

THÈSE

présentée devant

l'Université de Bretagne Occidentale

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE
Mention ÉLECTRONIQUE

par

Olivier BERDER

Laboratoire d'accueil : LEST - UMR CNRS 6165

École doctorale : SMIV

Titre de la thèse :

Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes

Soutenue le 20 décembre 2002 devant la commission d'examen composée de :

M. :	Pierre	VILBÉ	Président
MM. :	Ghaïs	EL ZEIN	Rapporteurs
	Christian	JUTTEN	
MM. :	Jean	LE BIHAN	Examineurs
	Philippe	ROSTAING	
	Gilles	BUREL	<i>Directeur de thèse</i>
M. :	Stéphane	AZOU	Invité

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Je veux tout d'abord remercier Monsieur Pierre VILBÉ, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, pour l'honneur qu'il m'a fait de bien vouloir présider ce jury de thèse et pour les conseils qu'il m'a donnés lors de la réalisation de ce manuscrit.

Les Professeurs Ghaïs EL ZEIN, de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, et Christian JUTTEN de l'Institut National Polytechnique de Grenoble ont accepté de rapporter ce travail et je leur adresse mes plus sincères remerciements. Leurs critiques constructives m'ont été particulièrement précieuses dans l'élaboration finale du document.

Je remercie également Monsieur Jean LE BIHAN, Professeur à l'École Nationale d'Ingénieurs de Brest, et Monsieur Stéphane AZOU, Maître de Conférences à l'Université de Bretagne Occidentale, qui m'ont fait l'honneur de participer à ce jury et me faire part de leur sentiment sur mon travail.

Il ne saurait être question de ne pas parler ici du Professeur Gilles BUREL, de l'Université de Bretagne Occidentale, sans qui ce travail n'aurait jamais vu le jour. Sa grande culture scientifique, sa disponibilité et sa simplicité sont autant d'éléments qui ont favorisé le développement de cette thèse. La compétence de cet encadrement fut complétée par Monsieur Philippe ROSTAING, Maître de Conférences à l'Université de Bretagne Occidentale, qui reçoit également toute ma gratitude pour les nombreuses suggestions et les conseils qu'il a pu me donner.

Les quelques années passées au Laboratoire d'Électronique et Systèmes de Télécommunications furent une expérience fort enrichissante. Le dynamisme de ses membres et l'excellente ambiance de travail (surtout le vendredi...) en font un lieu de travail fort sympathique et motivant.

Merci enfin à mes parents pour m'avoir toujours soutenu, et à Emmanuelle pour m'avoir encouragé ou simplement supporté tout au long de cette aventure. Sa patience et son attention m'auront été extrêmement profitables...

Table des matières

Liste des acronymes et abréviations	vii
Notations mathématiques	ix
Table des figures	xi
Introduction	1
1 Généralités sur les transmissions numériques	5
1.1 Introduction	5
1.2 Chaîne de transmission numérique classique	5
1.3 Modulations numériques	8
1.3.1 Modulations numériques classiques	9
1.3.2 Modulation d’amplitude en quadrature (MAQ)	10
1.4 Canaux de transmission	12
1.4.1 Canal binaire symétrique	12
1.4.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	13
1.4.3 Canal à évanouissements	13
1.5 Quelques rappels sur la théorie de l’information	17
1.6 Notion de diversité	21
1.6.1 Diversité temporelle	21
1.6.2 Diversité fréquentielle	22
1.6.3 Diversité de polarisation	22
1.6.4 Diversité spatiale	23
1.6.5 Combinaisons des répliques	24

1.7	Techniques de duplexage	25
1.8	Conclusions	25
2	Systèmes multi-antennaires	27
2.1	Introduction	27
2.2	Modèle de système	28
2.3	Codes spatio-temporels	30
2.3.1	Codage spatio-temporel en treillis	31
2.3.2	Codes spatio-temporels par blocs	33
2.4	Multiplex spatial	34
2.5	Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO	36
2.5.1	Critère de forçage à zéro	37
2.5.2	Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)	37
2.5.3	Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI)	38
2.5.4	Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)	39
2.5.5	Décodage par sphères	40
2.5.6	Récepteur rapide basé sur le MV pour canaux à évanouissements de Rice	41
2.6	Principales caractéristiques des systèmes multi-antennes	42
2.6.1	Expression de la capacité	42
2.6.2	Influence du milieu de propagation	46
2.7	Applications envisagées	48
2.8	Compatibilité avec les techniques d'accès multiple	49
2.9	Conclusions	50
3	Elargissement de la bande spectrale grâce à l'OFDM	53
3.1	Introduction	53
3.2	Présentation de l'OFDM	54
3.2.1	Notion d'orthogonalité	54
3.2.2	Intervalle de garde	55
3.2.3	Orthogonalité temporelle	56
3.2.4	Orthogonalité fréquentielle	56
3.2.5	Génération du signal	56

