation circulaire pour l'exemple de l'ES de type diagonal.

$$\mathbf{x}_d = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{21} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & x_{12} & x_{22} & \cdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & \cdots & & & & \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Il ressort de cette représentation que les zéros constituent une perte d'efficacité spectrale [25].

Il existe une autre structure BLAST appelée TLST (Threaded Layered Space-Time) qui émane du HLST par un entrelacement spatio-temporel de la matrice \mathbf{x} et dont la matrice de transmission de données pour trois antennes peut avoir la forme :

$$\mathbf{x}_t = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{32} & x_{23} & \cdots \\ x_{21} & x_{12} & x_{33} & \cdots \\ x_{31} & x_{22} & x_{13} & \cdots \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

2.2.2 Architecture à la Réception

Considérons le système (q, p) de la figure 2.1. Dans un premier temps nous allons considérer que le canal est non sélectif en fréquence. Le système étant constitué de plusieurs antennes à l'émission, le signal reçu à l'une des antennes de réception est une superposition des signaux transmis par les différentes antennes émettrices aux instants donnés et d'un bruit blanc additif. Cela produit de l'interférence de source spatiale. Le modèle mathématique à un instant t donné se traduit par l'équation matricielle suivante:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.4)$$

où \mathbf{h} désigne les paramètres du canal, $\mathbf{x}(t)$ les données émises et $\mathbf{y}(t)$ le signal reçu.

\mathbf{h} est une matrice de dimension (q, p) constituée d'éléments h_{ij} correspondant chacun au coefficient de canal entre l'antenne de réception j et l'antenne d'émission i ; $\mathbf{x}(t)$ est une matrice colonne $(p,1)$ correspondant à l'une des colonnes de (2.1) et $\mathbf{y}(t)$ est une matrice colonne $(q,1)$ correspondant aux signaux reçus sur les antennes de réception.

Le signal reçu à l'antenne j est de la forme suivante :

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^p h_{ij}x_i(t) + n_j(t) \quad (2.5)$$

Le signal reçu étant une superposition des différents symboles émanant de l'émission, pour estimer le symbole émis par l'antenne j qui est x_m par exemple, une annulation des autres symboles interférents s'impose.

A cet effet, la structure du LST s'apparente beaucoup au CDMA (Code Division Multiple Access). Le nombre d'antennes à l'émission du LST équivaut au nombre d'utilisateurs dans le cas du CDMA et l'interférence spatiale est similaire à l'interférence multi utilisateurs. Par cette analogie, on peut utiliser les mêmes principes d'annulations successives d'interférences. Plusieurs architectures du récepteur dérivent de celui du CDMA.

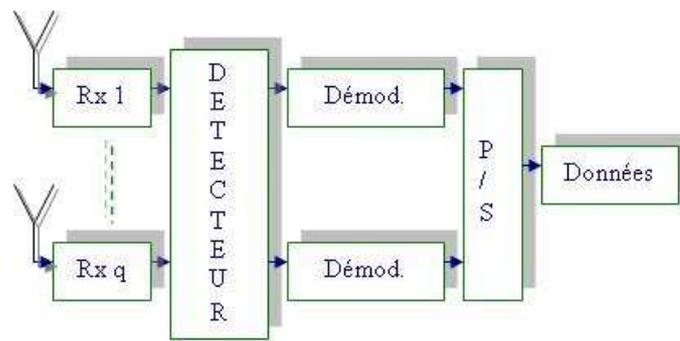


Figure 2.4 Structure d'un récepteur VBLAST

Cette structure montre que le récepteur BLAST procède tout d'abord à la détection du symbole émis. Ensuite vient le décodage selon le scénario utilisé à l'émission. La complexité du décodage évolue avec le nombre de mémoire du codeur lorsqu'il s'agit de codes convolutifs.

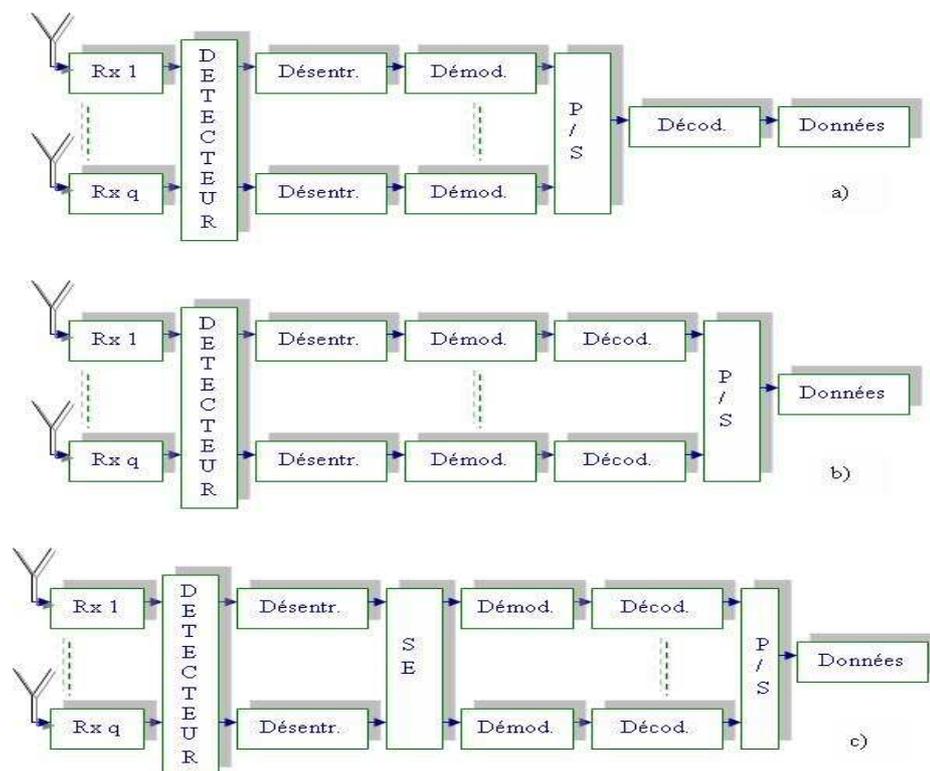


Figure 2.5 Structures de récepteurs LST

2.2.3 Algorithmes de détection des systèmes LST

Les algorithmes de détection à la réception dépendent généralement de l'architecture du système à l'émission. On distingue plusieurs algorithmes. Nous présenterons dans ce paragraphe quelques uns de ces algorithmes, les autres n'étant que des variantes de ceux-ci.

2.2.3.1 Détection sur la base du maximum de vraisemblance

La meilleure performance en détection est celle basée sur le maximum de vraisemblance. Supposant une connaissance parfaite des paramètres du canal, elle consiste à déterminer

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x}^k \in C^p}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{y} - \mathbf{h}\mathbf{x}^k \right\|^2 \quad (2.6)$$

C'est-à-dire le mot de code recherché \mathbf{x}^k sur la base de l'écart quadratique minimal $\left\| \mathbf{y} - \mathbf{h}\mathbf{x}^k \right\|^2$ entre le signal reçu et les différentes combinaisons possible des symboles émis [28].

$$d_j^k = \left\| \mathbf{y} - \sum_{i=1}^p \mathbf{h}_{ij} \mathbf{x}_i^k \right\| \quad 0 \leq k \leq C_{2^n}^p \quad (2.7)$$

où x_j^k désigne le symbole supposé émis par l'antenne j et k correspond à la $k^{\text{ième}}$ combinaison possible des p symboles du mot de codes; n désigne le nombre de bits codés par symbole.

On en déduit aisément que selon la modulation choisie, le nombre de ces différentes combinaisons croit avec le nombre d'antennes à l'émission, rendant complexe et impraticable l'utilisation d'une telle détection lorsque le nombre d'antennes est élevé. A titre d'exemple, si $n=4$ (cas MAQ 16) et $p=4$, il faudra à chaque fois effectuer $C_{2^n}^p$ opérations puis comparer avant d'estimer les quatre symboles émis.

Cette lourdeur constitue les limites du récepteur à maximum de vraisemblance. C'est cela qui a conduit à opter pour d'autres types de récepteurs sous optimaux mais plus rapides.

2.2.3.2 Détection à l'aide du Sphere Decoding

Le Sphere Decoding [29] est une technique de détection qui approxime l'algorithme du maximum de vraisemblance. C'est une forme de détection sous optimale qui réduit le nombre de points à tester dans l'expression (2.6) ci-dessus à ceux contenu à l'intérieur d'une hyper

sphère centrée sur le signal reçu. Plusieurs algorithmes permettant d'énumérer les différents points à considérer existent dans la littérature. En général, le point de départ constitue celui déduit par la décomposition QR et le rayon considéré correspond à un certain nombre de fois l'écart quadratique entre ce dernier et le centre de l'hyper sphère qui est \mathbf{y} . La complexité des différents algorithmes est liée à la définition de ce rayon qui, en augmentant au cours de la recherche, rend la détection plus complexe étant donné qu'il va englober plus de points.

On peut réécrire (2.4) sous une forme réelle comme suit [30]:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{h}) & -\text{Im}(\mathbf{h}) \\ \text{Im}(\mathbf{h}) & \text{Re}(\mathbf{h}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}) \\ \text{Im}(\mathbf{n}) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Soit :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{N} \quad (2.9)$$

En considérant à présent de nouvelles dimensions $M_t=2p$ et $M_r=2q$. Les combinaisons se feront cette fois-ci que sur des réels en procédant à une translation adéquate de la constellation de manière à ce qu'un point de la constellation soit sur l'origine, on retrouve des entiers compris entre deux valeurs. Dans le cas de la modulation 64 QAM par exemple, ce serait les entiers -3 ; -2 ; 0 ; 1 ; 2 ; 3 ; 4. (2.6) devient alors :

$$\hat{\mathbf{X}} = \underset{\mathbf{X}^k \in \mathbb{C}^{2p}}{\text{argmin}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{HX}^k\|^2 \quad (2.10)$$

En posant $\mathbf{H}=\mathbf{QR}$ où \mathbf{Q} est défini par $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}=\mathbf{I}$ (matrice unitaire) de dimension (M_r, M_t) et \mathbf{R} une matrice triangulaire supérieure de dimension (M_t, M_t) , l'expression précédente est équivalente à

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{RX} + \tilde{\mathbf{N}} \quad (2.11)$$

et donc :

$$\hat{\mathbf{X}} = \underset{\mathbf{X}^k \in \mathbb{C}^{2p}}{\text{argmin}} \|\tilde{\mathbf{Y}} - \mathbf{RX}^k\|^2 \quad (2.12)$$

La solution est trouvée en considérant comme écart quadratique de référence un multiple de celui entre la solution correspondant à la résolution par le ZF et le signal reçu. Le coefficient multiplicatif ne sera pas discuté ici. Nous le prendrons égal à 1. Il sera alors question de chercher à minimiser davantage cet écart en profitant de la décomposition QR réalisée et en commençant par la dernière coordonnée.

$$\mathbf{X}^T \mathbf{R}^T \mathbf{R} \mathbf{X} = \sum_{i=1}^{M_t} \left| r_{ii} X_i + \sum_{j=i+1}^{M_t} r_{ij} X_j \right|^2 \leq r^2 \quad (2.13)$$

La recherche au niveau d'une couche est abandonnée quand la minimisation n'est plus possible sur ladite couche [31] et le processus se poursuit en soustrayant la distance générée par les symboles déjà déterminés comme suit :

$$\sum_{i=1}^{M_t-l} \left| r_{ii} X_i + \sum_{j=i+1}^{M_t} r_{ij} X_j \right|^2 \leq r^2 - \sum_{i'=M_t-l+1}^{M_t} \left| r_{i'i'} X_{i'} + \sum_{j=i'+1}^{M_t} r_{i'j} X_j \right|^2 \quad (2.14)$$

2.2.3.3 BLAST

La méthode de détection sous optimale a été préconisée dans le récepteur VBLAST (sans codeur) pour contourner la lourdeur constatée dans le paragraphe précédant sur la méthode du maximum de vraisemblance. La démarche utilisée se résume généralement en deux étapes.

La première est d'abord une estimation par valeur approchée dite souple du mot de code. Une fois cette estimation souple terminée, on procède à la détermination du mot de code sur la base du maximum de vraisemblance en fonction de l'estimation souple obtenue.

Pour obtenir l'estimation souple du mot de code \mathbf{X} , on procède par soustraction du résultat obtenu par filtrage linéaire adapté noté \mathbf{G} du signal reçu \mathbf{y} , le substrat obtenu par filtrage linéaire L des symboles estimés $\hat{\mathbf{x}}$ de \mathbf{X} [28] de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{L}\hat{\mathbf{x}} \\ \text{soit pour } i &= p, \dots, 1 \text{ on a:} \\ (\tilde{\mathbf{x}})_i &= (\mathbf{G}\mathbf{y})_i - \sum_{j=i+1}^p (\mathbf{L})_{i,j} (\hat{\mathbf{x}})_j \end{aligned} \quad (2.15)$$

Où \mathbf{G} est une matrice de dimension (p, q) et L une matrice triangulaire de dimension (p, p) dont les éléments en dessous de la diagonale sont nuls.

$$(\mathbf{L})_{ij} = 0 \text{ si } i > j \quad (2.16)$$

L'estimation final du mot de code \mathbf{x} s'obtient par la recherche de :

$$\arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{L}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{X}\| \quad (2.17)$$

2.2.3.4 Zero Forcing (ZF) et (ZF) BLAST

La méthode du ZF néglige le bruit, supposant que $\mathbf{n}(t) = \mathbf{0}$.

La détermination du mot de code \mathbf{x} se fait de manière classique lorsqu'on utilise un filtre ZF

$\mathbf{w}_{ZF} = (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H$ sur l'équation (2.4) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{w}_{ZF} \mathbf{y} \\ &= (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.18)$$

En se référant à l'équation (2.15) pour la détermination des valeurs approchées des symboles composant le mot de code \mathbf{x} , on utilise dans le cas des récepteurs BLAST, la méthode de décomposition QR de la matrice de canal \mathbf{h} pour procéder ensuite à des suppressions et annulations successives. Comme dans le cas du ZF, on ne prend en considération que les paramètres de la matrice du canal.

Une matrice \mathbf{h} de dimension (q, p) telle que $q > p$ peut se décomposer en un produit de deux matrices \mathbf{U} et \mathbf{R} où \mathbf{U} est une matrice unitaire de dimension (q, p) et \mathbf{R} une matrice triangulaire de dimension (p, p) .

$$\mathbf{h} = \mathbf{U}\mathbf{R} \quad \text{avec} \quad \mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I} \quad \text{et} \quad \mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{11} & \cdots & R_{1p} \\ 0 & \ddots & R_{2p} \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{pp} \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

En supposant \mathbf{h} connue et décomposée comme ci-dessus alors on peut obtenir :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{U}^H (\mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U} \mathbf{R} \mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{R} \mathbf{x} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{R} \mathbf{x} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad (2.20)$$

Ce qui correspond au système suivant :

$$\begin{cases} \tilde{y}_1 = R_{1,1}x_1 + \dots + R_{1,p}x_p + n'_p \\ \tilde{y}_2 = R_{2,2}x_2 + \dots + R_{2,p}x_p + n'_{p-1} \\ \tilde{y}_{p-1} = R_{(p-1),(p-1)}x_{p-1} + R_{(p-1),p}x_p + n'_2 \\ \tilde{y}_p = R_{p,p}x_p + n'_1 \end{cases} \quad (2.21)$$

Ce système d'équations peut se mettre simplement sous la forme :

$$\tilde{y}_i = \sum_{j=i}^p R_{ij}x_j + n_i \quad \text{où } i = 1, 2, \dots, p \quad (2.22)$$

On en déduit une estimation souple des composantes de \mathbf{x} par :

$$\tilde{x}_i = \frac{\tilde{y}_i - \sum_{j=i+1}^p R_{ij}\hat{x}_j}{R_{ii}} \quad i = p, p-1, \dots, 1 \quad (2.23)$$

avec \hat{x}_j une hard estimation de \tilde{x}_j par la fonction de minimisation de l'écart quadratique $q(x)$ par comparaison avec les symboles de la constellation.

$$\hat{x} = q(\tilde{x}) \quad (2.24)$$

2.2.3.5 MMSE (Minimum Mean Square Error) et (MMSE) BLAST

La méthode MMSE est celle utilisée dans la deuxième approche classique du VBLAST. Celle-ci tient compte du bruit $\mathbf{n}(t)$ dans l'estimation des symboles.

L'expression classique d'un filtre linéaire MMSE est donnée par :

$$\mathbf{w}_{mmse} = [\mathbf{h}^H \mathbf{h} + \sigma^2 \mathbf{I}_{q,p}]^{-1} \quad (2.25)$$

où σ^2 est la variance du bruit.

L'estimation souple classique des composantes de \mathbf{x} est alors donnée par :

$$\tilde{x} = \mathbf{w}_{mmse}^H \mathbf{y} \text{ tel que } \tilde{x}_i = (\mathbf{w}_{mmse}^H)_i y \quad (2.26)$$

où $(\mathbf{w}_{mmse}^H)_i$ est la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice \mathbf{w}_{mmse}^H .

La combinaison du filtre MMSE avec l'annulation et la suppression d'interférence revient à calculer de manière itérative les symboles \tilde{x}_i et après chaque estimation de \tilde{x}_i , de nouveaux paramètres du filtre MMSE seront calculés en annulant l'interférence dû au \tilde{x}_i trouvé dans le signal reçu \mathbf{y} (2.1). On obtient alors en réécrivant un nouveau système d'équations par la suppression de la $i^{\text{ème}}$ colonne de \mathbf{h} :

$$\begin{aligned}
 i &= p, \dots, 1 \\
 \mathbf{y}^p &= \mathbf{y} \\
 \mathbf{w}^H &= [\mathbf{h}^H \mathbf{h} + \sigma^2 \mathbf{I}_p]^{-1} \mathbf{h}^H \\
 \hat{x}_i &= q(\tilde{x}_i) \\
 \mathbf{y}^{i-1} &= \mathbf{y}^i - \hat{x}_i \mathbf{h}_i \\
 \mathbf{h} &= \mathbf{h}_d^{i-1} \text{ avec } \mathbf{h}_d^{i-1} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,i-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{q,1} & \dots & h_{q,i-1} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Dans cette procédure, il convient de suivre un ordre de détection décroissant en commençant par celle des symboles des émetteurs les plus favorisés.

Il ressort de ces calculs que cette méthode combinée du MMSE requiert beaucoup plus de calculs que la ZF mais elle est plus performante.

2.3 Systèmes Turbo BLAST

Le développement des systèmes Turbo avec le processus de décodage itératif a été l'objet de beaucoup d'intérêts pour deux raisons principales [25]:

- ils permettent d'obtenir de meilleures performances en termes de taux d'erreur grâce à l'algorithme de décodage itératif,
- ils sont capables d'atteindre la limite fixée par Shannon sur la capacité maximale d'un canal.

Ils constituent donc un moyen pouvant améliorer les performances des systèmes BLAST. Le terme Turbo BLAST (T-BLAST) a été utilisé pour la première fois par Mathini S. et Simon H. dans [25]. Les structures de l'émetteur et du récepteur qu'ils ont proposées à cette occasion

sont représentées dans les figure 2.7 et figure 2.6. C'est une structure simplifiée d'annulation itérative d'interférences avec les estimations souples. A chaque itération, une nouvelle estimation du canal est faite. Par la suite, plusieurs structures de récepteurs turbo dotées d'un système de détection et de décodage itératifs sur les différentes couches ont été proposées [24]-[25].

Nous allons considérer en un premier temps que la propagation se fait dans un milieu non sélectif en fréquence et que le modèle de canal est quasi-statique par bloc.

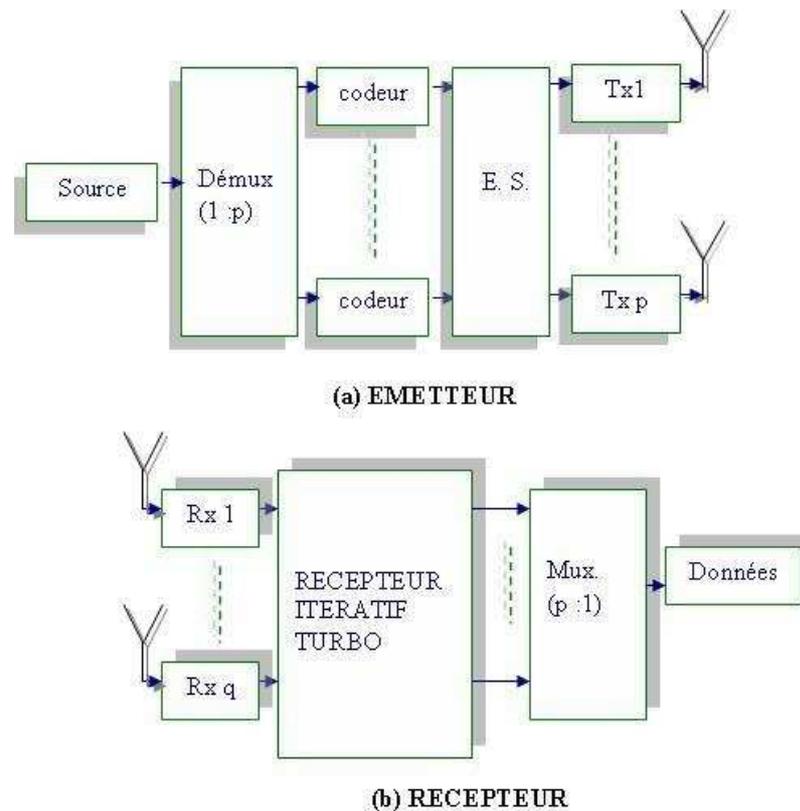


Figure 2.6 Architecture TURBO-BLAST

2.3.1 Description de l'Émetteur

Le système à l'émission présenté dans la figure 2.6 est composé de plusieurs antennes chargées d'émettre, d'un entrelaceur spatial qui leur est commun. Chaque antenne émettrice a son codeur qui lui est associé. L'ensemble du système dispose d'un démultiplexeur et d'une source de données.

Les signaux issus de la source sont subdivisés en un nombre de sources secondaires correspondant au nombre d'antennes à l'émission grâce au démultiplexeur. Les bits issus de chaque sortie du démultiplexeur sont codés pour des besoins de correction d'erreur avant d'être modulés en un code M-PSK puis entrelacés et émis. Il y a plusieurs variantes possibles du système émetteur. Une variante (confère figure 2.7-a) comporte un seul codeur généralement

de type convolutif, un entrelaceur temporel ajouté au bloc simple BLAST [32]. Une autre variante (confère figure 2.7-b) place le modulateur juste avant l'émission [25].

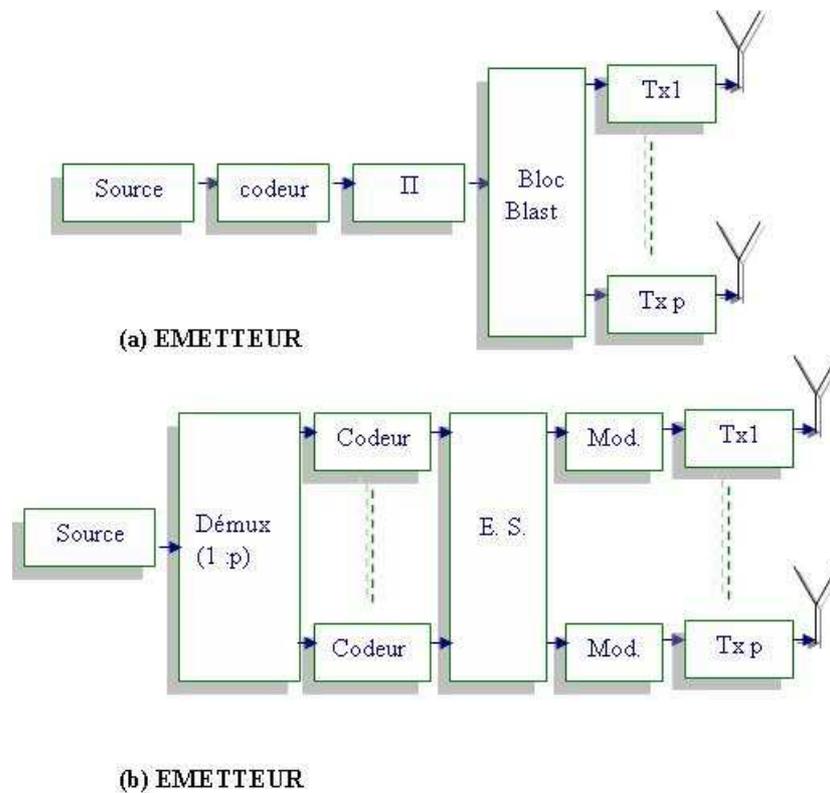


Figure 2.7 Variantes d'émetteurs T BLAST

Généralement le système émetteur s'inspire du V BLAST afin d'éviter les pertes de capacité qui limitent l'utilisation de D BLAST. Sellathurai et Haykin [25] ont proposé une version modifiée du D BLAST dans le TBLAST basé sur le cas (b) de figure 2.7 de manière que la matrice de données présente une structure circulante comme le montre la figure 2.8 ci dessous.

C1	C5	C4	C3	C2	C1	C5	C4
C2	C1	C5	C4	C3	C2	C1	C5
C3	C2	C1	C5	C4	C3	C2	C1
C4	C3	C2	C1	C5	C4	C3	C2
C5	C4	C3	C2	C1	C5	C4	C3

Figure 2.8 Entrelacement des données à l'émission

2.3.2 Description du Récepteur itératif

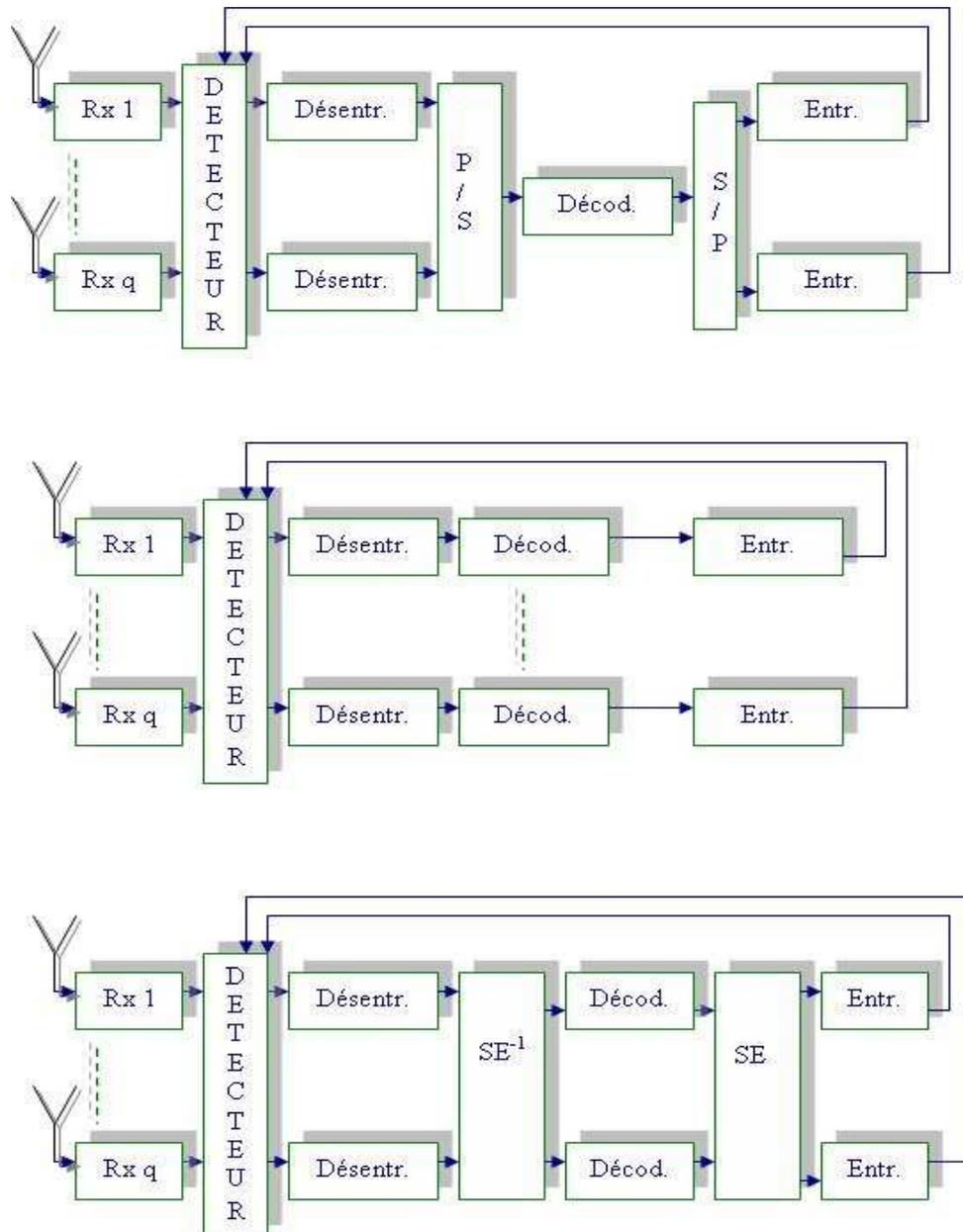


Figure 2.9 Structures de récepteurs LST

Les récepteurs itératifs Turbo - LST sont inspirés des principes des systèmes turbo dans le souci d'améliorer les performances des systèmes LST. On retrouve dans plusieurs structures les variantes possibles de ces récepteurs dont les descriptions constituent une modification de celles présentées à la figure 2.5.

Le principe de fonctionnement repose sur l'obtention à la sortie du détecteur d'estimation souple des symboles transmis par les antennes à l'émission.

Ces estimations sont alors utilisées dans le bloc de décodage itératif dont la sortie permet d'actualiser les probabilités à priori (voir page 43 ; APP : A Priori Probability).

2.3.2.1 Détection des symboles transmis

Elle constitue la première étape réalisée dans le processus d'identification du signal transmis. La détection se fait par annulation parallèle d'interférence (PIC : Parallel Interference Canceller) basée sur un filtre MMSE (Minimum Mean Square Error) [25] ou par annulation successive d'interférence (SIC) [33] comme ce fut le cas avec les systèmes BLAST.

Le signal reçu dont la forme ne diffère pas de celle déjà posée en (2.4) peut se décomposer de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{h}_i \mathbf{x}_i(t) + \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{x}}_i(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

où

$$\tilde{\mathbf{h}}_i = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{i-1}, \mathbf{h}_{i+1}, \dots, \mathbf{h}_p] \in C^{q \times p-1} \quad (2.29)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = [x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_p] \quad (2.30)$$

\mathbf{h}_i est la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de canal \mathbf{h} ; on obtient $\tilde{\mathbf{h}}_i$ et $\tilde{\mathbf{x}}_i$ par suppression de la colonne \mathbf{h}_i de \mathbf{h} et x_i de \mathbf{x} respectivement.

Pour obtenir le signal x_i à un instant donné, on applique à \mathbf{y} à cet instant un filtre noté \mathbf{w}_i tel qu'on ait :

$$\begin{aligned} \tilde{y}_i &= \mathbf{w}_i^H \mathbf{y} \\ \tilde{y}_i &= \underbrace{\mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i x_i(t)}_{d_i} + \underbrace{\mathbf{w}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{x}}_i(t)}_{u_i} + \underbrace{\mathbf{w}_i^H \mathbf{n}(t)}_{\tilde{v}_i} \end{aligned} \quad (2.31)$$

où d_i caractérise le signal recherché, u_i l'interférence issue des antennes et \tilde{v}_i le bruit.

La suppression des interférences issues des autres antennes (u_i) conduit à poser :

$$\tilde{x}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{y} - u_i \quad (2.32)$$

Les performances de l'estimateur sont évaluées au regard de l'écart $e_i = x_i - \tilde{x}_i$ entre le symbole obtenu et le symbole réellement émis.

Il a été démontré dans [25] par la résolution de l'équation minimisant l'écart :

$$(\hat{w}_i, \hat{u}_i) = \arg \min_{(w_i, u_i)} \mathcal{E} \left[\|x_i - \tilde{x}_i\|^2 \right] \quad (2.33)$$

que les paramètres du meilleur filtre w_i approprié et l'interférence u_i donnent deux solutions possibles dont les résultats sont les suivants:

1^{ère} solution :

$$\begin{aligned} \hat{w}_i &= (\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \mathbf{Q} + \sigma^2 \mathbf{I}_q)^{-1} \mathbf{h}_i \\ \hat{u}_i &= \mathbf{w}_i^H \mathbf{z} \end{aligned} \quad (2.34)$$

avec

$$\mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{h}}_i \left[\mathbf{I}_{p-1} - \text{diag}(\mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i] \mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i]^H) \right] \tilde{\mathbf{h}}_i \in C^q \quad (2.35)$$

soit

$$\left[\mathbf{I}_{p-1} - \text{diag}(\mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i] \mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i]^H) \right] = \text{diag}(1 - |\tilde{x}_1|^2, \dots, 1 - |\tilde{x}_{i-1}|^2, 1, 1 - |\tilde{x}_{i+1}|^2, \dots, 1 - |\tilde{x}_p|^2) \quad (2.36)$$

et

$$\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{h}}_i \mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i] \in C^{q \times 1} \quad (2.37)$$

car

$$\mathcal{E}[\tilde{\mathbf{x}}_i] = \mathcal{E}[x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_p] \quad (2.38)$$

est l'espérance mathématique de l'interférence $\tilde{\mathbf{x}}_i$.

Sur la base de [34], on admet l'approximation sur la moyenne et la variance de \tilde{x}_i sachant x_i dont la moyenne et la variance sont données par :

$$\begin{aligned} \mu_i &= E\{\tilde{x}_i x_i^*\} \\ &= \mathbf{h}_i^H (\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \mathbf{Q} + \sigma^2 \mathbf{I}_q)^{-1} \mathbf{h}_i \\ \eta_i^2 &= \text{var}\{\tilde{x}_i\} \\ &= E\{|\tilde{x}_i|^2\} - \mu_i^2 \end{aligned} \quad (2.39)$$

Dans le contexte d'une transmission des données, le vecteur \tilde{x}_i transmis n'est à priori pas connu. Pour cette raison, on considère $\mathcal{E}[\tilde{x}_i] = 0$ lors de la première itération, cela réduit w_i à partir de l'équation (2.32) à un filtre MMSE sur la couche i :

$$\tilde{x}_i = \mathbf{h}_i^H (\mathbf{h}\mathbf{h}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{y} \quad (2.40)$$

Au fur et à mesure des itérations, les valeurs exploitées de $\mathcal{E}[\tilde{x}_i]$ dans la $j^{\text{ième}}$ itération sont celles obtenues dans l'itération précédente ($j-1$) [35]. A la limite $\mathcal{E}[\tilde{x}_i] \rightarrow \tilde{x}_i$, alors l'expression (2.32) se résume simplement à une suppression d'interférences par

$$\tilde{x}_i = (\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i + \sigma^2)^{-1} \mathbf{h}_i^H (\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{x}_i) \quad (2.41)$$

2^{ème} solution :

Elle consiste à négliger \mathbf{Q} dans la solution précédente (2.34) pour le réduire par inversion à un filtre MMSE. Cela constitue une solution sous optimal avec la nécessité de calculer la matrice inverse.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_i &= \mathbf{h}_i^H ((\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1})^H (\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_i \mathcal{E}(\tilde{x}_i)) \\ &= ((\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1}) \mathbf{h}_i^H (\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_i \mathcal{E}(\tilde{x}_i)) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Il est nécessaire au regard de ces diverses expressions d'estimer les paramètres du canal. Cela se fait généralement à l'aide d'une séquence d'entraînement pour la première itération puis de manière itérative ces paramètres sont ré-estimés à chaque nouvelle estimation souple des symboles envoyés. Nous supposons pour le moment que le canal est connu. Le problème de son identification sera débattu dans le prochain chapitre.

2.3.2.2 Algorithme de décodage itératif

L'idée de base soutenue dans le décodage itératif est l'amélioration du filtrage afin d'optimiser l'annulation d'interférence pour une meilleure estimation des bits émis. Cette technique itérative appelée communément décodage turbo est une approche sous optimale de détection comparée au maximum de vraisemblance. Sa particularité est qu'elle fonctionne au niveau des bits d'information et non au niveau des codes avec la préoccupation majeure d'estimer la probabilité à posteriori notée APP de chaque bit. Bien qu'étant une approche sous optimale,

ces performances tendent vers celles du décodeur à maximum de vraisemblance lorsque le rapport signal sur bruit augmente.

Généralement, le terme de référence utilisé lors de ces études est le logarithme du rapport de vraisemblance noté LLR (LLR : Log Likelihood Ratio) qui n'est rien d'autre que le logarithme du rapport P_1/P_0 où P_1 et P_0 correspondent respectivement aux probabilités d'être égal à 1 ou à 0 du bit considéré.

Le décodage itératif au sens turbo est basé sur le décodage dénommé SISO (Soft Input Soft Output) de codes convolutifs. En considérant un vecteur d'échantillons \mathbf{r} reçu à l'entrée d'un décodeur, le LLR à postériori d'un bit codé c_j , est donné par

$$\begin{aligned}
 LLR(c_j, p) &= \log P(c_j / \mathbf{r}) \\
 &= \log \frac{P\{c_j = 1 / \mathbf{r}\}}{P\{c_j = 0 / \mathbf{r}\}} \\
 &= \log \frac{P\{r / c_j = 1\}}{P\{r / c_j = 0\}} + \log \frac{P\{c_j = 1\}}{P\{c_j = 0\}} \\
 &= LLR(c_j, e) + LLR(c_j, i)
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Le premier terme $LLR(c_j, e)$ désigne l'information extrinsèque et le deuxième terme $LLR(c_j, i)$ correspond à l'information intrinsèque du bit codé.

Beaucoup de systèmes de décodage turbo existent dans la littérature scientifique, sans vouloir développer toute la théorie du décodage turbo, nous nous sommes intéressés à titre d'illustration au cas Turbo BLAST détaillé par le schéma de la figure 2.10 ci dessous. L'observation de l'ensemble des symboles supposés transmis et affectés par le bruit (2.32) permet d'estimer de façon souple les bits codés reçus par le calcul du LLR des bits issus du codage.

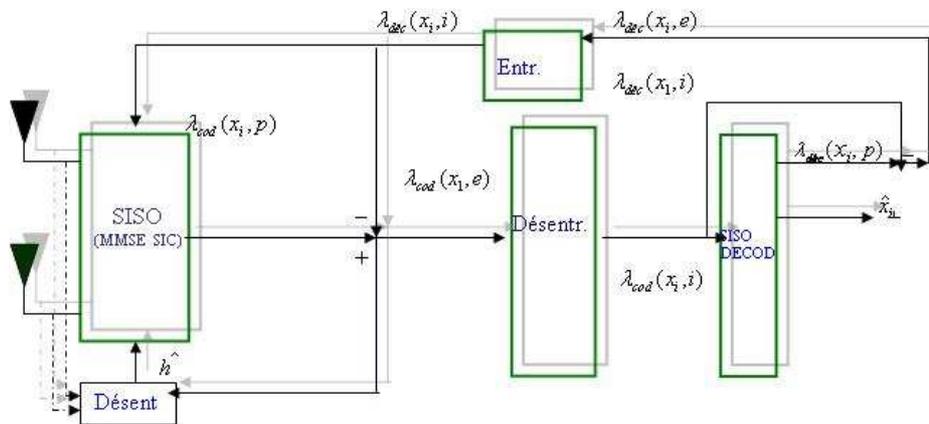


Figure 2.10 Décodage itératif T-BLAST

Supposons $m = \log_2 M$ le nombre de bits utilisés dans une modulation à M états et qu'à un instant donné, $K = p * m$ bits ont été envoyés sur une antenne. Si b_{ki} correspond au $k^{i\text{ème}}$ bit du symbole \tilde{x}_i estimé par le détecteur LMMSE-SIC démodulateur, l'expression de calcul du LLR (qu'on prendra soin de noter par la suite λ) est donnée par :

$$\begin{aligned}
\lambda_{Lmmse \rightarrow map}^q(b_{ki}) &= \log \frac{P(b_{ki} = +1 / \tilde{x}_i)}{P(b_{ki} = -1 / \tilde{x}_i)} - \underbrace{\log \frac{P(b_{ki} = +1)}{P(b_{ki} = -1)}}_{\lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki})} \\
&= \log \frac{\sum_{x^+ \in \mathcal{S}_{ki}^+} P(x_i = x^+ / \tilde{x}_i)}{\sum_{x^- \in \mathcal{S}_{ki}^-} P(x_i = x^- / \tilde{x}_i)} - \lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki}) \\
&= \log \frac{\sum_{x^+ \in \mathcal{S}_{ki}^+} P(\tilde{x}_i / x_i = x^+) P(x_i = x^+)}{\sum_{x^- \in \mathcal{S}_{ki}^-} P(\tilde{x}_i / x_i = x^-) P(x_i = x^-)} - \lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki}) \\
&= \log \frac{\sum_{x^+ \in \mathcal{S}_{ki}^+} \exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_i - \mu_i x^+\|^2}{\eta^2} + \sum_{k=1}^K \{x^+\}_k \frac{\lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki})}{2}\right)}{\sum_{x^- \in \mathcal{S}_{ki}^-} \exp\left(-\frac{\|\tilde{x}_i - \mu_i x^-\|^2}{\eta^2} + \sum_{k=1}^K \{x^-\}_k \frac{\lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki})}{2}\right)} - \lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki})
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Le schéma de la figure 2.10 donne une description du traitement du signal pour un décodeur itératif. Lors de la première itération, l'ensemble des signaux reçus par les antennes sont transmis au détecteur qui produit une estimation souple des symboles émis exprimés par la formules (2.41) puis du logarithme du rapport de vraisemblance (LLR : Log Likelihood Ratio) extrinsèque des bits codés (2.44) correspondant à $\lambda_{cod}(x_i, e)$ pour chacun des symboles.

En considérant que les bits codés étaient tous équiprobable a priori. On considérera que le logarithme du rapport de vraisemblance pour la première itération est a priori nul ($\lambda_{Lmmse \leftarrow map}^{q-1}(b_{ki}) = 0$).

Cette estimation du LLR est ensuite utilisée pour une première estimation souple des bits codés après désentrelacement. Soit :

$$Bit_cod_esti = \tanh(\lambda_{cod}(x, i) / 2) \tag{2.45}$$

Sur la base de l'estimation des bits codés et du rapport de vraisemblance intrinsèque $\lambda_{cod}(x, i)$, le décodeur donne une estimation du LLR des bits décodés λ_{bit} et du rapport de vraisemblance LLR à posteriori des symboles décodés notés $\lambda(x_i, p)$.

$$[\lambda_{bit}, \lambda(x, p)] = \text{décodeur}(\text{Bit_cod_esti}, \lambda_{cod}(x, i)) \quad (2.46)$$

L'estimation des symboles décodés passe d'abord par le calcul du LLR extrinsèque des bits décodés notés $\lambda_{dec}(x, e)$. Soit :

$$\lambda_{dec}(x, e) = \lambda_{dec}(x, p) - \lambda_{cod}(x, i) \quad (2.47)$$

Le calcul pondéré de ces symboles se fait comme suit :

$$\tilde{x}_i = \sum_{\hat{x} \in \Omega} \hat{x} P(x_i = \hat{x}) \quad (2.48)$$

où Ω est la constellation des symboles utilisés.

Les probabilités ci-dessus sont déterminées avec les valeurs intrinsèques des LLR décodés qui s'obtiennent par un entrelacement des LLR extrinsèques $\lambda_{dec}(x, e)$.

Ces symboles seront utilisés dans les itérations suivantes pour l'annulation d'interférence.

2.3.3 TURBO-BLAST OFDM

2.3.3.1 Description de l'Émetteur et du récepteur

Bien que les performances de TBLAST soient reconnues, celles-ci se détériorent dans un environnement sélectif en fréquence. Pour remédier à cela, on applique au niveau de chaque antenne émettrice une modulation OFDM en utilisant l'opérateur IDFT puis en ajoutant un Préfixe

Cyclique avant l'envoi des données. A. van Zelst dans son article [3] a proposé une structure de l'émetteur et du récepteur selon la figure 2.11

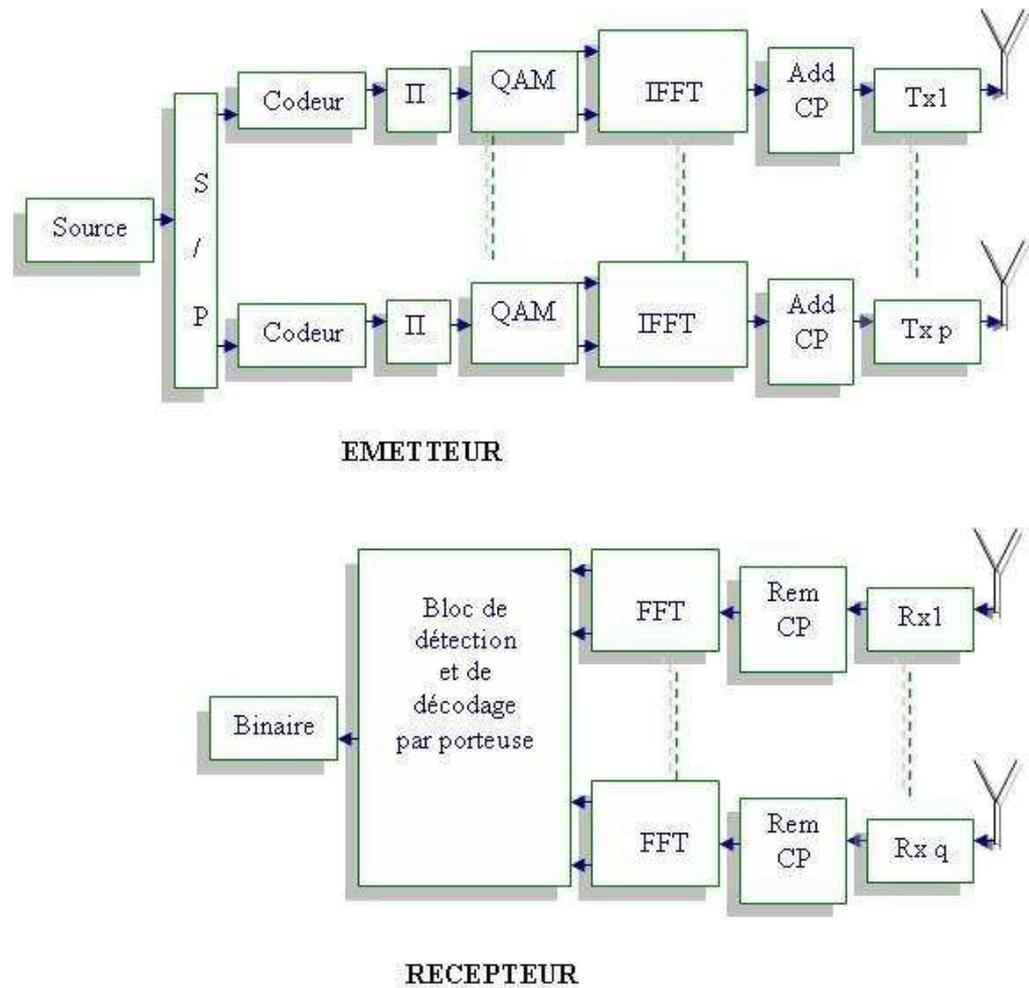


Figure 2.11 Schéma de l'émetteur et du Récepteur PAC (Per-Antenna-Coding)

Dans la proposition de A. Zelst, le codage, le désentrelacement, la modulation et éventuellement l'insertion de pilotes se fait parallèlement par antenne dans l'ordre précité avant que n'intervienne la modulation OFDM. A la réception, après suppression du préfixe cyclique, on procède à une démodulation par FFT du signal reçu sur chaque antenne.