3.2.6	Résistance aux perturbations	57
3.3	Description vectorielle de l'OFDM	59
3.3.1	Principe de l'émetteur	59
3.3.2	Description du récepteur	61
3.4	Approche de l'association MIMO/OFDM	62
3.4.1	Idées de base	62
3.4.2	Principe de l'approche proposée	63
3.4.3	Démonstration du modèle théorique équivalent	64
3.5	Simulation et performances	66
3.5.1	Canal radio-mobile COST 207	67
3.5.2	Canal acoustique sous-marin	73
3.6	Estimation rapide du TEB	76
3.7	Conclusions	79
4	Diagonalisation des systèmes MIMO	81
4.1	Introduction	81
4.2	Principe de l'approche	82
4.2.1	Modèle de système	82
4.2.2	Idées de base	83
4.2.3	Canal virtuel	85
4.3	Simplification du canal MIMO	87
4.3.1	Etape 1: Blanchiment du bruit	87
4.3.2	Etape 2: Diagonalisation du canal	88
4.3.3	Etape 3: Réduction de dimension	89
4.3.4	Résumé de la méthode	90
4.3.5	Cas où l'on n'a pas de connaissance du canal à l'émission	90
4.4	Conclusions	92
5	Précodage diagonal optimal pour systèmes MIMO	93
5.1	Introduction	93
5.2	Critères d'optimisation classiques	94
5.2.1	Maximisation de la capacité	94

5.2.2	Minimisation de l'erreur quadratique moyenne	96
5.3	Minimisation du taux d'erreur binaire	101
5.4	Allocations de puissance à l'émission	103
5.5	Résultats expérimentaux	107
5.5.1	Capacités théoriques	108
5.5.2	Efficacités spectrales expérimentales et taux d'erreur binaire	108
5.5.3	Conséquences de la réduction de voies	110
5.6	Sélection d'antennes	113
5.7	Perspectives sur le précodage basé sur la distance euclidienne minimale	113
5.8	Conclusions	116
	Conclusion	119
	Annexe	123
	Bibliographie	127
	Liste de publications	137

Liste des acronymes et abréviations

ADSL	Assymmetric Digital Suscriber Line
ASI	Annulation Successive d'Interférences
ASIO	Annulation Successive d'Interférences Ordonnée
ASM	Acoustique Sous-Marine
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time
CDMA	Code Division Multiple Access
COST	COopération européenne pour la recherche Scientifique et Technique
CSI	Connaissance de l'état du canal ("Channel State Information")
CST	Codes Spatio-Temporels
CSTB	Codes Spatio-Temporels en Blocs
CSTT	Codes Spatio-Temporels en Treillis
dmin	distance euclidienne minimale
DMT	Discrete Multi-Tone
DSP	Digital Signal Processing
DVP	Décomposition en Valeurs Propres
DVS	Décomposition en Valeurs Singulières
EDGE	Évolution du GSM ("Enhanced Data Rate for GSM Evolution")
ERD	Égaliseur à Retour de Décision
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FDD	Frequency Division Duplex
GPRS	Global Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile communications
IES	Interférences Entre Symboles

KKT	Karush-Kuhn-Tucker
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MDA	Modulation à Déplacement d'Amplitude
MDF	Modulation à Déplacement de Fréquence
MDP	Modulation à Déplacement de Phase
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MV	Maximum de Vraisemblance
OFDM	Multiplexage à Division de Fréquences Orthogonales
PEB	Probabilité d'Erreur Binaire
RSB	Rapport Signal sur Bruit
RTC	Réseau Téléphonique Commuté
TDD	Time Division Duplex
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TEBM	Taux d'Erreur Binaire Minimal
TEBMA	Taux d'Erreur Binaire Minimal Approximé
TF	Transformée de Fourier
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TFR	Transformée de Fourier Rapide
UHF	Ultra Hautes Fréquences
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WF	Water-Filling (maximisation de la capacité)
ZF	Zero-Forcing