La modulation OFDM est connue pour son efficacité pour résoudre les problèmes liés aux milieux sélectifs en fréquence. Elle consiste à envoyer sur plusieurs sous porteuses dites orthogonales à un débit beaucoup plus bas des informations reçues à haut débit. Il faut noter que cette modulation est sensible au problème de synchronisation et plus particulièrement aux décalages en fréquence.

2.3.3.2 Modèle du signal pour un canal sélectif en fréquence

Dans l'expression du modèle présenté, nous avons supposé que le système est parfaitement synchronisé et que l'environnement est multi trajets. La réponse impulsionnelle des différents canaux comporte le même ordre de retard. Soit L ce nombre. L'énergie globale du canal est normalisée.

On suppose que g_{qp} représente le canal de propagation entre l'antenne de réception j et celle d'émission i . Ce paramètre peut être assimilé à un vecteur de taille L dont les éléments sont notés $g_{qp}(l)$ avec $l = 0, \dots, L-1$. On peut donc paramétrer la matrice du système \mathbf{G} par l de manière que pour chaque valeur de l on ait

$$\mathbf{G}(l) = (\mathbf{g}_{j,i})(l) \quad (2.49)$$

Soit \mathbf{u} le vecteur colonne de taille p représentant l'ensemble des symboles émis à un instant t donné par les antennes ; soit $\mathbf{v}(t)$ un bruit blanc complexe de taille q que nous supposons Gaussien de moyenne et de variance $(1/2)\sigma_v^2$ par dimension (partie réelle et partie imaginaire). Les éléments de \mathbf{u} seront pris de manière à ne pas être corrélés avec une moyenne nulle et une variance σ_u^2 . On en déduit le SNR par antenne de réception $\rho = p \frac{\sigma_u^2}{\sigma_v^2}$.

L'expression du signal reçu sur les antennes de réception est donnée par :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}(l)\mathbf{u}(t-l) + \mathbf{v}(t) \quad (2.50)$$

Après suppression du Préfixe cyclique et la FFT, le signal obtenu se présente [3] dans le domaine fréquentiel caractérisé par la variable a comme suit :

$$\mathbf{x}(a) = \mathbf{H}\mathbf{s}(a) + \mathbf{n}(a) \quad (2.51)$$

où $\mathbf{n}(a)$ représente le bruit dans le domaine des fréquences, \mathbf{s} l'ensembles des symboles transmis avant la IFFT et \mathbf{H} est un bloc de matrices en diagonal :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H(0) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & H(N_c - 1) \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

dont le $i^{\text{ème}}$ élément de la diagonale correspond au paramètre du canal dans le domaine des fréquences de la $i^{\text{ème}}$ porteuse.

$$\mathbf{H}(i) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}(l) \exp(-j2\pi \frac{il}{N_c}) \quad (2.53)$$

La démodulation SISO se fait de préférence par porteuse avant le décodage et sur chaque porteuse, on aura à procéder comme dans un environnement non sélectif en fréquence.

L'expression (2.50) par porteuse a se ramène à :

$$x(i, a) = H(i, a)s(i, a) + n(i, a) \quad (2.54)$$

Dans le traitement des signaux par porteuse, les calculs du paragraphe 2.3.2 restent valables.

2.4 Résultats des simulations

Nous avons réalisé dans cette section différentes simulations sur les systèmes en couches. Nous avons considéré que les coefficients du canal varient très lentement. De plus ces paramètres sont supposés parfaitement connus par le récepteur et deux types de canaux sont considérés : un canal à fading non sélectif en fréquence, un canal sélectif en fréquence de nombre de trajets variables ont été considérés dans nos simulations. Nous avons dans un premier temps retrouvé des simulations déjà publiées dans la littérature avant de considérer d'autres variantes dans le souci de s'assurer que notre algorithme est bien calibré et permet de considérer d'autres cas. Le bruit ici aussi est complexe et sa variance a été fixé à $\sigma^2/2$ par dimension.

Nous avons commencé nos simulations par une comparaison de deux algorithmes de décodage sphérique de systèmes en couches. L'un des algorithmes contient un nombre fixe de nœuds à visiter après l'obtention des symboles avec la méthode QR et pour l'autre algorithme, le nombre de nœuds à visiter n'est pas rigide et par conséquent est beaucoup plus rapide que la première dont le nombre de nœuds doit être relativement élevé pour obtenir de bonnes performances. Nous optons donc pour la deuxième qui nous offre un gain de temps. Pour les besoins de simulations nous avons considéré un modulateur MAQ 16. On constate que l'écart entre les performances de ces deux algorithmes est négligeable. De plus, ces résultats présentent un grand écart en comparaison de celles obtenues avec le BLAST dans les figure 2.13 et figure 2.14.

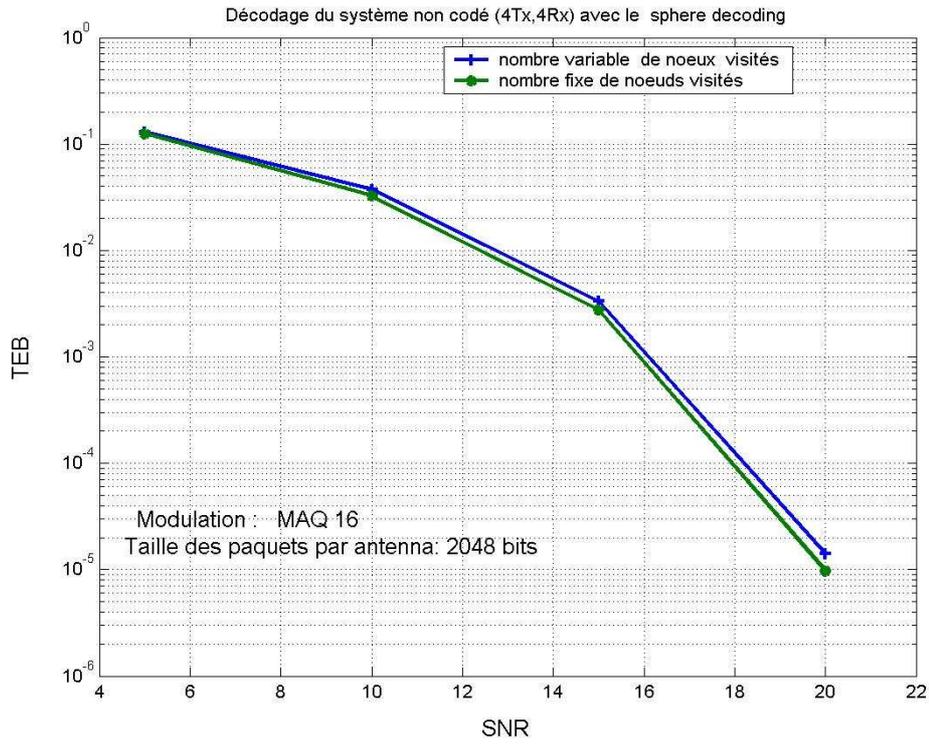


Figure 2.12 Performance de détecteurs QR

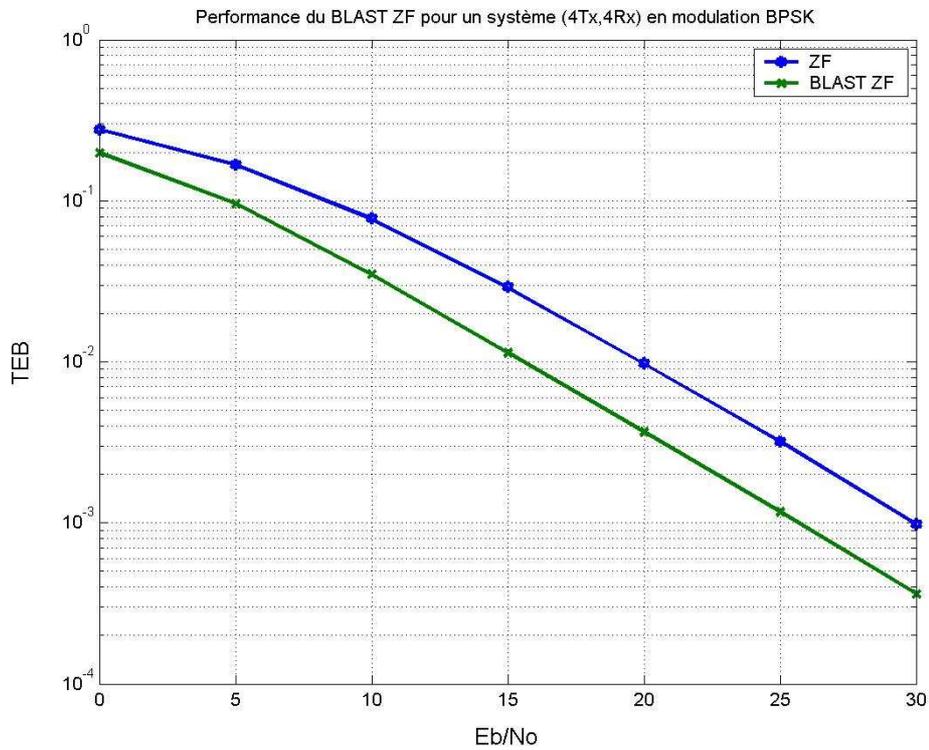


Figure 2.13 Performances du BLAST ZF

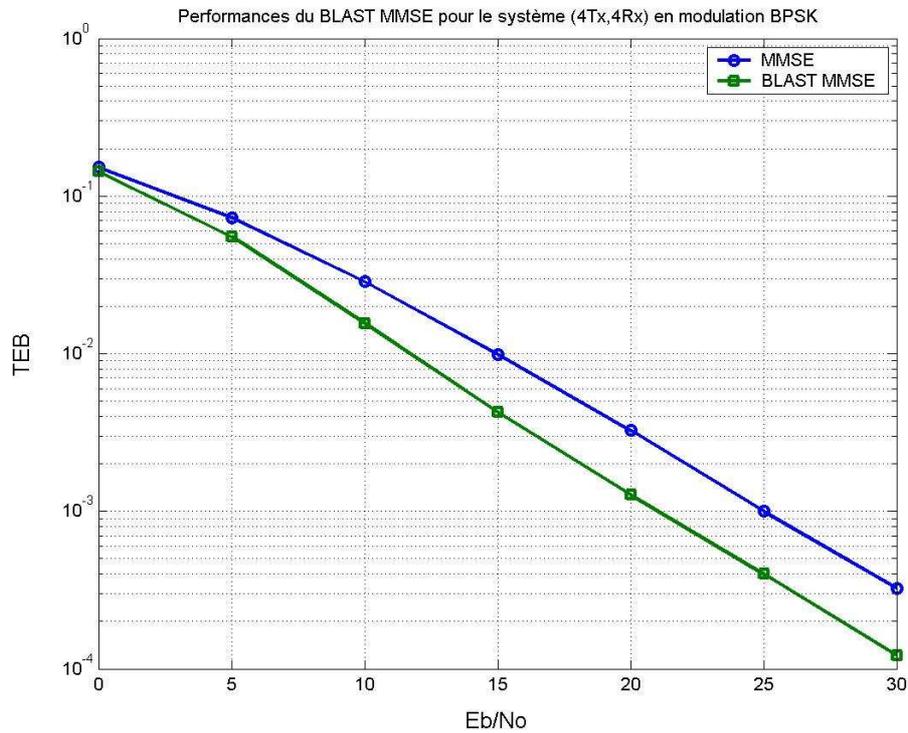


Figure 2.14 Performances du BLAST MMSE

Pour montrer l'apport de la méthode BLAST dans la détection des systèmes en couches, nous avons d'abord réalisé deux simulations (figure 2.13 et figure 2.14) en modulation BPSK pour comparer la détection des symboles à la réception sur la base des méthodes ZF et MMSE puis en combinaison avec la méthode du BLAST. On voit bien à travers les simulations que le BLAST permet d'améliorer d'une manière notable les performances des systèmes LST par un apport de 4 dB en ce qui concerne le système considéré.

Les résultats de ces simulations nous ont amené à considérer dans la suite, la combinaison BLAST MMSE pour comparer les performances de différents systèmes.

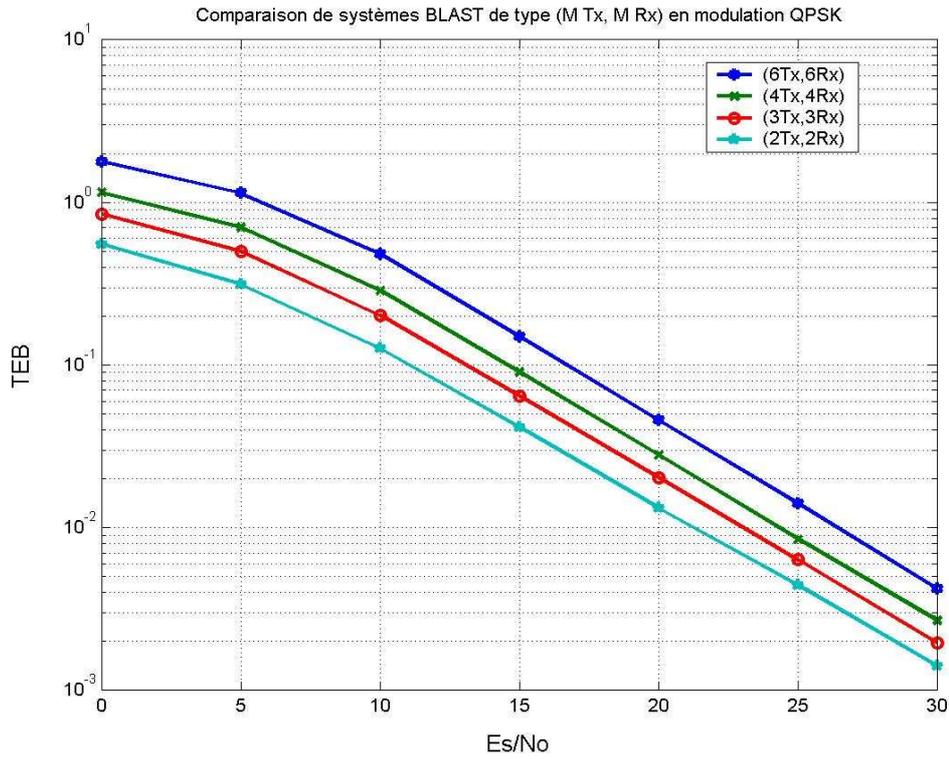


Figure 2.15 Performances de systèmes BLAST

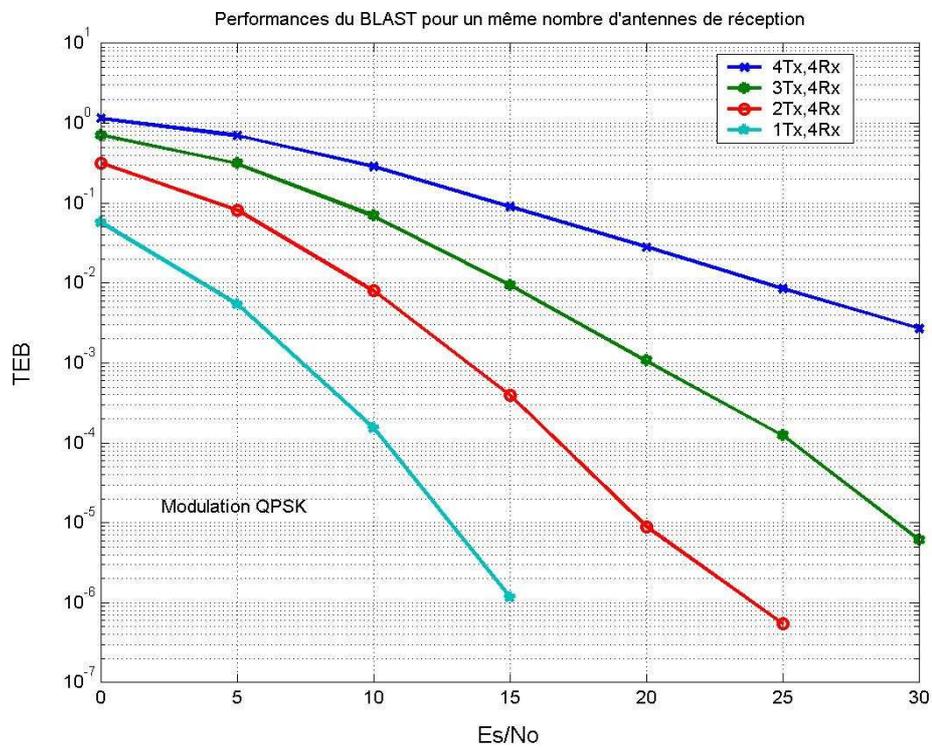


Figure 2.16 Performances de systèmes BLAST de type (N, N)

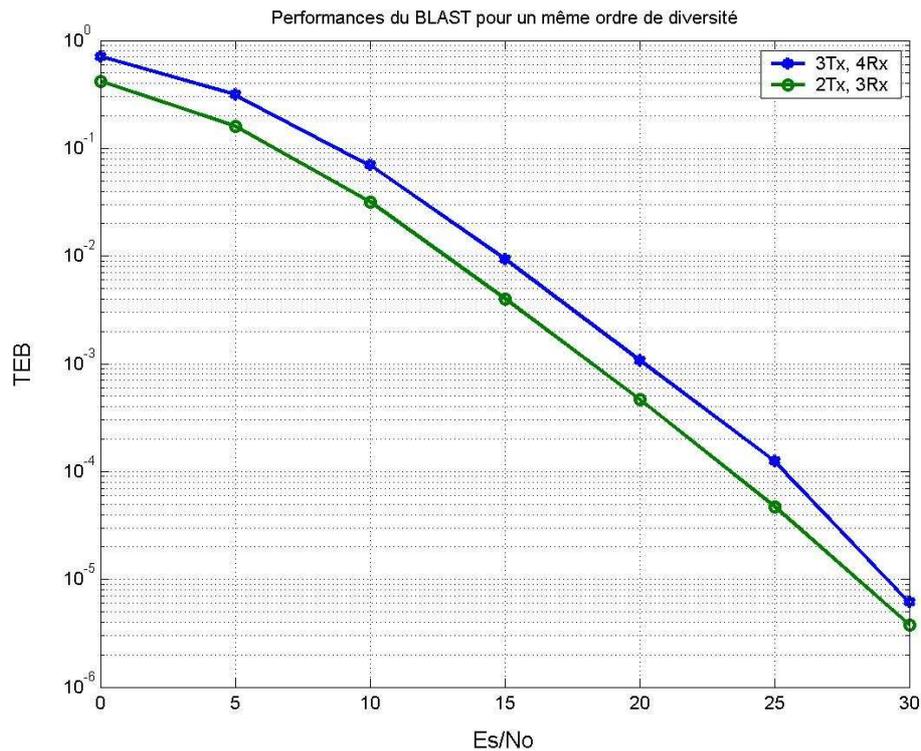


Figure 2.17 Comparaisons des performances entre (2Tx, 3Rx) et (3Tx, 4Rx)

La figure 2.15 ci-dessous montre les performances de différents systèmes en couches dotés d'un même nombre d'antennes aussi bien en émission qu'en réception mais en modulation QPSK. On constate que le taux d'erreur binaire s'améliore avec la diminution du nombre d'antennes. Cela s'explique par la réduction du taux d'interférences sur les antennes de réception. Etant donné que le nombre d'antennes à l'émission avait diminué, les niveaux d'interférences diminuent aussi.

Nous avons considéré l'ordre de diversité dans les simulations de la figure 2.16. Nous avons fixé le nombre d'antenne en réception et avons fait varier le nombre d'antennes en émission.

L'ordre de diversité correspond à la différence entre le nombre d'antennes d'émission et de réception. Cela nous a permis d'obtenir différents ordres de diversité. On remarque que les performances s'améliorent pour un ordre de diversité plus élevé.

Nous nous sommes intéressés aussi aux cas de systèmes ayant les mêmes ordres de diversité (figure 2.17). On constate ici une différence qui certainement est liée au nombre d'antennes considéré de part et d'autre de la liaison.

Nous avons étudié l'influence du nombre de trajets sur les performances d'un système doté de la modulation OFDM (figure 2.18). Notre choix s'est porté sur les systèmes dotés de quatre antennes aussi bien en émission qu'en réception et au système doté de deux antennes en émission et de trois antennes en réception. Nous avons pris à cet effet des paquets de 128 symboles QPSK par antenne. On remarque dans ces différents cas une légère dégradation des performances lorsque le nombre de trajets augmente.

Il est clair que l'OFDM transformant les canaux sélectifs en canaux non-sélectifs, l'ordre de sélectivité du canal n'est pas un paramètre influant sur la qualité de la transmission.

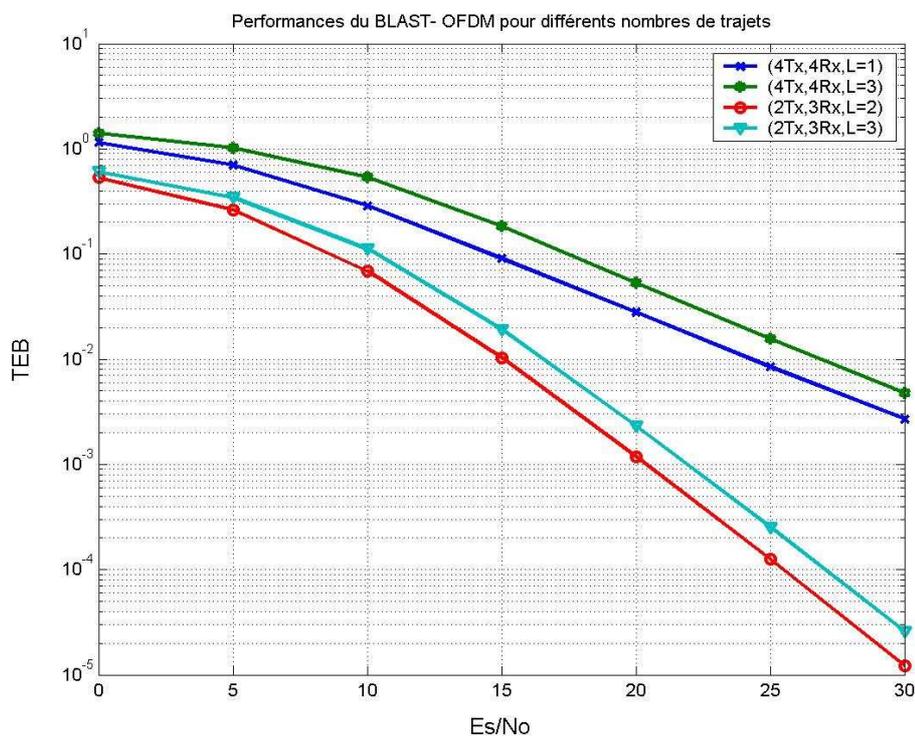


Figure 2.18 Performances de systèmes BLAST-OFDM

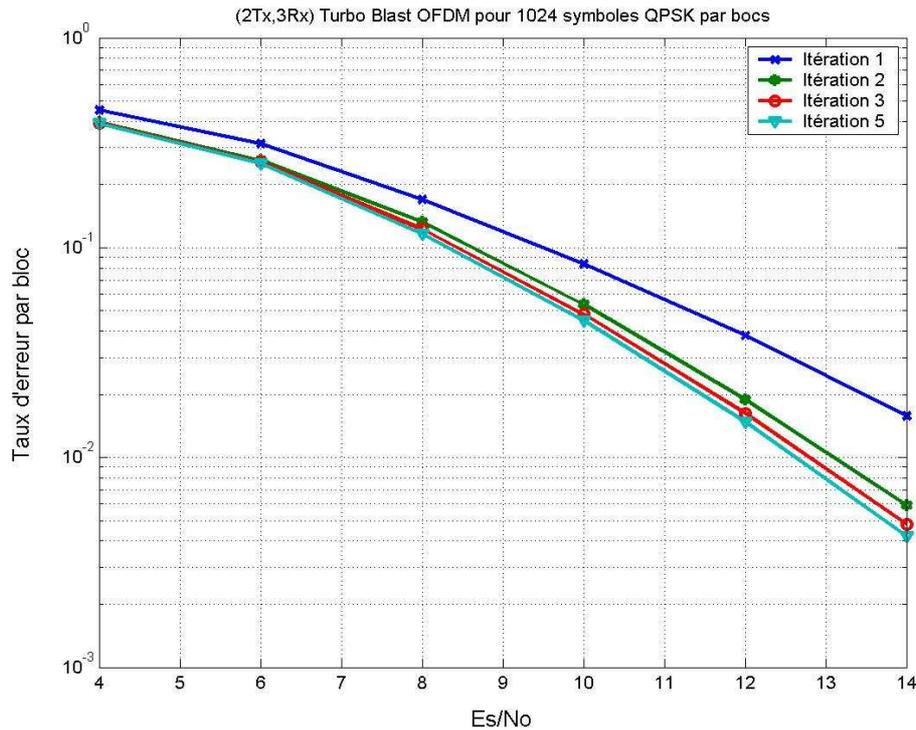


Figure 2.19 Performances du système (2Tx, 3Rx) Turbo BLAST OFDM

Nous nous sommes aussi intéressés aux systèmes turbo BLAST et avons choisi le cas de deux antennes en émission et de trois antennes en réception avec un codeur convolutif systématique récuratif (5,7) dans la figure 2.19. La taille des blocs est de 2048 bits soit 1024 symboles QPSK. L'apport des systèmes turbo se manifeste par l'amélioration des performances avec les itérations. Sur les figures, nous nous sommes limités à cinq itérations. A fort SNR, on voit bien une nette amélioration dès la deuxième itération et au-delà de cinq itérations les performances ne varient pratiquement plus.

Pour montrer les performances des systèmes turbo Blast figure 2.20 dans le cas non sélectif en fréquence, en comparaison avec le (MMSE) BLAST, nous avons considéré à nouveau le système (4Tx, 4Rx) et l'avons simulé dans les deux cas. Nous avons jugé juste de présenter les performances du système turbo parce que le (MMSE) BLAST a pratiquement maintenu son taux d'erreur par bloc à 1 puisque l'écart observé n'était que de 0.25. La taille des paquets est de 512 symboles par antennes, soit 4096 bits par bloc. Par contre il est aussi intéressant de remarquer que le système turbo n'itère plus de manière notable au bout de quatre itérations.

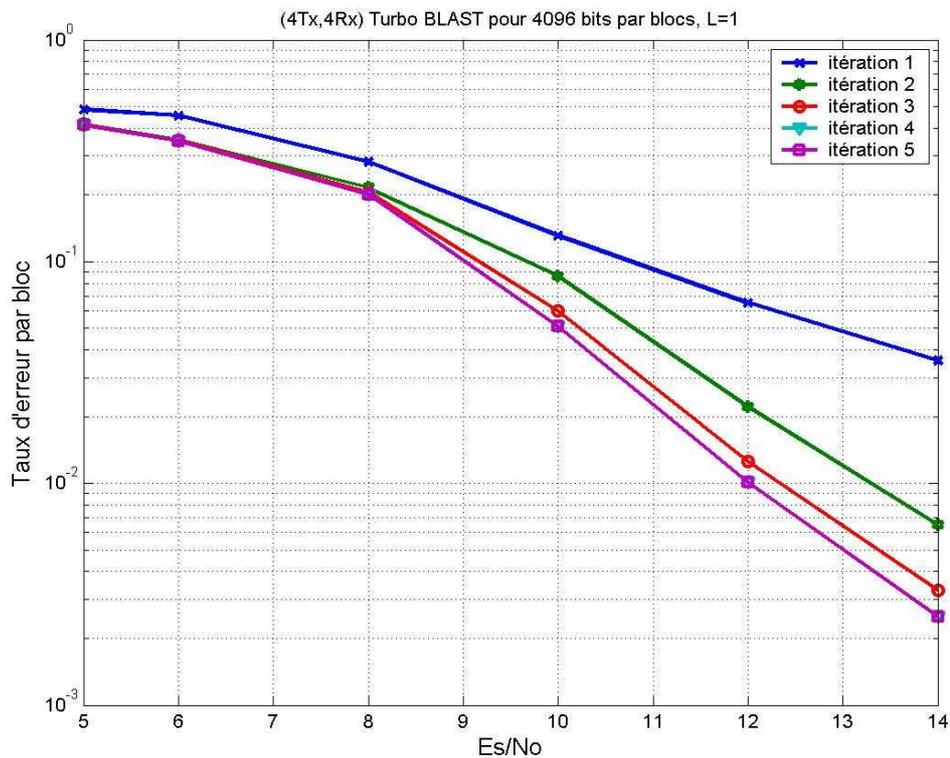


Figure 2.20 Performances du système (4Tx, 4Rx) Turbo BLAST

Conclusion

Les systèmes turbo Blast OFDM constituent une technologie prometteuse même si pour le moment, il y a des difficultés liées à son implémentation et en particulier le point délicat de l'estimation de canal. C'est pour cette raison que nous proposons un algorithme d'estimation de canal avec plus de robustesse qui lui aussi opère de façon itérative et donne d'excellentes performances. L'outil qui nous a servi à cet effet est l'algorithme EM (Expectation Maximisation). Ceci justifie le chapitre suivant sur l'estimation de canal.

3. ESTIMATION DE CANAL

3.1 Introduction	84
3.2 Généralités sur le Canal	86
3.2.1 Phénomène d'atténuation	86
3.2.2 Phénomènes d'évanouissement	87
3.2.2.1 Sélectivité du canal	88
3.2.2.2 Effet Doppler	90
3.2.3 Types et modèles statistiques de canaux à évanouissement	92
3.2.3.1 Types de canaux à évanouissement	92
3.2.3.2 Modèles statistiques de canaux à évanouissement	93
3.2.3.2.1 Canal non sélectif en fréquence	93
3.2.3.2.2 Canal sélectif en fréquence	94
3.3 Techniques d'estimation de canal sur la base de symboles pilotes	95
3.3.1 Systèmes mono antennes	96
3.3.1.1 Canal non sélectif en fréquence	96
3.3.1.2 Canal sélectif en fréquence	98
3.3.1.2.1 Estimation à une dimension (temps ou fréquence)	98
3.3.1.2.1.1 Domaine temporel : canal à évanouissement lent	98
3.3.1.2.1.2 Domaine fréquentiel : canal à évanouissement lent ou rapide	100
3.3.1.2.2 Estimation bidimensionnelle	104
3.3.1.2.3 Estimateur de Kalman	106
3.3.1.2.4 Autres méthodes	107
3.3.2 Systèmes d'antennes multiples	107
3.3.2.1 Modèles du signal	107
3.3.2.2 Méthodes directes d'estimation	108
3.3.2.3 Limites des méthodes directes et choix de la séquence d'entraînement	111
3.3.2.4 Méthodes itératives ou decision-directed (DD)	112
3.3.3 Algorithme EM	113
3.3.3.1 Application de l'EM dans l'estimation de canal de systèmes MIMO	114
3.3.3.2 L'algorithme Sage	116
3.3.3.3 Nouvelle approche EM pour les systèmes Turbo Blast en milieu sélectif en fréquence	117
3.4 Simulations	119
Conclusion	126

3.1 Introduction

Les systèmes de communications sans fil sont devenus une nécessité pour notre génération et celles à venir. Au nombre de ces systèmes figurent la radio, la télévision, les satellites, les réseaux locaux dont certains sont standardisés 802.11x (x désignant de manière spécifique une norme) et les réseaux mobiles dont la première génération était analogique puis numérisé par la suite ; nous en sommes actuellement à la troisième génération. Les réseaux mobiles ont connu un taux de pénétration inattendue et continuent d'impressionner par leur extension et leurs applications. Mieux encore, on note une demande sans cesse croissante de nouveaux services qui requièrent le haut débit et qui exigent une bonne qualité de la liaison. C'est ce qui explique l'engouement des chercheurs sur les systèmes d'antennes multiples. Les solutions techniques proposées ne visent pas toujours les mêmes objectifs. Parmi elles, on retrouve celles qui permettent d'augmenter la capacité par une approche de multiplexage dite spatiale (SDM : Spatial Division Multiplexing). Un exemple de système assez connu qui exploite la technique du SDM est le BLAST [26] et ses variantes. Il a été proposé pour la première fois par le laboratoire BELL. Les systèmes qui exploitent le SDM ont été introduits au deuxième chapitre de la présente thèse. D'autres solutions techniques visent beaucoup plus une amélioration de la qualité de la liaison, ce sont les codes spatio-temporels (STC : Space Time Coding) présentés aussi au premier chapitre de cette thèse. Nous y avons étudié les STBC (Space Time Block Code) [36]&[37]et les STTC (Space Time Treillis Code)[38]. Un compromis doit être fait selon les applications sur l'association de ces techniques.

Toutes les applications issues de l'exploitation des techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) ont un certain nombre de soucis communs sur la mise en œuvre et le fonctionnement. Ces problèmes sont liés entre autre à la question de l'autonomie énergétique, aux interférences entre antennes, à la réduction de la taille des terminaux, la synchronisation, l'estimation de canal,...

La terre est entourée d'une couche gazeuse, l'atmosphère dont le rôle dans la propagation des ondes est primordial compte tenu de ses propriétés électriques. Sur la terre, les reliefs, les arbres et les bâtiments constituent des obstacles plus ou moins conducteurs qui réfléchissent, réfractent ou diffractent les ondes électromagnétiques. Leur influence dépend de la longueur d'onde ou de la bande allouée à la liaison. Le canal dans les systèmes MIMO est souvent multi trajets [38] compte tenu des propriétés de réfraction, de diffraction, de réflexion et d'absorption du signal électromagnétique sur les objets environnants. Le phénomène de diffraction est une forme de diffusion de l'onde qui rencontre un objet pointu opaque. La réfraction s'explique par la déviation de l'onde de sa direction de propagation lors de son passage dans un milieu

d'indice de propagation différent. La réflexion quant à elle est synonyme de renvoi dans le milieu de départ. Plusieurs versions de la séquence émise sont alors reçues. Ces versions résultent de la superposition du signal transmis à l'instant courant et des signaux retardés à cause de l'itinéraire suivi avant d'arriver au récepteur. Tous ces phénomènes associés à la distance de la liaison créent de l'interférence. Ceci atténue la puissance du signal reçue ou provoque une variation de celui-ci suivant la position et l'instant.

Pour résoudre la question des interférences dans un environnement sélectif en fréquence, la solution préconisée est d'introduire la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Les systèmes MIMO-OFDM sont très sensibles à la précision dans l'estimation du décalage fréquentiel, temporel et du canal compte tenu des distorsions que cela peut générer dans le processus de détection du signal à la réception. Les systèmes MIMO-OFDM requièrent donc une synchronisation et une estimation de canal la plus précise possible. Nous n'avons pas abordé la synchronisation dans cette thèse. Il n'en demeure pas moins qu'elle constitue un sujet de recherche très riche. Par contre, l'estimation de canal dans les systèmes MIMO-OFDM est l'une des préoccupations majeures de cette thèse.

Dans une communication, le récepteur a besoin des paramètres du canal dans le processus d'estimation des symboles qui lui sont envoyés lorsque la détection est cohérente. Dans plusieurs travaux de recherches, ces paramètres sont supposés connus. Dans la réalité, le récepteur n'a pas de connaissance à priori sur ces coefficients. Il a besoin d'estimer ces paramètres avec le plus de précision possible afin d'obtenir de bonnes performances sur l'estimation des symboles. A cet effet, une séquence d'entraînement est généralement utilisée. Elle est supposée entièrement connue par le récepteur dans la plupart des algorithmes. Dans les systèmes MIMO-OFDM, les paramètres du canal relatif à chaque sous porteuse peuvent être estimés presque de la même manière que dans les systèmes mono-antennes après la FFT grâce à des séquences appropriées qui réduisent le phénomène d'interférences entre antennes. Compte tenu de leur nombre élevé, on exploite la corrélation qui existe entre elles.

Des algorithmes d'estimation de canal ont été proposés dans le souci de réduire l'erreur sur le calcul des coefficients du canal. Ils utilisent la séquence d'entraînement avec la méthode du Zéro Forcing (ZF) ou du Minimum Mean Square Error (MMSE) introduits au chapitre précédent. La séquence d'entraînement est conçue de manière appropriée. Avec l'avènement des méthodes itératives, plusieurs algorithmes ont été aussi proposés. De ces différents algorithmes, l'EM (Expectation Maximisation) a surtout attiré notre attention. Elle est très

intéressante car, de par sa nature itérative, elle s'interface naturellement avec les algorithmes turbo de détection des symboles.

3.2 Généralités sur le Canal

Le support de propagation de l'onde est désigné par le terme canal. Il constitue l'un des facteurs limitatifs des performances du système. La propagation de l'onde électromagnétique est tributaire de la configuration du milieu de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Il s'agit entre autres de la distance, des objets environnants, de la fréquence, des antennes et autres. Pour une bonne détection du signal, le récepteur requiert une puissance nominale. Suivant le cas de figure l'un ou l'autre des facteurs précédemment énumérés affectent la puissance du signal reçu. On peut regrouper les différentes pertes sous deux rubriques que sont l'atténuation et l'évanouissement.

3.2.1 Phénomène d'atténuation

Lorsque l'émetteur est suffisamment éloigné du récepteur ou en présence d'obstacles (montagnes, forêts, bâtiments,...), la puissance du signal reçue est atténuée. On parle d'évanouissement à grande échelle qui traduit les fluctuations de la puissance reçue sur une grande distance ou sur un intervalle de temps suffisamment grand [39]. La fluctuation de la puissance du signal reçue à travers une propagation dans l'espace libre d'une distance d et son expression en fonction de la puissance à l'émission $P_{ém}$ est de la forme (3. 1).

$$P_r = \alpha d^{-v} P_{ém} \quad (3. 1)$$

où α est un paramètre englobant tous les autres facteurs et v (compris entre 2 et 5) est l'exposant d'atténuation liée à la distance calculée de manière empirique lors des mesures pratiques sur le terrain. Dans le cas d'une liaison hertzienne par exemple $v=2$ et l'expression de la perte de propagation dans le vide pour un trajet indexé par i est donnée par

$$L_i^0(dB) = 32,4 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) \quad (3. 2)$$

avec d en Km et f en Mhz.

Sur la base des mesures effectuées sur plusieurs endroits, il ressort que les autres facteurs d'atténuation du signal sont liés aux spécificités de l'environnement local considéré. Par

conséquent (3. 2) peut être globalisé à tous les facteurs par l'introduction d'une variable aléatoire gaussienne X

$$L_i(dB) = 32,4 + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(d) + X \quad (3. 3)$$

La connaissance des différents paramètres (3. 2) et de la variance de X (3. 3) permettront d'estimer la puissance reçue en un emplacement quelconque de la zone concernée.

3.2.2 Phénomènes d'évanouissement

L'évanouissement désigne une forme de perte qui n'est pas attribuée à la distance mais plutôt aux phénomènes d'interférences. C'est le cas lorsque la perte, liée à la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur, est relativement négligeable devant ces phénomènes dits à petite échelle. Le phénomène d'interférences est causé par la superposition de signaux différents. Cette superposition est généralement due, dans le cas des systèmes mono- antennes, aux phénomènes de trajets multiples propres aux liaisons radio par la présence d'obstacles qui font que le signal émis à un instant donné prenant plusieurs chemins possibles arrive à différents instants. Chaque trajet a une amplitude, une phase et un retard. Pour caractériser le canal, une impulsion est émise et l'on observe le signal reçu appelé réponse impulsionnelle du canal.

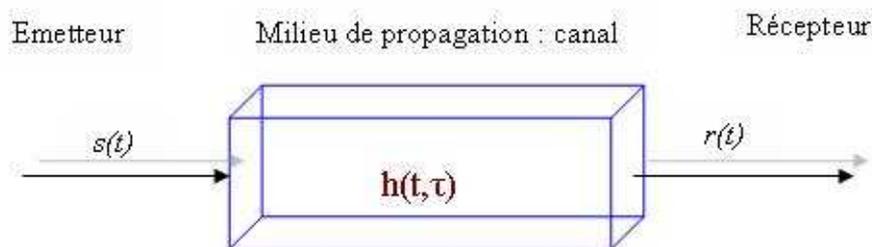


Figure 3. 1 Modélisation du canal

Etant donné le caractère aléatoire de ces signaux, l'amplitude et la phase du signal résultant varient dans le temps et dans l'espace en fonction de la réponse impulsionnelle du canal et de la période d'émission des signaux ou encore le débit de transmission.

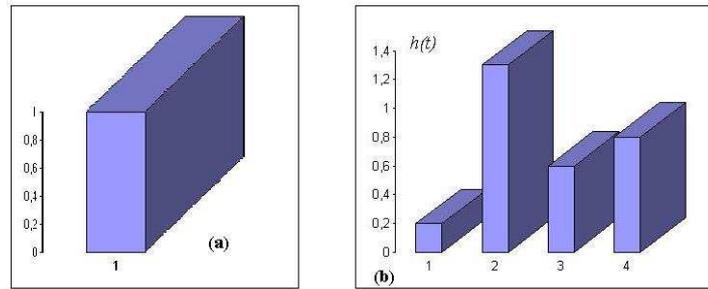


Figure 3. 2 Exemple de réponse du canal à une impulsion

Pour modéliser le canal (figure 3. 1), nous sommes amenés à considérer le milieu de propagation puis l'émetteur et le récepteur. Le comportement de l'environnement ou la nature du canal dépend essentiellement du débit de transmission qui définit la durée d'un symbole et de la vitesse de déplacement du récepteur ou de l'émetteur. Le débit de transmission comparé aux paramètres du canal permet d'apprécier la sélectivité du canal. La mobilité du récepteur engendre l'effet Doppler dont l'incidence est liée au rapport entre la vitesse du récepteur et la longueur d'onde du signal.

3.2.2.1 Sélectivité du canal

On suppose que l'environnement ne change pas et reste immobile. Seul le récepteur change de position. L'évanouissement peut être exprimé en fonction de la distance. De plus, la notion de mobilité du récepteur fait aussi appel à la notion de temps. Ainsi le canal est caractérisé par sa réponse à une impulsion. Cette impulsion est reçue avec un décalage caractérisant le retard temporel ou fréquentiel qui pourrait causer des interférences entre les différents symboles à la réception.

Si le gain du canal est constant et qu'il affecte la phase du signal à la réception d'un angle constant, la réponse impulsionnelle du canal est exprimée par :

$$h(t, \tau) = \alpha(t)\delta(t) \quad (3. 4)$$

Où $\delta(t)$ est la fonction de Dirac et $\alpha(t)$ une variable complexe.

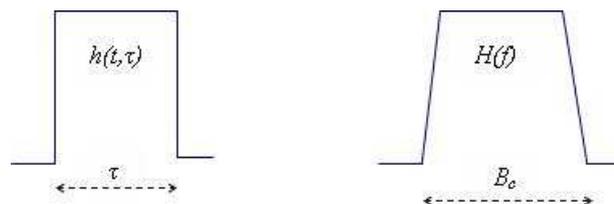


Figure 3. 3 Etalement temporel et bande de cohérence du canal

Si chaque trajet est caractérisé par son retard τ_i et sa puissance p_i , le retard moyen sur T trajets est donné par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^T p_i \tau_i}{\sum_{i=1}^T p_i} \quad (3.5)$$

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal a pour écart type :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (3.6)$$

avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^T p_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^T p_i} \quad (3.7)$$

La largeur de bande du canal est définie par la bande de cohérence B_c tel que

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (3.8)$$

Le signal est émis en un train d'informations constitué de blocs qui peuvent être définis par une durée T_s et une largeur de bande B_s . L'étalement temporel ou le retard maximal τ de la réponse impulsionnelle du canal permet de considérer deux cas possibles d'interaction de l'onde avec l'environnement :

- Le cas où le retard τ est négligeable devant la durée d'émission T_s des blocs émis : l'étalement temporel du canal est sans conséquence sur le système. Dans le domaine fréquentiel $B_s < B_c$: le canal est dit non sélectif en fréquence ou flat fading.

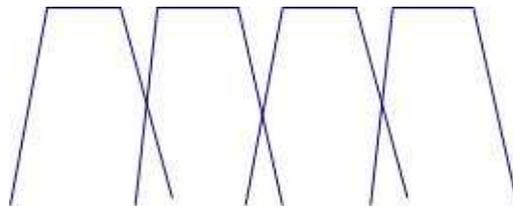


Figure 3. 4 Exemple de signaux partiellement superposés

- Par contre si la durée du retard est supérieure à la durée T_s , c'est-à-dire $B_s > B_c$ on note une sélectivité du canal qui se traduit par une interférence significative entre blocs d'informations successifs. L'étalement temporel d'un bloc de signal reçu s'étend de manière à perturber le bloc suivant.