Notations mathématiques

a	Scalaire a
\mathbf{a}	Vecteur \mathbf{a}
\mathbf{A}	Matrice \mathbf{A}
\mathbf{A}^T	Matrice transposée de \mathbf{A}
\mathbf{A}^*	Matrice transposée conjuguée de \mathbf{A}
\mathbf{A}^\dagger	Pseudo-inverse de \mathbf{A}
$\ \mathbf{a}\ $	Norme euclidienne du vecteur \mathbf{a}
$\ \mathbf{A}\ _F$	Norme de Frobenius de la matrice \mathbf{A}
α_n	Atténuation du n^{e} trajet
b	Nombre de voies indépendantes du canal
B_c	Largeur de bande de cohérence du canal
B_s	Largeur de bande du signal
B_m	Étalement fréquentiel du signal
δ_{ij}	Symbole de Kronecker (vaut 1 si $i = j$, 0 sinon)
$\frac{E_b}{N_0}$	Rapport signal sur bruit par élément binaire
\mathcal{E}	Espérance mathématique
\mathbf{F}	Matrice de précodage
\mathbf{G}	Matrice de décodage
\mathbf{H}	Matrice de canal
$\mathcal{H}(X)$	Entropie de X
\mathbf{I}_n	Matrice identité de taille n
$I(X,Y)$	Information mutuelle de X et Y
$I_0(x)$	Fonction de Bessel modifiée d'ordre 0
\Im	Partie imaginaire

\mathcal{L}	Lagrangien
n_R	Nombre de récepteurs
n_T	Nombre d'émetteurs
ν	Bruit additif
P	Nombre de sous-porteuses utilisée par l'OFDM
$p(x)$	Densité de probabilité de x
$Pr(\cdot)$	Probabilité
p_T	Puissance totale du signal à l'émission
$\phi_{\nu\nu}$	Densité spectrale de puissance du bruit
\Re	Partie réelle
R	Rapidité de modulation
\mathbf{R}_ν	Matrice de covariance du vecteur ν
ρ	Rapport signal sur bruit moyen
σ	Écart-type (chapitre 1) ou valeur singulière du canal (chapitre 4 et 5)
T_b	Période binaire
T_c	Temps de cohérence du canal
T_m	Étalement fréquentiel
T_s	Période symbole
τ_n	Retard du n^e trajet
$W_o(x)$	Fonction de Lambert d'indice 0

Table des figures

1	Applications et services selon les technologies	2
1.1	Chaîne de transmission numérique	7
1.2	Constellations pour modulations MAQ- E	11
1.3	Description d'un canal binaire symétrique	12
1.4	Diagramme du canal binaire symétrique	13
1.5	Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets	15
1.6	Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh	17
1.7	Capacité d'un canal binaire symétrique	19
1.8	Capacité ergodique d'un canal SISO à évanouissement de Rayleigh (ligne pointillée) comparée à la capacité de Shannon (ligne continue)	20
1.9	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels	21
1.10	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels	22
2.1	Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO	27
2.2	Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices	29
2.3	Architecture d'un système de codage spatio-temporel	31
2.4	Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4	32
2.5	Système de transmission spatio-temporel par couches	35
2.6	Gain du BMV sur le MV en terme de distances calculées	43
2.7	Capacité ergodique d'un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh avec $n_T = n_R = 4$ (ligne pointillée) comparée à la capacité de Shannon pour un canal SISO (ligne continue) . . .	45
2.8	Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh pour un nombre d'antennes émettrices et réceptrices égal ($n_T = n_R$), en fonction du RSB	46

2.9	Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre d'antennes émettrices pour 4 récepteurs ($n_R = 4$)	47
2.10	Capacité théorique des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre de récepteurs pour un nombre d'antennes émettrices donné ($n_T = 4$)	47
3.1	Densité spectrale de puissance d'une transmission OFDM à l'émission	58
3.2	Densité spectrale de puissance d'une transmission OFDM à la réception	58
3.3	Principe de l'émetteur OFDM	60
3.4	Principe du récepteur OFDM	61
3.5	Principe du système BLAST/OFDM	64
3.6	Système équivalent de l'association MIMO/OFDM	66
3.7	Réponse impulsionnelle moyenne du canal COST 207 urbain	68
3.8	Capacités (bit/s/Hz) d'un système de transmission MIMO-OFDM sur canal UHF COST 207 pour les modulations MAQ-16, 256 et 4096	71
3.9	Capacité d'un système OFDM simple	73
3.10	TEB pour les modulations MAQ-4, 16, et 256	74
3.11	Module de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous-marin	75
3.12	Capacités de l'association MIMO/OFDM en milieu acoustique sous-marin	75
3.13	Comparaison entre BLAST/OFDM et OFDM avec même débit et même largeur de bande	76
3.14	TEB estimé et TEB expérimental pour $n_T = 3$ émetteurs, $n_R = 5$ récepteurs et $P = 64$ porteuses	78
4.1	Représentation planaire des sous-espaces des signaux, du canal et du bruit	84
4.2	Système MIMO avec précodeur et décodeur	86
4.3	Schéma équivalent de transmission MIMO avec précodeur et décodeur diagonaux	91
5.1	Système MIMO basé sur la Qualité de Service: les données video sont transmises sur une voie favorisée de 3dB par rapport aux données audio	100
5.2	Comparaison des TEB pour les précodeurs EQMM et TEBM	102
5.3	Sacrifices de voies par les critères WF et EQMM en fonction du RSB	104
5.4	Allocations de puissance pour les précodeurs WF(A), EQMM(B), TEBM(C) et EGAL(D) P1,...,P4 représentent les puissances moyennes transmises sur les voies de la plus favorisée à la moins favorisée	105

5.5	Stratégie d'allocation de puissance par précodeur en fonction du RSB	106
5.6	Stratégie de répartition de puissance par voie en fonction du RSB	106
5.7	Puissance cumulée pour chaque précodeur en fonction du RSB	107
5.8	Capacités des systèmes utilisant les différents précodeurs	108
5.9	Efficacités spectrales expérimentales des systèmes précodés	109
5.10	TEB des systèmes avec précodeurs diagonaux	110
5.11	Système MIMO avec $n_T = 4$ émetteurs, $n_R = 4$ récepteurs et $b = 2$ voies indépendantes . . .	111
5.12	Système MIMO avec $n_T = 4$ émetteurs, $n_R = 4$ récepteurs et $b = 3$ voies indépendantes . . .	111
5.13	Impact de l'augmentation du nombre d'antennes émettrices sur le TEB pour un nombre fixe de voies de transmission et de récepteurs ($b = 2$ et $n_R = 2$)	112
5.14	Sélection d'antennes vs. précodage linéaire	114
5.15	Comparaison en TEB entre sélection d'antennes et précodage linéaire par le critère de la distance minimale	116
16	Fonction de Lambert principale $W_0(x)$ (ligne continue) et son approximation par $\log(x) - \log(\log(x))$ (ligne pointillée)	124

Introduction

Depuis quelques années, la technologie numérique complète la gamme d'applications proposée par les transmissions analogiques. Plus simples et plus robustes que les supports analogiques, les médias de communication numériques autorisent déjà de nombreux services, comme la télévision et la radio numérique, les réseaux locaux sans fil, l'internet à haut débit et bien sûr la téléphonie mobile. Car parallèlement à cette explosion numérique, le canal radio-mobile connaît lui aussi un engouement exceptionnel, bien évidemment dû en grande partie à l'avènement du téléphone cellulaire. Ainsi, près des deux tiers de la population française disposent d'un téléphone portable, et le milliard d'abonnés sera bientôt atteint au niveau mondial. Ce phénomène ne semble pas du tout éphémère et les prévisions font du mobile de demain un véritable petit ordinateur portable, et un objet de communication extraordinaire. Le combiné appareil photo numérique - téléphone cellulaire, qui permet entre autres d'envoyer instantanément des photos à l'autre bout du monde et qui connaît en Asie un succès phénoménal, n'en est que l'exemple le plus récent.