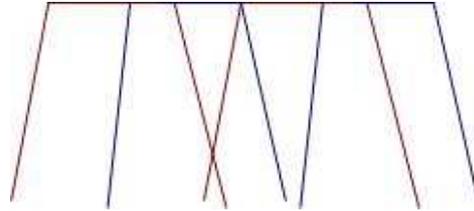


Figure 3. 5 : Exemple de signaux superposés

L'expression algébrique de la réponse impulsionnelle du canal se présente sous la forme d'un train d'impulsions d'amplitudes différentes correspondant aux différents trajets dont le trajet direct. L'expression mathématique dans ce cas est donnée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{j=1}^L \alpha_j(t) \delta(t - \tau_j) \quad (3.9)$$

où $\alpha_j(t)$ et τ_j désignent l'amplitude complexe et le retard du $j^{\text{ème}}$ trajet. Les coefficients $\alpha_j(t)$ ne sont pas liés et (3.9) montrent que les différentes composantes de $h(t, \tau)$ s'évanouissent de manière indépendante comme le montre la figure ci dessous.

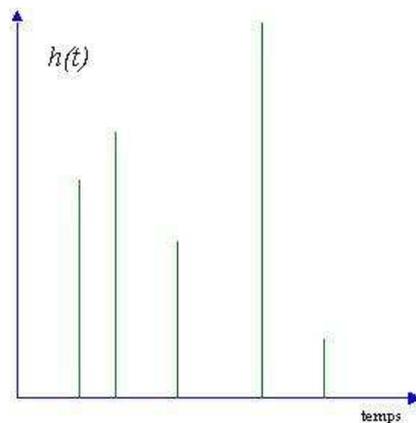


Figure 3. 6 Exemple de réponse impulsionnelle pour un canal sélectif en fréquence

3.2.2.2 Effet Doppler

La mobilité du récepteur à une certaine vitesse induit un décalage fréquentiel f_d de l'onde suivant l'angle θ entre la direction de la vitesse v et celle de l'onde au niveau du récepteur.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (3.10)$$

L'angle θ est aléatoire à cause du caractère imprévisible des angles des différents trajets qui peuvent changer dans le temps compte tenu des différents objets environnants.

La valeur maximale de f_d notée

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda} \quad (3.11)$$

permet de définir la bande de fréquence I_f de la porteuse des ondes reçues

$$I_f = [f_p - f_{d \max} \quad f_p + f_{d \max}] \quad (3.12)$$

Cette variation de la fréquence de la porteuse peut être assimilée à une modulation de fréquence qui agit sur le signal selon l'importance des écarts constatés. La comparaison de la fréquence porteuse f_p et du décalage f_d permet de mieux apprécier l'incidence de l'effet Doppler.

Si f_d est négligeable devant f_p ($f_d \ll f_p$) alors l'effet Doppler n'est pas perçu fortement : l'évanouissement est dit lent ou Slow fading.

Si f_d n'est pas négligeable devant f_p , la réponse impulsionnelle changerait beaucoup plus rapidement sur une durée proche de celle d'un ou deux symboles : l'évanouissement est dit rapide ou fast fading. Pour définir la rapidité de l'évanouissement, on définit la durée avant tout changement du canal approximativement par le temps de cohérence T_c (3.13) qui correspond à la durée pendant laquelle les paramètres du canal restent pratiquement invariables. Pour une corrélation de l'ordre de 0.5, T_c est donné par :

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{d \max}} \quad (3.13)$$

3.2.3 Types et modèles statistiques de canaux à évanouissement

3.2.3.1 Types de canaux à évanouissement

Le phénomène de sélectivité a permis de répertorier deux types de canaux pour une transmission donnée : canal sélectif en fréquence et canal non sélectif en fréquence. L'effet Doppler indépendamment de la sélectivité du canal agit sur la rapidité ou non de l'évanouissement. Par combinaison de ces deux phénomènes, on a répertorié quatre types de canaux.

- a) Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent communément connu sous la terminologie Flat Slow fading ou Frequency Non-Selective Slow fading : la largeur de bande de cohérence du canal est supérieure à la largeur de bande de fréquence du signal et le temps de cohérence du canal est supérieur à la durée du signal.
- b) Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide appelé en anglais Frequency-Non Selective Fast Fading ou Flat Fast Fading : la largeur de bande de cohérence est supérieure à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est inférieur à la durée du signal.
- c) Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent connu sous la terminologie Frequency Selective Slow fading : la largeur de bande de cohérence est inférieure à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est supérieur à la durée du signal.
- d) Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide de terminologie anglaise Frequency Selective Fast fading : la largeur de bande de cohérence est inférieure à la largeur de bande du signal et le temps de cohérence est inférieur à la durée du signal.

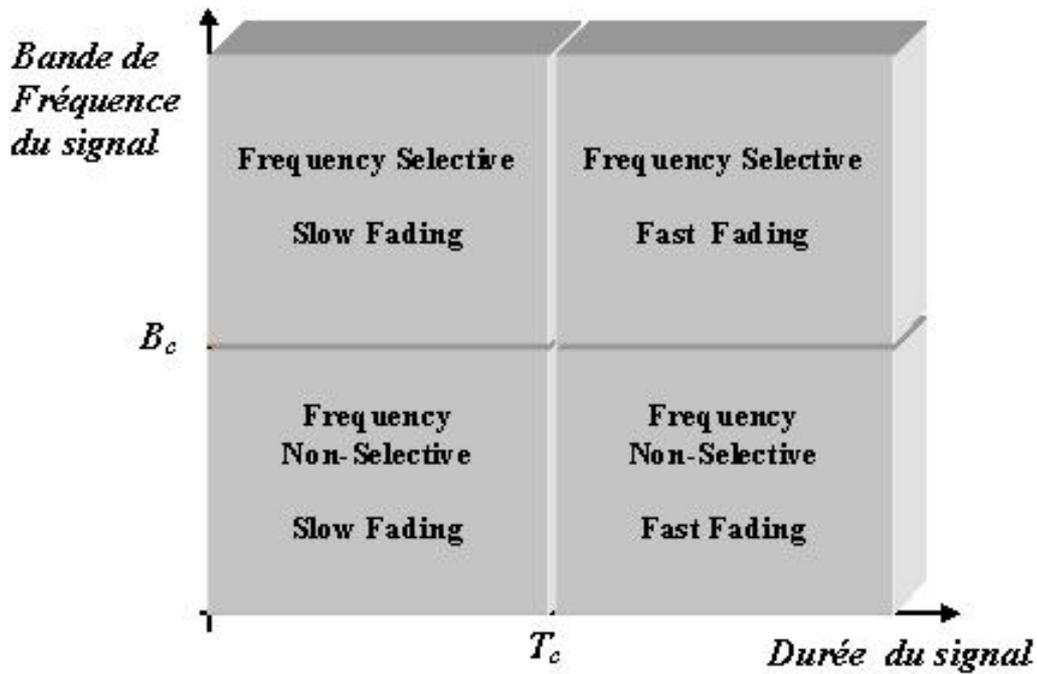


Figure 3. 7 Récapitulatifs des types de canaux à évanouissement

3.2.3.2 Modèles statistiques de canaux à évanouissement

Plusieurs fonctions peuvent être utilisées pour donner des approches de modèles statistiques d'un canal. Le phénomène qui nous intéresse le plus ici est celui des évanouissements à petite échelle. On distinguera à cet effet deux cas : le cas d'une présence de ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur ou line-of-sight (LOS) puis celui où il n'y a pas de LOS.

3.2.3.2.1 Canal non sélectif en fréquence

Le paramètre du canal α dans l'expression (3. 4) est une variable aléatoire. Il peut donc être approximé par un modèle statistique. Le signal reçu en bande de base pour un système mono antenne dans un environnement non sélectif en fréquence se présente sous la forme :

$$r(t) = \alpha s_t + \eta_t \quad (3. 14)$$

où η_t est un bruit gaussien et s_t le signal transmis.

Une discrimination est faite lors des mesures selon l'existence ou non d'une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur :

- En absence d'une ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur, la partie réelle et la partie imaginaire de la variable aléatoire complexe α ont une distribution gaussienne de moyenne nulle et l'enveloppe du signal reçu suit la distribution de Raleigh, avec une phase uniformément répartie, dont la fonction de densité de probabilité est

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.15)$$

où r est positif et σ l'écart type de la partie réelle et de la partie imaginaire de α .

- Lorsqu'il y a une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, la moyenne de la variable aléatoire gaussienne α du canal n'est plus nulle. Dans ce cas, l'enveloppe du signal a la distribution de Rice de densité de probabilité :

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r^2 + D^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Dr}{\sigma^2}\right) \quad (3.16)$$

avec r et D positifs ou nuls.

D représente l'amplitude maximale du signal dominant et I_0 est la fonction modifiée de Bessel de première espèce d'ordre zéro. On peut remarquer aisément que l'on retrouve (3.15) si $D = 0$ qu'on interprète par l'absence de ligne de vue ou de propagation par trajet directe entre l'émetteur et le récepteur.

3.2.3.2.2 Canal sélectif en fréquence

Le model statistique d'un canal sélectif en fréquence est élaboré à partir de celui du canal non sélectif en fréquence. En effet le modèle linéaire du canal sélectif en fréquence est une combinaison linéaire de fonctions de Dirac d'amplitudes qui s'évanouissent indépendamment l'un de l'autre. Dans le cas d'un système mono antenne il se présente pour L trajets sous la forme :

$$h(t, \tau) = \sum_{j=0}^{L-1} \alpha_j(t) \delta(t - \tau_j) \quad (3.17)$$

Les différents trajets étant indépendants, il en est de même de la distribution des variables aléatoires α_j . En absence de ligne de vue directe, tous ces coefficients auront une distribution aléatoire gaussienne de moyenne nulle.

En présence d'une ligne de vue direct (LOS : line-of-sight), l'expression (3. 9) se présente comme suit :

$$h(t, \tau) = \alpha \delta(\tau) + \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_j(t) \delta(t - \tau_j) \quad (3. 18)$$

où α désigne le facteur d'atténuation de la ligne de vue directe et α_j la composante dépendante du temps du phénomène de trajet multiples caractérisant l'évanouissement à petite échelle.

Exemple : La Figure 3. 8 ci-dessous est un exemple qui illustre les variations de la norme de α_j

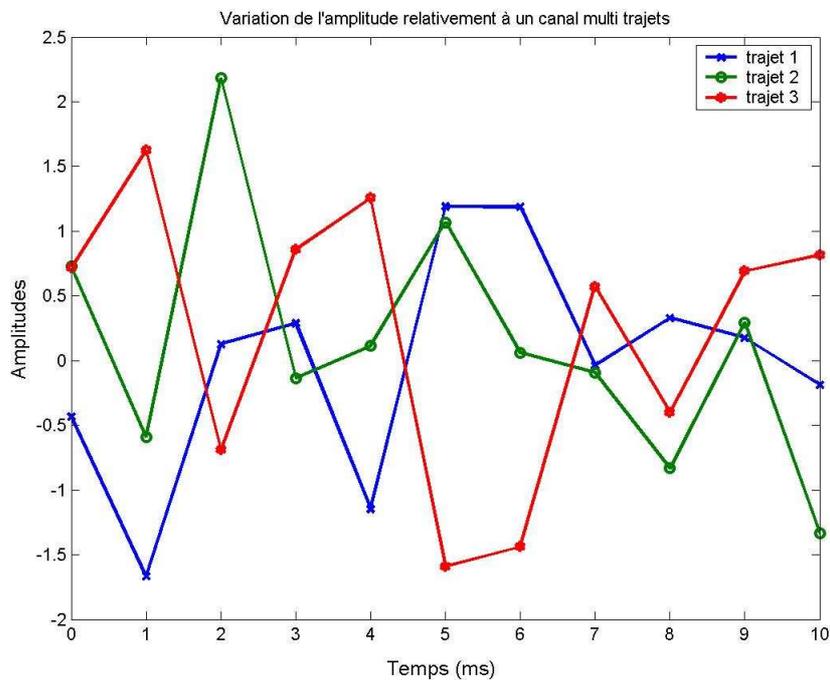


Figure 3. 8 Réponse impulsionnelle d'un canal à évanouissements composé de trois trajets

3.3 Techniques d'estimation de canal sur la base de symboles pilotes

Toute transmission est affectée d'une manière ou d'une autre par le canal de transmission. L'estimation du canal est une tâche incontournable dans un processus de détection cohérente à la réception avant toute transmission d'information. Cela est nécessaire d'autant plus que nous

avons vu précédemment que le comportement du canal est fonction du temps. Toute erreur d'estimation de canal laisse présager un taux d'erreur plus élevé de détection. Suivant la nature du canal et du système une méthode adéquate s'impose pour une plus grande précision dans l'estimation des paramètres de ce dernier. L'estimation peut être faite de manière aveugle sur la base de propriétés statistiques des données transmises ou à l'aide d'une séquence/pilotes connue d'avance par le récepteur.

La méthode optimale d'estimation de canal est celle basée sur le maximum de vraisemblance :

$$\hat{h} = \arg \min_h \|y - Sh\| \quad (3.19)$$

où y , S et h sont les expressions matricielles du signal reçu, de la séquence d'entraînement et du canal respectivement.

Cette méthode est complexe et nécessite un long temps de calcul. Pour cette raison, on a recours aux méthodes sous optimales. Cette section aborde les techniques sous optimales d'estimation de canal sur la base de séquences/pilotes connus à la réception.

3.3.1 Systèmes mono antennes

Le processus de détection à la réception est résumé par la figure 3. 9. Deux blocs sont présentés. Le bloc de détection et de décodage exploite les coefficients estimés par le bloc d'estimation de canal pour sortir une estimation des données émises. Plusieurs cas de figures peuvent se présenter selon le type de canal.

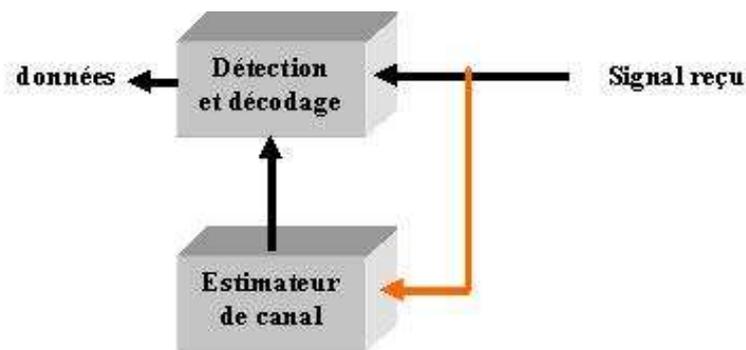


Figure 3. 9 Schéma d'estimation de canal et de décodage à la réception

3.3.1.1 Canal non sélectif en fréquence

L'expression du signal reçu est celle de (3. 14). L'estimation de canal est basée sur la connaissance d'une séquence de pilotes unique pour l'émetteur et envoyée avec une certaine périodicité suivant la nature de l'évanouissement.

- Canal à évanouissement lent ou slow fading

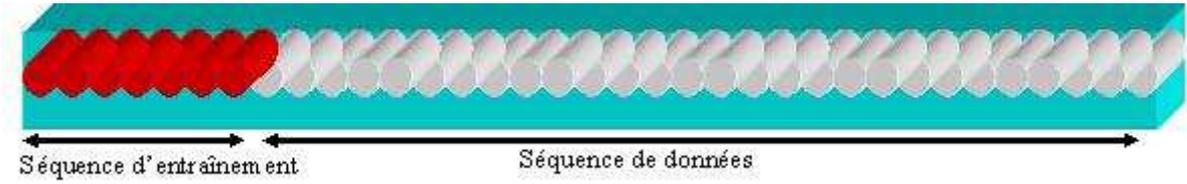


Figure 3. 10 : exemple de séquence d'entraînement dans un train d'information

Lorsque que le canal est non sélectif en fréquence et d'évanouissement lent c'est-à-dire constant sur un certain nombre de blocs, deux approches sont généralement utilisées : il s'agit de la méthode des moindres carrés basé sur le Zero Forcing connu sous le nom de Least-squares (LS) et celle basée sur le MMSE dénommé Linear Minimum Mean Squared Error (LMMSE)[2].

La méthode du LS néglige le bruit. L'expression de la réponse impulsionnelle pour une séquence d'entraînement de N symboles est donnée par

$$\hat{\alpha}_{LS} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{s_i s_i^*} (r_i s_i^*) \quad (3.20)$$

Avec la méthode du LMMSE, on a :

$$\hat{\alpha}_{LMMSE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{(s_i s_i^* + \sigma_{bruit}^2)} (r_i s_i^*) \quad (3.21)$$

Ces différentes méthodes introduisent une erreur d'estimation telle que

Ces différentes méthodes introduisent une erreur d'estimation telle que

$$\hat{\alpha} = \alpha + \delta\alpha \quad (3.22)$$

L'erreur quadratique d'estimation du canal est donnée par :

$$\sigma_{\hat{\alpha}}^2 = (\alpha - \hat{\alpha})(\alpha - \hat{\alpha})^* \quad (3.23)$$

où $(.)^*$ désigne l'expression conjuguée de $(.)$.

Il est intéressant de noter ici que la précision de l'estimation est liée à la taille de la séquence ou des pilotes. Plus cette taille est élevée, moins il y aura d'erreurs. Nous en ferons la démonstration dans la suite.

L'expression de la variance du bruit dans (3. 21) peut être approximée par :

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (r_i - \hat{\alpha}s_i)(r_i - \hat{\alpha}s_i)^* \quad (3. 24)$$

- **Canal à évanouissement rapide ou Fast fading**

Dans le cas d'un évanouissement rapide, les symboles pilotes sont utilisés à des positions spécifiés de chaque bloc de données pour affiner l'estimation. Dans ce cas, la figure 3. 11 donne un exemple de configuration dans chaque bloc transmis.



Figure 3. 11 Exemple d'arrangement de symboles pilotes dans un bloc

Les expressions (3. 20) et (3. 21) sont utilisées uniquement pour les symboles connus pour estimer les coefficients du canal respectivement sur la base des méthodes LS et LMMSE. Plus la taille des symboles répartis dans les blocs sera grande et meilleure sera la précision de l'estimation. Par contre, ce qui est à craindre c'est la perte d'efficacité spectrale. Le cas échéant on peut utiliser une modulation différentielle (Chapitre 1).

3.3.1.2 Canal sélectif en fréquence

3.3.1.2.1 Estimation à une dimension (temps ou fréquence)

3.3.1.2.1.1 Domaine temporel : canal à évanouissement lent

Nous considérons cette fois-ci un canal sélectif en fréquence (3. 17). L'expression matricielle du signal pour une séquence de taille N peut se présenter comme suit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \boldsymbol{\eta} \quad (3. 25)$$

avec

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T \quad (3. 26)$$

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T \quad (3.27)$$

$$\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N]^T \quad (3.28)$$

et

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_1 & 0 & \cdots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \cdots \\ \vdots & & & \\ s_N & s_{N-1} & \cdots & s_{N-L+1} \end{pmatrix}_{(N,L)} \quad (3.29)$$

- **Méthode de LS dans le domaine temporel :** l'estimation du canal dans le domaine temporel est donnée par :

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \quad (3.30)$$

introduisant une erreur d'estimation de

$$\begin{aligned} \delta \hat{\mathbf{h}}_{LS} &= \hat{\mathbf{h}}_{LS} - \mathbf{h} \\ &= (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} - \mathbf{h} \\ &= (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H (\mathbf{S} \mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}) - \mathbf{h} \\ &= (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta} \end{aligned} \quad (3.31)$$

dépendant du bruit, de moyenne nulle

$$\begin{aligned} E(\delta \hat{\mathbf{h}}_{LS}) &= E((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta}) \\ &= (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H E(\boldsymbol{\eta}) \\ &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3.32)$$

et de covariance

$$\begin{aligned}
\text{Var}(\delta \hat{\mathbf{h}}_{LS}) &= E\{((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta})(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta})^H\} \\
&= E\{((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta})(\mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta})^H ((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1})^H\} \\
&= E\{(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}\} \\
&= E\{(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \sigma^2 \mathbf{I} \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}\} \\
&= \sigma^2 E\{(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}\} \\
&= \sigma^2 E[(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}] \\
&= \sigma^2 \text{tr}((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1})
\end{aligned} \tag{3.33}$$

où $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ est une matrice carrée d'ordre L .

Si $L=1$ (cas d'un canal non sélectif en fréquence), alors

$$\begin{aligned}
\text{Var}(\delta \hat{\mathbf{h}}_{LS}) &= \sigma^2 (\|\mathbf{S}\|^2)^{-1} \\
&= \frac{\sigma^2}{\|\mathbf{S}\|^2}
\end{aligned} \tag{3.34}$$

où \mathbf{S} se réduit ici à la séquence d'entraînement.

Comme nous l'avons fait remarquer dans la section précédente, l'erreur d'estimation diminue lorsque la taille de la séquence augmente.

- **Méthode du LMMSE dans le domaine temporel** : permet d'obtenir l'estimation du canal avec plus de précision. En effet, l'estimateur tient compte de la variance du bruit pour exprimer l'estimation de canal sous la forme :

$$\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \sigma_\eta^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \tag{3.35}$$

3.3.1.2.1.2 Domaine fréquentiel : canal à évanouissement lent ou rapide

Compte tenu du phénomène d'interférences lié à la sélectivité du canal, on a recours aussi à la modulation OFDM qui permet l'obtention des mêmes paramètres dans le domaine fréquentiel quitte à appliquer la transformation inverse de Fourier pour avoir l'expression de la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel dans le cas où cela est indispensable.

A l'émission, un bloc d'information binaire est codé et modulé en bloc de symboles X_i de taille N qui nourrit un modulateur OFDM appliquant l'inverse de la transformation discrète de

Fourier à chaque bloc de symboles pour en faire un mot ou symbole OFDM dénommé s dont les composantes s_i s'obtiennent par :

$$s_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi ki/N} \quad i = 1, \dots, N \quad (3.36)$$

Le mot s avant d'être émis est précédé d'un préfixe cyclique noté CP pour prévenir l'interférence entre deux blocs successifs et de manière à rendre la matrice de canal circulante afin que la transformée de Fourier du signal reçu après avoir supprimé le préfixe cyclique soit de la forme :

$$Y = \text{diag}(\mathbf{H})X + n \quad (3.37)$$

où \mathbf{H} est la transformée de Fourier de taille N de \mathbf{h} et ses composantes sont données par :

$$H_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{j2\pi ki/N} \quad i = 1, \dots, N \quad (3.38)$$

Pour $i > L-1$ $h_i = 0$; L désigne l'ordre du canal.

L'expression (3.37) peut s'écrire

$$Y_i = H_i X_i + n_i \quad i = 1, \dots, N \quad (3.39)$$

On en déduit aisément les coefficients de canal pour un symbole OFDM par :

$$\hat{H}_i = (X_i^* X_i)^{-1} X_i^* Y_i \quad i = 1, \dots, N \quad (3.40)$$

Les deux approches (figure 3.12) d'arrangements souvent utilisés des symboles pilotes sont :

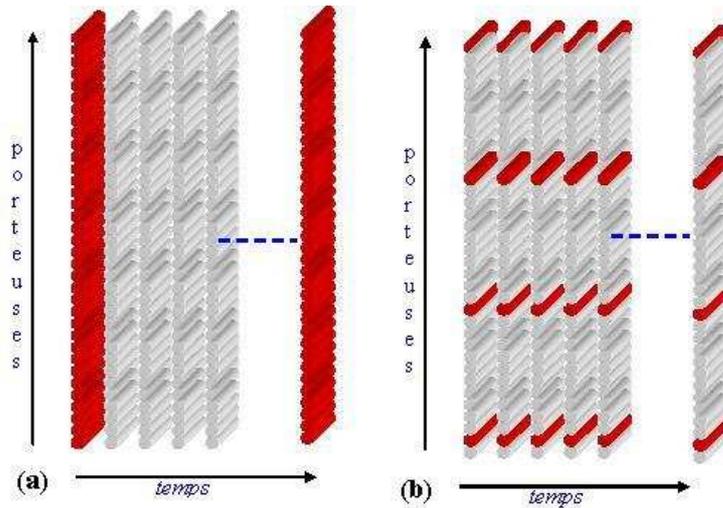


Figure 3. 12 Types d'arrangements des symboles pilotes

- **Méthode LS / LMMSE (Symbole pilote OFDM ou bloc type pilot arrangement) :** elle est la première approche et elle consiste à mettre les pilotes sur toutes les porteuses de telle sorte que l'équation (3. 40) possède une solution pour toutes les porteuses. Pour mieux affiner cette estimation, il est aussi possible d'utiliser successivement plusieurs symboles OFDM dans la séquence d'entraînement : on parle de préambule. On a alors recours aux techniques du LS pour trouver les coefficients. Pour p symboles successifs on retrouve une expression similaire à (3. 20) :

$$\hat{H}_i^{LS} = \frac{1}{p} \sum_{p=1}^P \frac{1}{X_{i,p} X_{i,p}^*} (X_{i,p}^* Y_{i,p}) \quad i = 1, \dots, p \quad (3. 41)$$

où $X_{i,p}$ est le i^{eme} symbole du p^{ieme} symbole ou bloc OFDM de la séquence d'entraînement.

L'inconvénient, quand p est grand, est une perte d'efficacité spectrale mais il est bien évident que cela ne peut que donner de meilleurs résultats. C'est donc une méthode assez robuste.

- **Méthodes d'interpolation (Pilotes répartis sur quelques porteuses ou Comb-type pilot arrangement) :** L'approche bloc type arrangement est appropriée au contexte d'un canal quasi statique sur plusieurs mots OFDM. Elle ne convient pas au cas de figure où les paramètres du canal changent d'un bloc à un autre. En réalité, si un canal est à évanouissement rapide de l'ordre de la période d'un bloc et que l'on utilisait des symboles pilotes OFDM, les paramètres estimés ne seront plus valables pour le bloc suivant.

Pour contourner cette difficulté, la technique employée est de répartir les symboles pilotes sur quelques porteuses bien spécifiées tout en veillant à l'efficacité spectrale de la liaison.

A la réception, on estime d'abord les paramètres fréquentiels correspondants aux porteuses sur lesquelles sont envoyés les symboles pilotes en utilisant l'équation (3. 39). Soit

$$\hat{H}_i = (X_i^* X_i)^{-1} X_i^* Y_i \quad i \in \{\text{symboles pilotes}\} \quad (3. 42)$$

Se basant sur la corrélation entre les différentes porteuses à un instant donné (3. 38), on procède par approximation à une interpolation linéaire pour estimer les paramètres fréquentiels du canal sur les autres porteuses avant d'enclencher le processus de démodulation.

Supposons que ces pilotes sont uniformément répartis sur P porteuses par intervalles de D symboles de données avec N porteuses au total. On a :

$$D = \frac{N}{P} \quad (3. 43)$$

et (3. 42) devient

$$\hat{H}_{i,D} = (X_{i,D}^* X_{i,D})^{-1} X_{i,D}^* Y_{i,D} \quad i = 0, 1, \dots, P \quad (3. 44)$$

Les autres paramètres sont donnés par :

$$\hat{H}_{i,D+n} = \frac{D-n}{D} \hat{H}_{i,D} + \frac{n}{D} \hat{H}_{(i+n),D} \quad 1 \leq n \leq D-1 \quad (3. 45)$$

avec la particularité

$$\hat{H}_{(P-1),D+n} = \frac{n}{D} \hat{H}_{(P-2),D} + \frac{D+n}{D} \hat{H}_{(P-1),D} \quad (3. 46)$$

pour les $D-1$ derniers paramètres fréquentiels sinon il faudrait prévoir un pilote sur la dernière porteuse.

L'écart quadratique moyen d'estimation (MSE : mean square error) dans ce cas est donné par :

$$MSE = \frac{1}{D} MSE_p + \left(\frac{D-1}{D} - \frac{D-1}{N} \right) MSE_D + \frac{D-1}{N} MSE_E \quad (3. 47)$$

où MSE_p , MSE_L et MSE_E sont des MSE d'estimation du canal relatifs respectivement aux pilotes et aux données calculés de (3. 44) à (3. 46).

Il est possible que tous les symboles OFDM transmis ne contiennent pas obligatoirement de symboles pilotes dans le souci d'augmenter la capacité. Dans le cas où les symboles pilotes

sont insérés sur quelques porteuses seulement et par alternance d'un symbole OFDM sur deux, alors on définit aussi [40] une approche d'interpolation dans le temps pour estimer les paramètres fréquentiels des symboles OFDM ne contenant pas de pilotes par :

$$\hat{H}_i^n = \frac{\hat{H}_i^{n-1} + \hat{H}_i^{n+1}}{2} \quad 1 \leq i \leq N \quad (3.48)$$

où l'indexe n désigne l'ordre du symbole OFDM.

3.3.1.2.2 Estimation bidimensionnelle

Des méthodes d'estimation bidimensionnelle existent. Nous en présentons deux à titre indicatif. Ces méthodes ont la particularité de combiner deux méthodes d'estimations de canal à une dimension, d'où le terme bidimensionnel.

L'approche bidimensionnelle qui nous paraît la plus simple est celle qui combine l'estimation de canal aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel [41] comme suit :

On désigne par \underline{s} , le préfixe cyclique ajouté à s (3.36) avant l'émission sur le canal. On peut écrire

$$\underline{y} = \underline{S}h + \eta \quad (3.49)$$

avec

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{s}_1 & \underline{s}_L^p & \cdots & \underline{s}_1^p \\ \underline{s}_2 & \underline{s}_1 & \cdots & \underline{s}_2^p \\ \vdots & \vdots & & \\ \underline{s}_L & \underline{s}_{L-1} & \cdots & \underline{s}_L^p \end{pmatrix} \quad (3.50)$$

où l'indice supérieure p désigne les éléments de préfixe cyclique du bloc précédent. A l'initialisation de la transmission, ils seront considérés nuls mais par la suite, ils pourront être remplacés par les valeurs estimées en combinaison avec la séquence d'entraînement.

L'équation (3.37) peut se mettre aussi sous la forme matricielle

$$\begin{aligned} Y &= \text{diag}(X)H + n \\ &= \text{diag}(X)Q_L^*h + n \end{aligned} \quad (3.51)$$

où Q_L^* est la matrice réduite aux L premières colonnes de la matrice carrée Q de taille N

définie par

$$Q = [e^{j\frac{2\pi}{N}lm}] \quad 0 \leq l \leq N-1 \text{ et } 0 \leq m \leq N-1 \quad (3.52)$$

On peut donc combiner les équations (3.49) et (3.51) pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal comme suit :

$$\begin{bmatrix} \underline{Y} \\ \underline{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{diag}(X)Q_L^* \\ \underline{S} \end{bmatrix} \underline{h} + \begin{bmatrix} \underline{n} \\ \underline{\eta} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Une autre approche bidimensionnelle est proposée dans [42]. Elle combine simultanément les techniques d'estimation de canal au sens du LS/MMSE. L'estimateur est obtenu par

$$\hat{\underline{H}}_{2DMMSE} = \underline{w} \hat{\underline{H}}_{LS} \quad (3.54)$$

où \underline{w} est donné par

$$\underline{w} = \arg \min_w E[|\underline{H} - \hat{\underline{H}}_{2DMMSE}|^2] \quad (3.55)$$

de manière que

$$E[(\underline{H} - \hat{\underline{H}}_{2DMMSE}) \hat{\underline{H}}_{LS}^*] = 0 \quad (3.56)$$

On en déduit

$$E[\underline{H} \hat{\underline{H}}_{LS}^*] = \underline{w} E[\hat{\underline{H}}_{LS} \hat{\underline{H}}_{LS}^*] \quad (3.57)$$

D'après (3.57), la connaissance de \underline{w} requiert une connaissance des informations sur les fonctions d'autocorrélation

$$E[\hat{\underline{H}}_{LS} \hat{\underline{H}}_{LS}^*] \quad (3.58)$$

et d'intercorrélation

$$E[\underline{H} \hat{\underline{H}}_{LS}^*] \quad (3.59)$$

3.3.1.2.3 Estimateur de Kalman

L'estimateur de Kalman utilise un processus autorégressif (AR) de premier ordre. Ce model AR est utilisé pour les canaux considérés constants par l'approche [43] :

$$\mathbf{H}(l+1) = \mathbf{F}\mathbf{H}(l) + \mathbf{v}(l) \quad (3.60)$$

où $\mathbf{H}(l)$ est la réponse fréquentielle du canal aux positions des symboles pilotes avec

$$\mathbf{E}[\mathbf{v}(l)\mathbf{v}(l+m)^H] = \begin{cases} \mathbf{V}, m = 0 \\ \mathbf{0}, m \neq 0 \end{cases} \quad (3.61)$$

et

$$\mathbf{E}[h(l,i)h^*(l+1,j)] = \begin{cases} P_i J_0(2pf_{d\max}T), i = j \\ \mathbf{0}, i \neq j \end{cases} \quad (3.62)$$

J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et $f_{d\max}$ désigne le décalage fréquentiel maximal dû à l'effet Doppler (3.11).

Par ailleurs

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(l) &= \mathbf{Q}\mathbf{h}(l) \\ \mathbf{F} &= J_0(2pf_{d\max}T)\mathbf{Q}\mathbf{P}\mathbf{Q}^H \\ \mathbf{V} &= (1 - J_0(2pf_{d\max}T)^2)\mathbf{Q}\mathbf{P}\mathbf{Q}^H \end{aligned} \quad (3.63)$$

et l'estimation a été définie par :

$$\hat{\mathbf{H}}(l+1) = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}}(l) + \mathbf{K}(l)\boldsymbol{\alpha}(l) \quad (3.64)$$

On prendra

$$\boldsymbol{\alpha}(l) = \mathbf{Y}(l) - \mathbf{C}(l)\mathbf{H}(l) \quad (3.65)$$

avec

$$\mathbf{C}(l) = \text{diag}(\mathbf{X}) \quad (3.66)$$

et

$$\mathbf{K}(l) = \mathbf{F}\mathbf{P}(l,l-1)\mathbf{C}^H(l)[\mathbf{C}(l)\mathbf{P}(l,l-1)\mathbf{C}^H(l) + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \quad (3.67)$$

$$\mathbf{P}(l+1,l) = \mathbf{F}[\mathbf{I} - \mathbf{F}^{-1}\mathbf{K}(l)\mathbf{C}(l)]\mathbf{P}(l,l-1)\mathbf{F}^H(l) + \mathbf{V} \quad (3.68)$$

Nous invitons à la lecture de [43] pour plus de détails sur ladite méthode.

3.3.1.2.4 Autres méthodes

D'autres méthodes d'estimation de canal incluant parfois l'estimation simultanée d'autres paramètres comme ESPRIT existent dans la littérature. Il s'agit par exemple des méthodes itératives que nous nous proposons de développer d'une manière générale avec les systèmes d'antennes multiples.

3.3.2 Systèmes d'antennes multiples

Considérons à présent le cas général d'un système d'antennes multiples (MIMO : Multiple Input Multiple Output) doté de $N_{ém}$ antennes en émission et de N_R antennes en réception. On considérera uniquement le cas des systèmes où la corrélation entre ses antennes est négligeable.

3.3.2.1 Modèles du signal

Dans le cas d'un canal non sélectif en fréquence, l'expression matricielle du signal dans le domaine temporel à la réception à un instant est donné par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.69)$$

avec \mathbf{h} une matrice de dimension $(N_{ém}, N_R)$

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_r} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_r} \\ \vdots & \cdots & h_{ij} & \cdots \\ h_{N_{ém}1} & h_{N_{ém}2} & \cdots & h_{N_{ém}N_r} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

où h_{ij} est le paramètre du canal entre l'antenne de réception j et l'antenne d'émission i ; \mathbf{X} est une matrice ligne de dimension $(1, N_{ém})$ tel que :

$$\mathbf{X} = [X_1, \cdots, X_i, \cdots, X_{N_{ém}}] \quad (3.71)$$

où X_i désigne le signal émanant de l'antenne d'émission i et \mathbf{y} un vecteur de taille N_R désignant quant à lui le signal reçu

$$\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_j, \dots, y_{N_R}] \quad (3.72)$$

on a aussi $\boldsymbol{\eta}$ qui est une matrice de même dimension que \mathbf{y} et qui représente le bruit additif avec

$$\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \dots, \eta_j, \dots, \eta_{N_R}]^T \quad (3.73)$$

Si le canal est sélectif en fréquence l'équation (3.69) devient :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(t-l)\mathbf{h}(l) + \boldsymbol{\eta} \quad (3.74)$$

où L est l'ordre du canal et pour chaque valeur de l , $\mathbf{h}(l)$ et $\mathbf{X}(t-l)$ respectivement à un instant donné t sont de la forme (3.70) et (3.71).

Pour un bloc de données émis par antenne, on peut aussi réécrire (3.74) pour une antenne j à la réception en s'inspirant de (3.25) sous la forme généralisée :

$$\mathbf{y}_j = [\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_{N_{ém}}] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_j \\ \mathbf{h}_{2j} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_{ém}j} \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta}_j \quad (3.75)$$

avec \mathbf{S}_i une matrice de la même forme que dans (3.29) relativement à une antenne d'émission et \mathbf{h}_{ij} un vecteur représentant le canal de manière analogue à (3.27) entre les antennes d'émission i et de réception j .

Dans le domaine fréquentiel, en considérant la transmission d'un bloc de symboles de tailles N par antenne à l'émission, on a par extension de (3.37) à l'antenne de réception j :

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{i=1}^{N_{ém}} \text{diag}(\mathbf{H}_{ji}) \mathbf{X}_i + \mathbf{n}_j \quad (3.76)$$

avec \mathbf{n}_j représentant le bruit et \mathbf{X}_i correspondant au bloc de données transmis par l'antenne d'émission i ; \mathbf{H}_{ji} est un vecteur de taille N représentant la réponse fréquentielle à l'impulsion du canal entre les antennes j (à la réception) et i (à l'émission).

3.3.2.2 Méthodes directes d'estimation

Nous avons baptisé de méthodes directes d'estimation, les méthodes nommées en anglais data aided (D.A). Ce sont les méthodes que nous avons développées pour la plupart avec les systèmes mono antennes et qui peuvent être élargies au cas qui nous préoccupe à savoir celui des systèmes MIMO grâce à quelques manipulations algébriques. On retrouve par simple

extension les estimateurs sous optimaux classiques au sens des moindres carrés que sont le LS et le LMMSE.

Les modèles du système d'antennes multiple explicités dans les domaines temporel (3. 75) et fréquentiel (3. 76) se présentent conformément à (3. 70), (3. 74) et (3. 76) pour l'ensemble du système respectivement comme suit

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_{N_{em}}] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} & \cdots & \mathbf{h}_{1N_r} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} & \cdots & \mathbf{h}_{2N_r} \\ \vdots & \cdots & \mathbf{h}_{ij} & \cdots \\ \mathbf{h}_{N_{em}1} & \mathbf{h}_{N_{em}2} & \cdots & \mathbf{h}_{N_{em}N_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_1 \\ \boldsymbol{\eta}_2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta}_{N_R} \end{bmatrix} \quad (3. 77)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{X}_D \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{1N_R} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \cdots & \mathbf{H}_{2N_R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_{em}1} & \mathbf{H}_{N_{em}2} & \cdots & \mathbf{H}_{N_{em}N_R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix} \quad (3. 78)$$

avec

$$\mathbf{X}_D = [\text{diag}(\mathbf{X}_1) \text{diag}(\mathbf{X}_2) \dots \text{diag}(\mathbf{X}_{N_{em}})] \quad (3. 79)$$

de manière à avoir des formes matricielles simplifiées que sont :

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \boldsymbol{\eta} \quad (3. 80)$$

et

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}_D \mathbf{H} + \mathbf{n} \quad (3. 81)$$

Pour un arrangement de pilotes en bloc ou bloc-type arrangement, l'estimation du canal dans le domaine temporel au sens du LS et du LMMSE d'après (3. 80) sont respectivement sous la forme :

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \quad (3. 82)$$

et

$$\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \quad (3.83)$$

De même avec toujours l'arrangement de pilotes en bloc ou bloc-type arrangement, l'estimation du canal dans le domaine fréquentiel au sens du LS et du LMMSE d'après (3.81) sont respectivement donnés par

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = (\mathbf{X}_D^H \mathbf{X}_D)^{-1} \mathbf{X}_D^H \mathbf{Y} \quad (3.84)$$

et

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = (\mathbf{X}_D^H \mathbf{X}_D + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{X}_D^H \mathbf{Y} \quad (3.85)$$

Si l'arrangement des pilotes est de type comb-type, il revient à procéder à une estimation par couple d'antennes et par position dans le symbole OFDM sur le plan temporel ou fréquentiel. Dans le domaine fréquentiel par exemple, pour un couple d'antennes du système MIMO tel que l'antenne d'émission soit d'indice i et celle de réception d'indice j , on a:

$$\hat{H}_{ij,LS}(p) = (X_i^H(p) X_i(p))^{-1} X_i^H(p) Y_j(p) \quad p \in \{\text{symboles pilotes}\} \quad (3.86)$$

et

$$\hat{H}_{ij,LMMSE}(p) = (X_i^H(p) X_i(p) + \sigma^2)^{-1} X_i^H(p) Y_j(p) \quad p \in \{\text{symboles pilotes}\} \quad (3.87)$$

On procède par la suite à l'interpolation comme dans le cas mono antenne [44].

Comme nous l'avons constaté, les expressions algébriques retrouvées aux équations (3.80) et (3.81) du système MIMO permettent d'utiliser les mêmes approches d'estimation de canal appliqué aux systèmes SISO (Single Input Single Output). Ainsi le cas d'estimation bidimensionnel et autres sont aussi possibles. Il suffit de considérer que l'ordre du canal est 1 pour le cas d'un canal non sélectif en fréquence. Deux conséquences majeures et même trois découlent de cette généralisation :

- une plus grande complexité dans les calculs, et
- une dégradation des performances de ces estimateurs par comparaison aux systèmes mono antennes,
- l'inversion matricielle dont l'implémentation n'est pas aisée.

Des solutions de simplification pour réduire la complexité de ces estimateurs sont proposées dans la littérature [45].

L'amélioration des performances d'estimation a conduit à étudier des séquences d'entraînement optimales ou à proposer des estimateurs de types itératifs que nous aborderons dans les sections suivantes.

3.3.2.3 Limites des méthodes directes et choix de la séquence d'entraînement

Plus l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal est précise et meilleures sont les performances de détection et de décodage du récepteur [46]-[48]. La grande différence entre les estimateurs de canal des systèmes MIMO et ceux des systèmes mono antennes est au niveau de l'apparition au récepteur du phénomène d'interférences d'accès multiple (MAI : Multi Access Interference) qui s'explique par la superposition des séquences d'entraînement transmises simultanément par les antennes. En effet, compte tenu de la multiplicité des antennes à l'émission, chaque antenne de réception j reçoit les signaux de plusieurs antennes comme dans (3. 76), ce que l'on peut réécrire sous la forme

$$Y_j = \text{diag}(\mathbf{H}_{ji})X_i + \underbrace{\sum_{\substack{i'=1 \\ i' \neq i}}^{N_{em}} \text{diag}(\mathbf{H}_{ji'})X_{i'}}_{\bar{\mathbf{n}}_j} + \mathbf{n}_j \quad (3. 88)$$

Le problème généré par l'existence de $\bar{\mathbf{n}}_j$ a motivé les recherches en vue d'une meilleure estimation des paramètres du canal. L'écart quadratique moyen (*MSE*) est un indice d'appréciation généralement utilisé même si ce n'est obligatoirement pas synonyme d'un bon taux d'erreur binaire (TEB).

Il a pour expression :

$$MSE = E[(\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})^H (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})] \quad (3. 89)$$

et par analogie avec (3. 33), on trouve aussi

$$MSE = \sigma^2 \text{tr}((\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}) \quad (3. 90)$$

Il a été question donc dans un premier temps de trouver des séquences d'entraînement d'inter corrélation nulle pour éliminer le phénomène de MAI tout en maintenant un MSE minimal.

Dans le cas de deux antennes à l'émission

$$\mathbf{S}^H \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1^H \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2^H \mathbf{S}_1 \\ \mathbf{S}_1^H \mathbf{S}_2 & \mathbf{S}_2^H \mathbf{S}_2 \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

La condition nécessaire mais pas suffisante est d'avoir

$$\mathbf{S}_i^H \mathbf{S}_{i'} \approx \mathbf{0} \quad i \neq i' \quad (3.92)$$

Pour illustrer l'insuffisance de la condition ci-dessus, considérons un système à Accès Multiple Réparti dans le Temps (AMRT), où on évite une émission simultanée de séquences émanant d'antennes différentes (Figure 3. 13). Cette approche élimine effectivement le phénomène de MAI mais malheureusement résulte en un rapport puissance crête sur puissance moyenne émise très élevé. Ce qui n'est pas intéressant dans la pratique.

A défaut de trouver des séquences optimales, pour n'importe quel système MIMO, les méthodes itératives ont été proposées.

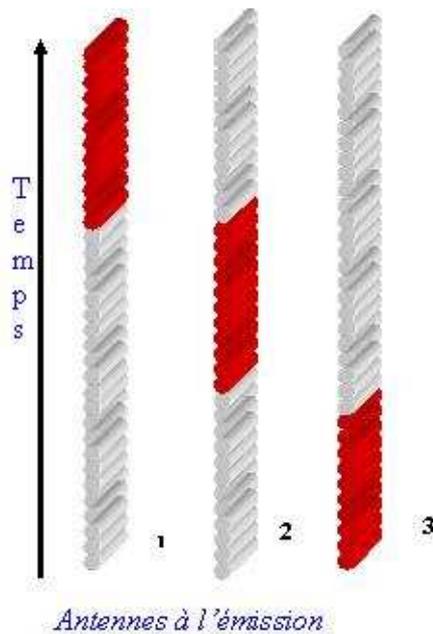


Figure 3. 13 : Exemple de structure de séquences d'entraînement pour trois antennes

3.3.2.4 Méthodes itératives ou decision-directed (DD)

Les méthodes itératives constituent une solution très prometteuse pour les systèmes MIMO malgré les difficultés liées à leur implémentation. Elles ont pour effet de réduire la dégradation de l'estimation de canal et par conséquent d'améliorer les performances. Le principe repose sur

la réutilisation des symboles décodés pour ré-estimer le canal dans l'itération ultérieure assumant ainsi une connaissance à priori de la séquence.

A la première itération le récepteur se sert en général d'une séquence d'entraînement pour une première estimation des paramètres du canal avec une approche directe comme celle au sens des moindres carrés LS/LMMSE((3. 82)/(3. 83)ou (3. 84)/(3. 85)).

Pour les itérations ultérieures, la solution optimale de ce problème d'estimation se résume à la recherche des paramètres $\hat{\mathbf{h}}$ du canal et de la séquence $\hat{\mathbf{X}}$ solution extremum maximum de l'argument de la fonction densité de probabilité suivante [50] :

$$(\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{X}}) = \underset{\mathbf{h}, \mathbf{X}}{\operatorname{argmax}} \{f(\mathbf{h}, \mathbf{X}, \mathbf{y})\} \quad (3. 93)$$

avec

$$f(\mathbf{h}, \mathbf{X}/\mathbf{y}) \propto f(\mathbf{y}/\mathbf{h}, \mathbf{X})f(\mathbf{h})\Pr(\mathbf{X}) \quad (3. 94)$$

où

$$f(\mathbf{y}/\mathbf{h}, \mathbf{X}) \propto \exp \left\{ -\frac{(\mathbf{y}-\mathbf{X}\mathbf{h})(\mathbf{y}-\mathbf{X}\mathbf{h})^H}{\sigma^2} \right\} \quad (3. 95)$$

La fonction densité de probabilité $f(\mathbf{h})$ dénote la connaissance à priori des statistiques de \mathbf{h} .

Un exemple de méthode itérative assez connu compte tenu de ces performances est l'Expectation -Maximization (EM) que nous présenterons dans la suite [51][56].

3.3.3 Algorithme EM

L'algorithme Expectation – Maximization (EM) est une méthode générale itérative [51] exploitée en statistique et appliquée aux systèmes de communication d'antennes multiples à cause de ces performances dans l'estimation du canal. C'est un algorithme d'origine statistique. Il se résume à trouver des données inaccessibles appelées données complètes directement à partir des informations qu'on possède. Son succès s'explique par l'utilisation des Turbo Codes et par le fait que c'est une méthode d'estimation sous optimale se rapprochant le plus possible de l'algorithme maximum de vraisemblance (MV) avec moins de complexité par comparaison aux solutions sous optimales que sont le LS/LMMSE ou autres. Il est constitué

essentiellement de deux étapes. La première étape estime les paramètres essentiels de la fonction de vraisemblance à partir de l'ensemble des informations disponibles ou déduites de l'itération précédente. La deuxième étape trouve la solution de cette fonction, ou dans le cas échéant, détermine les valeurs des paramètres caractéristiques maximisant la fonction de vraisemblance.

3.3.3.1 Application de l'EM dans l'estimation de canal de systèmes

MIMO

Considérons une fonction f de densité de probabilité de la famille exponentielle régulière qui s'écrit sous la forme

$$f(x|\phi) = \frac{b(x)}{a(\phi)} \cdot e^{\phi^T(x)} \quad (3.96)$$

ϕ et $\mathbf{t}(x)$ désignent respectivement un vecteur de paramètres de taille $1 \times r$ et le vecteur des données complètes. Ils constituent des statistiques suffisantes de taille $1 \times r$.

Le terme régulier employé ici signifie que les valeurs de ϕ sont limitées à un ensemble convexe Ω de dimension r (c'est-à-dire que pour deux vecteurs quelconques de dimension r $\mathbf{u}, \mathbf{v} \in \Omega$, alors $(1-t)\mathbf{u} + t\mathbf{v} \in \Omega$ pour $t \in [0;1]$ ou encore, $(\sum_{i=1}^r \lambda_i u_i) \in \Omega$ avec $\lambda_i \in R^+$, $\sum_i \lambda_i = 1$).

Les étapes de l'algorithme EM se déroulent comme suit :

Etape E : On estime d'abord les données complètes $\mathbf{t}(x)$

$$\mathbf{t}^{(p)} = E\left(\mathbf{t}(\mathbf{x}) \mid \mathbf{y}, \phi^{(p)}\right) \quad (3.97)$$

avec $\phi^{(p)}$ la valeur de ϕ après p itérations

Etape M : puis on détermine $\phi^{(p+1)}$ comme solution de

$$E(\mathbf{t}(\mathbf{x})|\phi) = \mathbf{t}^{(p)} \quad (3.98)$$

avec (3.96) tel que

$$\begin{aligned} \underset{\phi}{\operatorname{argmax}} \left[\log(f(\mathbf{x}|\phi)) \right] &= \underset{\phi}{\operatorname{argmax}} \left[-\log(a(\phi)) + \log(b(\mathbf{x})) + \phi^T(\mathbf{x}) \right] \\ &= \underset{\phi}{\operatorname{argmax}} \left[-\log(a(\phi)) + \phi^T(\mathbf{x}) \right] \end{aligned} \quad (3.99)$$

Pour appliquer la méthode Expectation-Maximization à la résolution du problème d'estimation de canal, nous avons traité directement dans la suite le cas d'un canal sélectif en fréquence tout en sachant que l'ont peut se ramener facilement au cas non sélectif en fréquence.

Dans l'approche de l'algorithme EM pour estimer le canal [52]&[56], l'expression du signal reçu sur l'antenne de réception j après la démodulation OFDM (3. 76) peut être considérée comme une superposition de données incomplètes \mathbf{Y}_j^i correspondant aux différentes antennes émettrices i de manière que

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{N_{em}} \mathbf{Y}_j^i = \mathbf{Y}_j \\ \sum_{j=1}^{N_{em}} \mathbf{n}_j = \mathbf{n}_j \end{cases} \quad (3. 100)$$

Les deux étapes de l'application de l'algorithme EM sont les suivantes :

Etape E : On définit la donnée complète de l'itération p par

$$\hat{\mathbf{Z}}_j^{i(p)} = \text{diag}(\mathbf{X}_i) \cdot \mathbf{Q} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(p)} \quad (3. 101)$$

puis

$$\hat{\mathbf{Y}}_j^{i(p)} = \hat{\mathbf{Z}}_j^{i(p)} + \beta_i \cdot \left(\mathbf{Y}_j - \sum_{i=1}^{N_{em}} \hat{\mathbf{Z}}_j^{i(p)} \right) \quad (3. 102)$$

Les valeurs de β_i sont choisies telles que $\sum_{i=1}^{N_{em}} \beta_i = 1$.

Etape M :

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(p+1)} = \underset{\mathbf{h}_{ij}}{\text{argmin}} \left(\left\| \hat{\mathbf{Y}}_j^{i(p)} - \text{diag}(\mathbf{X}_i) \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{h}_{ij} \right\|^2 \right) \quad (3. 103)$$

On trouve la solution de (3. 103) par la méthode des moindres carrés

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(p+1)} = \mathbf{Q}^H \cdot \text{diag}(\mathbf{X}_i)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{Y}}_j^{i(p)} \quad (3. 104)$$

L'estimation initiale du canal est donnée par

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(0)} = \mathbf{Q}^H \text{diag}(\mathbf{X}_i)^{-1} \mathbf{Y}_j \quad (3. 105)$$

On peut constater que l'algorithme EM maximise tous les paramètres simultanément. Ce fait qu'elle converge lentement [51]. Des algorithmes ont alors été proposés pour réduire cette lenteur. De ces algorithmes, l'algorithme SAGE [54] qui fera l'objet de la prochaine section.

3.3.3.2 L'algorithme Sage

L'algorithme SAGE dérive de l'EM [55] afin de réduire le temps de convergence. Son apport réside dans la minimisation de l'information de Fisher des paramètres à estimer. Cette réduction est obtenue en divisant l'espace des données complètes en plusieurs sous espaces *cachés* moins informatifs et leur estimation séquentielle. Chacun de ces sous espaces étant en réalité un espace de données complètes dans le sens de l'algorithme EM, on simplifie l'étape de maximisation de chaque espace lorsque les paramètres des autres sous espaces sont connus.

Si on note par Y l'observation avec sa fonction de densité de probabilité $f(y, \theta_{\text{vrai}})$ et θ_{vrai} est un vecteur de paramètres dans le sous-ensemble Θ . Pour chaque réalisation $Y = y$, on calcule le maximum de l'estimation de vraisemblance $\hat{\theta}$ de θ_{vrai} définie par

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta \in \Theta} \Phi(\theta) \quad (3.106)$$

avec

$$\Phi(\theta) = \log(f(y; \Theta)) - P(\theta) \quad (3.107)$$

Compte tenu de la complexité de f et de P , la maximisation directe de (3.106) est très difficile. On est souvent amené à considérer les sous ensembles des éléments des paramètres du vecteur θ .

L'information de Fisher de Y_j pour \mathbf{h}_j est réduite par le choix de l'espace des données cachées comme Y_j parmi $j=1,2,\dots,N$ sélectionné alternativement à chaque itération.

Il se déroule comme suit :

L'initialisation

Pour $1 \leq i \leq N_{ém}$

$$\hat{\mathbf{Z}}_j^{i(0)} = \text{diag}(\mathbf{X}_i) \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(0)} \quad (3.108)$$

A la $p^{ième}$ itération, ($p=0,1,2,\dots$)

Pour $i=1+\lceil p \text{ modulo } N_{ém} \rceil$, on calcule

$$\hat{\mathbf{Y}}_j^{i(p)} = \hat{\mathbf{Z}}_j^{i(p)} + \left[\mathbf{Y}_j - \sum_{i'=1}^{N_{\acute{e}m}} \hat{\mathbf{Z}}_j^{i'(p)} \right] \quad (3. 109)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(p+1)} = \mathbf{Q}^H \cdot \text{diag}(\mathbf{X}_i)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{Y}}_j^{i(p)} \quad (3. 110)$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_j^{i(p+1)} = \text{diag}(\mathbf{X}_i) \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_{ij}^{(p+1)} \quad (3. 111)$$

Pour $1 \leq n \leq N_{\acute{e}m}, n \neq i'$

$$\hat{\mathbf{Z}}_n^{(p+1)} = \hat{\mathbf{Z}}_n^{(p)} \quad (3. 112)$$

La vitesse de convergence de l'algorithme dépend de l'initialisation qui est une étape délicate. On utilise comme dans le cas de l'EM la méthode LS. Notons que ces estimations dans le domaine temporel se font selon le type de canal. Il faut développer une architecture complète de l'estimation de canal en tenant compte de la sélectivité temporelle du canal.

3.3.3.3 Nouvelle approche EM pour les systèmes Turbo Blast en milieu sélectif en fréquence

Sur la base de nos investigations sur les différentes méthodes d'estimation de canal pour les systèmes MIMO OFDM, l'EM et ses variantes présentent les meilleures performances. La difficulté majeure de ces algorithmes réside dans l'inversion matricielle et la séparation des sources. Nous avons proposé [57] un algorithme simplifié s'appliquant aux canaux quasi statiques sélectifs en fréquence c'est-à-dire au cas où le canal est réestimé pour chaque bloc. Notre méthode actualise l'estimation du canal de manière simple et directe en tenant compte des valeurs de l'itération précédente des symboles estimés.

Cette nouvelle approche tire son avantage d'une combinaison des estimations sur des bases statistiques des paramètres du canal à l'aide de la séquence d'entraînement et des données estimées.

Lors de la première itération, les paramètres du canal $\hat{\mathbf{H}}_k^p(i)$ sont estimés à l'antenne de réception \mathbf{Y} sur la base de la séquence d'entraînement uniquement suivant (3. 86) pour quelques symboles OFDM puis moyenné comme dans (3. 41) pour donner :

$$\hat{\mathbf{H}}_k^p(i) = \frac{N_{fft}}{N_p} \sum_{j=1}^{N_p/N_{fft}} \mathbf{Y}^j(i) \text{diag}(\mathbf{S}_k^j)^T \quad (3.113)$$

où N_p désigne le nombre de symboles OFDM de la séquence d'entraînement, N_{fft} la taille d'un symbole OFDM, $\hat{\mathbf{H}}_k^p(i)$ un vecteur de taille correspondant au nombre d'antennes en réception et \mathbf{S}_k^j désigne le $j^{\text{ème}}$ symbole OFDM issue de l'antenne de transmission k .

Connaissant (3.113), le turbo décodeur estime les symboles qui sont ensuite utilisés pour donner une nouvelle estimation du canal par

$$\hat{\mathbf{H}}_k^d(i) = \frac{N_{fft}}{N_d} \mathbf{H}_k(i) \sum_{j=1}^{N_d/N_{fft}} (x_k^j \tilde{x}_k^{j*}) + \mathbf{v}(i) \quad (3.114)$$

où $\mathbf{v}(i)$ caractérise le bruit et N_d la taille des données du bloc en terme de nombre de symboles OFDM.

L'expression (3.114) peut être réécrite sous la forme

$$\hat{\mathbf{H}}_k^d(i) = \alpha_k \mathbf{H}_k(i) + \mathbf{v}(i) \quad (3.115)$$

où

$$\alpha_k = \frac{N_{fft}}{N_d} \sum_{j=1}^{N_d/N_{fft}} (x_k^j \tilde{x}_k^{j*}) \quad (3.116)$$

est un facteur qui rend biaisé l'estimation du canal sur la base des données du moment où \tilde{x}_k^{j*} n'est qu'une estimation de x_k^j .

On peut donc approcher la valeur réelle du paramètre recherché par une combinaison des deux expressions (3.113) et (3.115) grâce à un choix approprié de deux coefficients.

Ces coefficients (a_k , b_k) peuvent être trouvés en utilisant le critère de minimisation du bruit d'estimation

$$\min \left\{ |a_k|^2 (\sigma_k^d)^2 + |b_k|^2 (\sigma_k^p)^2 \right\} \quad (3.117)$$

avec comme contrainte

$$a_k \alpha_k + b_k = 1 \quad (3.118)$$

La méthode des multiplicateurs de Lagrange permet de trouver :

$$\begin{cases} a_k = \frac{\alpha_k^*}{|\alpha_k|^2 + \frac{N_p}{N_d} \beta_k^2} \\ b_k = \frac{\frac{N_p}{N_d} \beta_k^2}{|\alpha_k|^2 + \frac{N_p}{N_d} \beta_k^2} \end{cases} \quad (3.119)$$

Les détails de cette approche se trouvent dans 0.

3.4 Simulations

Cette partie présente les différents résultats de simulations réalisées pour illustrer les performances d'estimation de canal. Dans la plupart des cas nous avons considéré que le canal s'évanouit lentement pour un bloc. Dans un premier temps nous nous sommes intéressés aux estimateurs classiques que sont le LS et le LMMSE. Nous avons considéré à cet effet tout d'abord le système mono antenne avec des blocs de 100 symboles BPSK dont un certain nombre supposé connu du récepteur à des fins d'estimation de canal ou de synchronisation. Pour différentes tailles de symboles connus dans un bloc, la figure 3. 14, confirme la réduction de l'écart d'estimation lorsque la taille de la séquence d'entraînement augmente.

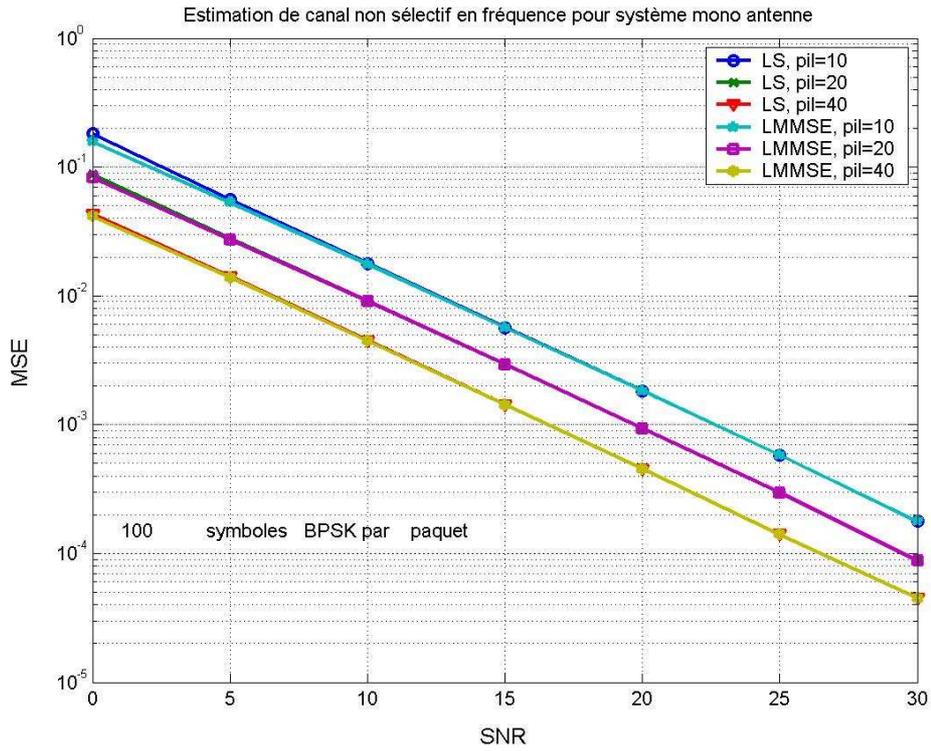


Figure 3. 14 Estimateurs de canal au sens LS /LMMSE pour les systèmes mono antennes

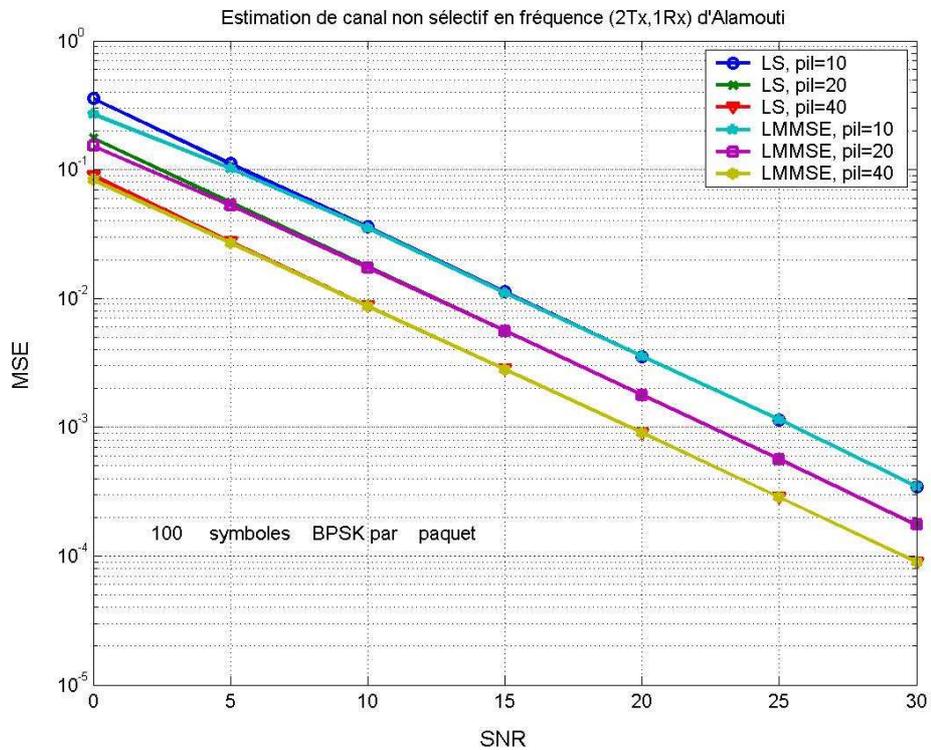


Figure 3. 15 MSE d'estimateurs de canal au sens LS et LMMSE pour le système d'Alamouti

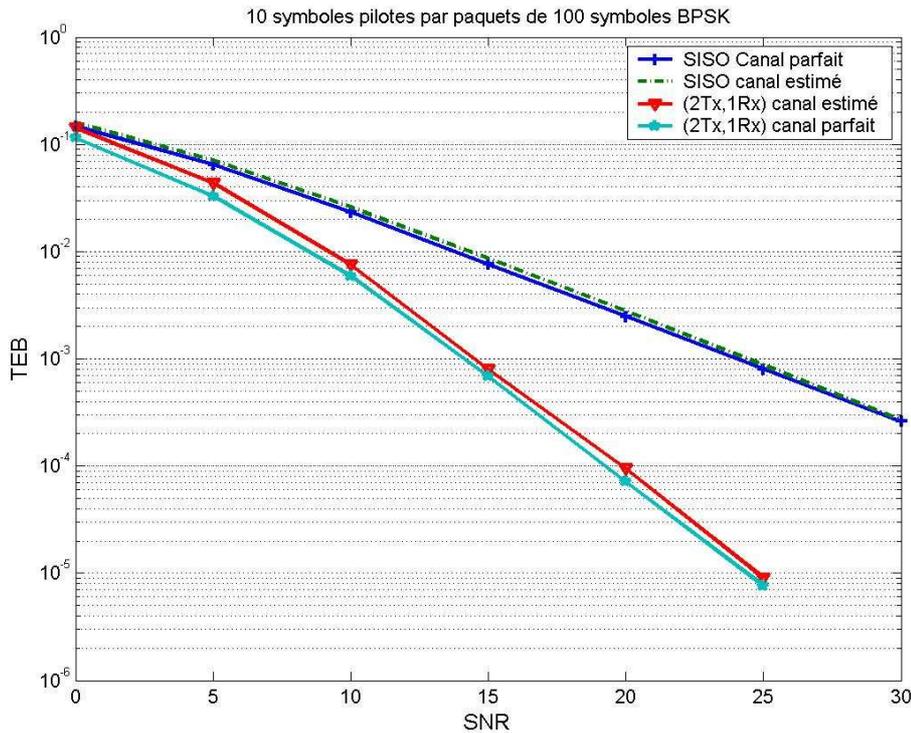


Figure 3. 16 Comparaison de performances de l'estimateur LS lors du décodage

Le problème est de trouver un meilleur compromis pour garder une bonne efficacité spectrale. Lorsque que le SNR est positif, le MSE de deux estimateurs LS et LMMSE sont confondus pour 20% de symboles connus BPSK dans un bloc.

La figure 3. 15 correspond au cas du système d'Alamouti où on constate une différence entre les deux estimateurs pour de faibles SNR.

La figure 3. 16 est une simulation comparative montrant un décalage des performances au décodage lorsque le canal est parfaitement connu et quand il est estimé. Dans ce cas nous avons juste considéré l'estimateur LS et le cas de 10% de symboles pilotes BPSK comme énoncé précédemment pour chaque antenne de transmission. On voit bien que la Méthode du LS convient bien aux systèmes mono antennes mais dans le cas d'une diversité en transmission on commence par noter une dégradation des performances. Ceci est confirmé par la figure 3. 17 qui donne une comparaison des performances de l'estimateur de canal au sens des moindres carrés en écart moyen quadratique entre le système mono antenne et le système d'Alamouti. On note un écart constant de 3 dB quelque soit la taille des symboles pilotes utilisés. Cet écart va augmenter certainement lorsque le nombre d'antennes en émission va augmenter.

La figure 3. 18 donne les performances en TEB de l'estimateur LS pour une modulation 8 PSK. Elle montre que seul le système à plusieurs antennes a été beaucoup affecté par l'erreur d'estimation du canal lorsque la taille des symboles pilotes est réduite à 5.

Nous avons aussi constaté avec la figure 3. 19 un écart appréciable entre les estimateurs LS et LSMME pour de faibles valeurs du SNR. L'estimateur LMMSE cette fois s'impose par ses performances beaucoup plus remarquables pour le système d'Alamouti avec 2,5 dB d'écart avec le LS au début dB pendant que l'écart est d'environ 1,5 dB avec le système mono antenne. On en déduit déjà que l'estimateur LMMSE convient beaucoup plus que le LS lorsque le nombre d'antennes augmente en transmission.

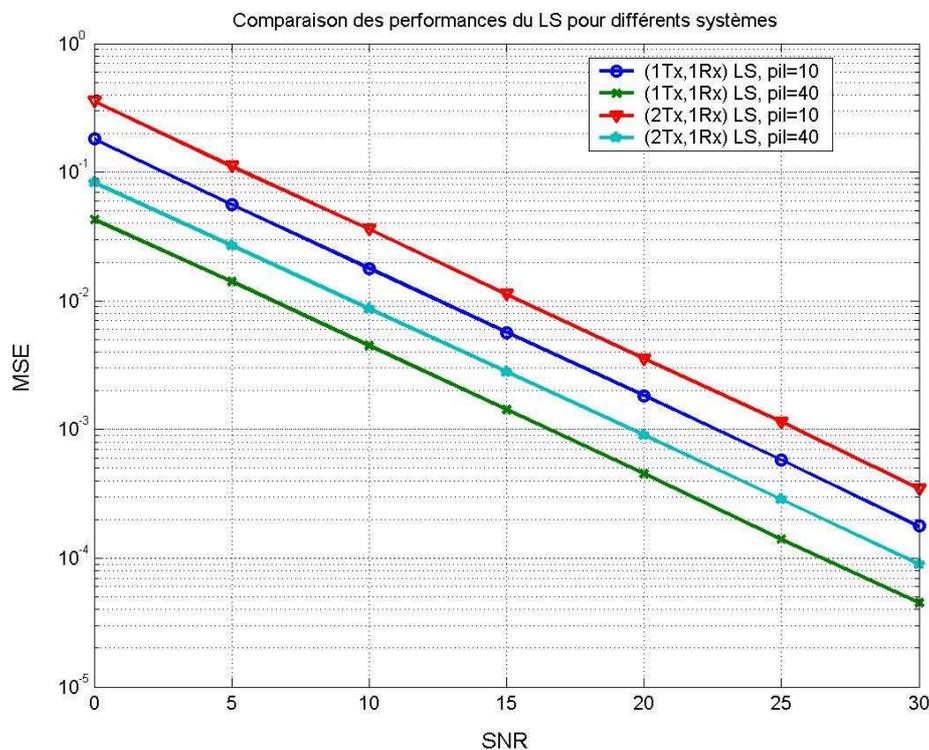


Figure 3. 17 Comparaison de MSE de systèmes différents

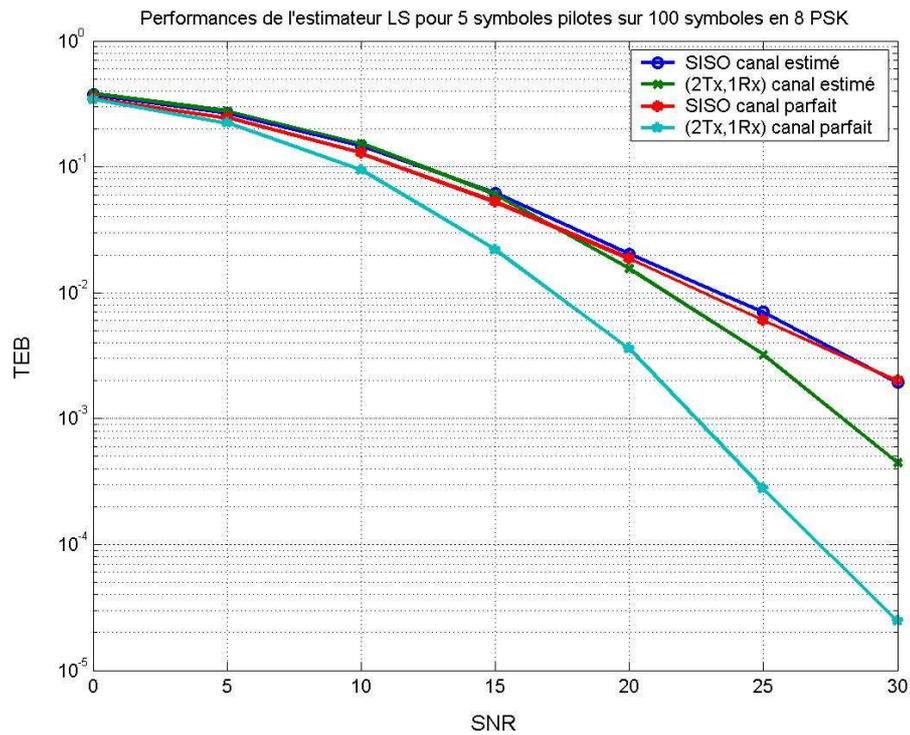


Figure 3. 18 Performance de l'estimateur LS en TEB pour 5 symboles pilotes

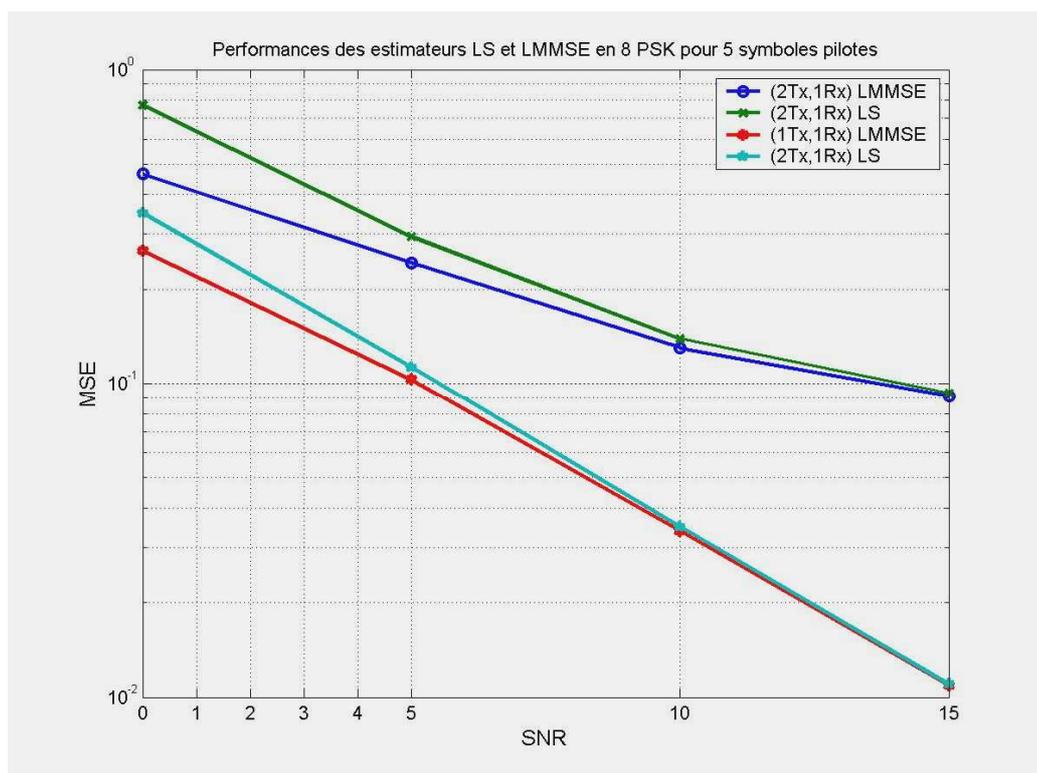


Figure 3. 19 Comparaison des performances entre les estimateurs LS et LMMSE pour 5 symboles pilotes

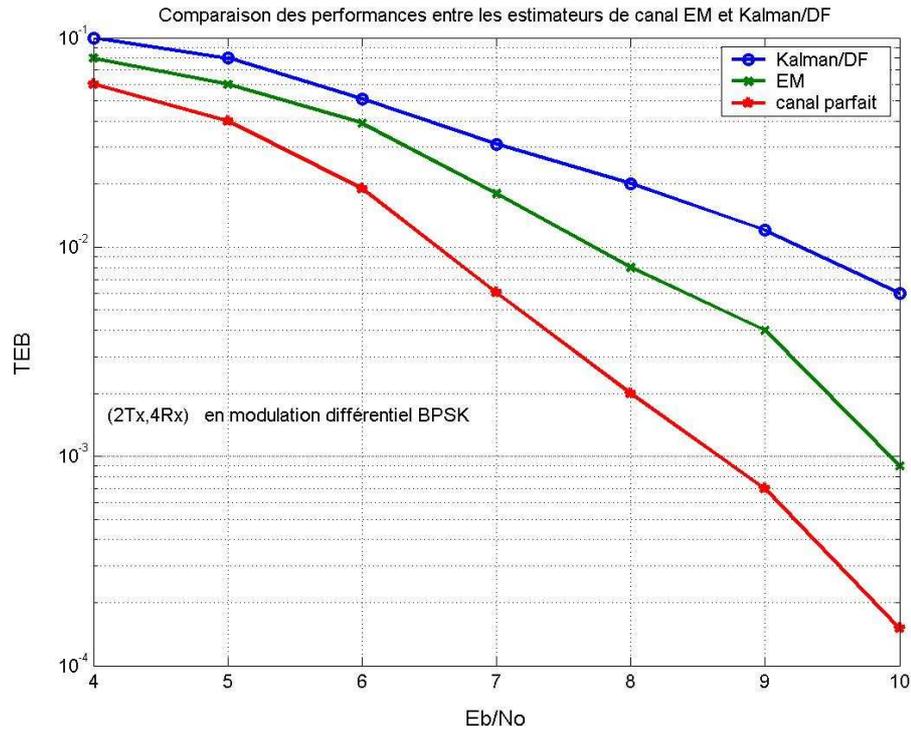


Figure 3. 20 Performances au décodage avec les estimateurs EM et de Kalman

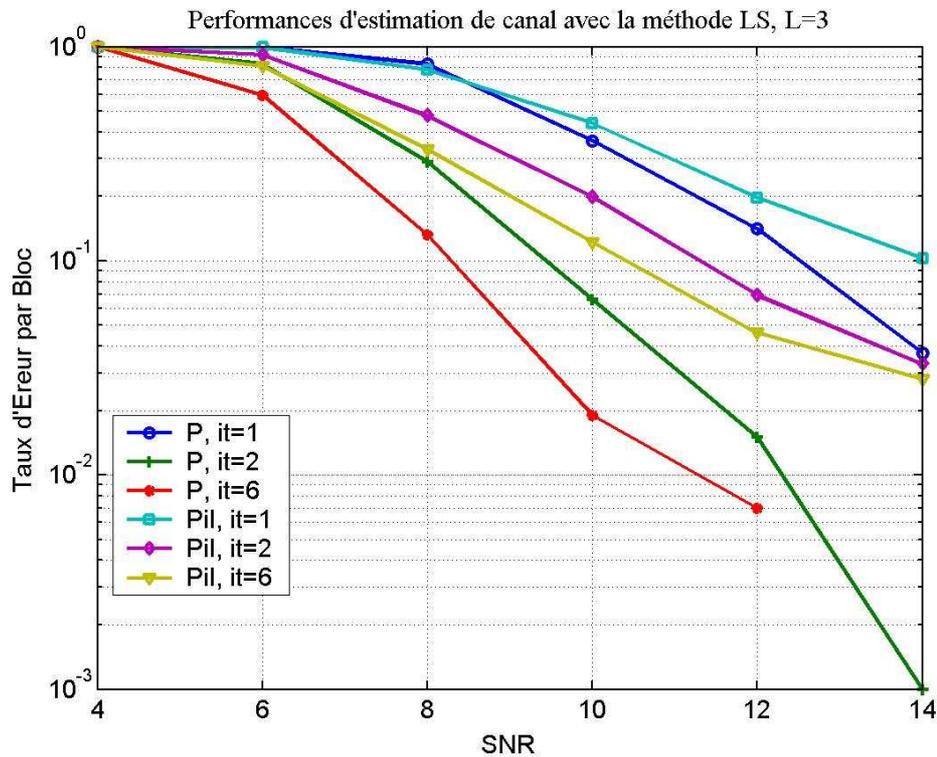


Figure 3. 21 Performances du LS dans un système (2Tx, 3Rx) turbo blast OFDM

La figure 3. 20 donne une comparaison des performances en milieu sélectif en fréquence d'ordre 3 des estimateurs EM et de Kalman [58] dans un système MIMO de deux antennes en

émission et quatre antennes en réception en utilisant une modulation différentielle BPSK. Elle confirme notre choix sur la méthode d'estimation de canal qu'est l'EM.

Les figure 3. 21, figure 3. 22 et

figure 3. 23 sont les résultats de simulations pour illustrer les performances de l'estimateur EM que nous avons proposé dans le cadre des milieux sélectifs en fréquence. La nous avons considéré 1024 symboles par bloc d'antennes à la sortie d'un codeur systématique (5,7). La figure 3. 21 compare les performances de simulation par bloc simulé dans un milieu sélectif en fréquence de canal d'ordre 3 entre la méthode d'estimation basée sur les pilotes à chaque itération et le cas d'un canal parfaitement connu. On observe un écart d'un peu plus 4 dB à la sixième itération. Par contre on observe que notre algorithme présente, en comparaison avec le cas du canal parfaitement connu dans la figure 3. 22, un écart de 2 dB environs. Ainsi la

figure 3. 23 confirme l'efficacité de cet algorithme en ressortant le gain de plus de 3 dB apporté par cet algorithme.

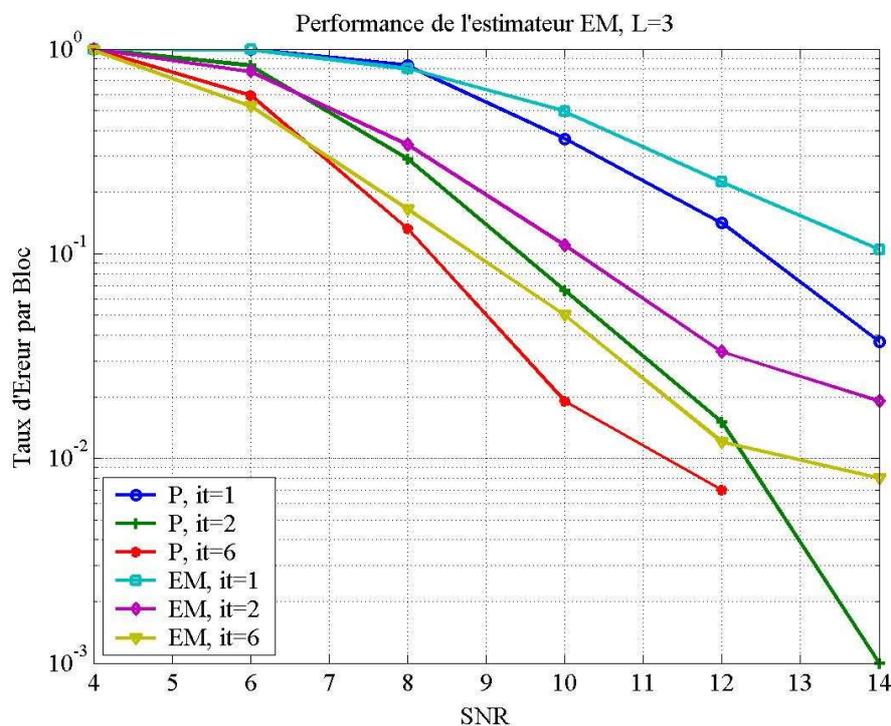


Figure 3. 22 Performances de l'EM dans un système (2Tx, 3Rx) turbo blast OFDM

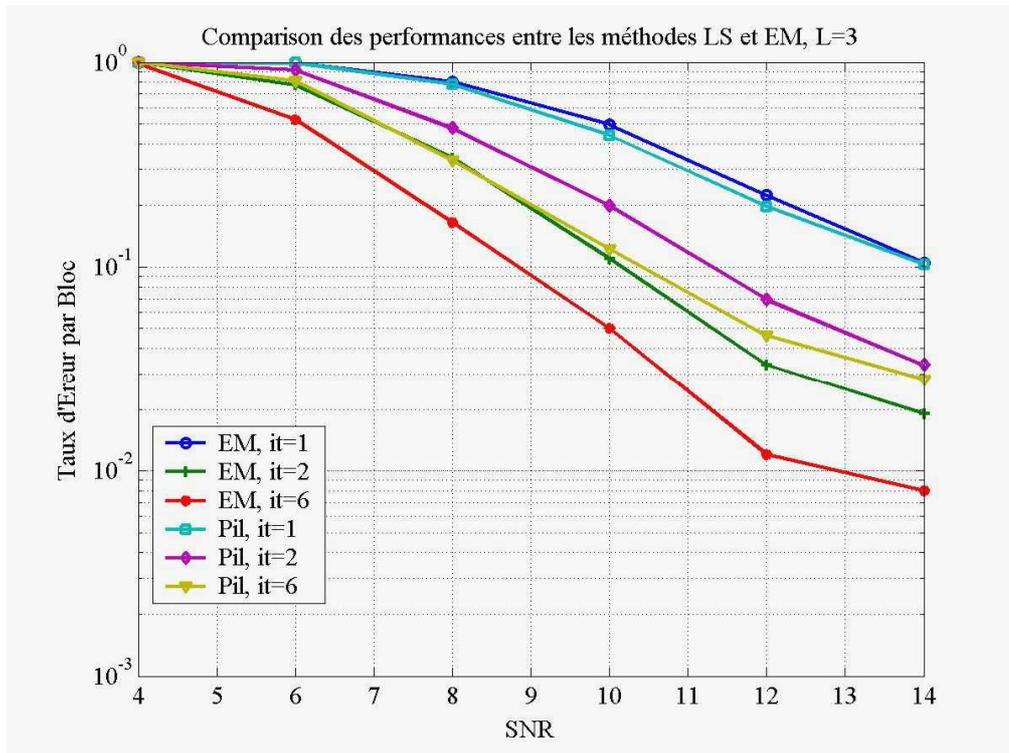


Figure 3. 23 Comparaison des performances entre les estimateurs de canal LS et EM dans un système (2Tx, 3Rx) turbo blast OFDM

Conclusion

L'estimation de canal est une étape incontournable lors d'une détection cohérente au récepteur. Elle est délicate pour les systèmes d'antennes multiples compte tenu de la superposition au récepteur des symboles issus d'antennes d'émission différents. Ainsi les approches simples au sens des moindres carrés ne sont plus efficaces comme dans le cas des systèmes mono antennes. De la diversité des solutions proposées, les approches bidimensionnelles nous paraissent lourdes et complexes. Par contre les approches basées sur la méthode de l'Expectation Maximization méritent d'être étudiées d'avantage. Elles présentent les meilleures performances à travers la littérature et comme le montre aussi nos résultats.

4. ESTIMATION AVEUGLE

4.1 Introduction	128
4.2 Méthode des sous espaces	129
4.2.1 Cas d'un système SIMO	130
4.2.2 Extension aux systèmes MIMO	134
4.2.3 Méthode du sous espace minimum (MNS)	137
4.2.4 Méthode dite Symétrique du MNS (SMNS)	139
4.3 Estimation aveugle basée sur la diversité en réception	141
4.3.1 Modèle du signal	141
4.3.2 Estimation du canal	145
4.3.2.1 Cas d'une antenne émettrice et de deux antennes en réception	145
4.3.2.2 Extension de la méthode aux cas SIMO (Single Input Multiple Output)	146
4.3.2.2 Généralisation aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)	148
4.3.2.2.1 Séparation des sources	148
4.3.2.2.1 Formulation de la matrice V pour les cas MIMO	149
4.4 Simulations	150
Conclusion	158

4.1 Introduction

La technique de système d'antennes multiples présente des avantages [59] qui font d'elle une solution prometteuse pour la nouvelle génération de systèmes radio. Les progrès sont manifestes en ce qui concerne les propositions de structures possible du récepteur permettant de répondre aux exigences du marché. Toutefois il reste encore des aspects à élucider afin de proposer des solutions tout à fait satisfaisantes. Au nombre de ces préoccupations figure l'estimation de canal dans le contexte d'une détection cohérente. Deux approches existent dans la littérature.

La première et la plus répandue est celle basée sur la séquence d'entraînement. A des instants précis et/ou pour certaines fréquences, le récepteur reçoit des signaux dont il connaît parfaitement les séquences émises afin d'estimer le canal. Les techniques utilisées à cet effet sont des variantes de la méthode des moindres carrées ou des méthodes itératives. L'une des plus performantes est l'Expectation Maximisation. Nous avons abordé plus en détail cette approche dans le chapitre précédent. Cette méthode présente certes de bonnes performances mais un désavantage dans le contexte d'une optimisation de l'efficacité spectrale. En effet, le fait d'introduire une séquence d'entraînement ou des symboles pilotes n'est d'aucune utilité directe pour l'utilisateur final bien que cela ait servi à la détection du message.

La deuxième approche dite aveugle a pour préoccupation d'estimer le canal en se basant sur le signal reçu. Elle comprend les méthodes dites complètement aveugles et les méthodes semi aveugles. Cette approche présente l'avantage d'accroître l'efficacité spectrale. C'est pour cette raison qu'elle fait l'objet d'autant d'attention et que nous nous sommes proposés de l'inclure dans nos travaux de recherche afin d'apporter notre contribution à son amélioration.

Les techniques d'estimation aveugle de canal sont basées sur une approche statistique du second ordre. La plus célèbre est la méthode des sous espaces communément appelée SubSpace (SS) method. Elle a d'abord été introduite pour les systèmes à diversité d'antennes en réception (SIMO : Single Input Multiple Output) [60]. La méthode consiste à rechercher les valeurs propres et les vecteurs propres correspondants de la matrice d'auto covariance du signal reçu pour trouver les paramètres du canal à un coefficient près caractéristique du déphasage.

L'un des reproches de cette méthode est le nombre élevé de blocs de signaux indispensables pour obtenir des résultats satisfaisants. A cela s'ajoute la complexité des calculs qui ont été simplifiés grâce à l'introduction de l'algorithme du Minimum Noise SubSpace (MNS)[61]&[62]. Malheureusement, la méthode du MNS ne présente pas d'aussi bonnes performances. L'algorithme dénommé Symmetric MNS ou SMNS [63] un peu plus complexe que le MNS a eu comme avantage d'améliorer les performances du MNS. D'autres méthodes d'estimation aveugle de canal ne nécessitant pas la recherche de vecteurs propres mais utilisant les statistiques de second ordre existent dans la littérature [65].