Au niveau technologique cependant, les opérateurs ont du mal à suivre la demande exponentielle des utilisateurs. L'explosion du marché des mobiles, sa croissance soutenue et l'apparition de nouveaux services (figure 1) amènent les réseaux GSM actuels à leur limite. Le débit de 9,6 Kbits/s, défini à l'origine, est insuffisant pour couvrir les nouveaux besoins de transferts de données et constitue un frein à la diffusion de contenus multimédias.

Les premières applications WAP (norme permettant l'affichage de pages Web sur les mobiles) sur réseau sans fil souffrent encore de temps de connexion et de réponse trop longs. De plus, la qualité de service est encore insuffisante et la fiabilité des communications doit être améliorée. Les nouvelles normes de téléphonie hauts débits, tels GPRS, EDGE et UMTS devaient résoudre ces problèmes et bouleverser à terme les possibilités, mais leur lancement est sans cesse retardé.

L'une des principales raisons qui expliquent ce délai est la volonté des constructeurs d'intégrer les toutes

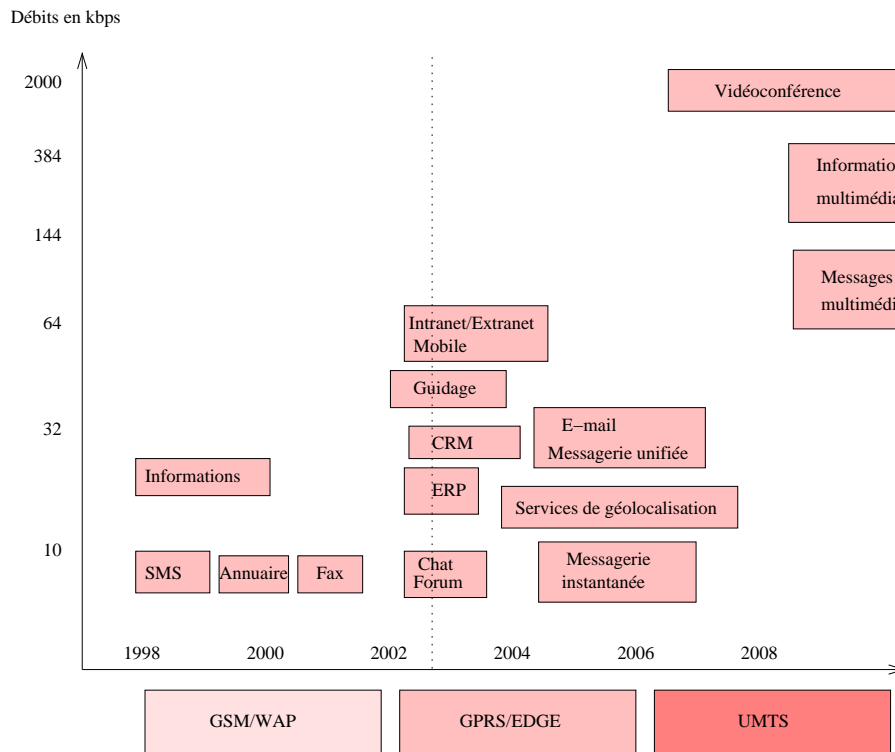


FIG. 1 – *Applications et services selon les technologies*

nouvelles technologies permettant d'augmenter sensiblement l'efficacité spectrale des systèmes mobiles. L'une d'entre elles, combinant la multiplicité d'antennes à l'émission et à la réception, fait l'objet de cette thèse. Ces systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), ont le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions hertziennes et, s'ils existent depuis plus d'une décennie, connaissent un net regain d'intérêt. Plusieurs architectures ont ainsi été développées parallèlement, allant du multiplexage spatial aux codes spatio-temporels, et proposant toutes une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmission. Cependant, cette technologie multi-antennes ne fonctionne pas dans tous les milieux, et doit respecter bon nombre de contraintes. Elle est de plus en pleine expansion, et les innovations affluent. Ce travail a donc pour objectif d'une part de lever quelques restrictions propres à ces systèmes spatio-temporels, et d'autre part d'optimiser leurs performances.