La méthode des sous espaces a été généralisée aux systèmes MIMO [61],[62] et [66]. La contrainte additionnelle est que la précision de cette estimation dépend d'une matrice triangulaire \mathbf{R} [68] dont la détermination des coefficients se fait en procédant à la séparation des signaux issus des différentes antennes [69]-[70][71]. L'estimation des paramètres du canal se fait généralement dans le domaine temporel. Il y a eu aussi des estimations dans le domaine des fréquences [72] et en présence de bruits colorés [73]. La détermination de l'ordre du canal est un sujet qui a été aussi abordé [74]. Certaines approches d'estimation de canal ont exploité la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Multiplexing Division)[75]-[78]. Nous nous sommes proposé de trouver une méthode d'estimation semi aveugle MIMO-OFDM assez robuste ne nécessitant pas un nombre élevé de blocs. Nous avons retrouvé dans la littérature une approche basée sur la diversité d'antennes à la réception pour une antenne d'émission et deux antennes de réception qui tient compte de nos préoccupations [75]. Partant de cette méthode, nous avons proposé un algorithme général pour l'ensemble des systèmes MIMO-OFDM [79].

4.2 Méthode des sous espaces

La méthode des sous espaces est une méthode qui permet une estimation aveugle du canal supposé constant sur un nombre de paquets transmis. Elle a d'abord été développée dans le cas des systèmes SIMO avant d'être généralisée par la suite aux cas MIMO.

Dans ce paragraphe nous en faisons une présentation sommaire. On peut consulter [60]-[63], [68] et [80] à [82] pour plus de détails.

4.2.1 Cas d'un système SIMO

Considérons un système d'antennes multiple dont une à l'émission et q à la réception. On considère un canal sélectif en fréquence d'ordre $L-1$ tel que la notation vectorielle de la réponse impulsionnelle du canal entre l'antenne d'émission avec une antenne de réception j , soit :

$$\mathbf{h}_j = [h_j(0), \dots, h_j(L-1)] \quad (4.1)$$

L'expression matricielle du $m^{\text{ième}}$ bloc de signal reçu à l'une des antennes de réception j et notée $\mathbf{y}_j(m)$ pour une séquence $\mathbf{X}(m)$ émise peut s'écrire :

$$\mathbf{y}_j(m) = \mathcal{T}_N(\mathbf{h}_j)\mathbf{X}(m) + \mathbf{n}_j(m) \quad (4.2)$$

avec

$$\mathbf{y}_j(m) = [y_j(m), \dots, y_j(m-N+1)]^T \quad (4.3)$$

$$\mathbf{X}(m) = [X(m), \dots, X(m-N-L+1)]^T \quad (4.4)$$

$$\mathbf{n}_j(m) = [n_j(m), \dots, n_j(m-N+1)]^T \quad (4.5)$$

$$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_j) = \begin{pmatrix} h_j(0) & \dots & \dots & h_j(L-1) & 0 \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & h_j(0) & \dots & \dots & h_j(L-1) \end{pmatrix}_{(N, N+L)} \quad (4.6)$$

$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_j)$ est la matrice de Sylvester associée à \mathbf{h}_j . Sa dimension est $(N, N+L)$

D'une manière globale pour l'ensemble du système, on a :

$$\mathbf{y}(m) = \mathcal{T}_N(\mathbf{h})\mathbf{X}(m) + \mathbf{n}(m) \quad (4.7)$$

avec

$$\mathbf{y}(m) = [\mathbf{y}_1^T(m), \dots, \mathbf{y}_q^T(m)]^T \quad (4.8)$$

$$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}) = [\mathcal{T}_N^T(\mathbf{h}_1), \dots, \mathcal{T}_N^T(\mathbf{h}_q)]^T \quad (4.9)$$

$$\mathbf{n}(m) = [\mathbf{n}_1^T(m), \dots, \mathbf{n}_q^T(m)]^T \quad (4.10)$$

La matrice de covariance de $\mathbf{y}(m)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_N(m) &= E[\mathbf{y}(m)\mathbf{y}^H(m)] \\ &= \mathcal{T}_N(\mathbf{h})E(\mathbf{X}(m)\mathbf{X}^H(m))\mathcal{T}_N^H(\mathbf{h}) + \sigma^2\mathbf{I}_{qN}\end{aligned}\quad (4.11)$$

Où σ^2 est la variance du bruit et \mathbf{I}_{qN} la matrice identité de taille qN .

On suppose

$$\begin{aligned}N &> L \\ \text{rang}(\mathcal{T}_N(\mathbf{h})) &= (N+L)\end{aligned}\quad (4.12)$$

La détermination des valeurs propres (λ_i) et des vecteurs propres (\mathbf{S}_i) de \mathbf{R}_N donne qN valeurs et vecteurs propres dont les $L+N$ premiers dans l'ordre décroissant des valeurs propres définissent le sous espace signal. Les $qN-(L+N)$ restants définissent le sous espace bruit. Soit

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_0 \cdots \cdots \mathbf{S}_{L+N-1}] \quad (4.13)$$

les $L+N$ vecteurs propres correspondant au sous espace signal \mathbf{S} de dimension $qN \times (L+N)$.

Le sous espace bruit est désigné par

$$\mathbf{G} = [\mathbf{G}_0 \cdots \cdots \mathbf{G}_{qN-L-N-1}] \quad (4.14)$$

de dimension $qN \times (qN-L-N)$.

La covariance \mathbf{R}_N peut se mettre sous la forme

$$\mathbf{R}_N = \mathbf{S} \cdot \text{diag}(\lambda_0, \cdots, \lambda_{L+N-1}) \mathbf{S}^H + \sigma^2 \mathbf{G} \mathbf{G}^H \quad (4.15)$$

Les sous espaces \mathbf{S} et \mathbf{G} sont orthogonaux [60]; cela implique que

$$\mathbf{G}_i^H \mathbf{H}_N = 0 \text{ avec } 0 \leq i \leq qN-L-N \quad (4.16)$$

Cette relation linéaire permet une simple identification des coefficients du canal caractérisés par la matrice \mathbf{H}_N à une constante près sous les conditions définies dans le théorème suivant.

Théorème : On suppose que :

I/ $N > L$ et que

II/ le rang de la matrice \mathbf{H}_{N-1} est $L+N-1$

Soit \mathbf{H}'_N une matrice non nulle de filtrage de même dimension que \mathbf{H}_N . Le rang de \mathbf{H}'_N est égal à celui de \mathbf{H}_N si \mathbf{H}_N et \mathbf{H}'_N sont proportionnelles. Ainsi, \mathbf{H}_N et \mathbf{H}'_N ont le même espace colonne si elles sont proportionnelles.

La connaissance de $\hat{\mathbf{G}}_i$ (estimation de \mathbf{G}_i) permet de résoudre l'équation (4. 16) par la méthode des moindres carrés. Cela conduit à minimiser la forme quadratique

$$q(\mathbf{H}) \underline{\text{def}} \sum_{i=0}^{qN-L-N-1} \left| \hat{\mathbf{G}}_i^H \mathbf{H}_N \right|^2 \quad (4. 17)$$

Définition : Soit

$$\mathbf{V}(0), \dots, \mathbf{V}(q-1) \quad (4. 18)$$

q vecteurs arbitraires de dimension $N \times 1$ tels que

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}^{(0)T}, \dots, \mathbf{V}^{(q-1)T}]^T \quad (4. 19)$$

soit de dimension $qN \times 1$. On définit par \mathfrak{V}_{L+1}^l la matrice de filtrage telle que :

$$\mathfrak{V}_{L+1}^l = \begin{pmatrix} v_0^l & \dots & \dots & v_{N-1}^l & 0 \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & v_0^l & \dots & \dots & v_{N-1}^l \end{pmatrix} \quad (4. 20)$$

\mathfrak{V}_{L+1}^l a pour dimension $(L+1) \times (L+N)$. On désigne par \mathfrak{V}_{L+1} la matrice de dimension $q(L+1) \times (L+N)$ obtenue par empilement des L matrices de filtrage.

$$\mathfrak{V}_{L+1} = [\mathfrak{V}_{L+1}^{(0)T}, \dots, \mathfrak{V}_{L+1}^{(q-1)T}]^T \quad (4. 21)$$

Estimation du canal sur la base du sous espace bruit

Lemme : Il est démontré [60] que

$$\mathbf{V}^T \mathbf{H}_N = \mathbf{H}^T \mathfrak{V}_{L+1} \quad (4. 22)$$

ainsi

$$\begin{aligned} \left| \hat{\mathbf{G}}_i^H \mathbf{H}_N \right|^2 &= \hat{\mathbf{G}}_i^H \mathbf{H}_N \mathbf{H}_N^H \hat{\mathbf{G}}_i \\ &= \mathbf{H}^H \hat{\mathfrak{G}}_i \hat{\mathfrak{G}}_i^H \mathbf{H} \end{aligned} \quad (4. 23)$$

où $\hat{\mathfrak{G}}_i$ est la matrice de filtrage associée à $\hat{\mathbf{G}}_i$ avec $\dim(\hat{\mathfrak{G}}_i) = q(L+1) \times (L+N)$;

L'équation (4. 17) peut alors se mettre sous la forme :

$$q(\mathbf{H}) = \mathbf{H}^H \mathbf{Q} \mathbf{H} \quad (4. 24)$$

avec

$$\mathbf{Q} = \sum_{i=0}^{qN-L-N-1} \hat{\mathbf{g}}_i \hat{\mathbf{g}}_i^H \quad (4. 25)$$

Différentes contraintes sur \mathbf{H} conduisent à différentes solutions. D'un point de vue classique, pour minimiser $q(\mathbf{H})$, deux contraintes sont possibles [60]:

La première est la contrainte quadratique :

$$|\mathbf{H}| = 1 \quad (4. 26)$$

dont la solution est le vecteur propre unitaire associé à la plus petite valeur propre de \mathbf{Q} ,

La deuxième est la contrainte linéaire exprimée par :

$$\mathbf{c}^H \mathbf{H} = 1 \quad (4. 27)$$

où \mathbf{c} est un vecteur de dimension $q(L+1) \times 1$.

La solution est proportionnelle à

$$\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{c} \quad (4. 28)$$

La première possibilité paraît simple mais nécessite des calculs supplémentaires de détermination de vecteurs propres. Par contre la deuxième démarche repose sur un choix arbitraire de \mathbf{c} mais dont la résolution demande moins de calculs. La solution sera d'autant moins fiable que \mathbf{Q} est proche d'une matrice singulière.

Estimation du canal sur la base du sous espace signal

La forme quadratique (4. 17) est équivalente à

$$q(\mathbf{H}) = N |\mathbf{H}|^2 - \sum_{i=0}^{L+N-1} \left| \hat{\boldsymbol{\delta}}_i^H \mathbf{H}_N \right|^2 \quad (4. 29)$$

où $\hat{\boldsymbol{\delta}}_i^H$ désigne la matrice de filtrage associée aux vecteurs propres \mathbf{S}_i^H du signal.

Minimiser (4. 17) sous la contrainte (4. 26) revient à maximiser

$$\tilde{q}(\mathbf{H}) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{H} \quad (4. 30)$$

sous la même contrainte (4. 26) avec

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \sum_{i=0}^{L+N-1} \boldsymbol{\delta}_i \boldsymbol{\delta}_i^H \quad (4. 31)$$

La solution à (4. 29) revient à trouver le vecteur propre associé à la plus grande valeur propre de (4. 31).

Les vraies valeurs des paramètres du canal sont proportionnelles à un facteur près à celles qui sont calculées. Ce facteur doit être calculé par une méthode adéquate. On peut utiliser à cet effet une séquence d'entraînement très courte par exemple.

4.2.2 Extension aux systèmes MIMO

Le concept d'estimation aveugle avec la méthode des sous espaces peut être généralisé aux cas MIMO. Leur utilité s'inscrit dans le cadre d'une séparation aveugle des données envoyées par plusieurs antennes.

Considérons cette fois ci p antennes à l'émission et q antennes à la réception. Un réarrangement du modèle SIMO au cas MIMO donne pour expression équivalente à (4. 2)

$$\mathbf{y}_j(m) = \mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,:}) \mathbf{X}(m) + \mathbf{n}_j(m) \quad (4. 32)$$

avec

$$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,:}) = [\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,1}), \dots, \mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,p})] \quad (4. 33)$$

$$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,i}) = \begin{pmatrix} h_{j,i}(0) & \dots & \dots & h_{j,i}(L-1) & 0 \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & h_{j,i}(0) & \dots & \dots & h_{j,i}(L-1) \end{pmatrix}_{(N,N+L)} \quad (4. 34)$$

$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}_{j,:})$ est un bloc de matrice de Sylvester et

$$\mathbf{X}(m) = [\mathbf{X}_1^T(m), \dots, \mathbf{X}_p^T(m)]^T \quad (4. 35)$$

Pour l'ensemble du système, l'équation équivalente est sous la même forme que (4. 7) avec

$$\mathcal{T}_N(\mathbf{h}) = [\mathcal{T}_{1,:}^T(\mathbf{h}), \dots, \mathcal{T}_{q,:}^T(\mathbf{h})]_{(qN,p(N+L))}^T \quad (4. 36)$$

et $\mathbf{y}(m)$, $\mathbf{X}(m)$ et $\mathbf{n}(m)$ respectivement donnés par (4. 8), (4. 34) et (4. 10).

La matrice de covariance de $\mathbf{y}(m)$ notée \mathbf{R}_N est calculée suivant (4. 11).

Sous les conditions

$$\begin{aligned} N &> pL \\ \text{rang}(\mathcal{T}_N(\mathbf{h})) &= p(N+L) \end{aligned} \quad (4. 37)$$

La variance du bruit correspond à la plus petite valeur propre de \mathbf{R}_N .

L'ensemble des vecteurs propres associés à la plus petite valeur propre de \mathbf{R}_N appartient au sous espace bruit de dimension $qN-p(N+L)$ qui est orthogonal aux vecteurs du sous espace signal dont une base est constituée par la matrice $(\mathcal{T}_N(\mathbf{h}))$.

Soit $\mathbf{\Pi}_N$, une matrice orthogonale au système de vecteurs de $(\mathcal{T}_N(\mathbf{h}))$ du sous espace signal. $\mathbf{\Pi}_N$ appartient au sous espace bruit. L'orthogonalité entre les deux sous espace permet d'écrire la relation

$$\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h}) = 0 \quad (4. 38)$$

La méthode d'estimation de \mathbf{h} est liée au théorème suivant :

Théorème :

Soit $\mathbf{F}(z)$ une fonction de transfert FIR de dimension $q \times p$ de type causal tel que $q > p$ qui peut s'écrire sous la forme

$$\mathbf{F}(z) = \sum_{k=0}^M \mathbf{F}(k) z^{-k} \quad (4. 39)$$

où $\mathbf{F}(z)$ est de rang p pour chaque valeur de z avec

$$\mathbf{F}(z) = [\mathbf{f}_1(z), \dots, \mathbf{f}_p(z)] \quad (4. 40)$$

une matrice polynomiale de rang $q \times p$ telle que

$$\text{deg}(\mathbf{f}_1(z)) \leq \dots \leq \text{deg}(\mathbf{f}_p(z)) \leq M \quad (4. 41)$$

L'équation matricielle

$$\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{F}) = 0 \quad (4. 42)$$

n'admet pas de solution s'il existe un indice i , $1 \leq i \leq p$ tel que

$$\text{deg}(\mathbf{f}_i(z)) < M \quad (4. 43)$$

Par contre si

$$\deg(\mathbf{f}_i(z)) = M \quad (4.44)$$

pour tout i tel que $1 \leq i \leq p$, alors l'équation matricielle (4.42) admet une solution de la forme

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{R} \quad (4.45)$$

où \mathbf{R} est une matrice carrée constante inversible de taille p .

Ce théorème montre que la méthode des sous espaces donne une estimation de \mathbf{h} dans le cas des systèmes MIMO à un facteur matriciel et constant près.

Pour trouver la solution de (4.38), on procède par la méthode des moindres carrés comme suit :

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \left\{ \|\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h})\|^2 \right\} \quad (4.46)$$

Soit

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \arg \min_{\mathbf{h}} \left\{ \text{trace}\{(\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h}))^H (\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h}))\} \right\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{h}} \left\{ \text{vect}(\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h}))^H \text{vect}(\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h})) \right\} \end{aligned} \quad (4.47)$$

où $\hat{\mathbf{h}}$ est une estimation de \mathbf{h} définie par :

$$\hat{\mathbf{h}} \stackrel{\Delta}{=} \text{vec}([\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_q^T]^T) \quad (4.48)$$

avec

$$\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_i^T(0), \dots, \mathbf{h}_i^T(L-1)]^T \quad (4.49)$$

et

$$\text{vect}(\mathbf{\Pi}_N \mathcal{T}_N(\mathbf{h})) = \underbrace{\begin{bmatrix} (\mathbf{I}_p \otimes D(\mathbf{\Pi}_N^1)) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{I}_p \otimes D(\mathbf{\Pi}_N^2)) & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & (\mathbf{I}_p \otimes D(\mathbf{\Pi}_N^q)) \end{bmatrix}}_{D(\mathbf{\Pi})} \quad (4.50)$$

où

$$D(\mathbf{\Pi}_N^i) = \begin{bmatrix} \pi_{i,1} & 0 & \cdots & 0 \\ \pi_{i,2} & \pi_{i,1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \pi_{i,1} \\ \pi_{i,N} & & & \pi_{i,2} \\ 0 & \pi_{i,N} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & 0 & \pi_{i,N} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

On peut alors réécrire (4.46) sous la forme

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \{ \mathbf{h}^H (D(\mathbf{\Pi}))^H D(\mathbf{\Pi}) \mathbf{h} \} \quad (4.52)$$

dont la solution est donnée par le vecteur propre associé à la plus petite valeur propre de $D(\mathbf{\Pi}_N)^H D(\mathbf{\Pi}_N)$.

Il revient donc à choisir une succession de séquences reçues de taille ($N \geq pL$) pour obtenir une valeur approximative de la matrice de covariance \mathbf{R}_N de dimension $qN \times qN$. Pour $T \gg N$, on a

$$\hat{\mathbf{R}}_N = \frac{1}{T - N + 1} \sum_{n=1}^{T-N+1} (\mathbf{y}(n) \mathbf{y}(n)^H) \quad (4.53)$$

On recherche ensuite les vecteurs propres associés aux $qN - p(N+L)$ plus petites valeurs propres de cette matrice pour obtenir une estimation de $\mathbf{\Pi}_N$. L'estimation de la matrice du canal à un facteur matriciel près est déduite du calcul du vecteur propre associé à la plus petite valeur propre de la matrice $D(\mathbf{\Pi}_N)^H D(\mathbf{\Pi}_N)$.

La complexité de la méthode est liée au calcul des $((q-p)N + pL)$ vecteurs propres associés au sous espace bruit. La simplification de la méthode d'obtention des vecteurs propres du sous espace bruit a favorisé la mise en œuvre de l'algorithme du sous espace minimum (MNS : Minimum Noise Subspace)

4.2.3 Méthode du sous espace minimum (MNS)

La méthode des sous espaces est une méthode robuste d'identification en présence de bruit. Toutefois, elle nécessite un temps non négligeable de calculs des vecteurs propres des sous

espaces. Pour cette raison, la méthode MNS a été proposée. Elle se base directement sur la détermination des vecteurs du sous espace bruit pour l'identification des paramètres $A(\theta)$ de l'équation (4. 54) d'un système de p entrées et q sorties.

$$Y(t) = A(\theta)x(t) + n(t) \quad (4. 54)$$

où $Y(t)$ est la sortie du système, $x(t)$ l'entrée du système et $n(t)$ est le bruit blanc additif de variance donnée σ^2 avec θ qui est un paramètre à déterminer.

Ces vecteurs du sous espace bruit sont déduits par une combinaison des signaux reçus (PCS : Properly Connected Sequence).

Définition du PCS (Properly Connected Sequence)

Le PCS définit un ensemble de $q-p$ combinaisons de séquences indépendantes de $p+1(\leq q)$ signaux reçus aux antennes. Il se note par :

$$S(p, q) = \{t_1, t_2, \dots, t_{q-p}\} \text{ où } t_i = (m_{i1}, m_{i2}, \dots, m_{ip}, m_{ip+1}) \quad 1 \leq i \leq q-p \quad (4. 55)$$

Les composantes de t_i sont telles que :

$$\begin{aligned} \{m_{i1}, \dots, m_{ip}\} &\subset \{m_{jk} / j < i, 1 \leq k \leq p+1\} \\ m_{ip+1} &\notin \{m_{jk} / j < i, 1 \leq k \leq p+1\} \end{aligned} \quad (4. 56)$$

La taille de $S(p, q)$ est liée à la dimension du sous espace bruit. Une combinaison de moins de $p+1$ signaux reçus ne garantit pas l'indépendance des t_i .

Technique du MNS

Les éléments t_i du PCS sont utilisés pour calculer les matrices de covariance R_i correspondantes. Soit $q-p$ matrices R_i :

$$R_i = E(t_i t_i^H) = A_i R_s A_i^H + \sigma^2 I \quad (4. 57)$$

$A_i(\theta)$ est la matrice correspondante au sous système défini.

Il ressort de cette expression que les matrices R_i de dimension $(p+1)N \times (p+1)N$ sont des sous matrices de R dont les vecteurs propres associés aux valeurs propres minimales notés

$$\{\tilde{v}_1, \dots, \tilde{v}_{q-p}\} \quad (4. 58)$$

déterminent la matrice des coefficient du canal à un facteur matriciel près de dimension pxp .

On procède à une partition des $q-p$ vecteurs propres de dimension $(p+1)N$ en $p+1$ sous vecteurs de même dimension $N \times 1$ comme suit

$$\tilde{\mathbf{v}}_i = [\tilde{\mathbf{v}}_{i,1}^T, \dots, \tilde{\mathbf{v}}_{i,p+1}^T]^T \quad (4.59)$$

Les vecteurs propres du sous espace bruit sont obtenus à partir des vecteurs propres $\{\tilde{\mathbf{v}}_i\}, 1 \leq i \leq q-p$ comme suit : pour $j = 1, \dots, q$

$$\mathbf{v}_{i,j} = \begin{cases} \mathbf{0}_N & \text{si le signal reçu sur la } j^{\text{ème}} \text{ sortie du système n'appartient pas à la combinaison,} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{ij} & \text{si le signal reçu sur la } j^{\text{ème}} \text{ sortie du système est la } j^{\text{ème}} \text{ composante de la combinaison.} \end{cases} \quad (4.60)$$

Ces vecteurs propres une fois déterminées seront utilisés pour estimer $\mathbf{A}(\theta)$.

Application du MNS à l'identification aveugle des paramètres du canal d'un système

L'application de la méthode du MNS permet de suggérer la démarche suivante :

- la composition des éléments du PCS tels que définis en (4.55); les \mathbf{t}_i sont constitués de $p+1$ vecteurs reçus parmi les q \mathbf{y}_i reçus aux antennes de manière à assurer leur indépendance conformément aux règles énoncées en (4.56),
- le calcul des $q-p$ matrices de covariance \mathbf{R}_i sur la base des \mathbf{t}_i ,
- la déduction du vecteur propre $\tilde{\mathbf{v}}_i$ associé à chaque valeur propre minimale de chaque \mathbf{R}_i ,
- le partitionnement des composantes de chaque $\tilde{\mathbf{v}}_i$ en $p+1$ vecteurs de taille égales (4.59),
- la constitution des $q-p$ vecteurs propres \mathbf{v}_i du sous espace bruit à partir des $\tilde{\mathbf{v}}_i$ suivant (4.60)

$$\mathbf{v}_i = [\mathbf{v}_{i,1}^T, \dots, \mathbf{v}_{i,q}^T]^T \quad (4.61)$$

- l'estimation des paramètres du canal

4.2.4 Méthode dite Symétrique du MNS (SMNS)

La méthode SMNS (Symmetric Minimum Noise Subspace) est issue de la méthode MNS. Elle a l'avantage d'être plus robuste et plus performante que la méthode Minimum Noise Subspace mais au prix d'un temps de calcul un peu élevé [63].

Dans la constitution du PCS considéré avec le MNS, certains signaux reçus sont plus utilisés que d'autres. La conséquence directe est une plus grande influence des ces signaux dans

l'estimation des paramètres recherchés. Pour éviter une telle insuffisance, l'apport de la méthode SMNS réside dans l'utilisation de chacun des signaux reçus avec la même fréquence. L'idée du SMNS est d'utiliser tous les q vecteurs du sous espace bruit au lieu de $q-p$ dans le cas du MNS pour le PCS de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} (1, 2, \dots, p+1) \\ (2, 3, \dots, p+2) \\ \vdots \\ (q-p, \dots, q) \\ (q-p+1, \dots, q, 1) \\ \vdots \\ (q, 1, \dots, p) \end{array} \right. \quad (4.62)$$

Pour appliquer la méthode du MNS, les $q-p$ premières combinaisons suffisent pour former le PCS. Le reste introduit une redondance qui assure l'utilisation de chaque signal reçu $p+1$ fois.

La méthode SMNS [63] consiste à :

- Calculer simultanément les matrices de covariance \mathbf{R}_i pour chaque combinaison $(m_{i1}, \dots, m_{ip+1})$ et en déduire les vecteurs propres correspondants aux valeurs propres minimales de

$$\mathbf{R}_i = \frac{1}{T-N+1} \sum_{n=1}^{T-N+1} \underline{\mathbf{y}}_i(n) \underline{\mathbf{y}}_i^H(n) \quad (4.63)$$

où T est la taille des échantillons et

$$\underline{\mathbf{y}}_i(n) = \left[\mathbf{y}_N^{(m_{i1})}(n)^T, \dots, \mathbf{y}_N^{(m_{ip+1})}(n)^T \right]^T \quad (4.64)$$

- Soit $\underline{\mathbf{v}}_i = [\underline{\mathbf{v}}_{i1}^T, \dots, \underline{\mathbf{v}}_{ip+1}^T]^T$ où $\underline{\mathbf{v}}_{ik} = [v_{ik}(0), \dots, v_{ik}(N-1)]^T$ pour $k=1, \dots, p+1$

On en déduit la matrice \mathbf{V}_n de dimension $qN \times q$ de q vecteurs

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_q] \quad (4.65)$$

telle que

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{i,1} \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{i,q} \end{bmatrix} \quad \text{où } v_i(k) = \begin{cases} v_{ij} & \text{si } k = i_j \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (4.66)$$

- L'estimation des paramètres du canal \mathbf{c} est à dire \mathbf{h} par :

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min \left\| \mathcal{T}_N^H(\mathbf{h}) \mathbf{V}_N \right\|^2 \quad (4.67)$$

avec

$$\left\| \mathcal{T}_N^H(\mathbf{h}) \mathbf{V}_N \right\|^2 = \mathbf{h}^H \left(\sum_{i=1}^q D_N(\mathbf{v}_i)^H D_N(\mathbf{v}_i) \right) \mathbf{h} \quad (4.68)$$

où

$$D_N(\mathbf{v}_i) = \left[D_N(\mathbf{v}_{i,1}), \dots, D_N(\mathbf{v}_{i,q}) \right] \quad (4.69)$$

$$D(\mathbf{v}_{i,j}) = \begin{bmatrix} v_{i,j}(0) & 0 & \dots & 0 \\ v_{i,j}(1) & v_{i,j}(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & v_{i,j}(0) \\ v_{i,j}(N-1) & & & v_{i,j}(1) \\ 0 & v_{i,j}(N-1) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & v_{i,j}(N-1) \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

4.3 Estimation aveugle basée sur la diversité en réception

Vu le grand nombre de paquets indispensables pour obtenir une bonne estimation de canal avec la méthode des sous espaces, nous avons proposé [79] une méthode aveugle d'estimation de canal pour les systèmes MIMO OFDM qui converge même pour un symbole OFDM.

4.3.1 Modèle du signal

Considérons un système MIMO doté de p antennes à l'émission et de q antennes en réception. On suppose que la largeur de bande totale est subdivisée en K sous bandes orthogonales suivant les principes de la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

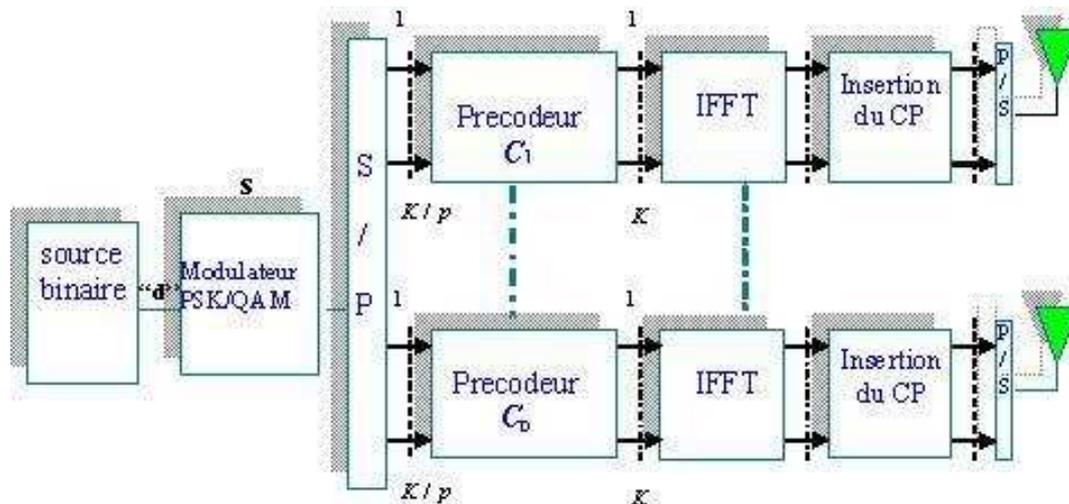


Figure 4. 1 Structure de l'émetteur MIMO OFDM pour une estimation aveugle du canal

La figure 4. 1 ci-dessus donne l'architecture du système de transmission MIMO OFDM que nous proposons afin de pouvoir estimer de manière aveugle les paramètres du canal à l'instar de la méthode des sous espaces. Elle est composée de la source binaire, d'un modulateur M-PSK ou MAQ, de convertisseur série parallèle pour l'ensemble du système. Sur chaque branche d'antenne, il y a un bloc de pré-codage suivi d'un bloc de modulation de taille K puis du bloc d'insertion du préfixe cyclique (CP).

Les éléments binaires issus de la source sont modulés suivant le type de modulation choisie en symboles s . Un ensemble de K symboles successifs forme un bloc qui est subdivisé en p sous blocs s_1, \dots, s_p correspondant au nombre d'antennes à l'émission. Chaque sous bloc de taille K/p correspondant à l'antenne d'indexe i est introduit dans le pré codeur linéaire C_i dont le rôle est de restructurer en insérant des zéros sur des porteuses spécifiques de manière à avoir un bloc X_i de taille K . Ceci s'obtient par l'opération :

$$X_i = C_i \cdot s_i \quad (1 \leq i \leq p) \quad (4. 71)$$

avec

$$X_i = [X_i(1), X_i(2), \dots, X_i(K)]^T \quad (4. 72)$$

L'intérêt du pré codage qui en principe ne concerne que les blocs devant être utilisés pour estimer le canal est de pouvoir faciliter la séparation des sources à la réception en éliminant de manière déterministe l'interférence liée à la superposition des symboles issus d'antennes différentes. L'opération de pré codage est tirée de [76] et consiste à supprimer certaines colonnes d'une matrice identité après un partitionnement de celles-ci en p sous ensembles

disjoints. L'avantage de ce choix réside dans le fait que la permutation des matrices à colonnes orthogonales conserve l'orthogonalité entre elles. Ceci se traduit par

$$\mathbf{C}_m^T \mathbf{C}_n = \delta(m-n) \mathbf{I}_{(K/p)} \quad (4.73)$$

où $\delta(\cdot)$ désigne le symbole de Kronecker.

Chaque bloc \mathbf{X}_i est modulé par l'application de l'inverse de la Transformée Discrète de Fourier (IDFT) suivant l'expression :

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X}_i \quad (4.74)$$

où \mathbf{W}^{-1} est la matrice IFFT sachant que \mathbf{W} correspond à la matrice normalisée de la FFT de taille K , d'expression

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} W_K^0 & W_K^0 & \cdots & W_K^0 \\ W_K^0 & W_K^1 & \cdots & W_K^{K-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ W_K^0 & W_K^{K-1} & \cdots & W_K^{(K-1)^2} \end{bmatrix} \quad (4.75)$$

avec

$$W_K = \exp(-j2\pi / K) \quad (4.76)$$

Avant l'émission de chaque symbole OFDM, le préfixe cyclique de taille au moins égal à L est inséré au début du bloc. Il peut être constitué de zéros (zeros padding) ou correspondre aux L dernières composantes du symbole OFDM devant être transmis. Son rôle est d'éliminer les interférences inter bloc (IBI) pouvant provenir de la superposition partielle de deux blocs adjacents et de pouvoir obtenir une matrice circulante diagonalisable par la transformation de Fourier. Le signal reçu est de la forme :

$$\ddot{\mathbf{y}}_j = \sum_{i=1}^p \ddot{\mathbf{T}}_K(\mathbf{h}_{i,j}) \ddot{\mathbf{x}}_i + \mathbf{v}_j \quad 1 \leq i \leq p, \quad 1 \leq j \leq q \quad (4.77)$$

Où $\ddot{\mathbf{x}}_i$ dénote la séquence \mathbf{x}_i à laquelle le préfixe cyclique a été ajouté, on a aussi

$$\ddot{\mathbf{T}}_{K+L}(\mathbf{h}_{i,j}) = \begin{pmatrix} h_{i,j}^0 & & & & & & & & \\ h_{i,j}^1 & h_{i,j}^0 & & & & & & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \\ h_{i,j}^L & & \ddots & & & & & & \\ & \ddots & & & & & & & \\ & & & & & & & & \\ 0 & & & h_{i,j}^L & \cdots & h_{i,j}^0 & & & \end{pmatrix}_{(K+L,K+L)} \quad (4.78)$$

et \mathbf{v}_j désigne le bruit additif de type gaussien.

Une fois le signal reçu, on procède à la suppression de la partie correspondante du CP qui contient l'interférence IBI. On obtient alors

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^p \mathbf{T}_K(\mathbf{h}_{i,j}) \ddot{\mathbf{x}}_i + \mathbf{v}_j \quad (4.79)$$

avec

$$\mathbf{T}_K(\mathbf{h}_{i,j}) = \begin{pmatrix} h_{i,j}^L & h_{i,j}^{L-1} & \cdots & h_{i,j}^0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{i,j}^L & h_{i,j}^{L-1} & \cdots & h_{i,j}^0 & & \vdots \\ \vdots & & & & & h_{i,j}^0 & \vdots \\ \vdots & & & & & & 0 \\ 0 & & & h_{i,j}^L & h_{i,j}^{L-1} & \cdots & h_{i,j}^0 \end{pmatrix}_{(K,K+L)} \quad (4.80)$$

Sur le signal, amputé du préfixe cyclique issu de chaque antenne de réception j , est appliqué à présent la transformation discrète de Fourier pour donner :

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^p \text{diag}(\mathbf{H}_{i,j}) \cdot \mathbf{X}_i + \mathbf{n}_j \quad 1 \leq i \leq p \quad , \quad 1 \leq j \leq q \quad (4.81)$$

où \mathbf{n}_j désigne le bruit complexe gaussien additif, $\text{diag}(\mathbf{H}_{i,j})$ une matrice diagonale de taille K dont les éléments de la diagonale ne sont rien d'autre que les coefficients de la réponse fréquentielle du canal entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j .

$$\mathbf{H}_{i,j} = [H_{i,j}(0), \dots, H_{i,j}(K-1)] \quad (4.82)$$

et

$$H_{i,j}(k) = \sum_{n=0}^L h_{i,j}(n) e^{-j2\pi nk/K} \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (4.83)$$

on admettra que la réponse impulsionnelle $\mathbf{h}_{i,j}$ du canal est de longueur $L+1$.

L'expression matricielle correspondante à (4. 83) est donnée par

$$\mathbf{H}_{i,j} = \sqrt{K} \cdot \mathbf{W}_{L+1} \mathbf{h}_{i,j} \quad (4. 84)$$

où \mathbf{W}_{L+1} est la matrice constituée des $L+1$ premières colonnes de \mathbf{W} .

Etant donné que $\mathbf{H}_{i,j}$ est un vecteur, on peut aussi écrire (4. 81) sous la forme :

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^p \text{diag}(\mathbf{X}_i) \cdot \mathbf{H}_{i,j} + \mathbf{n}_j \quad (4. 85)$$

où $\text{diag}(\mathbf{X}_i)$ est la matrice diagonale issue du vecteur \mathbf{X}_i .

4.3.2 Estimation du canal

4.3.2.1 Cas d'une antenne émettrice et de deux antennes en réception

Une méthode d'estimation de canal exploitant la diversité en réception a été introduite en [75]. La dite méthode traite spécifiquement du cas d'une antenne en émission et de deux antennes en réception. Dans une première approche, en ignorant le bruit, on peut montrer facilement que (4. 85) revient à écrire :

$$\begin{cases} y_1(k) = X(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_1 \\ y_2(k) = X(k) \cdot \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_2 \end{cases} \quad (4. 86)$$

où \mathbf{u}_k^H est la $k^{\text{ième}}$ ligne de la matrice $\sqrt{K} \cdot \mathbf{W}_{L+1}$.

Par une simple transformation algébrique [75], il est tout à fait logique d'écrire

$$[\mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} \quad -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1}] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{V} \mathbf{h} = 0 \quad (4. 87)$$

avec

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_1 = \text{diag}(\mathbf{y}_1) \\ \mathbf{Y}_2 = \text{diag}(\mathbf{y}_2) \\ \mathbf{V} = [\mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} \quad -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1}] \\ \mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T]^T \end{cases} \quad (4. 88)$$

L'expression matricielle (4. 87) où \mathbf{h} est une inconnue peut être résolue sous forme d'équations homogènes à un facteur scalaire près comme dans le cas de la méthode des sous espaces.

En considérant la présence du bruit, on pourrait avoir recours à l'écart quadratique moyen minimum. Ce qui revient à minimiser l'expression $\mathbf{h}^H \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{h}$ sous la contrainte $\|\mathbf{h}\| = 1$.

En d'autres termes:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \{\mathbf{h}^H \mathbf{U} \mathbf{h}\} \quad (4.89)$$

avec

$$\mathbf{U} = \mathbf{V}^H \mathbf{V} \quad (4.90)$$

La solution trouvée à une constante unitaire multiplicative complexe correspond au vecteur propre le moins dominant de la décomposition en valeurs singulières de la matrice \mathbf{V} .

4.3.2.2 Extension de la méthode aux cas SIMO (Single Input Multiple Output)

Considérons un système doté d'une antenne en émission et de plusieurs antennes en réception, l'expression (4.86) devient :

$$\begin{cases} y_1(k) = X(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ y_j(k) = X(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_j \\ \vdots \\ y_q(k) = X(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_q \end{cases} \quad (4.91)$$

et l'égalité $y_1(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_2 = y_2(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_1$ déduite de (4.86) peut être généralisée au système que nous avons.

On obtient alors $C_q^2 = \frac{q(q-1)}{2}$ équations de la forme :

$$y_m(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_n = y_n(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_m \text{ pour } 1 \leq m \neq n \leq q \quad (4.92)$$

Le vecteur exprimant les paramètres du canal pour l'ensemble du système SIMO est

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_q^T]^T \quad (4.93)$$

La matrice V de (4. 88) devient :

$$V = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} & -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \mathbf{Y}_3 \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \mathbf{Y}_q \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1} \\ \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_3 \mathbf{W}_{L+1} & -\mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \vdots & \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & \mathbf{Y}_q \mathbf{W}_{L+1} & & & & -\mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} \\ \vdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \mathbf{Y}_{q-3} \mathbf{W}_{L+1} & & -\mathbf{Y}_{q-2} \mathbf{W}_{L+1} \\ \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_q \mathbf{W}_{L+1} & -\mathbf{Y}_{q-1} \mathbf{W}_{L+1} \end{bmatrix} \quad (4. 94)$$

Il est possible de réduire la taille de la matrice en négligeant partiellement le bruit. Le nombre d'équations indépendantes diminue de $C_q^2 = \frac{q(q-1)}{2}$ à $q-1$ équations comme ce fut le cas avec (4. 87) sachant que pour ce cas $q=2$. On en déduit une matrice ΔY tel que

$$\Delta Y = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_2 & -\mathbf{Y}_1 & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_3 & -\mathbf{Y}_2 & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_4 & -\mathbf{Y}_3 & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \cdots & \cdots & \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_q & -\mathbf{Y}_{q-1} \end{pmatrix} \quad (4. 95)$$

On peut alors exprimer la matrice V comme suit :

$$V = \Delta Y \cdot (\mathbf{I}_q \otimes \mathbf{W}_{L+1}) \quad (4. 96)$$

Si on considère par exemple un système de trois antennes en réception, le nombre réduit d'équations est de 2 (3-1). Ce sont :

$$\begin{cases} y_2(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_1 = y_1(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_2 \\ y_3(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_2 = y_2(k) \mathbf{u}_k^H \mathbf{h}_3 \end{cases} \quad (4. 97)$$

et la matrice V est donnée par

$$V = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} & -\mathbf{Y}_1 \mathbf{W}_{L+1} & \mathbf{0}_{(K,L+1)} \\ \mathbf{0}_{(K,L+1)} & \mathbf{Y}_3 \mathbf{W}_{L+1} & -\mathbf{Y}_2 \mathbf{W}_{L+1} \end{pmatrix} \quad (4. 98)$$

Sans oublier aussi le vecteur \mathbf{h} qui devient

$$\mathbf{h} = [h_1^T, h_2^T, h_3^T]^T \quad (4.99)$$

Il reste à considérer l'expression de la matrice \mathbf{V} donnée par (4.98) dans (4.89) pour estimer \mathbf{h}

4.3.2.2 Généralisation aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)

4.3.2.2.1 Séparation des sources

Le problème de la méthode des sous espaces dans l'estimation de la matrice des paramètres du canal est l'expression de la solution à un facteur de matrice triangulaire à rechercher [68]. Notre souci est d'obtenir une bonne précision d'estimation. Pour cela, nous avons choisi de procéder à la structuration des séquences destinées à l'estimation de canal de manière à éliminer en réception les interférences entre symboles issus d'antennes d'émission différentes. Ceci se fait grâce à l'opérateur \mathbf{C}_i dont nous avons parlé en (4.71). Il revient au niveau de chaque antenne de réception j d'appliquer le décodeur \mathbf{C}_i^T correspondant à l'antenne d'émission i pour extraire le signal qu'elle a transmis.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{i,j} &= \sum_{i=1}^p \mathbf{C}_i^T \text{diag}(\mathbf{H}_{i,j}) \mathbf{X}_i + \mathbf{C}_i^T \mathbf{n}_j \\ &= \mathbf{C}_i^T \text{diag}(\mathbf{H}_{i,j}) \mathbf{X}_i + \sum_{n=1, n \neq i}^p \mathbf{C}_i^T \text{diag}(\mathbf{H}_{n,j}) \mathbf{X}_n + \mathbf{C}_i^T \mathbf{n}_j \end{aligned} \quad (4.100)$$

Sachant (4.71), (4.100) devient alors

$$\mathbf{y}_{i,j} = \mathbf{C}_i^T \text{diag}(\mathbf{H}_{i,j}) \mathbf{C}_i \mathbf{s}_i + \sum_{n=1, n \neq i}^p \mathbf{C}_i^T \text{diag}(\mathbf{H}_{n,j}) \mathbf{C}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{C}_i^T \mathbf{n}_j \quad (4.101)$$

Il est démontré dans [79]&[76] que par un changement adéquat de dimensions, les matrices diagonales commutent avec les matrices permutées. Par conséquent, on a :

$$\text{diag}(\mathbf{H}_{n,m}) \mathbf{C}_n = \mathbf{C}_n \text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{n,m}) \quad (4.102)$$

avec $\text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{n,m}) = \mathbf{C}_n^T \text{diag}(\mathbf{H}_{n,m}) \mathbf{C}_n$, une matrice diagonale de taille K/P dont les éléments de la diagonale sont les composantes sélectionnées par la matrice de permutation qui ne sont rien d'autre que les composantes qui coïncident avec les indexes déterminant le précodeur.

L'expression (4. 102) dans (4. 101) donne

$$\mathbf{y}_{i,j} = \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_i \text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{i,j}) \mathbf{s}_i + \sum_{n=1, n \neq i}^p \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_n \text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{n,j}) \mathbf{s}_n + \mathbf{C}_i^T \mathbf{n}_j \quad (4. 103)$$

Et il s'ensuit en se référant à (4. 73) que

$$\mathbf{y}_{i,j} = \text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{i,j}) \mathbf{s}_i + \mathbf{C}_i^T \mathbf{n}_j \quad (4. 104)$$

Pour l'ensemble du système, le signal issu de l'antenne d'émission i a pour expression

$$(\bar{\mathbf{y}}^i)^T = [\mathbf{y}_{i,1}, \mathbf{y}_{i,2}, \dots, \mathbf{y}_{i,q}] \quad (4. 105)$$

Ainsi, par une séparation des sources en réception (4. 105), on peut utiliser la méthode développée pour les systèmes SIMO avec une modification au niveau de la construction de la matrice \mathbf{V} que nous allons détailler dans la section suivante.

4.3.2.2.1 Formulation de la matrice \mathbf{V} pour les cas MIMO

Le deuxième aspect dans la généralisation de l'algorithme aux cas MIMO est l'identification précise des porteuses allouées à chaque source. Pour des raisons de simplicité, nous avons choisi dans une première approche d'exploiter le schéma FDMA (Frequency Division Multiple Access) dans lequel un certain nombre de porteuses adjacentes sont attribuées à une même antenne émettrice. Il est tout a fait possible d'utiliser d'autres approches sans difficulté majeure à condition de pouvoir séparer les sources.

Du moment que la taille des séquences issues du précodage est égale à celle de la matrice \mathbf{W} , l'expression (4. 75) reste inchangée mais une modification doit être faite pour \mathbf{W}_{L+1} dans (4. 84) afin de pouvoir obtenir $\text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_{i,j})$ dans (4. 104). Il est indispensable de considérer les porteuses attribuées aux antennes. Dans le cas de notre schéma pour l'antenne i la matrice \mathbf{W}_{L+1} devient alors :

$$\mathbf{W}_{L+1}^i = \mathbf{W} \left(1 + (i-1) \frac{K}{p} : i \frac{K}{p}, 1 : L+1 \right) \quad 1 \leq i \leq p \quad (4. 106)$$

et la matrice \mathbf{V} correspondante est donnée par

$$\mathbf{V}^i = \Delta \mathbf{Y}^i \cdot (\mathbf{I}_q \otimes \mathbf{W}_{L+1}^i) \quad (4. 107)$$

où

$$\Delta \mathbf{Y}^i = \begin{pmatrix} \mathbf{Y}_2^i & -\mathbf{Y}_1^i & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \cdots & \cdots & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} \\ \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \mathbf{Y}_3 & -\mathbf{Y}_2^i & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \mathbf{Y}_4 & -\mathbf{Y}_3^i & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} \\ \mathbf{0}_{(K/p, L+1)} & \cdots & \cdots & \cdots & \mathbf{Y}_q^i & -\mathbf{Y}_{q-1}^i \end{pmatrix}, 1 \leq i \leq p \quad (4.108)$$

avec

$$\mathbf{Y}_j^i = \text{diag}(\mathbf{y}_{i,j}) \quad (4.109)$$

On peut donc estimer pour chaque antenne d'émission i les paramètres du canal (\mathbf{h}^i) avec (4.93).

Grâce au précodage, l'estimation du canal est simplifiée et la matrice triangulaire dans le cas de la méthode des sous espaces est réduite à p scalaires complexes.

4.4 Simulations

Cette partie regroupe un certains nombre de nos résultats de simulations montrant les performances de quelques méthodes aveugles d'estimation y compris celles que nous avons proposées. Pour chaque bloc de données, les coefficients du canal sont générés sur une base aléatoire et dans la plupart des cas, nos résultats sont obtenus avec une moyenne sur 5000 simulations de Monte Carlo. Le nombre de symboles dans le cas de notre algorithme est fixé à 16 sauf précision contraire. Nous avons considéré le cas idéal d'une synchronisation parfaite et une parfaite connaissance du facteur d'ambiguïté du canal. Ce facteur correspond à $\alpha = \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{h} / \|\mathbf{h}\|^2$ pour chaque antenne ou source. Nous avons utilisé le plus souvent le MSE et le RMSE (Root Mean Square Error) comme indicateurs de mesure des performances des estimateurs. L'expression du RMSE est :

$$RMSE = \frac{1}{\|\mathbf{h}\|} \sqrt{\frac{1}{D(L+1)} \sum_{i=1}^D \|\hat{\mathbf{h}}^i - \mathbf{h}\|^2} \quad (4.110)$$

où D est le nombre de simulations de Monte Carlo et $\hat{\mathbf{h}}^i$ est la $i^{\text{ème}}$ simulation d'estimation de canal.

La figure 4.2 et la figure 4.3 illustrent les performances d'estimations de canal par la méthode des sous espaces (SS) de systèmes SIMO dotés de trois et quatre antennes respectivement en

réception. La taille des blocs considérés est de 25 symboles QPSK avec un ordre de trajet $L=4$ pour une transmission quasi statique sur 1000 blocs successifs.

On peut constater que les performances de l'estimateur s'améliorent lorsque le rapport signal sur bruit (SNR) augmente. De plus l'augmentation du nombre d'antennes en réception, en d'autres termes l'augmentation de l'ordre de diversité a une influence positive sur l'estimateur.

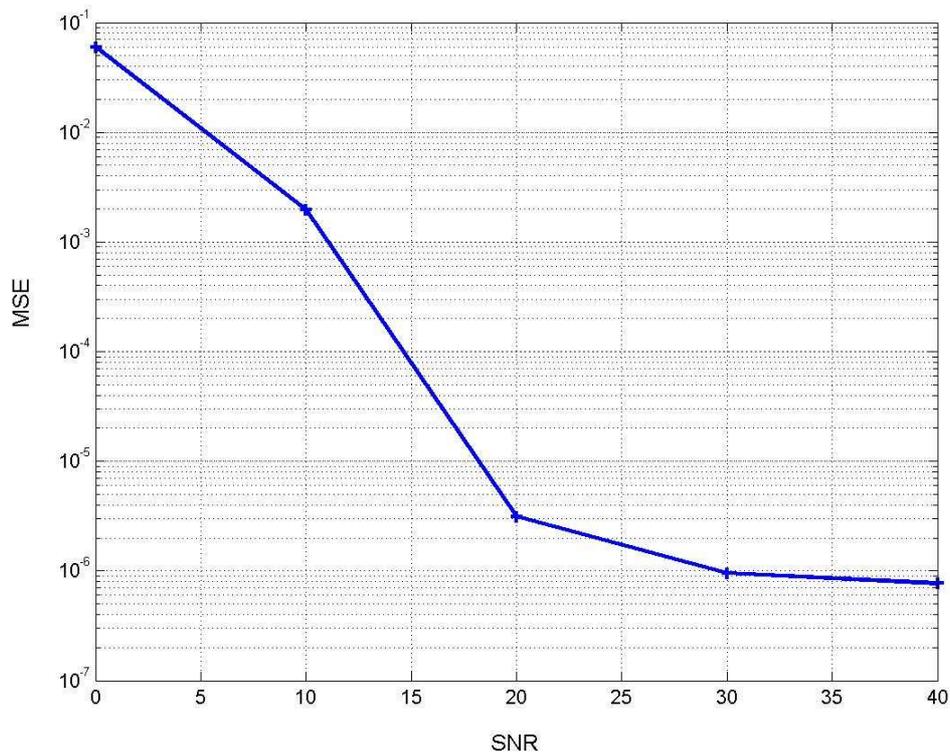


Figure 4. 2 Estimation de canal selon la méthode SS pour un système SIMO 1x3

Au niveau de la figure 4. 4, on a comparé les performances de notre estimateur basé sur la diversité en réception avec celui de la méthode des sous espaces pour les systèmes multi-antennes OFDM dénommée MUMA qui a été présentée dans 0. A cet effet, on a considéré des blocs de 32 symboles modulés en 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) pour un ordre de canal $L=3$.

On a considéré deux cas : le cas d'une estimation basée sur 150 blocs et le cas d'un seul bloc. On peut constater sans aucune confusion que notre estimateur converge bien même pour un seul bloc.

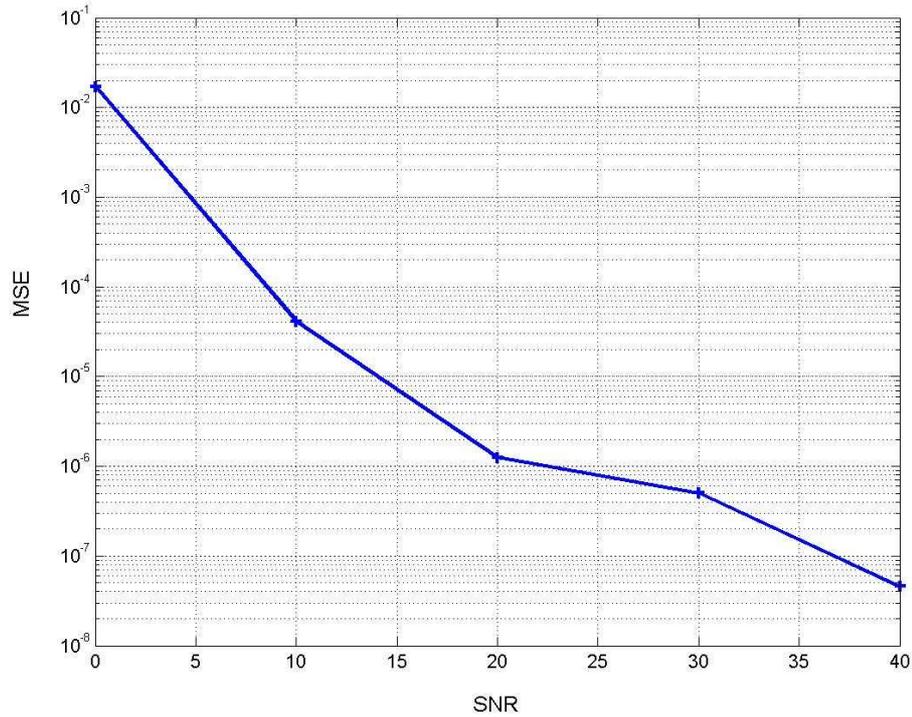


Figure 4. 3 Estimation de canal selon la méthode SS pour un système SIMO de type 1x4

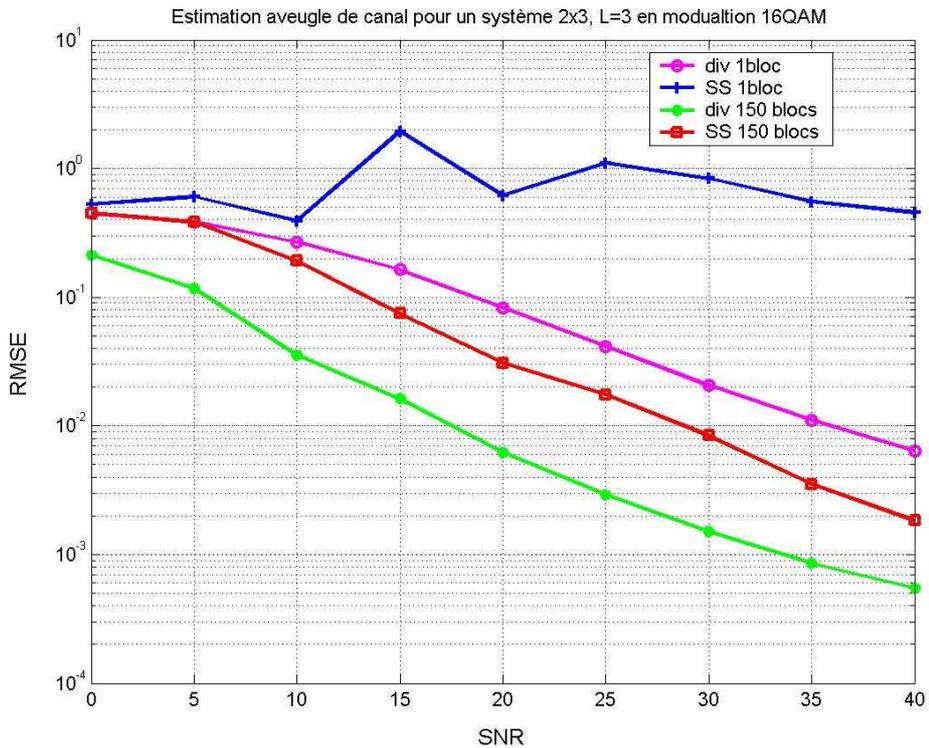


Figure 4. 4 Comparaisons des performances entre estimateurs de canal MIMO

De plus, on observe un écart de 10 dB au moins en deçà d'un RMSE de 10^{-2} . Lors de nos simulations, on a pu constater qu'il faut environ 100 blocs pour commencer par obtenir des

résultats satisfaisants avec l'algorithme MUMA pendant que le nôtre peut commencer avec un bloc. Ceci nous a permis de conclure que notre algorithme est plus robuste.

Nous nous sommes alors proposé d'étudier l'influence de différents paramètres sur notre estimateur de canal. C'est ainsi que dans la figure 4. 5, nous avons considéré l'ordre de diversité (différence entre le nombre d'antennes de réception et le nombre d'antennes en émission). Nous avons pris juste à titre d'exemple les systèmes 2x2, 1x2, 2x3 et 1x3. De ces différents systèmes, celui qui présente la meilleure performance est 1x3 dont l'ordre de diversité est 2. Il est suivi des systèmes 1x2 et 2x3 dont l'ordre de diversité est 1. Il n'est pas surprenant de constater que le moins performant est le système 2x2 puisque son ordre de diversité est 0 (2-2).

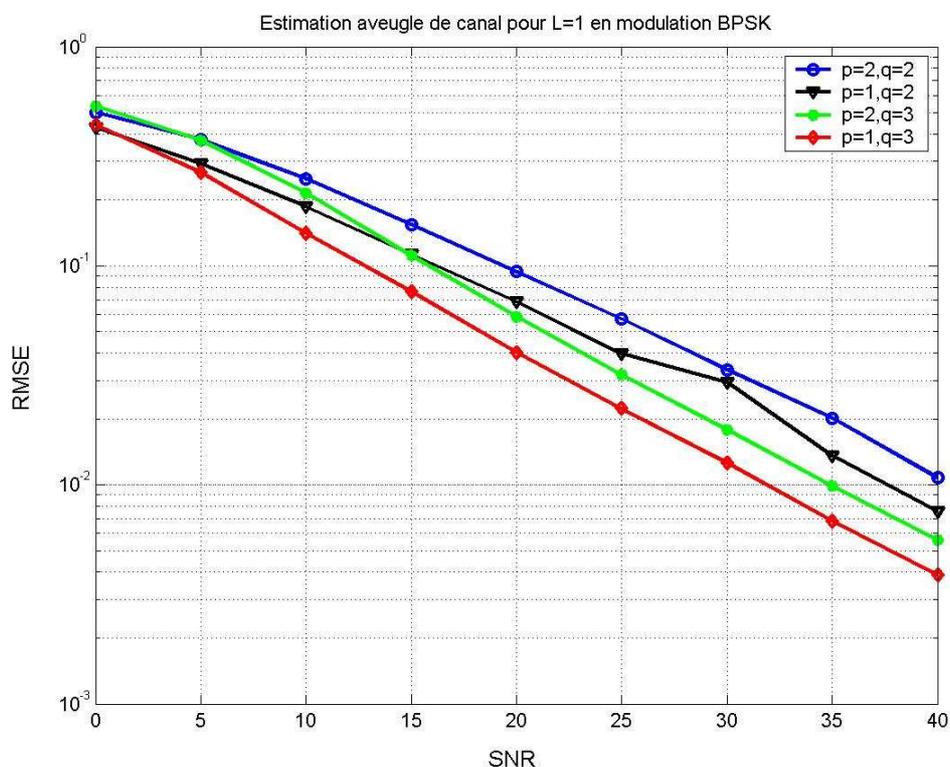


Figure 4. 5 Performances de l'estimateur de canal basé sur la diversité en réception

La figure 4. 6 montre l'influence du type de modulation sur l'estimation aveugle de canal. On peut remarquer que le RMSE avec les modulations M-PSK (BPSK, QPSK, 8-PSK) ne varie pas. Dans le cas du 16 QAM, on note une légère dégradation de 1 dB environs. On peut

conclure que le type de modulation n'a pas d'influence majeure sur les performances de l'estimateur aveugle basé sur la diversité en réception.

La figure 4. 7 illustre les performances de notre algorithme pour un nombre croissant de blocs utilisés dans l'estimation. Comme dans le cas de la méthode des sous espaces, on constate un abaissement de la courbe du RMSE lorsque le nombre de blocs augmente signe que les performances s'améliorent.

Nous avons montré que la matrice V pouvait être réduite pour des besoins de simplifications. Notre souci a été de pouvoir évaluer l'impact de cette réduction sur les performances de l'estimateur aveugle de canal. La figure 4. 8 nous permet de réaliser que la réduction matricielle ne dégrade pas d'une manière notable les performances en RMSE.

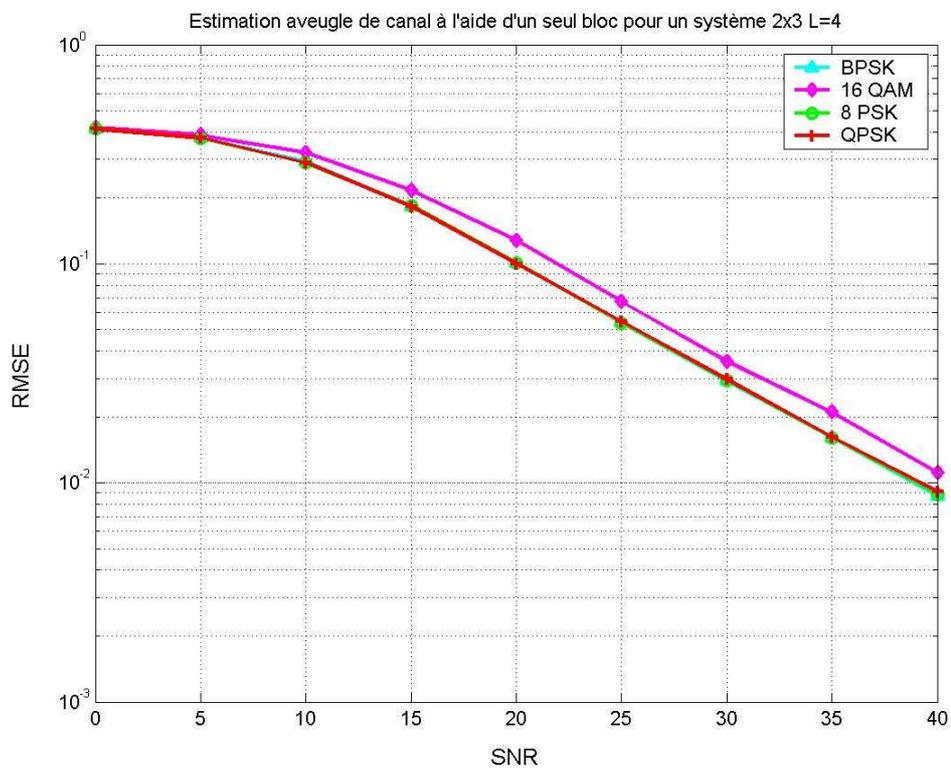


Figure 4. 6 Performance de l'estimateur de canal en diversité pour différentes modulation

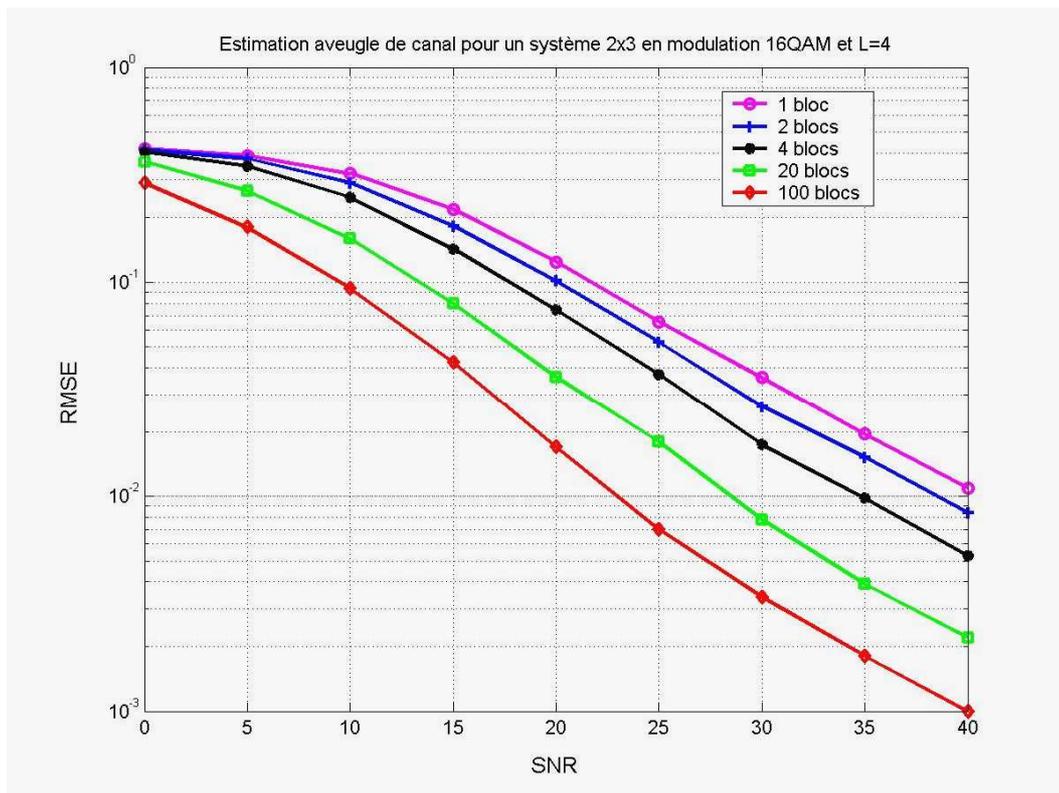
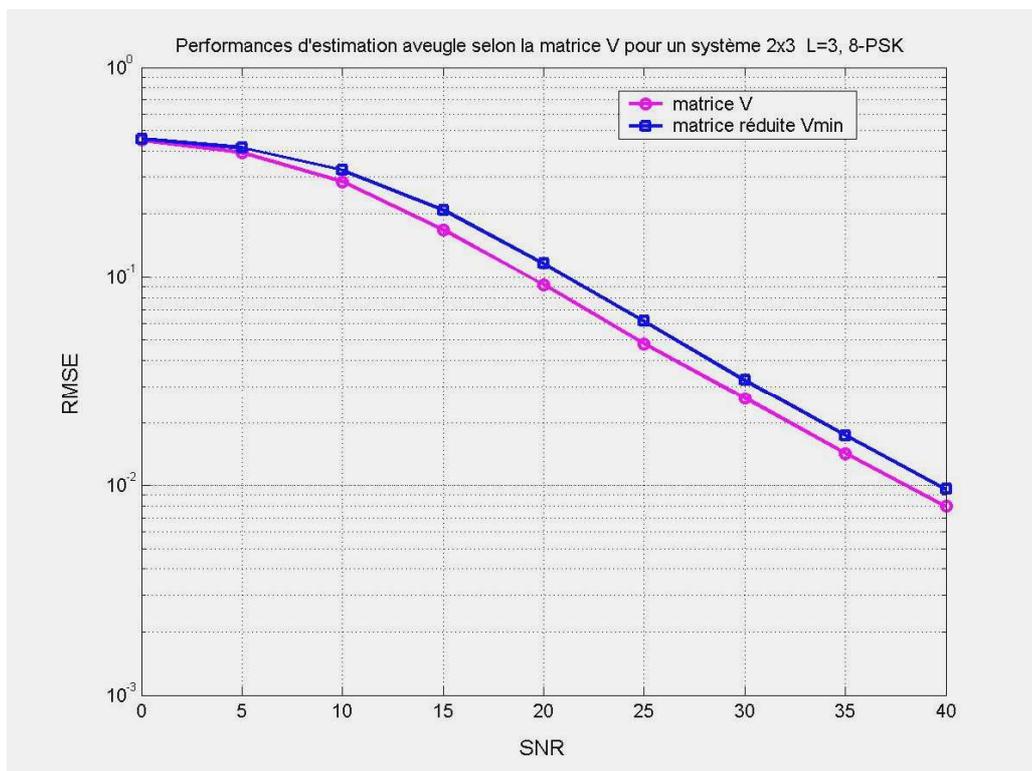


Figure 4. 7 Performance de l'estimateur de canal en diversité pour différents nombres de blocs

Figure 4. 8 Effets de la réduction de la matrice V sur les performances d'estimation de canal

Nous avons aussi simulé l'influence de la taille des blocs dans l'estimation des paramètres du canal. Comme le montre la figure 4. 9, on constate que les performances sont meilleures si on augmente la taille du bloc. Ce résultat est en accord avec la littérature.

Dans la figure 4. 10, nous avons voulu comparé les performances de notre algorithme avec celui de [78]. Il ressort que pour le même nombre de blocs considéré dans [78] qui est de 400, nous obtenons à 20 dB un RMSE de $7,5 \cdot 10^{-3}$ avec notre algorithme alors que [78] donne une valeur de $6 \cdot 10^{-3}$. On peut en conclure que les deux algorithmes sont très proches en performances.

La figure 4. 11 résume l'ensemble des résultats obtenus pour différents ordre de canal. L'ordre du canal est défini par le nombre de trajets -1. Nous constatons que pour l'exemple de deux antennes en émission et trois antennes en réception une dégradation progressive des performances lorsque le nombre de paramètres à estimer augmente et cette dégradation est proportionnelle aux nombre de trajets.

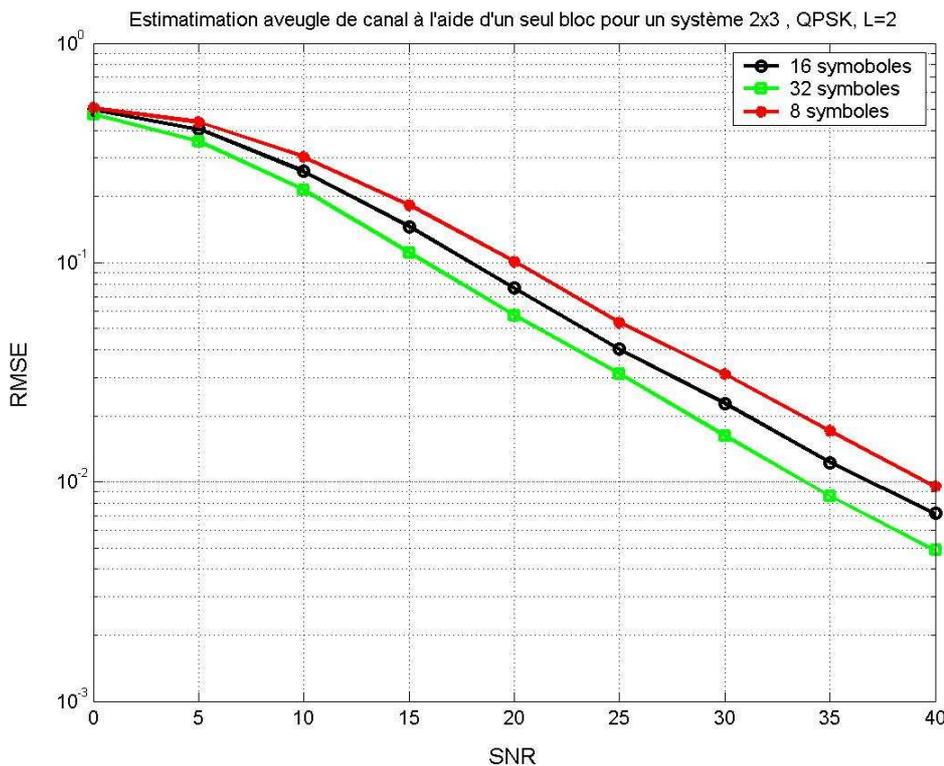


Figure 4. 9 Effets de la taille du bloc sur les performances d'estimation de canal

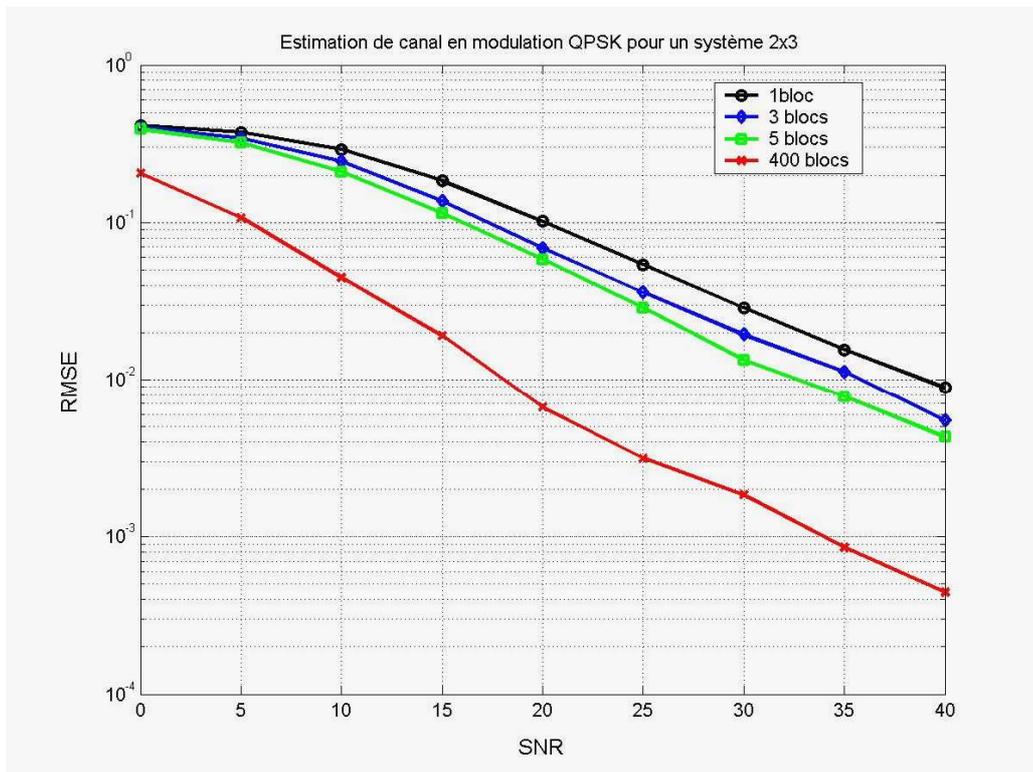


Figure 4. 10 Performances en modulation QPSK pour un nombre variable de bloc

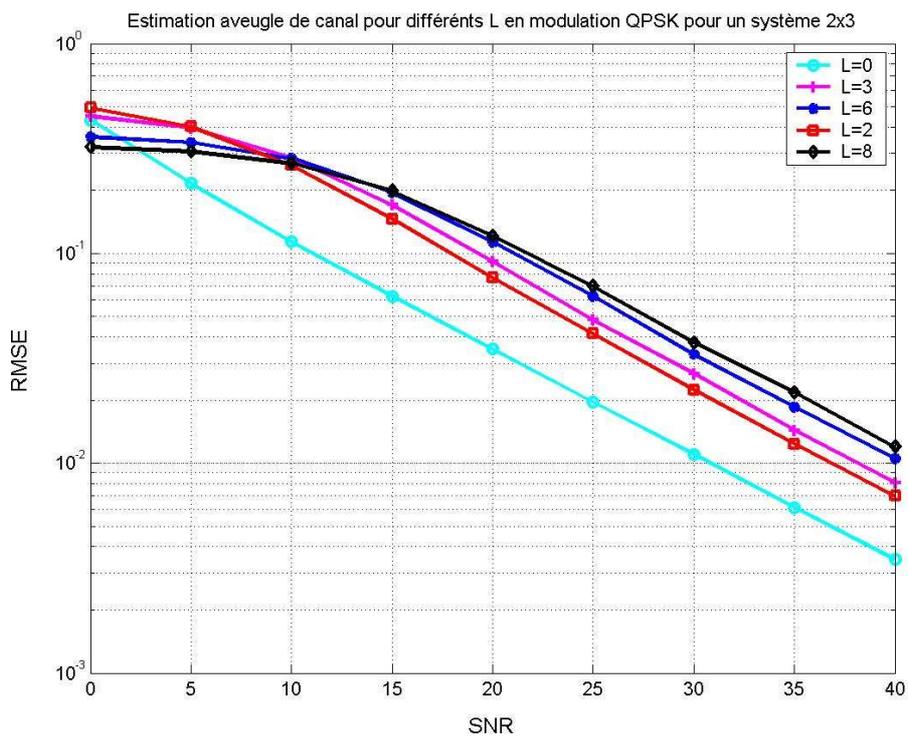


Figure 4. 11 Effets de l'ordre du canal sur les performances d'estimation

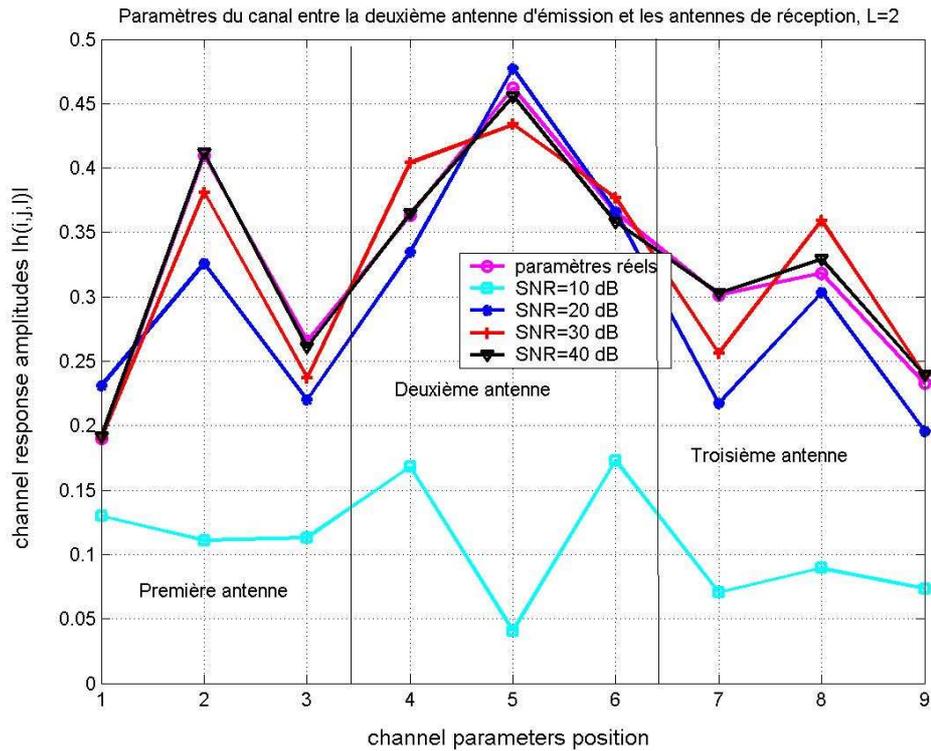


Figure 4. 12 Amplitudes de la réponse impulsionelle du canal

Nous terminons nos simulations avec la figure 4. 12 qui montre l'estimation de l'amplitude des paramètres du canal entre la deuxième antenne d'émission et les trois antennes de réception. On constate à partir de 20 dB un rapprochement puis une quasi superposition des différents coefficients avec les valeurs réelles.

Conclusion

Plusieurs méthodes d'estimation aveugle de canal existent pour les systèmes MIMO OFDM. La méthode des sous espaces n'est performante que pour un nombre élevé de blocs. Les algorithmes qui en dérivent ne présentent pas non plus de performances meilleures. Notre contribution a été de proposer une nouvelle approche pour l'ensemble des systèmes MIMO OFDM en utilisant la diversité en réception afin d'obtenir de meilleures performances quand le nombre de blocs à considérer est faible. Cet algorithme, pour les systèmes MIMO OFDM, se déroule en deux étapes. La première permet de séparer les sources et la deuxième consiste en une décomposition d'une matrice donnée. Nous avons montré que notre estimateur converge même pour un seul bloc.

5. DIVERSITE COOPERATIVE (Perspectives)

5.1 Introduction	160
5.2 Stratégies de coopération et modèles du signal	161
5.2.1 Relais et phases de transmission	163
5.2.2 Relais transparents ou Amplify and Forward Relays	165
5.2.3 Relais non transparents ou Decode and Forward Relays	168
5.3 Codage spatio-temporel distribué	171
5.3.1 Codage spatio-temporel en bloc distribué.	172
5.3.2 Codage différentiel spatio-temporel en bloc distribué.	177
5.3.3 Système en couches distribué	179
5.3.3.1 Diversité coopérative BLAST (DiBLAST)	179
5.3.3.2 Diversité coopérative en couches	180
5.3.3.3 Systèmes turbo en diversité coopérative	181
5.4 Estimation de canal en diversité coopérative	182
5.4.1 Estimation de canal basée sur les pilotes	182
5.4.2 Estimation aveugle de canal en diversité coopérative	184
5.5 Simulations	184
Conclusion	189

5.1 Introduction

Les futurs réseaux ‘‘wireless’’ sont tenus de pouvoir supporter de hauts débits. Pour le réseau câblé, la fibre optique paraît la solution la plus prometteuse et son déploiement fait l’objet de grands chantiers. En ce qui concerne la transmission radio, le haut débit n’est pas compatible avec la structure conventionnelle des réseaux sans fil. Les techniques de diversité ont été beaucoup appréhendées et reconnues comme des solutions efficaces pour cette contrainte liée au haut débit. Au nombre de ces techniques, la technique du MIMO (Multiple Input Multiple Output) a fait l’objet d’un grand nombre d’investigations montrant leurs performances dans de nombreux cas de figures. La technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est intégrée dans la structure des systèmes MIMO pour contrer les effets des multi trajets. L’utilisation de plusieurs antennes aussi bien en émission qu’en réception même si elle attire toujours les chercheurs et présente de bonnes performances semble difficile à implémenter au niveau des terminaux portables. Deux raisons expliquent cette incommodité. Il s’agit d’une part, de la taille de plus en plus petite des téléphones portables alors qu’une distance minimale entre les antennes est requise pour minimiser la corrélation entre elles. D’autre part, il y a l’accroissement de la consommation en énergie compte tenu de l’élévation du débit. C’est ce qui a motivé l’introduction de nouvelles formes de diversité dites coopératives [83]-[88].

La diversité coopérative permet aux différents terminaux de partager leurs ressources pour créer un système multi-antennes virtuel afin de profiter de la diversité spatiale. La première réflexion sur la diversité coopérative est orientée sur le compromis entre le type de codage et la puissance de transmission pour la simple raison que chaque utilisateur aura à transmettre ses propres données et celles de ses partenaires. Cela nécessite des entêtes au niveau des paquets pour discerner le destinataire. Il est heureux de notifier que le gain de diversité est un atout qui permet de réduire la puissance d’émission sur les terminaux tout en maintenant les mêmes performances. Par conséquent, la diversité coopérative est une solution attractive dont le double avantage est la diminution de l’énergie requise au niveau de chaque portable s’il devait être pris individuellement et la résistance aux effets dégradants du phénomène d’évanouissement dans les futures générations de réseaux sans fil.

La diversité coopérative s’applique aux systèmes distribués d’antennes. Ce sont des systèmes répartis dans l’espace où un nœud, qui désire transmettre des informations à un autre nœud, passe par des nœuds sélectionnés. Le nœud qui désire envoyer l’information est appelé source. Le nœud auquel est adressé le message est appelé destinataire. Les autres nœuds intermédiaires

jouent le rôle de relais. Ce qui rend tout à fait possible cette forme de diversité spatiale est la propriété de diffusion [89] de l'onde lors de sa propagation sur le support considéré ici qu'est l'espace. L'inconvénient est que cela conduit dans certains cas au phénomène d'interférences. Le signal émis par un nœud peut être reçu et traité par n'importe quel autre terminal dans le voisinage. La transmission indépendante des copies du même signal par les relais crée de la redondance au niveau du récepteur : c'est de la diversité à cause justement de la configuration distribuée des relais qui permet de combattre les effets des multi trajets.

La diversité coopérative est une option qui permet de satisfaire aussi les exigences de puissance qui par le caractère distribué augmente l'autonomie en énergie des nœuds. L'allocation optimale de puissance [90]-[91] est le meilleur moyen pour économiser sur la puissance des émetteurs et améliorer la couverture du réseau. Il est alors important d'étudier les critères d'allocation en fonction des performances désirées. La diversité coopérative permet d'obtenir de bonnes performances quand le canal entre source et relais aussi bien que le canal entre le relais et la destination présentent de bonnes qualités [86]. Plusieurs scénarii de diversités coopératives sont proposés dans la littérature. Ils combinent en général les techniques d'allocation de puissances avec le codage spatio-temporel. Nous présenterons les stratégies de coopération les plus répandues puis le modèle de signal accompagnant chaque schéma de transmission spatio-temporel avant d'aborder la question de l'estimation de canal et de terminer par les résultats de diverses simulations.

5.2 Stratégies de coopération et modèles du signal

La mise en œuvre de la diversité coopérative doit passer par des stratégies de coopération basées sur les relais. La dénomination de ces stratégies diffère parfois sur certains détails d'un auteur à un autre. D'une manière générale, le protocole de communication en diversité coopérative doit pouvoir tenir compte des questions d'allocation des ressources, d'identification du canal et des phases de transmission qui tiennent comptent de la stratégie de transmission. Les stratégies de coopération les plus citées à introduire dans ce protocole sont regroupées en deux classes que sont l'amplification et la transmission en aval connue sous

la terminologie anglaise de Amplify and Forward (AF) et le décodage et la transmission en aval dont la terminologie anglaise est Decode and Forward (DF).

Pour le modèle de signal, l'indice "s" est réservé à la source, l'indice "d" est dédiée à la destination et les relais sont indexés par "r". On désignera par P la puissance totale de l'ensemble du système en émission. P_s représente donc la puissance d'émission de la source et P_r la puissance d'émission des relais. On considère une répartition de la puissance au niveau des relais. Pour cela, on utilisera l'indice i pour préciser la puissance individuelle d'émission de chaque relais. La puissance totale peut être exprimée par :

$$P = P_s + P_r \quad (5.1)$$

On supposera qu'on a m relais. La puissance de chaque relais est donnée par

$$P_{ri} = \alpha_{ri} P \quad ; \quad (5.2)$$

avec

$$\begin{aligned} P_s &= \alpha_s P \\ P_{ri} &= \alpha_{ri} P \\ \sum_{i=1}^m \alpha_{ri} + \alpha_s &= 1 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Dans le souci d'assurer une autonomie aussi prolongée que possible de la batterie à chaque nœud, il est très important de minimiser la puissance consommée de l'ensemble du réseau. Cela passe par une optimisation de la puissance de tous les nœuds émetteurs (source et relais). En d'autres termes, il s'agit d'un problème d'allocation de puissance optimale.

On considèrera pour des raisons pratiques que la communication est semi duplex et, pour simplifier, que les canaux sont à évanouissements quasi statiques et sont modélisés par des coefficients complexes générés de manière aléatoire, de moyenne nulle lorsqu'il n'y a pas de ligne de vue directe. Pour un canal à évanouissements de coefficients h_{ij} généré de manière aléatoire, la variance est obtenue par :

$$\sigma_{ij} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{ij}} \right)^\eta \quad (5.4)$$

Où d_{sd} correspond à la distance entre la source et la destination ; η compris généralement en 2 et 5 désigne l'exposant de propagation et enfin d_{ij} est la distance entre deux nœuds considérés i et j .

Avant d'aborder les stratégies et leurs modèles de signal, nous présenterons dans la section suivante, les différentes formes de regroupement des relais et les phases de transmission.

5.2.1 Relais et phases de transmission

Les relais peuvent être disposés en parallèle, en série ou de façon mixte (Figure 5. 1 à Figure 5. 3)

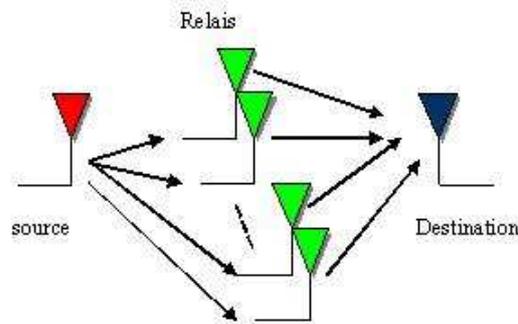


Figure 5. 1 Relais en parallèles

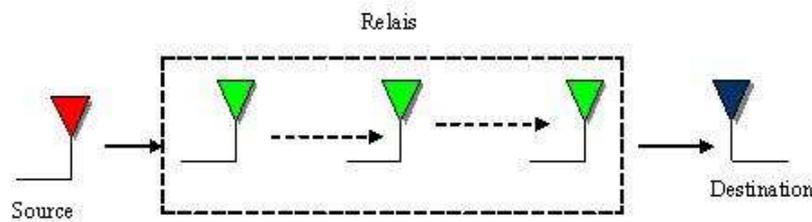


Figure 5. 2 Relais en série

La transmission de l'information en diversité coopérative nécessite des préalables que sont l'allocation des ressources et l'identification des potentiels relais dans l'environnement immédiat de la source. Les ressources auxquelles nous faisons allusion sont essentiellement celles du média et la puissance. Dans un réseau, l'allocation de ces ressources peut être libre ou ordonnée. Lorsque les ressources doivent être allouées de manière rationnelle, il est important de veiller à l'allocation des puissances entre la source et ses relais.

Cet aspect sera développé dans la suite de ce chapitre. Le second aspect de l'allocation des ressources est celle du canal. Il serait avantageux d'allouer le même intervalle de temps pour la communication entre les sources et l'ensemble de tous les relais. Pour limiter les collisions, une allocation de manière orthogonale des ressources du canal (temps, fréquence ou codes par exemple) conviendrait entre les différents sous ensembles disjoints

de sources et relais du réseau. Cela sous entend qu'un nœud ne peut être relais pour deux sources à la fois et en même temps.

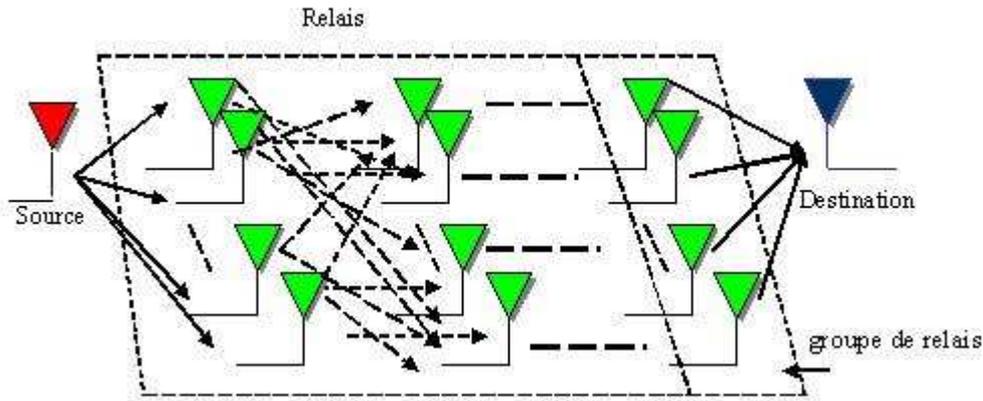


Figure 5. 3 Relais mixte

Une bonne allocation de ressources facilite l'identification des nœuds pouvant jouer le rôle de relais pour une source qui désire émettre. Chaque source pouvant être identifiée au niveau des relais par les ressources du canal qui lui sont attribuées de manière unique. S'il s'agit de codes orthogonaux par exemple, l'application de la clé par le relais permet de séparer les messages émanant des différentes sources. Le relais mesure le rapport signal sur bruit plus interférence de chaque source pour sélectionner le meilleur auquel il envoie un accusé de réception et de disponibilité à servir de relais.

La transmission proprement dite de l'information de la source à la destination se fait en deux phases d'une manière générale (Figure 5. 4).