Ce document se compose de cinq chapitres, qui se répartissent comme suit:

Le premier chapitre propose quelques généralités sur les communications numériques. Il décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission et présente les modulations numériques et les modèles

de canaux utilisés dans ce travail. Il propose quelques rappels sur la théorie de l'information, et indique l'expression de la capacité d'un canal. La notion de diversité est introduite, qui aboutit logiquement aux systèmes multi-antennaires.

Ces systèmes MIMO font l'objet du second chapitre. Les codes spatio-temporels et les multiplexages spatiaux sont rapidement étudiés, et plusieurs récepteurs, linéaires et non linéaires sont abordés. Ce chapitre donne aussi les principales caractéristiques et limitations des systèmes multi-antennes, avant de proposer les applications envisagées.

Le troisième chapitre propose d'associer les techniques multiporteuses aux systèmes multi-antennes, ce qui permet de résoudre une contrainte de bande étroite imposée par certains modèles de multiplexage spatial. Il décrit brièvement la modulation multiporteuses OFDM, avant d'expliquer matriciellement les règles inhérentes à cette association. Des simulations sont conduites sur un modèle de canal radio-mobile qui prouvent l'efficacité du procédé.

Libérés de cette contrainte de bande étroite et considérant la possibilité pour l'émetteur de connaître l'état du canal, nous proposons dans le quatrième chapitre un processus d'optimisation des systèmes multi-antennes qui autorise à la fois une réduction de complexité au niveau du récepteur et une amélioration de la sécurité des communications. Ce chapitre théorique, dont le but avoué est la diagonalisation du système, procède en plusieurs étapes et utilise quelques opérations matricielles comme les décompositions en valeurs propres ou singulières.

Le cinquième chapitre utilise cette représentation diagonale pour proposer plusieurs critères d'optimisation. Des matrices diagonales de précodage et de décodage sont alors conçues, qui améliorent sensiblement la fiabilité du système, sans pour autant trop augmenter la complexité des récepteurs. Ce chapitre présente notamment un précodeur basé sur la minimisation du taux d'erreur binaire, et compare ses performances avec les autres précodeurs en terme d'efficacité spectrale et de probabilité d'erreur.

Finalement, nous tirons quelques conclusions sur les systèmes multi-antennes et leur précodage dans un ultime chapitre, avant d'offrir quelques perspectives à ce travail.

Chapitre 1

Généralités sur les transmissions numériques

1.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept des communications numériques et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse. Nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, de transmission dans un canal physique et de décodage. Les canaux de transmission vont alors être décrits, et comme nous privilégions dans ce document les transmissions hertziennes, nous nous attarderons sur les canaux à évanouissements. Pour pouvoir juger de la qualité des performances des systèmes de transmission numérique, la capacité constitue un des paramètres les plus importants. Après avoir rapidement introduit la notion de théorie de l'information, nous calculerons donc cette expression. Nous ferons ensuite un inventaire rapide des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoqués par les canaux de transmission, amenant ainsi au concept des systèmes multi-antennes. Enfin, nous évoquerons les techniques de duplexage qui caractérisent certaines normes de téléphonie mobile, et nous permettent de justifier la connaissance du canal à l'émission, notion indispensable à l'optimisation globale des systèmes MIMO que nous proposons plus avant dans cet ouvrage.

1.2 Chaîne de transmission numérique classique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Fig. 1.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...)

mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Nous ne nous intéresserons pas dans cette thèse au codage de source, et considérerons que la source d'information est idéale, *i.e.* délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués (i.i.d.).

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information [1], le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [2].

À la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse. Les différentes modulations numériques sont détaillées dans le paragraphe suivant.