La première phase correspond à l'émission de l'information par la source vers les relais avec ou sans la destination. La deuxième phase correspond à celle de la réception par le destinataire des signaux émis par les relais avec ou sans la source. Cette réception peut être simultanée ou non pour l'ensemble des relais.

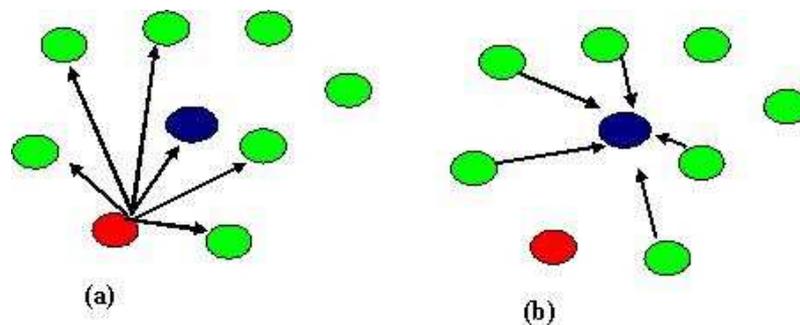


Figure 5. 4 Exemple de phases de transmission (source - destination)

5.2.2 Relais transparents ou Amplify and Forward Relays

Les relais transparents sont utilisés dans le cadre de l'amplification et la transmission du signal reçu de la source. C'est la stratégie de coopération appelée AF (Amplify and Forward) qu'on peut implémenter facilement parce qu'il nécessite seulement l'antenne et l'amplificateur de puissance. La stratégie de diversité coopérative AF (exemple : Figure 5. 5) a été proposée par Laneman et al [83].

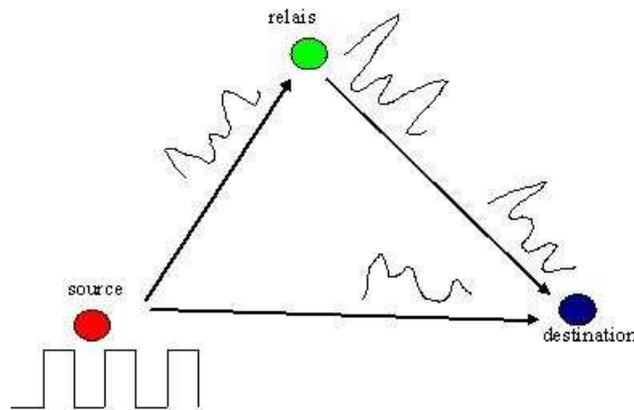


Figure 5. 5 Diversité coopérative AF avec un relais

La Figure 5. 5 Diversité coopérative AF avec un relais décrit une source qui diffuse son information dans une première phase, le relais et la destination reçoivent le signal de la source, le relais l'amplifie puis le transmet en aval dans une deuxième phase. Dans certains cas, la source peut aussi émettre lors de la deuxième phase. Cette stratégie peut être assimilée par la destination à un codage répété de deux émetteurs à la différence que le relais amplifie son propre bruit. Cette amplification du bruit issu du relais est l'inconvénient majeur du schéma de transmission AF. Toutefois il est montré qu'il procure un gain en comparaison avec le cas de figure sans relais et convient bien dans certains contextes.

Le signal reçu par un groupe de relais en parallèle peut s'exprimer sous forme matricielle par :

$$\mathbf{y}_r = \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{sr} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{sr} \quad (5. 5)$$

où \mathbf{x}_s désigne le signal émis par la source, \mathbf{y}_r celui reçu par les relais, \mathbf{h}_{sr} les paramètres du canal entre la source et les relais sans oublier le bruit additif \mathbf{n}_{sr} .

Si on considère un groupe de relais en parallèles entre la source et la destination, le signal transmis par ces relais et reçu par la destination est donné par la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{y}_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}} \mathbf{h}_{rd} \mathbf{y}_r + \mathbf{n}_{rd} \quad (5.6)$$

où \mathbf{h}_{rd} désigne les paramètres du canal entre les relais et la destination, \mathbf{n}_{rd} le bruit additif et \bar{P}_{ri} est un terme de normalisation d'expression :

$$\bar{P}_{ri} = \frac{P_{ri}}{|\mathbf{h}_{sri}|^2 P_{sr} + \sigma_N^2} \quad (5.7)$$

où σ_N^2 désigne la variance du bruit gaussien.

Si on suppose que le signal reçu de la source et amplifié par un relais i est noté :

$$s_{ri} = \mu_i y_{ri} \quad (5.8)$$

La puissance de ce signal est telle que :

$$\begin{aligned} E(|s_{ri}|^2) &= \mu_i^2 E(|y_{ri}|^2) \\ &= \mu_i^2 (|\mathbf{h}_{sri}|^2 \alpha_s P + \sigma_N^2) \\ &\leq \alpha_{ri} P \end{aligned} \quad (5.9)$$

On en déduit le facteur d'amplification par :

$$\mu_i \leq \sqrt{\frac{\alpha_{ri} P}{|\mathbf{h}_{sri}|^2 \alpha_s P + \sigma_N^2}} \quad (5.10)$$

L'équation (5.6) peut être simplifiée en considérant l'expression (5.5) comme suit :

$$\mathbf{y}_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}} \mathbf{h}_{rd} (\sqrt{P_s} \mathbf{h}_{sr} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{sr}) + \mathbf{n}_{rd} \quad (5.11)$$

L'expression (5.11) revient à écrire :

$$\mathbf{y}_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri} P_s} \mathbf{h}_{rd} \mathbf{h}_{sr} \mathbf{x}_s + \underbrace{(\sqrt{\bar{P}_{ri}} \mathbf{h}_{rd} \mathbf{n}_{sr} + \mathbf{n}_{rd})}_{\mathbf{n}_{srd}} \quad (5.12)$$

Au cas où le signal émis par la source est aussi reçu par la destination, l'équation matricielle du signal reçu de la source est alors donnée par :

$$\mathbf{y}_{sd} = \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{sd} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{sd} \quad (5.13)$$

Le récepteur pourrait alors combiner les signaux reçus lors des différentes phases comme suit :

$$\begin{aligned} y(k) &= a_s y_{sd}(k - \tau) + \sum_{i=1}^m a_{ri} y_{rd,i}(k) \\ &= a_s (h_{sd} x_s(k - \tau) + n_{sd}(k - \tau)) + \sum_{i=1}^m a_{ri} (h_{rd,i} \mu_i y_{rd,i}(k) + n_{rd,i}(k)) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Avec a_s et a_r des coefficients d'optimisation à rechercher.

L'expression du SNR à la destination est calculée comme dans [90] par :

$$SNR = \frac{\alpha_s P \left| h_{sd} a_s + \sum_{i=1}^m \mu_i h_{rd,i} h_{sr,i} a_{ri} \right|^2}{\sigma_N^2 (|a_s|^2 + \sum_{i=1}^m |a_{ri}|^2 (\mu_i h_{rd,i}|^2 + 1))} \quad (5.15)$$

La maximisation du SNR peut se faire par dérivation partielle par rapport à a_s et a_{ri} de manière à obtenir les valeurs optimales en (5.16) [92].

$$\left\{ \begin{array}{l} a_s = \frac{\sqrt{\alpha_s P} h_{sd}^*}{\sigma_N^2} \\ a_{ri} = \frac{\mu_i \sqrt{\alpha_s P} h_{rd,i}^* h_{sr,i}^*}{\sigma_N^2 (\mu_i^2 |h_{rd,i}^*|^2 + 1)} \quad 1 \leq i \leq m \end{array} \right. \quad (5.16)$$

En considérant que chaque relais transmet avec sa puissance maximale c'est-à-dire

$$\mu_i = \sqrt{\frac{\alpha_{ri} P}{|h_{sr,i}|^2 \alpha_1 P + \sigma_N^2}} \quad (5.17)$$

le problème d'optimisation revient à maximiser le rapport signal sur bruit sous la contrainte

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_s + \sum_{i=1}^m \alpha_{ri} = 1 \\ 0 \leq \alpha_s \leq 1 \\ 0 \leq \alpha_{ri} \leq 1 \end{array} \right. \quad (5.18)$$

Par substitution de (5.16) et (5.17) dans (5.15) et en utilisant la méthode de résolution des multiplicateurs de Lagrange, on peut poser :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial \alpha_{ri}} \left((|h_{sd}|^2 + \sum_{i=1}^m \frac{|h_{rd,i} h_{sr,i}|^2 \alpha_{ri} P}{\alpha_{ri} P |h_{rd,i}|^2 + \alpha_s P |h_{sr,i}|^2 + \sigma_N^2}) \frac{\alpha_s P}{\sigma_N^2} + \lambda (\alpha_s + \sum_{i=1}^m \alpha_{ri} - 1) \right) = 0 \\ 1 \leq i \leq m \\ \frac{\partial}{\partial \alpha_s} \left((|h_{sd}|^2 + \sum_{i=1}^m \frac{|h_{rd,i} h_{sr,i}|^2 \alpha_{ri} P}{\alpha_{ri} P |h_{rd,i}|^2 + \alpha_s P |h_{sr,i}|^2 + \sigma_N^2}) \frac{\alpha_s P}{\sigma_N^2} + \lambda (\alpha_s + \sum_{i=1}^m \alpha_{ri} - 1) \right) = 0 \end{array} \right. \quad (5.19)$$

La résolution du problème d'allocation optimale de puissance revient à retrouver les valeurs des coefficients α_s et α_{ri} , $i=1, \dots, m$ solutions des équations du système (5.19).

Pour le cas d'un seul relais, on a les expressions en (5.20).

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_s = \frac{(|h_{sd}|^2 (|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2) (|h_{rd}|^2 + \frac{\sigma_N^2}{P}))}{(|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2) (|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2 (|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2))} \\ \pm |h_{sr}| |h_{rd}| \sqrt{(|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2 (|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2)) (|h_{sr}|^2 + \frac{\sigma_N^2}{P}) (|h_{rd}|^2 + \frac{\sigma_N^2}{P})} \\ \frac{(|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2) (|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2 (|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2))}{(|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2) (|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2 - |h_{sd}|^2 (|h_{sr}|^2 - |h_{rd}|^2))} \\ \alpha_r = 1 - \alpha_s \end{array} \right. \quad (5.20)$$

Etant donné que le succès de la diversité coopérative dépend de la qualité du canal, on se propose généralement de fixer un seuil de SNR entre la source et le relais à partir duquel le relais est autorisé à transmettre en aval. La stratégie AF a été utilisée avec succès dans plusieurs contextes comme celui de la transmission différentielle que nous présenterons au niveau des codes spatio-temporels.

5.2.3 Relais non transparents ou Decode and Forward Relays

Le décodage et la transmission en aval est aussi une stratégie assez connue de la diversité coopérative. Sendonaris et al [84] font partie des premiers à proposer une telle stratégie de diversité coopérative. Dans cette stratégie de diversité coopérative (Figure 5.6), les nœuds de relais se comportent comme des répéteurs numériques.

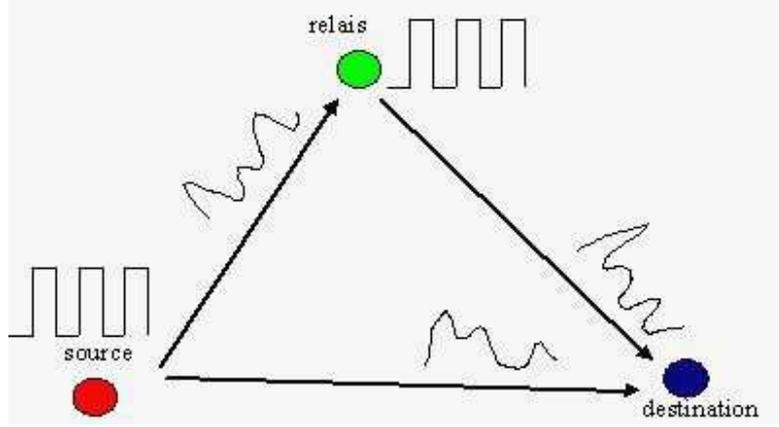


Figure 5. 6 Exemple de diversité coopérative DF avec un relais

L'information émise par la source et reçue aux relais est d'abord entièrement décodée puis ce dernier retransmet à nouveau l'information binaire détectée en aval. L'exemple de la figure 5. 6 illustre le schéma de transmission exploitant le protocole decode and forward (DF) dans le cas d'un relais entre la source et la destination.

Les expressions du signal transmis par la source aux relais et à la destination sont respectivement données par

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{sr} &= \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{sr} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{sr} \\ \mathbf{y}_{sd} &= \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{sd} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{sd} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Le signal régénéré par le relais i et transmis à la destination est donné par :

$$\mathbf{y}_{rd,i} = \sqrt{P_{ri}} (\mathbf{h}_{rd,i} \mathbf{x}_{ri} + \mathbf{n}_{rd,i}) \quad (5.22)$$

On peut aussi le mettre sous la forme :

$$\mathbf{y}_{rd,i}(k) = \mathbf{h}_{rd,i} \beta_i \mathbf{x}(k - \tau) + \hat{\mathbf{n}}_{rd,i}(k) \quad (5.23)$$

où β_i est un facteur déduit de la contrainte de puissance de transmission et $\hat{\mathbf{n}}_{rd,i}(k)$ le bruit additif équivalent tel que :

$$\hat{\mathbf{n}}_{rd,i}(k) = \beta_i \mathbf{n}_{rd,i}(k) \quad (5.24)$$

Désignons par $\ddot{\mathbf{x}}(k - \tau)$ un symbole quelconque de la constellation de symboles du

modulateur différent de $x(k - \tau)$; $\hat{n}_{rd,i}(k)$ peut prendre les valeurs suivante :

$$\begin{cases} \hat{n}_{rd,i}(k) = \beta_i(\ddot{x}(k - \tau) - x(k - \tau)) & \text{avec la probabilité } p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i}) \\ \hat{n}_{rd,i}(k) = 0 & \text{avec la probabilité } (1 - p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i})) \end{cases} \quad (5.25)$$

avec

$$SNR_{av,sr,i} = \frac{\alpha_s P |h_{sr,i}|^2}{\sigma_N^2} \quad (5.26)$$

l'expression du SNR avant le décodage pour le relais i

Selon le type de modulation, il est possible d'exprimer le symbole estimé au niveau du relais par :

$$x_{ri}(k - \tau) = f(p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i}))\beta_i x(k - \tau) + \tilde{n}_{r,i}(k) \quad (5.27)$$

avec

$$\tilde{n}_{r,i}(k) = \hat{n}_{r,i}(k) - E(\hat{n}_{r,i}(k)) \quad (5.28)$$

le bruit équivalent de moyenne nulle et de variance notée $\sigma_{\tilde{n},i}^2$

Après le décodage, l'expression du SNR est de la forme :

$$SNR_{ap,sr,i} = \frac{\alpha_s \beta_i^2 P (f(p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i})))^2}{\sigma_{\tilde{n},i}^2} \quad (5.29)$$

Les contraintes de puissance énoncées en (5. 3) permettent de poser :

$$\begin{aligned} E(|x(k)|^2) &\leq \alpha_s P \\ E(|x_{r,i}(k)|^2) &= \alpha_s \beta_i^2 P (f(p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i})))^2 + \sigma_{\tilde{n},i}^2 \\ &\leq \alpha_{r,i} P \\ \alpha_s + \sum_{i=1}^m \alpha_{r,i} &= 1 \end{aligned} \quad (5.30)$$

Comme dans (5. 14), les expressions du signal reçu peuvent être combinées comme suit :

$$\begin{aligned} y(k) &= a_s y_{sd}(k - \tau) + \sum_{i=1}^m a_{ri} y_{rd,i}(k) \\ &= a_s (h_{sd} x_s(k - \tau) + n_{sd}(k - \tau)) + \sum_{i=1}^m a_{ri} (h_{rd,i} \beta_i x(k - \tau) + \hat{n}_{rd,i}(k)) \end{aligned} \quad (5.31)$$

et pour l'optimisation du SNR de manière analogue à (5. 16), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_s = \frac{\sqrt{\alpha_s P} h_{sd}^*}{\sigma_N^2} \\ a_{r_i} = \frac{f(p_{sr,i}(SNR_{av,sr,i}))\beta_i \sqrt{\alpha_s P} h_{rd,i}^*}{|h_{rd,i}|^2 \sigma_{n,i}^2 + \sigma_N^2} \quad 1 \leq i \leq m \end{array} \right. \quad (5. 32)$$

5.3 Codage spatio-temporel distribué

Le codage spatio-temporel distribué regroupe l'ensemble des techniques de codage spatio-temporel appliquées aux systèmes distribués dans le contexte de la diversité coopérative. Ces types de codage ont retenu beaucoup l'attention des chercheurs ces derniers temps. On a démontré leur avantage dans la transmission de données par relais coopératifs. Par exemple, l'expression asymptotique de la probabilité d'erreur en diversité coopérative où la modulation QAM est utilisée est approximée dans [94] par :

$$\bar{P}_e = \frac{c}{G_c SNR} \quad (5. 33)$$

où c est une constante qui dépend de la constellation QAM choisie et

$$G_c = e^{\rho\pi r_0^2} \quad (5. 34)$$

Où r_0 est le rayon dans lequel se trouvent les relais et ρ la densité limite pour un nombre de relais et un rayon infinis.

Ces codages sont inspirés pour la plupart du codage spatio-temporel appliqué aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output).

L'une des formes de codage en diversité coopérative est la redondance du signal dans le temps [93] à l'aide des relais pour procéder par la suite à une combinaison des signaux reçus pour une meilleure détection. La répartition temporelle est un moyen pour séparer sans aucune difficulté les signaux émis par la source et les relais à la réception. Une autre approche est la répartition en fréquence à condition de pouvoir séparer les signaux issus de sources différentes.

En assimilant un système distribué à un système MIMO virtuel, il devient alors possible de maximiser le gain de diversité.

5.3.1 Codage spatio-temporel en bloc distribué.

Ce type de codage offre une grande simplicité du récepteur et permet de profiter pleinement de la diversité. Une autre forme de codage spatio-temporel similaire dans le cas multi utilisateurs connu sous la terminologie anglaise Distributed STC, est proposée dans [94]&[95]. On rappelle que la transmission se fait ici aussi en deux phases. La communication entre la source et la destination peut se faire sous plusieurs approches. Nous allons présenter dans les lignes qui suivent quelques exemples.

Exemple 1 : La communication entre la source et la destination a lieu uniquement en passant par les relais. Pour simplifier les équations, on va juste considérer le cas de deux relais.

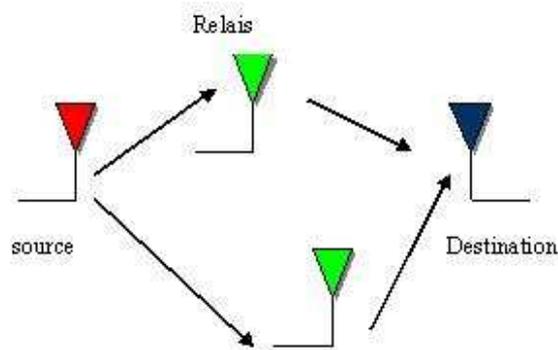


Figure 5. 7 Diversité coopérative avec deux relais en parallèles

Lors de la première phase, la source émet les symboles d'information vers les relais ($s_i, i = 1, 2, 3, 4, \dots$). Le signal reçu à un relais j à un instant donné peut se traduire par l'équation :

$$y_{ij} = \sqrt{\alpha_s P} h_{sj} s_i + n_{ij} \quad i = 1, 2, \dots ; \quad (5. 35)$$

où h_{sj} est le coefficient complexe du canal entre la source et le nœud j ; n_{ij} est le bruit blanc additif.

Lors de la deuxième phase, les relais transmettent en aval les signaux reçus après les avoir codé en suivant le schéma similaire au STBC d'Alamouti comme le montre la matrice de codage spatio-temporel suivante :

$$C = \begin{bmatrix} c_1 & -c_2^* \\ c_2 & c_1^* \end{bmatrix} \quad (5. 36)$$

où les éléments d'une colonne sont relatifs à un nœud.

En supposant un seul groupe de relais entre la source et la destination, les signaux reçus de la source sont supposés transmis à la destination par les relais seuls sur deux intervalles de temps successifs.

Stratégie AF

	Source	Relais 1	Relais 2
Phase 1 temps 1	s_1		
Phase 1 temps 2	s_2		
Phase 2 temps 1		y_{11}	$-(y_{21})^*$
Phase 2 temps 2		y_{21}	$(y_{12})^*$

Figure 5. 8 Schéma de transmission pour deux relais transparents

Le schéma de transmission est celui de la figure ci-dessus avec pour expressions :

$$\begin{cases} y_{d1} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} y_{11} - \sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} y_{22}^* + n_1 \\ y_{d2} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} y_{21} + \sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} y_{12}^* + n_2 \end{cases} \quad (5.37)$$

où h_{id} ($i = 1,2$) désigne le coefficient du canal entre le relais i et la destination ; \bar{P}_{rj} est un facteur de normalisation de la puissance relativement au relais j comme dans (5. 7).

L'expression (5. 37) peut être détaillée sous la forme :

$$\begin{pmatrix} r_{d1} \\ r_{d2}^* \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} h_{s1} & -\sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} h_{s2}^* \\ \sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} h_{s2} & +\sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} h_{s1}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2^* \end{pmatrix} + \sqrt{\bar{P}_{r1}} \begin{pmatrix} h_{1d} n_{11} \\ h_{1d}^* n_{21}^* \end{pmatrix} + \sqrt{\bar{P}_{r2}} \begin{pmatrix} -h_{2d} n_{22}^* \\ h_{2d}^* n_{12} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{pmatrix} \quad (5.38)$$

qui fait apparaître le terme du bruit qui contient l'expression amplifié du bruit généré par les relais avec $A = \sqrt{\alpha_s P}$.

Pour contrer l'effet d'amplification du bruit, la diversité coopérative doit pouvoir jouer à priori sur l'allocation de puissance pour garantir de meilleures performances.

Dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, on peut avoir recours à la modulation OFDM de manière à obtenir au niveau des relais l'expression d'un bloc i de symboles

$$\mathbf{R}_{ij} = \sqrt{\alpha_s P} \text{diag}(\mathbf{H}_{sj}) \mathbf{S}_i + \mathbf{N}_{sj} \quad j=1,2; \quad (5.39)$$

où \mathbf{H}_{sj} est un vecteur de taille correspondant à celui du bloc caractérisant les paramètres fréquentiels du canal entre la source et le relais j .

Parcontre les signaux reçus après codage par les relais de deux blocs successifs de symboles à la destination sont de la forme :

$$\begin{cases} Y_{d1} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} \mathbf{H}_{1d} \mathbf{R}_{11} - \sqrt{\bar{P}_{r2}} \mathbf{H}_{2d} \mathbf{R}_{22}^* + \mathbf{n}_{1d} \\ Y_{d2} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} \mathbf{H}_{1d} \mathbf{R}_{21} + \sqrt{\bar{P}_{r2}} \mathbf{H}_{2d} \mathbf{R}_{12}^* + \mathbf{n}_{2d} \end{cases} \quad (5.40)$$

où \mathbf{H}_{jd} désigne un vecteur de taille correspondant à celui du bloc caractérisant les paramètres fréquentiels du canal entre le relais j et la destination. Soit :

$$\begin{pmatrix} Y_{d1} \\ Y_{d2}^* \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \sqrt{\bar{P}_{r1}} \mathbf{H}_{1d} \mathbf{H}_{s1} & -\sqrt{\bar{P}_{r2}} \mathbf{H}_{2d} \mathbf{H}_{s2}^* \\ \sqrt{\bar{P}_{r2}} \mathbf{H}_{2d} \mathbf{H}_{s2} & \sqrt{\bar{P}_{r1}} \mathbf{H}_{1d} \mathbf{H}_{s1}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2^* \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{1d} \mathbf{N}_{11} \\ \mathbf{H}_{1d}^* \mathbf{N}_{21}^* \end{pmatrix} + C \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{2d} \mathbf{N}_{2B}^* \\ \mathbf{H}_{2d}^* \mathbf{N}_{1B} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{1d} \\ \mathbf{n}_{2d}^* \end{pmatrix} \quad (5.41)$$

avec $B = \sqrt{\bar{P}_{r1}}$; $C = \sqrt{\bar{P}_{r2}}$

Comme la transmission a lieu uniquement par les relais dans ce cas ci, une étude tenant compte des conditions (5.30) permettra de tirer les conclusions sur l'opportunité d'un tel schéma.

Stratégie DF

	Source	Relais 1	Relais 2
Phase 1 temps 1	s_1		
Phase 1 temps 2	s_2		
Phase 2 temps 1		\tilde{s}_{11}	$-(\tilde{s}_{22})^*$
Phase 2 temps 2		\tilde{s}_{21}	$(\tilde{s}_{12})^*$

Figure 5.9 Schéma de transmission pour deux relais non transparents
La première phase est identique au cas AF (5.35)&(5.39). Lors de la deuxième phase, les symboles sont décodés avant d'être transmis. Par conséquent les équations (5.37) et (5.40) deviennent respectivement :

$$\begin{cases} r_{d1} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} \tilde{s}_{11} - \sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} \tilde{s}_{22}^* + n_1 \\ r_{d2} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} h_{1d} \tilde{s}_{21} + \sqrt{\bar{P}_{r2}} h_{2d} \tilde{s}_{12}^* + n_2 \end{cases} \quad (5.42)$$

où \tilde{s}_{ij} représente le symbole i détecté par le relais j .

$$\begin{cases} Y_{d1} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} H_{1d} \tilde{X}_{11} - \sqrt{\bar{P}_{r2}} H_{2d} \tilde{X}_{22}^* + n_{1d} \\ Y_{d2} = \sqrt{\bar{P}_{r1}} H_{1d} \tilde{X}_{21} + \sqrt{\bar{P}_{r2}} H_{2d} \tilde{X}_{12}^* + n_{2d} \end{cases} \quad (5.43)$$

Exemple 2 : On utilisera ici aussi la méthode d'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT). La transmission a lieu en deux phases. La destination combine les signaux issus de la source et d'un relais qui transmettent dans la deuxième phase à l'aide du schéma d'Alamouti. On considérera à titre indicatif le cas d'un canal non sélectif en fréquence.

Les expressions du signal émis par la source et reçu par le relais et la destination lors de la première phase sont identiques respectivement aux équations (5. 5) et (5. 6) ci-dessus.

Lors de la deuxième phase, la source et la destination émettent simultanément en suivant le schéma d'Alamouti dont la matrice de transmission similaire à (5. 36) permet d'obtenir les différentes expressions suivantes dans les contextes AF ou DF :

Stratégie AF

	Source	Relais
Phase 1 temp s 1	s_1	
Phase 1 temp s 2	s_2	
Phase 2 temp s 1	s_1	$-(y_2)^*$
Phase 2 temp s 2	s_2	$(y_1)^*$

Figure 5. 10 Schéma de transmission avec un relais transparent

On obtient à la destination lors de la deuxième phase pour un couple de symboles les expressions suivantes :

$$\begin{cases} r_{d1} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_1 - \sqrt{P_{rd}} h_{rd} y_{sr,2}^* + n_1 \\ r_{d2} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_2 + \sqrt{P_{rd}} h_{rd} y_{sr,1}^* + n_2 \end{cases} \quad (5.44)$$

où $y_{sr,i}$ est le $i^{\text{ème}}$ symbole reçu par le relais lors de la première phase.

Soit

$$\begin{cases} r_{d1} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_1 - \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} h_{sr}^* s_2^* + \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} n_{sr,2}^* + n_1 \\ r_{d2} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_2 + \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} h_{sr}^* s_1^* + \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} n_{sr,1}^* + n_2 \end{cases} \quad (5.45)$$

Stratégie DF

	Source	Relais
Phase 1 temp s 1	s_1	
Phase 1 temp s 2	s_2	
Phase 2 temp s 1	s_1	$-(s_1)^*$
Phase 2 temp s 2	s_2	$(s_1)^*$

Figure 5. 11 Schéma de transmission avec un relais non transparent

L'expression équivalente à (5. 44) du signal reçu après décodage par le relais est :

$$\begin{cases} r_{d1} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_1 - \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} y_{sr,2}^* + n_1 \\ r_{d2} = \sqrt{P_{sd}} h_{sd} s_2 + \sqrt{\bar{P}_{rd}} h_{rd} y_{sr,1}^* + n_2 \end{cases} \quad (5.46)$$

Exemple 3 :

Cet exemple correspond au plus simple des schémas à notre avis. Dans ce dernier, nous proposons lors de la première phase une réception par le relais et la destination des signaux émis par la source. Dans la deuxième phase, seul le relais émet en aval. On distinguera toujours les cas de la stratégie AF d'avec celui du DF.

Stratégie AF

	Source	Relais
Phase 1	s	
Phase 2		y_r

Figure 5. 12 Schéma de transmission avec émission séparée du relais transparent

Les signaux reçus à la destination lors des deux phases sont respectivement :

$$y_{sd} = \sqrt{P_s} h_{sd} s + n_{sd} \quad (5.47)$$

et

$$y_{rd} = \sqrt{P_r P_s} h_{rd} h_{sr} s + \underbrace{(\sqrt{P_r} h_{rd} n_{sr} + n_{rd})}_{n_{srd}} \quad (5.48)$$

Stratégie DF

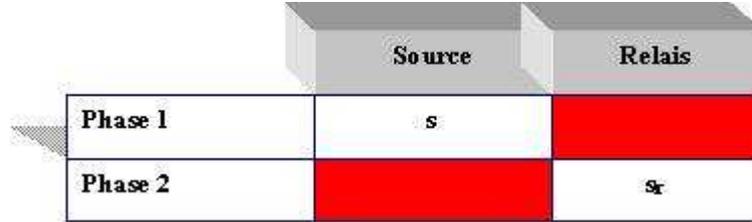


Figure 5. 13 Schéma de transmission avec émission séparée du relais non transparent

L'expression du signal reçu lors de la première phase est la même que celle de la stratégie AF.

Par contre, lors de la deuxième phase, le relais estime d'abord le symbole transmis avant de l'envoyer à la destination. L'expression qui en résulte à la destination pour cette phase est :

$$y_{rd} = \sqrt{P_r P_s} h_{rd} h_{sr} s_r + n_{rd} \quad (5.49)$$

Exemple 4 :

Par cet exemple, nous voulons citer le type de diversité coopérative dénommé D-FRFD (Distributed Full-Rate/Full-diversity) proposé dans [96] pour le cas multi utilisateur où le nombre d'antennes à la destination est égal à deux. Il s'agit alors d'un système MIMO virtuel 2x2 dans lequel il est tout à fait possible d'augmenter le débit. Avec ce schéma, le couple émetteur source–relais transmet quatre symboles sur deux périodes suivant la matrice de transmission ci dessous :

$$\begin{pmatrix} s(n) + \varphi s(n+1) & \theta(\hat{s}(n+2) + \varphi \hat{s}(n+3)) \\ \theta(\hat{s}(n+2) - \varphi \hat{s}(n+3)) & s(n) - \varphi s(n+1) \end{pmatrix} \quad (5.50)$$

avec $\varphi = e^{j/2}$ et $\theta = e^{j/4}$ deux paramètres de rotation.

5.3.2 Codage différentiel spatio-temporel en bloc distribué.

La transmission différentielle spatio-temporel en bloc peut être appliquée aux systèmes distribués et constitue l'une des plus recommandables des codes spatio-temporel distribués en

bloc pour un canal à évanouissement rapide. Lorsque le nombre de relais est supérieur à un, on peut considérer plusieurs cas de figures comme précédemment. A priori, on pourrait s'attendre à un décalage des performances de 3 dB en moins en comparaison d'une démodulation cohérente à cause de l'expression du bruit.

Nous allons nous intéresser dans cette section au cas simple de l'AF avec un relais émettant seul vers la destination en un temps différent de celui de la source. Nous rappelons que le canal est considéré non sélectif en fréquence.

La source comme le montre la figure ci-dessous émet les symboles issus du codage différentiel à la fois vers le relais et la destination.

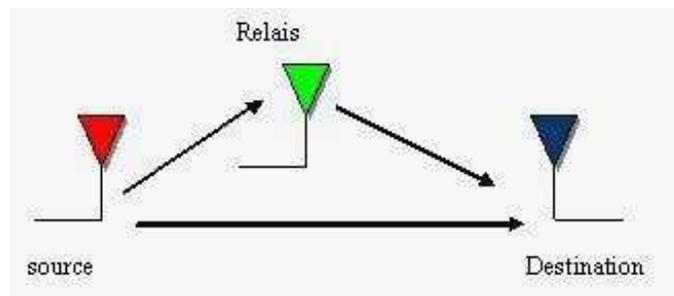


Figure 5. 14 Diversité coopérative avec un relais en mode différentiel

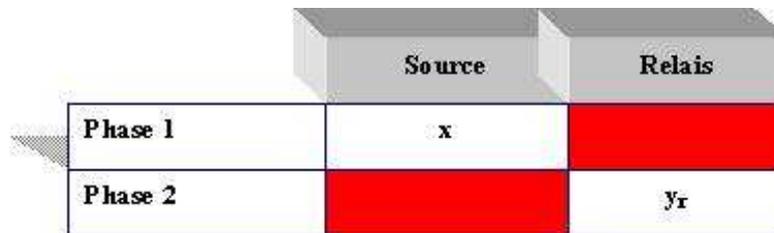


Figure 5. 15 Schéma de transmission différentiel avec émission séparée d'un relais transparent

Le codage différentiel des symboles d'information est donné par :

$$x_i = s_i x_{i-1} \quad (i=1,2,\dots) \quad (5.51)$$

avec $x_0=1$ et s_i les symboles d'une constellation M-PSK par exemple. On peut se référer pour plus de détails sur la transmission différentielle au premier chapitre.

Les signaux reçus par la destination en provenance de la source et de du relais sont respectivement donnés par :

$$y_{sd}(k) = \sqrt{P_s} h_{sd} x(k) + n_{sd}(k) \quad (5.52)$$

et

$$y_{rd}(k) = \sqrt{\bar{P}_r} h_{rd} y_{sr}(k - \tau) + n_{rd}(k) \quad (i=1,2,\dots) \quad (5.53)$$

où

$$\bar{P}_r = \frac{P_r}{P_s \sigma_{sr}^2 + N_0} \quad (5.54)$$

A la réception, le décodeur combine les signaux reçus des deux émetteurs (source et relais) tel que le décodage différentiel soit donné par [88] :

$$\tilde{x}(k) = a_s y_{sd}^*(k-1) y_{sd}(k) + a_r y_{rd}^*(k-1) y_{rd}(k) \quad (5.55)$$

Dans le cas d'un seul relais par exemple, on peut approximer ces coefficients par :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_s = \frac{1}{N_0} \\ a_r = \frac{P_{sr} + N_0}{N_0 (P_{sr} \sigma_{sr}^2 + P_{rd} \sigma_{rd}^2 + N_0)} \end{array} \right. \quad (5.56)$$

où σ_{sr}^2 et σ_{rd}^2 désignent les variances respectives des paramètres du canal entre la source et la destination et entre le relais et la destination ; N_0 est la variance du bruit entre la source et le relais.

5.3.3 Système en couches distribué

Le système en couches distribué est une approche que nous utilisons pour désigner les systèmes résultant de la forme de diversité coopérative qui optimise lors de la première ou de la deuxième phase la capacité de transmission du système au sacrifice de la pleine diversité.

5.3.3.1 Diversité coopérative BLAST (DiBLAST)

Un exemple de système en couches distribué a été proposé dans [96] dénommé DiBLAST. Il a été illustré pour le cas d'un relais. Lors de la première phase, la source n'émet que la moitié des symboles à l'endroit du relais. Dans la deuxième phase, le relais estime d'abord les symboles qui lui sont transmis puis la source et le relais émettent simultanément suivant la matrice de transmission ci-contre :

$$\begin{pmatrix} s(n) & s(n+2) \\ \hat{s}(n+1) & \hat{s}(n+3) \end{pmatrix} \quad (5.57)$$

L'expression du signal reçu sur deux périodes par la destination est donnée par :

$$\mathbf{y}_d = \left(\sqrt{P_s} h_{sd} \quad \sqrt{P_r} h_{rd} \right) \begin{pmatrix} s(n) & s(n+2) \\ \hat{s}(n+1) & \hat{s}(n+3) \end{pmatrix} + \mathbf{n}_d \quad (5.58)$$

Où \mathbf{n}_d est le vecteur caractérisant le bruit blanc additif.

On a alors recours aux techniques du Blast pour le décodage des symboles émis. Cette technique est exposée au deuxième chapitre.

5.3.3.2 Diversité coopérative en couches

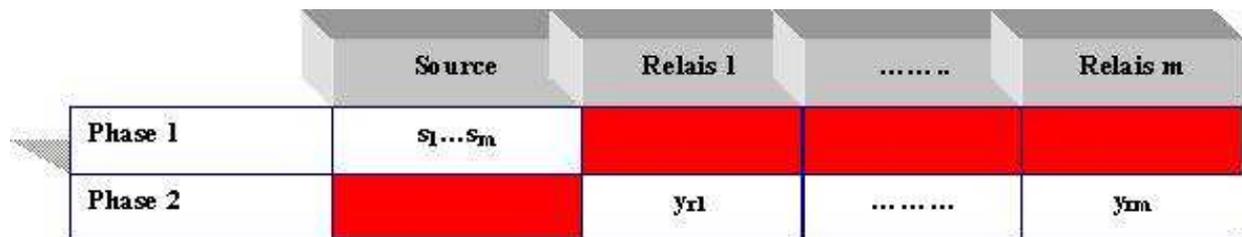


Figure 5. 16 Schéma de transmission de la diversité coopérative en couches

Nous proposons ici (Figure 5. 16 Schéma de transmission de la diversité coopérative en couches) une autre approche pour plusieurs relais. Dans ce schéma, la source émet lors de la première phase un nombre de symboles multiple du nombre de relais. Ces signaux sont reçus simultanément par la destination et les relais. Dans une deuxième phase, l'ensemble de ces relais émettent en même temps le symbole ou le groupe de symboles correspondant à sa position. Le nombre de relais émetteurs ou de signaux pouvant être reçus simultanément doit être inférieur ou égal au nombre d'antennes à la destination afin de pouvoir appliquer la technique du BLAST ou la décomposition QR en réception.

Dans le cas de la stratégie AF, la source seule émet dans la première phase à chaque fois un nombre de symboles égal au nombre de relais. C'est dans le cas de la stratégie DF que le nombre peut changer parce qu'une fois le décodage réalisé, le relais peut changer l'ordre de la modulation. Le schéma inverse peut être aussi choisi, à savoir utiliser dans un premier temps un ordre de modulation élevé puis réduire l'ordre par la suite au niveau des relais mais l'émission se ferait simultanément ou successivement sur un certain nombre de périodes.

Nous allons présenter les expressions du signal pour la stratégie AF. Sur l'intervalle de temps alloué à la transmission des données d'une source choisie, elle utilise une partie pour transmettre les données aussi bien vers la destination que les relais. Les expressions des signaux reçus aux relais et à la destination sont identiques à (5. 5) et (5. 13) respectivement.

Lors de la deuxième phase, le bloc de séquence reçu au niveau de chaque relais est subdivisé en sous blocs correspondant aux nombre de relais. Suivant un ordre prédéterminé par la source, chaque relais transmet le symbole du sous bloc occupant la position dont il porte le numéro d'ordre.

$$y_{rd} = \sqrt{P_s} \sum_{i=1}^m \sqrt{\overline{P}_{ri}} h_{rid} h_{sri} x_i + \underbrace{\sum_{i=1}^m \sqrt{\overline{P}_{ri}} h_{rid} n_{sri}}_{n_{srd}} + n_{rd} \quad (5.59)$$

Ce schéma a l'avantage de réduire la durée de transmission des relais dans la phase 2 par comparaison à celle de la source dans la phase 1 d'un rapport correspondant au nombre de relais. La réduction de cette durée constitue un gain d'efficacité spectrale. Seulement, l'inconvénient est que nous devons nous attendre à une performance moindre en comparaison au codage spatio-temporel en bloc ou l'on tire profit du maximum du gain de diversité.

Une fois réalisée, la détection souple et séparée des symboles reçus directement de la source, la décision sur le symbole transmis peut se faire par combinaison d'avec celle reçue lors de la phase 1 de la même manière que dans (5.55)

$$\tilde{x} = a_s \tilde{x}_{sd} + a_r \tilde{x}_{rd} \quad (5.60)$$

où a_s et a_r sont des coefficients qui dépendent de l'allocation de puissance pour un meilleur rapport signal sur bruit.

5.3.3.3 Systèmes turbo en diversité coopérative

Pour compenser les limites du DiBlast et de la diversité coopérative en couches, il est possible de considérer un système turbo. La stratégie turbo en diversité coopérative consiste à coder l'information à transmettre au niveau de la source puis à l'entrelacer avant de l'envoyer vers les relais et la destination lors de la première phase.

Les relais à leur tour selon le schéma AF ou DF se chargeront de transmettre l'information vers la destination. A ce niveau, la simplicité du AF permet de gagner du temps mais au sacrifice d'une amplification du bruit du relais qu'il amplifie et transmet en aval. Un autre avantage que pourrait présenter le schéma DF est de changer le codage pour optimiser le décodage selon le principe bien connu des systèmes turbo. Cependant, cela rend le récepteur plus complexe.

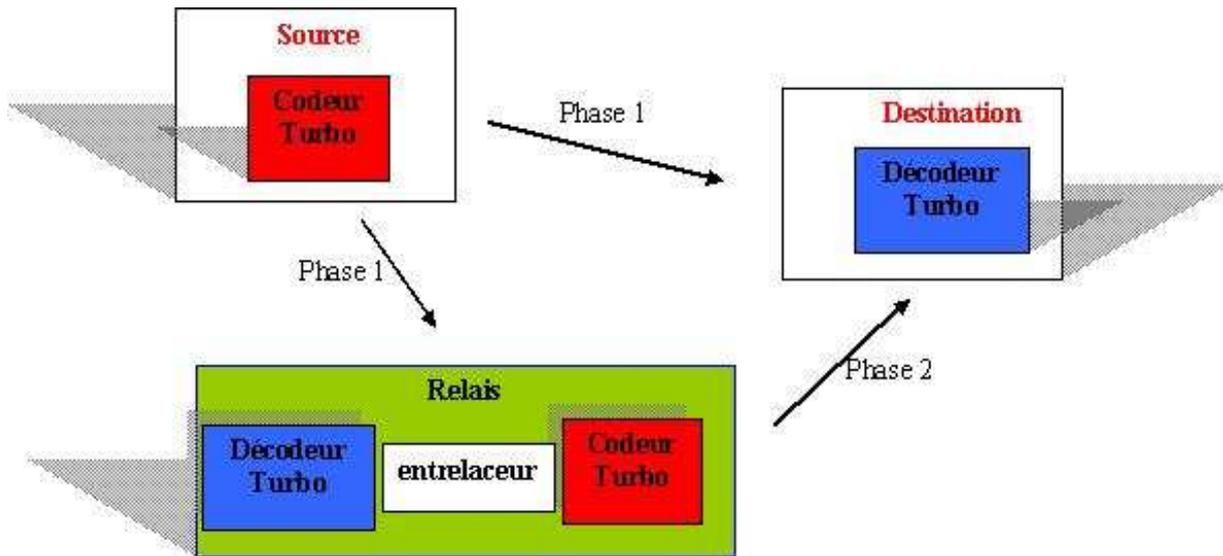


Figure 5. 17 Système turbo en diversité coopérative

5.4 Estimation de canal en diversité coopérative

Dans les deux chapitres qui précèdent celui-ci, nous avons eu à montrer quelques techniques d'estimation de canal. Les deux approches utilisées à cet effet sont celles qui exploitent la séquence d'entraînement et les approches aveugles. Mais les techniques que nous avons présentées dans ces chapitres étaient destinées aux systèmes MIMO. Etant donné que les systèmes en diversité coopérative peuvent être ramenés à une forme de MIMO virtuelle, on peut alors adapter autant que possible ces techniques pour estimer le canal en diversité coopérative.

5.4.1 Estimation de canal basée sur les pilotes

L'une des différences entre les systèmes en diversité coopérative avec les systèmes MIMO est au niveau de la première phase de la transmission : celle de la source vers les relais.

Stratégie DF

En détection cohérente, si la stratégie de transmission est de type DF, l'estimation de canal doit se faire sur les deux phases. Chaque relais doit estimer les paramètres du canal entre lui et la source afin de pouvoir estimer les symboles qui lui sont transmis par la dite source.

La méthode optimale d'estimation de canal est celle basée sur le maximum de vraisemblance. Pour une liaison entre la source et un relais i par exemple, elle est exprimée par :

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_{sri} &= \arg \min_{\mathbf{h}_{sri}} \|\mathbf{y}_{sri} - \mathbf{S}\mathbf{h}_{sri}\| \quad i = 1, \dots, m \\ \hat{\mathbf{h}}_{sd} &= \arg \min_{\mathbf{h}_{sd}} \|\mathbf{y}_{sd} - \mathbf{S}\mathbf{h}_{sd}\|\end{aligned}\quad (5.61)$$

où \mathbf{S} est une matrice composée des éléments de la séquence d'entraînement ou de symboles pilotes.

Nous rappelons à propos que la complexité de la méthode du maximum de vraisemblance a amené à lui préférer les méthodes sous optimales.

Pour une détection cohérente lors de la deuxième phase, la destination sera amenée à estimer à son tour les paramètres du canal entre cette dernière et les différents relais. Ce qui alourdit davantage le système. Cela peut se faire en utilisant une méthode sous optimale d'estimation de canal comme celle au sens des moindres carrées LS ou LMMSE qui sont données respectivement par:

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS,rd} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y}_{rd} \quad (5.62)$$

et

$$\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE,rd} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \sigma_{\eta}^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y}_{rd} \quad (5.63)$$

Pour plus de détails sur les autres méthodes déjà appliquées aux systèmes MIMO, nous proposons de se référer au chapitre 3.

Stratégie AF

La stratégie AF ne nécessite pas l'estimation du canal en deux temps mais plutôt en une seule fois à la destination. L'expression du canal devient un produit des paramètres du canal lors des deux phases pour la communication source, relais et destination. Par simplification on a :

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{srd} &= \underbrace{\sqrt{\bar{P}_r} \bar{P}_s}_{\alpha} \underbrace{\mathbf{h}_{rd} \mathbf{h}_{sr}}_{\mathbf{h}} \mathbf{x}_s + \underbrace{(\sqrt{\bar{P}_r} \mathbf{h}_{rd} \mathbf{n}_{sr} + \mathbf{n}_{rd})}_{\mathbf{n}_{srd}} \\ &= \alpha \mathbf{h} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_{srd}\end{aligned}\quad (5.64)$$

On voit bien ici que l'expression du bruit n'est pas simple. On pourrait s'attendre à ce que l'utilisation de certaines méthodes sous optimales comme la méthode au sens des moindres carrés ne permettent pas d'obtenir des précisions satisfaisantes dans l'estimation pour un faible nombre de symboles pilotes.

Nous pensons à priori qu'il vaut mieux utiliser l'estimateur LMMSE au lieu du LS qui tient compte de la variance du bruit. L'expression correspondante est similaire à (5. 63) :

$$\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE,rd} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y}_{rd} \quad (5. 65)$$

à la différence que σ^2 est la variance du bruit \mathbf{n}_{srd} .

En effet, l'inversion matricielle est une difficulté majeure de mise en œuvre.

Nous envisageons dans nos prochains travaux de réfléchir sur la possibilité de trouver des algorithmes beaucoup plus appropriés.

5.4.2 Estimation aveugle de canal en diversité coopérative

L'estimation aveugle des paramètres du canal dans le segment « source relais » ne doit pas être satisfaisante à moins d'utiliser la modulation OFDM pour la simple raison que les méthodes aveugles d'estimation de canal hormis celles utilisant la modulation différentielle s'appliquent pour la plupart à des récepteurs dotés de plusieurs antennes.

Par contre, il est possible de procéder à une estimation aveugle pour le deuxième segment à savoir celui « relais destination » et source destination si le codage spatio-temporel utilisé dans ce segment est celui du STBC distribué ou le celui de transmission différentielle.

On peut aussi appliquer notre méthode d'estimation aveugle basée sur la diversité en réception présentée dans le chapitre 4 si les signaux transmis aux récepteurs sont dotés de plusieurs antennes.

5.5 Simulations

Dans cette section, nous présentons les résultats d'un certain nombre de simulations montrant les performances de systèmes en diversité coopérative suivant les types de codage spatio-temporel.

Nous nous sommes plus intéressés dans ces simulations aux relais transparents à cause de leur simplicité. Nous avons considéré comme modulation du BPSK avec des blocs de 108 symboles. On pouvait choisir toute autre modulation ou déduire les autres cas par une déduction logique. Le canal est supposé quasi statique à évanouissement lent et de variance toujours égale à l'unité. La puissance totale du système à l'émission est prise égale à celle du système sans diversité coopérative pour un souci de comparaison objective. Les résultats présentés sont obtenus sur une moyenne de 10000 blocs. Les notations P1 et P2 indiquent les rapports de puissance respectivement entre la source, l'ensemble des relais et la puissance totale. Nous avons réparti équitablement la puissance entre les différents relais mais nous avons procédé à une allocation de puissance entre la source et l'ensemble des relais.

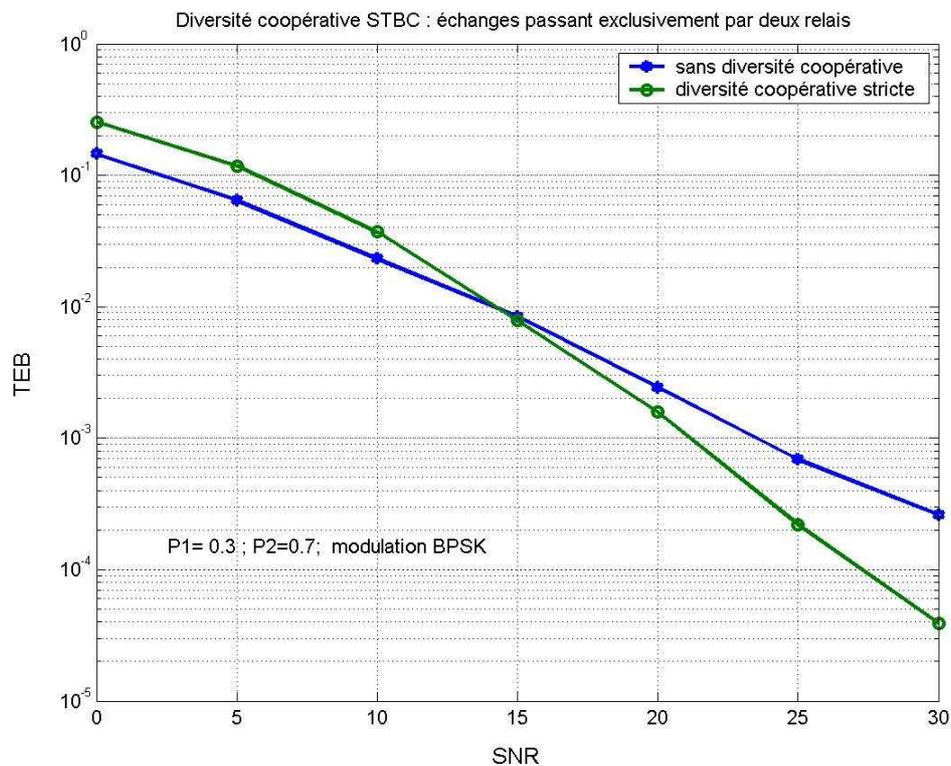


Figure 5. 18 Diversité coopérative avec deux relais transparents

La figure 5. 18 correspond au schéma de diversité coopérative où la source communique exclusivement avec la destination par des relais transparents mais la répartition de puissance est conservée de manière à avoir une puissance totale de transmission comparable à celle où il n'y a pas de diversité coopérative. Les relais transmettent à la destination sur la base du codage

STBC d'Alamouti. Nous avons supposé une puissance beaucoup plus faible lors de l'échange entre la source et les relais. Cela sous entend que nous considérons que les relais ne sont pas éloignés de la source en comparaison avec la destination. On remarque alors que la diversité coopérative ne devient intéressante qu'à partir d'une certaine valeur du rapport global puissance sur bruit.

En augmentant la puissance totale tout en maintenant le même rapport, on constate que l'écart croît entre les deux courbes, c'est ainsi que pour un TEB de $3 \cdot 10^{-4}$ on constate un écart de 5 dB.

La figure 5. 19 illustre le cas où la destination combine, à l'aide de coefficients d'optimisation, le signal reçu de la source avec celui transmis par les relais. Ce schéma présente de meilleures performances que le précédent. On réalise alors un gain double déjà avec un TEB de 10^{-3} et pour un même TEB ($3 \cdot 10^{-4}$) que le précédant, le gain est de 14 dB environ. Les rapports de puissance considérés sont de 0.7 par rapport à la source et de 0.3 pour l'ensemble des relais.

On a permuté dans la figure 5. 20 les puissances précédemment allouées entre la source et les relais. On ne remarque pas une variation notable des performances.

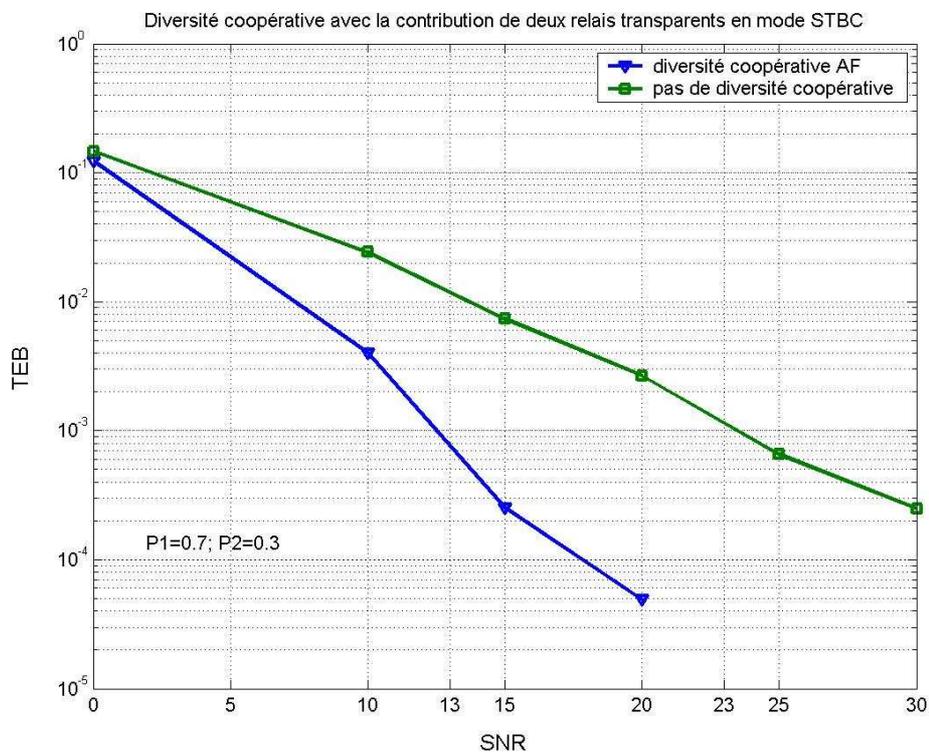


Figure 5. 19 Diversité coopérative AF en combinaison avec du STBC

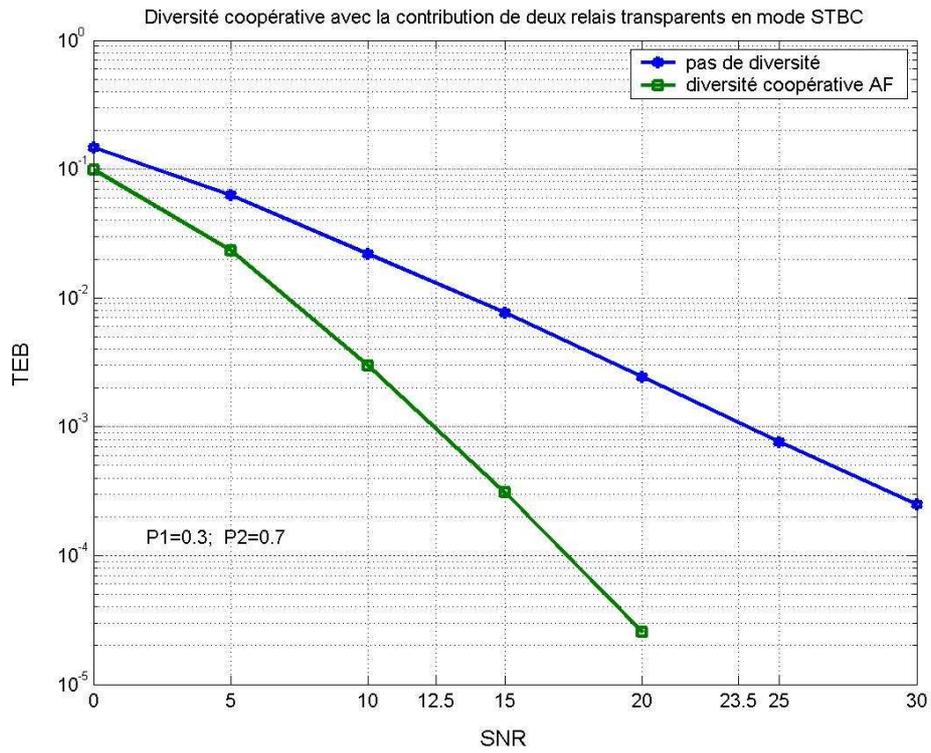


Figure 5. 20 Diversité coopérative AF combiné au STBC et permutation des puissances

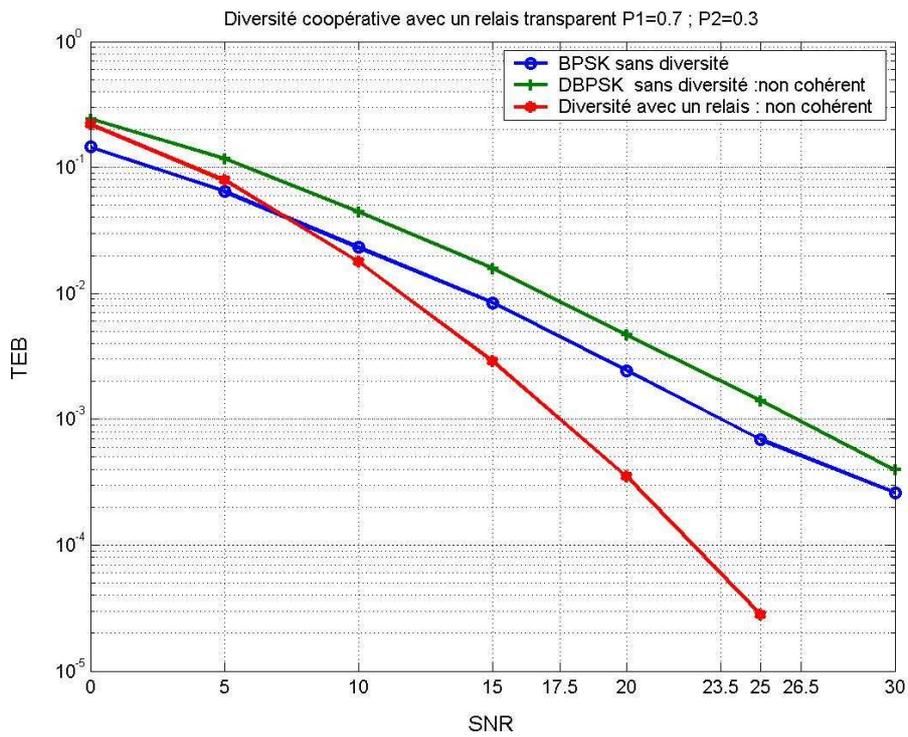


Figure 5. 21 Diversité coopérative en AF pour un relais en transmission différentielle

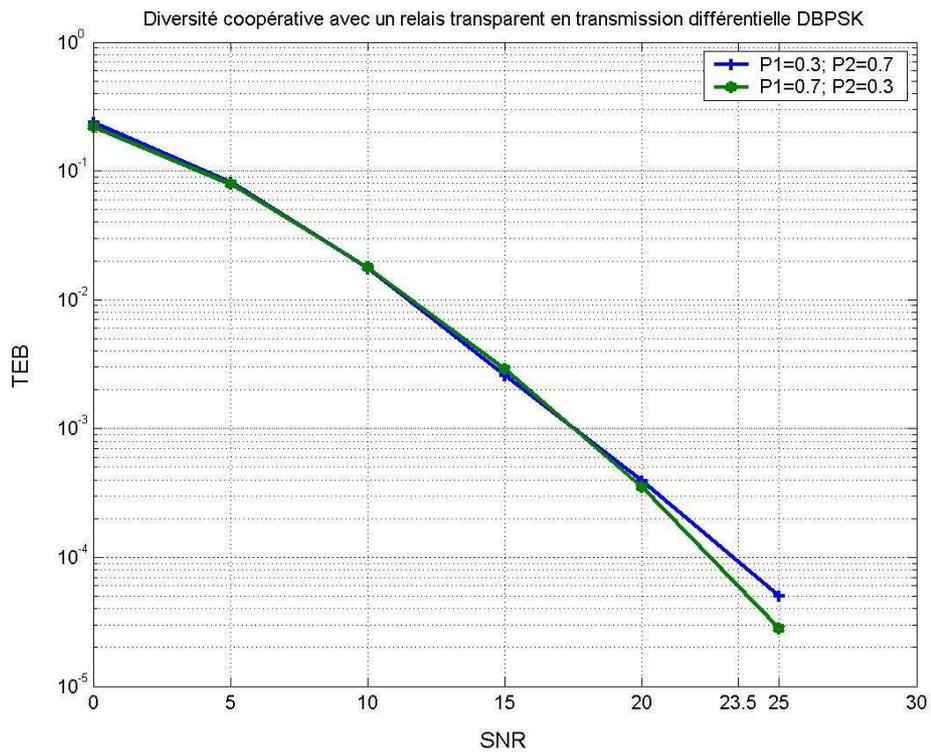


Figure 5. 22 Allocation de puissance en diversité coopérative AF et transmission différentielle

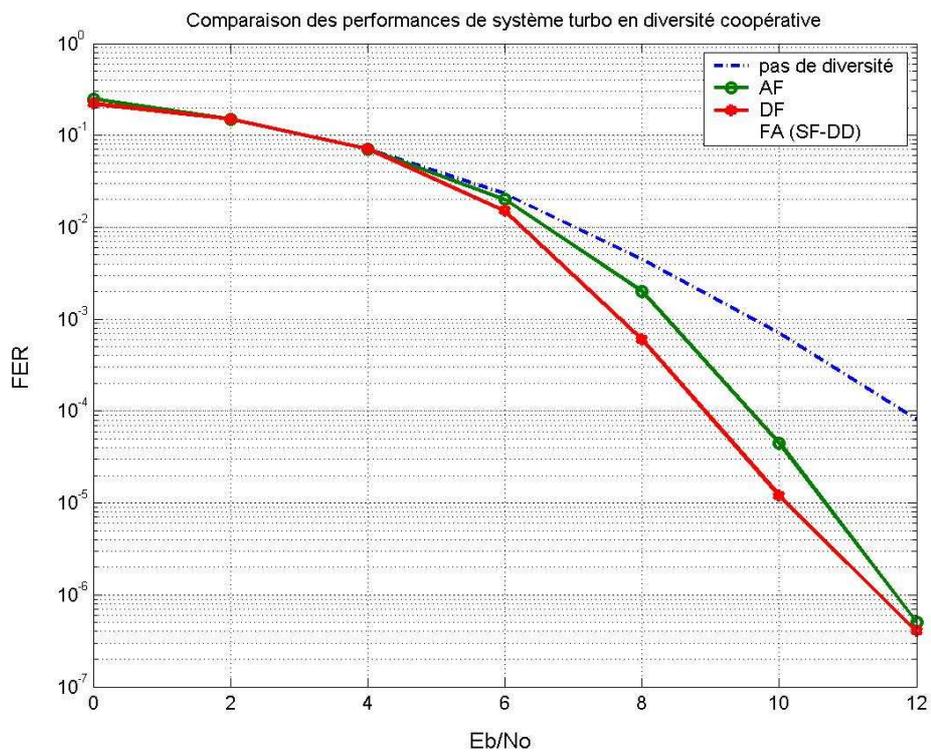


Figure 5. 23 Performances de système en diversité coopérative

Cela montre effectivement que les coefficients choisis dans la combinaison des deux signaux reçus permettent de bien ajuster selon les puissances allouées pour garantir presque les mêmes performances.

La figure 5. 21 illustre les performances d'une diversité coopérative où le canal varie pratiquement à chaque fois que deux symboles sont transmis. Dans ces cas, on préfère utiliser la modulation différentielle. Nous avons considéré le cas d'un seul relais transparent qui transmet à son tour à la destination sans interférence avec la source. Nous avons simulé aussi les liaisons sans diversité coopérative avec démodulation cohérente et non cohérente. On retrouve donc un écart de 3 dB entre les performances de la liaison mono-antenne avec une démodulation cohérente et celle avec une démodulation non cohérente.

Ce qui est plus intéressant ici est le constat d'un gain de puissance d'au moins 6 dB avec un TEB de 10^{-3} en comparaison avec le cas d'une démodulation cohérente. L'écart avec la démodulation non cohérente est donc de 9 dB environ.

La figure 5.22 présente exclusivement le schéma d'une diversité coopérative avec un relais transparent en transmission différentielle DBPSK. Nous avons permuté les puissances allouées précédemment à la source et au relais. On constate que les performances sont pratiquement les mêmes.

La figure illustre les performances de systèmes turbo en diversité coopérative avec un relais en comparaison avec le système sans diversité. On y a considéré les stratégies AF, DF avec un canal supposé parfaitement connu par le récepteur et à évanouissement quasi statique sur un bloc de 256 bits. Le codeur est convolutif systématique et récursif de rendement $\frac{1}{2}$.

A la réception on a considéré un décodeur MAP. La puissance totale est équitablement répartie entre la source et le relais. Les résultats présentés sont ceux obtenus au bout de trois itérations et on voit bien que la diversité coopérative donne de meilleures performances que le schéma sans diversité.

Conclusion

La diversité coopérative est une technique prometteuse pour renforcer les techniques de diversité de systèmes multi antennes. Elle convient bien aux systèmes distribués qui ne peuvent pas supporter plusieurs antennes. A travers les quelques simulations réalisées, on voit

bien qu'elle présente de bonnes performances mais diminue par contre l'efficacité spectrale. Bien des aspects ont encore besoin d'algorithmes assez robustes. Il s'agit par exemple du problème de synchronisation entre les différents nœuds, l'estimation de canal, Nous espérons pouvoir proposer dans le futur des algorithmes d'estimation de canal assez robustes et qui permettent d'augmenter l'efficacité spectrale.

CONCLUSION

Les infrastructures de communications sans fil se retrouvent partout où cela est nécessaire pour répondre aux différentes sollicitations du milieu. Les applications en termes de services pour les utilisateurs sont multiples et dépassent à présent le simple besoin de la téléphonie. Que ce soit dans les lieux de travail comme à domicile, le besoin d'accès à la messagerie, à l'Internet pour ne citer que ceux-là dans un contexte de mobilité ne constitue plus un luxe mais une nécessité. De nos jours avec la migration vers les réseaux de nouvelles générations (NGN : Next Generation Networks), les systèmes de communications sans fil doivent pouvoir à l'instar de la fibre optique garantir un minimum de capacité et de qualité de transmission. Pour satisfaire ce double objectif, nous avons pu constater à travers nos travaux de thèse que les systèmes d'antennes multiples présentent de nombreux atouts et constituent de potentiels candidats pour les réseaux de nouvelle génération.

Le premier chapitre nous a permis de présenter l'impact de l'utilisation de systèmes d'antennes multiples de type MIMO (Multiple Input Multiple Output) sur l'amélioration de la qualité de la liaison en comparaison dans une première approche avec les systèmes mono-antennes puis entre divers systèmes MIMO. A titre indicatif, nous avons présenté puis simulé deux techniques de codages très connues adaptées à l'amélioration des performances d'une liaison en terme de TEB (Taux d'Erreur Binaire). Il s'agit d'une part du STBC (Space Time Bloc Code) introduit par Alamouti puis généralisé par la suite par Tarokh et d'autre part du STTC (Space Time Treillis Code). La première exploite toute la diversité spatio-temporelle pour accroître le gain tandis que la deuxième vient compléter la première par son apport en gain de codage. Une combinaison de ces deux techniques présentées dans la littérature est une solution de premier choix dans l'amélioration de la qualité d'une liaison constitué de plusieurs antennes.

Le deuxième chapitre par contre a présenté les performances des systèmes MIMO sur le plan d'une optimisation de la capacité. Nous avons vu que les systèmes en couches permettent de transmettre simultanément des données de sources différentes avec un compromis sur le plan d'interférences inter symbole. La technique d'annulation et de suppression d'interférences comme le PIC (Parallel Interference Cancellation) ou le SIC (Successive Interference Cancellation) ont été développées à cet effet. Nous avons présenté et simulé les performances des systèmes en couches de type BLAST. Nous avons pu constater que la combinaison du BLAST avec les systèmes turbo offre un bon compromis entre la capacité et la qualité, d'où le terme Turbo Blast.

Les deux premiers chapitres en réalité nous ont permis de faire un état sommaire de l'art en matière des performances des systèmes MIMO et la mise en œuvre passe par un certain nombre de contraintes dont l'estimation de canal dans un processus de détection cohérente. Nous avons fait, dans notre troisième chapitre, l'étalage des techniques courantes d'estimation de canal allant des techniques au sens des moindres carrées à l'aide de séquences d'entraînement aux méthodes itératives, ainsi que quelques unes de leurs variantes retrouvées dans la littérature. Sur la base des résultats présentés aux deux premiers chapitres, nous nous sommes plus intéressés à apporter notre contribution aux systèmes turbo blast présentant de meilleurs compromis qualité et capacité en milieux sélectifs en fréquence compte tenu de la réalité des milieux de propagation. Nous avons proposé donc dans ce troisième chapitre une architecture du système de transmission qui utilise l'approche EM (Expectation maximisation) combinée à la technique de modulation pour obtenir de meilleures performances en comparaison avec la méthode itérative d'estimation au sens des moindres carrées. Les résultats de simulations nous ont permis de confirmer l'efficacité et la robustesse de cet algorithme. Il a fait l'objet de notre communication à la conférence WCNC (Wireless Communication Network Conference) 2007 d'IEEE.

La question d'une méthode aveugle d'estimation est d'actualité d'autant plus que la préoccupation noble est de pouvoir minimiser l'utilisation de séquences d'entraînement dans l'optique d'une meilleure efficacité spectrale. Nous avons vu que la technique la plus célèbre est celle qui utilise la méthode des sous espace. Elle présente certes de bonnes performances mais aux prix d'un grand nombre de séquences reçues. Ce qui sous entend la quasi constance des paramètres du canal pendant la transmission de toutes ces séquences. Nous nous sommes proposé de réduire la taille des séquences nécessaires. Ainsi, nous avons montré que notre approche généralisée qui est basée sur la diversité en réception permet avec un nombre beaucoup plus réduit et même avec un seul bloc d'obtenir une estimation semi aveugle qui

s'améliore bien au fur et à mesure que le rapport signal sur bruit (SNR) augmente en comparaison au cas des sous espaces où on ne constate pas une amélioration progressive. Les résultats des différentes simulations menées dans ce quatrième chapitre illustrent bien l'apport de notre nouveau système. L'algorithme qui en découle est publié cette année 2007 au mois de janvier dans la revue MEDJEC (MEDiterranean Journal of Electronics and Telecommunications).

Dans le cas spécifique de la mobilité, la mise en œuvre des techniques de transmission MIMO a pour obstacle la taille du terminal portable qui tend de plus en plus vers la miniaturisation tout en gardant à l'esprit l'intégration de divers services. La solution préconisée de diversité coopérative a fait l'objet du cinquième et dernier chapitre de la présente thèse. Nous y avons vu les protocoles de couche physique les plus connus de la diversité coopérative ainsi que différents systèmes et leurs performances en fonction des paramètres tels que l'allocation de puissance ou la distance. Nous avons constaté que beaucoup de travaux supposent généralement le canal parfaitement connu dans les systèmes distribués, nous avons pu dans une première approche voir les performances de ces systèmes en utilisant les techniques classiques d'estimation exploitées dans les systèmes MIMO. Notre projet est de continuer la réflexion pour proposer si possible un algorithme beaucoup plus efficace.

Au vu de ces résultats, nous pouvons affirmer que beaucoup de progrès ont été réalisés dans l'étude des performances des systèmes multi-antennes, mais il reste encore à faire dans le sens d'une simplification de la structure de ces systèmes et d'un point de vue implémentation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Ayman F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space time coding and signal processing for high data rate wireless communication: Increasing data rates on wireless channels", *IEEE Signal Processing Mag.*, May 2000, pp 79-92
- [2] J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [3] A. van Zelst and T. C. W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM- based Wireless LAN System," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 483–494, Feb. 2004.
- [4] Habib Senol, Hakan A. Cirpan, Erdal Panayirci, "Linear expansions for frequency selective channels in OFDM", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, 008, mar.2005.
- [5] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, 1998, pp. 311-335.
- [6] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, Nov./Dec. 1999, pp. 585-595.
- [7] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space-time block codes : A capacity perspective", *IEEE Communications Magazine*, vol. 4(12), pp. 384–386, December 2000.
- [8] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49(5), pp. 1073–1096, May 2003.
- [9] D. S. Shiu, G. Foschini, M. Gans and J. Kahn, "Fading correlation and effect on the capacity of multielement antenna systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, March 2000, pp. 502-512.
- [10] C. Chuah, D. N. C. Tse, J. M. Kahn, and R. A. Valenzuela, "Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48(3), pp. 637–650, March 2002.
- [11] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

- [12] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications : Performance criterion and code code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, pp.744-765, Mar.1998.
- [13] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.45, n° 5, pp.1456-1467, July 1999
- [14] V. Tarokh, S. M. Alamouti and P. Poon, "New Detection Schemes for Transmit Diversity with no Channel Estimation", in *Proc. IEEE Int. Conf. Universal Personal Commun.*, pp 917-920, 1998.
- [15] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity", in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, N°18, pp 1169-1174, July 2000.
- [16] B. Vucetic and J. Yuan, *Space – Time Coding*, Great Britain : John Wiley&Sons Ltd, 2003.
- [17] H. Jafarkhani and V. Tarokh, "Multiple Transmit Antenna Differential Detection From Generalized Orthogonal Designs," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 6, 2626-2631, Sept. 2001.
- [18] C. Hwang, S. H. Nam, J. Chung and V. Tarokh, "Differential Space Time Block Codes Using Nonconstant Modulus Constellations," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp 2955-2964, Nov. 2003.
- [19] Y. Zhu and H. Jafarkhani, "Differential Modulation Based on Quasi - Orthogonal Codes," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 6, pp 3018-3030, Nov. 2005.
- [20] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Unitary space time modulation for multiple antenna communication in Rayleigh flat fading," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 2, pp 543-564, Mar. 2000.
- [21] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Differential unitary space time modulation," in *IEEE Transactions Commun.*, vol. 48, no. 12, Dec. 2000.
- [22] B. L. Hughes, "Differential unitary space time modulation," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.

- [23] Foschini, G.J. "Layered Space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", Bell Lab. Tech. J., vol. 1, N°2, pp.41-59, 1996.
- [24] K. Cavalec-Amis, "Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale", PhD Dissertation, Université de Rennes1, Brest, France Dec. 2001.
- [25] Mathini Sellathurai and Simon Haykin, "TURBO-BLAST for wireless Communications: Theory and Experiments", IEEE Trans. On Signal Processing. VOL.50, N°10, Oct.2002, pp.2538-2546.
- [26] G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency communication employing multi-element arrays", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, n°11, pp.1841-1852, Nov.1999
- [27] B. Vucetic and J. Yuan, Turbo Codes, Principles and Applications: Great Britain : John Wiley&Sons Ltd, 2000.
- [28] Ezio Biglieri, Giorgio Taricco and Antonia Tulino "Decoding space-time codes with BLAST architectures" IEEE 7th Int. Symp. On Spread-Spectrum Tech.&App., Prague, Czech Republic, Sep.2-5, 2002.
- [29] H. Vikalo, B. Hassibi, and T. Kailath, "Iterative Decoding for MIMO channels Via Modified Sphere Decoding," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.3, N°6, NOV. 2004, pp.2299-2310.
- [30] T. Cui, C. Tellambura, "Joint Data Detection and Channel Estimation for OFDM Systems," IEEE Transactions on Communications, vol.54, N°4, APR. 2006, pp.670-679.
- [31] H. Ding, "Sphere Decoding for Retransmission Diversity in MIMO Flat-fading Channels," ICASSP 2004, pp IV-585-588.
- [32] A. van Zelst and R. van Nee and G. A. Awater "Turbo-BLAST and its Performs" IEEE VTC'01.2001, pp.1282-1286.
- [33] Qifan Chen, Haifeng Wang, Ming Chen and Shixin Cheng "An Improved Turbo-BLAST System for Quasi-static Channel" IEEE C.2004, pp.1588-1591.
- [34] Ben Lu, Guosen Yue and Xiaodong Wang, "Performance Analysis and Design Optimisation of LDPC-Codes MIMO OFDM Systems", IEEE Transactions on signal Processing, vol.52, no.2, FEB.2004, pp.348-360.

- [35] Zhiying Wang, Chen He, Haoyu Xu, Xei Bai and Zhiyong Bu “Pre-stage Iteration of Turbo-BLAST Receiver in Spatial correlation Environnements” IEEE C.2004, pp.4668-4671.
- [36] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "STBC from Orthogonal Designs", *IEEE Trans. Inform Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.
- [37] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for wireless communications : Performance results", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.17, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [38] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications : Performance criteria in the presence of channel estimation errors,mobility and multipaths", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 199-207, Feb. 1999.
- [39] P. Guguen, G. El Zein : Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil, ed. Paris: Get et Lavoisier, 2004.
- [40] D. Larsson, “Analysis of channel estimation methods for OFDMA”, Master of Science Thesis, Stocholm, Sweden, 2006-12-19.
- [41] A. Tareq, A. Ghazi, A. Bahai and A. Paulraj, “A Least-/ Mean- Squares Approach to Channel Identification and Equalization in OFDM,” ICASSP 2002.
- [42] Hui Liu and Guoqing Li, : “OFDM-Based Broadband Wireless Networks Design and Optimization” ISBN-0471- 72346-0, John Wireless&Sons, Inc 2005.
- [43] W. H. He and Y. Lee, “Low complexity Kalman Channel Estimator Structures for OFDM systems with and without virtual carriers,” ICC2004, Vol. 4, Issue , June 2004 pp 2447 – 2451.
- [44] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, A. bahai, “A study of channel estimation in OFDM systems,” VTC 2002, Vol. 2, pp 894 - 898 , Sept. 2002.
- [45] Y. Li, “Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas,” *IEEE Trans. On Wireless Com.*, vol. 1, pp. 67-75, Feb. 2002.

- [46] Wautier, A. Dany, J.-C. Mourot, C. Kumar, V. "A new method for predicting the channel estimate influence on performance of TDMA mobile radio links," *IEEE Trans on Vehicular technology*, August 1995
- [47] X. Ma; L. Yang; G.B., Giannakis, "Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels " *IEEE Trans on Wireless Comm.* Vol. n°4, Mar. 2005, pp 453 – 466.
- [48] S. Sun, I. Wiemer, C. K. Ho, T. T. Tjhung, "Training sequence assisted channel estimation for MIMO OFDM," *WCNC2003.*, vol. 1, pp. 38-43, March. 2003.
- [49] Ayman F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, " A Space time coding Modem for high data rate wireless communication", *IEEE journal on selected areas in Com.*, Vol.16, May 1998, pp 1459-1478.
- [50] M. Loncar, R. R. Muller, J. Wehinger, C. F. Meklenbrauker et T. Abe, "Iterative channel estimation and data detection in frequency-selective fading for MIMO fading channels," *European trans. On Telecommunications*, Oct. 2003, pp 459-470.
- [51] G. J. McLachlan and T.Krishnan, *The EM Algorithm and Extensions*: John Wiley & Sons Inc., 1997
- [52] M. Feder and E. Weinstein, "Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 36, pp. 477-489, Apr. 1988.
- [53] H. L. Van Trees, *Detection Estimation and Modulation Theory, Part I*, New York, Wiley, 1968.
- [54] J. A. Fessler and A. O. Hero, "Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 2664-2677, Oct. 1994.
- [55] M. J. Syed, "Transmission multiple porteuses utilisant un codage détecteur/correcteur d'erreur de type LDPC sur canaux MIMO," *Thèse de doctorat*, UMOP/GESTE/CNRS FRE2701, Université de Limoges, 2005
- [56] Y. Xie and C. Georghiades, "Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 106-115, Jan. 2003

- [57] KORA, A. D., Cances, J. P., Meghdadi, V., Ferré, G., Djogbe, L., "EM based channel estimation and decoding in OFDM turbo blast detectors," IEEE WCNC Mar. 07
- [58] F. Chiu, S. Wu, et C.-C. J. Kuo, "Robust Joint Channel Estimation and Symbol Detection over MIMO Channels using EM Algorithm," IEEE VTC 2005.
- [59] Leila Azizi, "Contribution à l'étude des systèmes de transmission multi-antennes (codage spatio-temporel) et des turbo-codes associés à des modulations à haute efficacité spectrale", *Thèse de doctorat*, UMOP/GESTE, Université de Limoges, 2004
- [60] Moulines (E.), Duhamel (P.), Cardoso (J.F.) and Mayrargue (S.), "Subspace Methods for the Blind Identification of Multichannel FIR Filters," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 2, Feb. 1995.
- [61] Abed-Meraim (K.) and Hua (Y.), "Blind Identification of Multi-Input Multi-Output System Using Minimum Noise Subspace," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, Jan. 1997.
- [62] Hua (Y.), Abed-Meraim (K.) and Wax (M.), "Blind system identification using Minimum Noise Subspace," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 3, pp. 770-773, Mar. 1997.
- [63] Safavi (A.) and Abed-Meraim (K.), "Symmetric Minimum Noise Subspace for Multi-Input Multi-Output System Identification," *GRETSI*, Sept. 2003.
- [64] C. Li and S. Roy, "Subspace –Based Blind Channel Estimation for OFDM by Exploiting Virtual Carriers," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 1, pp 141-150, Jan. 2003.
- [65] Ö. Özdemir and M. Torlak, "Performance Analysis of Blind Channel Estimation Without Eigendecomposition," in *IEEE Communications Society Globecom 2004*.
- [66] A. Safavi and K. abed-Meraim, "Orthogonal Minimum Noise Subspace for Multiple-Input Multiple Output System Identification" IEEE workshop on statistical Signal Processing (SSP), pp. 285-288, Singapore 2001.

- [67] Y. Zeng and T. Ng, “ a semi blind channel estimation method for multi user multiantenna OFDM systems,” *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol.52, N°5, pp. 1419-1429, May 2004.
- [68] K. Abed-Meraim, P. loubaton and E. Moulines , “A Subspace Algorithm for Certain Blind Identification Problems,” *in IEEE Transactions Information Theory*, vol. 43, N° 2, pp 499-511, March 1997.
- [69] A. Gorokhov and P. Loubaton, “Subspace-Based Techniques for Blind Separation of Convulsive Mixtures with temporally Correlated Sources,” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, N° 9, pp 813-820, September 1997.
- [70] Y. Huang, Jacob Benesty and Jingdong Chen, “A blind Channel Identification-Based Two-Stage Approach to separation and Deverberation of Speech Signals in a Reverberant Environment,” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 13, N° 5, pp 882-895, September 2005.
- [71] Adel Belouchrani, K. Abed-Meraim , J. Cardoso and E. Moulines “A Blind Source Separation Technique Using Second – Order Statistics,” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, N° 2, pp 434-444, February 1997.
- [72] B. Chen and A. Petropulu, “Frequency domain blind MIMO system identification based on second second and higher order statistics” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, N°8, pp. 1677-1688, Aug. 2001.
- [73] J. Fang, A. R. Leyman , Y. H. Chew and H. Duan, “Blind Channel Identitication with Colored Sources by Exploiting Properties of Companion Matrices,” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 3, pp 894-906, March 2006
- [74] D. Kotoulas, Panos Kokoulas and Nocholas Kalouptsidis, “Subspace Projection Based Blind Channel order Estimation of MIMO Systems,” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, N° 4, pp 1351-1363, April 2006.
- [75] Hao Wang, Ying Lin, and Bio Chen, “Data – Efficient Blind OFDM Channel Identitication using Receiver Diversity” *in IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 10, pp 2613-2622, Octobre 2003
- [76] Z. Liu and G. B. Giannakis, “Space –Time Block-Coded Multiple access Trough Frequency-Selective Fading Channels,” *in IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, N°6. 1, pp 1033-1044, June. 2001.

- [77] Z. Liu Giannakis, s. Babarosa, and A. Scaglione, "Transmit-antenna space time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath," in *IEEE Journal on sel. Areas of commun*, vol. 19, no. 7, pp 1352-1364, Jul. 2001
- [78] W. Bai, C. He, L. Jiang, and H. Zhu, "Blind Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems," in *IEICE Trans. Commun.*, vol. E85-B, no. 9, pp 1849-1853, September 2002.
- [79] A. D. Kora, J. P. Cances, V. Meghdadi, A. Vianou, "Blind MIMO OFDM channel estimation based on receiver diversity" *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Vol. 3 no 1. pp 167-175 Jan 2007.
- [80] A. Savavi, "Contributions on Exploiting Transmit and receive Diversity for a Multi-Antenna Wireless System," These de Doctorat, ENST, Sept. 2003
- [81] K. Abed-meraim, J. Cardoso, A. Gorokhov, P. Loubaton, and E. Moulines, "On subspace methods for blind identification of single input multiple output FIR systems," *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol 45 no 1, pp 42-55, Jan 1997
- [82] K. Abed-Meraim, Y. Hua, and A. Belouchrani, "superfast noise subspace computation: Application to array calibration and DOA estimation" *Prco of 15th annual Benjamin Franklin Symposium*, May 1997
- [83] J. N. Laneman, G. Wornell, and D. N. C. Tse, "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks," in *Proc, IEEE ISIT*, Washington, D. C., June 2001
- [84] A. Sendoris, E. Erkip, and B. Ahzhang, "User Cooperation Diversity-Part I: System Description", *IEEE Transactions On Communications*, Vol. 51, pp 1927-1938, n°11, Nov 2003.
- [85] X. Li, "Space Time Coded multi-transmission Among Distributed Transmitters without Perfect Synchronisation," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 11, No. 12, Dec.2004
- [86] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. On Information Theory*, Vol. 50, No 12, December 2004.

- [87] T. Miyano, H. Murata and K. Araki, "Cooperative relaying scheme with Space Time Code for Multihop Communications among Single Antenna Terminals," IEEE Communications Society, Globecom 2004.
- [88] T. Himsoon, W. Su, and K. J. R. Liu, "Differential Transmission for Amplify-and-Forward Cooperative Communications," IEEE Signal Processing Letters, Vol.12, No 9, Sept 2005
- [89] D. Jakllari, S. V. Krishnamurthy, M. Faloutsos, and P. V. Krishnamurthy, "On Broadcasting with Cooperative Diversity in Multi-hop Wireless networks" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 25, N°2, February 2007
- [90] Y. Li, B. Vucetic, Z. Zhou, and M. Dohler, "Distributed Adaptive Power Allocation for Wireless Relays Networks," IEEE Trans. On Wireless Comm., Vol. 6, N° 3, March 2007.
- [91] J. Luo, R. S. Blum, L. J. Cimini, L. J. Greenstein, and A. M. Haimovitch, "Decode-and-Forward Cooperative diversity with power Allocation in Wireless Networks" IEEE Trans. On Wireless Comm., Vol. 6, N° 3, March 2007.
- [92] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks," In proc. IEEE WCNC, 2000, pp.7-12
- [93] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," Pro. Of GLOBECOM 2002, Nov 17-21, 2002, pp.77-81
- [94] S. Barbarossa, L. Pescosolido, D. Ludovici, L. Barbetta, G. Scutari, "Cooperative wireless networks based on distributed space time coding," IWWAN 2004
- [95] P. A. Anghel, G. Leus, M. Kaveh, "Multi-user space time coding in cooperative networks", Pro. Of ICASSP 2003, vol. N°4, pp. IV-73-IV-76, April 6-10, 2003
- [96] Sergio B., "Multiantenna Wireless Communication", Mobile Communications Series, Artech House, 685 canton Street, Norwood, MA 02062, 2005.

PRODUCTION SCIENTIFIQUE

Revue internationale avec Comité de Lecture [RI]

RI-1 A. D. Kora, J. P. Cances, V. Meghdadi, A. Vianou, “Blind MIMO OFDM Channel Estimation Based On Receiver Diversity”, *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Vol 3, No 1, pp. 31-39, January 2007.

RI-2 Ahmed Kora, Amir Saemi, Jean-Pierre Cances, Vahid Meghdadi, “New List Sphere Decoding (LSD) and Iterative Synchronization Algorithms for MIMO-OFDM detection with LDPC FEC”, (accepté pour publication dans *IEEE Transaction on Vehicular Technology*).

Communications dans les congrès internationaux avec actes et comités de lecture [CI]

CI-1 Kora A. D., Cances J. P., Meghdadi V., Ferre G., Djogbe L., “EM Based Channel Estimation and Decoding in OFDM Turbo Blast Detectors”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007*, pp.154-158, March 2007.

CI-2 Ahmed KORA, Jean Pierre Cances, Guillaume Ferré, Vahid Meghdadi, “Equalization Based on Particle Filtering for Mobile Station Receivers” *15th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 07*, September 2007.

CI-3 A. D. Kora, J. P. Cances, V. Meghdadi and J.M. Dumas, “New List Sphere Decoding (LSD) Algorithms for MIMO-OFDM Detection with LDPC FEC”, *50th IEEE Global Telecommunications Conference, IEEE GLOBECOM 2007*, November 2007.

RESUME :

Ces travaux portent sur l'étude des systèmes multi-antennes solution fort probable des réseaux sans fil de nouvelle génération. Deux aspects essentiels y sont abordés : le codage spatio-temporel et l'estimation de canal. Après une présentation du décodage STBC, du décodage STTC ainsi que les systèmes en couches en supposant le canal parfaitement connu par le récepteur, différentes méthodes d'estimation de canal sont présentées. Un nouvel algorithme EM d'estimation de canal et de décodage de système turbo Blast OFDM est proposé. Des techniques semi aveugle d'estimation de canal à savoir la méthode des sous espaces et ses variantes puis une nouvelle approche générale d'estimation de canal pour les systèmes MIMO OFDM sont considérées. La diversité coopérative est une alternative des systèmes MIMO. Une introduction aux techniques d'estimation de canal de ces systèmes dits distribués est intégrée dans ce document. Les résultats des diverses simulations permettent d'apprécier les performances de ces algorithmes.

Mots Clés : systèmes multi-antennes, décodage spatio-temporel, estimation de canal

SUMMARY:

This work concerns the study of multiple antenna systems which are expected to be a promising solution for the next generation of wireless networks. Space-time coding and channel estimation as two essential aspects of wireless networks were addressed in this manuscript. We first assume that the channel is perfectly known and in this case STBC, STTC decoding and layered systems were presented. In addition various appropriate methods of channel estimation were considered and applied to above-mentioned decoders. For Data Aided scheme, we have considered variety of channel estimation methods ranging from direct least-square methods to iterative optimization. A new joint channel estimation and decoding EM algorithm is proposed and applied to OFDM turbo blast detectors. For semi-blind techniques, various subspace method were mentioned. Moreover a new MIMO OFDM channel estimation is proposed. The problem of channel estimation for distributed antenna is outlined. Besides, there are lots of numerical results that show the performance of these algorithms and justify our new methods.

Key words: multiple antennas systems, space-time decoding, channel estimation