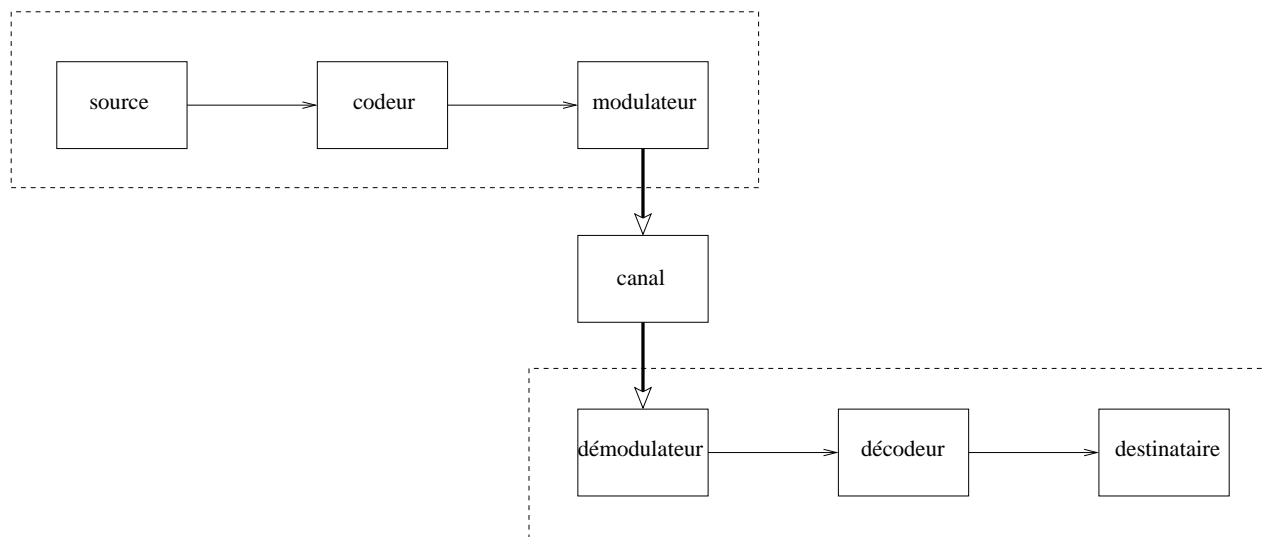


FIG. 1.1 – Chaîne de transmission numérique

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront la câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de

transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le Taux d'Erreur Binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de Probabilité d'Erreur Binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale. La modulation d'amplitude en quadrature (MAQ), que nous utiliserons tout au long de cette thèse, en fait partie et est détaillée dans le prochain paragraphe.

1.3 Modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Pour les transmissions en bande de base, la forme d'onde utilisée pour la mise en forme du signal physique est le plus souvent une porte ou un créneau. Dans le cas de transmissions sur porteuse, l'opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale $s(t) = A \cos(\omega t + \phi)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Dans cette expression les paramètres modifiables sont:

- L'amplitude de l'onde A
- La fréquence porteuse $f = \frac{\omega}{2\pi}$
- La phase ϕ

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M -aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi $M = 2^n$ réalisations possibles, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de n éléments binaires. L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivre des éléments binaires toutes les T_b secondes, la période symbole est définie par $T_s = nT_b$ et le débit binaire s'exprime $D_b = \frac{1}{T_b}$. La rapidité de modulation $R = \frac{1}{T_s} = \frac{D_b}{\log_2 M}$ s'exprime en bauds et correspond au nombre de changements

d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

1.3.1 Modulations numériques classiques

La **modulation à déplacement d'amplitude** (MDA) consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée. Celui-ci s'exprime alors:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad \text{avec} \quad A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (1.1)$$

où $h(t)$ est un filtre de mise en forme des impulsions, par exemple une porte ($h(t) = 1$ si $t \in [0, T_s[$ et 0 ailleurs), ϕ est une phase de référence et $\{a_k\}$ la suite des symboles M -aires. Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment en ce qui concerne sa résistance au bruit.

Pour la **modulation à déplacement de phase** (MDP), le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime:

$$s(t) = A \sum_k h(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (1.2)$$

où A représente l'amplitude constante de l'onde porteuse et ϕ_k la valeur de la phase pendant un intervalle de temps $[kT_s, (k+1)T_s[$. Pour une modulation MDP- M , ϕ_k prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments:

$$\phi_n = \phi + (2n + 1) \frac{\pi}{M}, \quad n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (1.3)$$

La complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec M , mais reste raisonnable, ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances. Dans les inconvénients de la MDP, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées ou tournées peuvent être une solution à ce problème.

En ce qui concerne la **modulation à déplacement de fréquence** (MDF), c'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Après modu-

lation, le signal a pour expression:

$$s(t) = A \cos[(\omega_0 + 2\pi a_k \Delta F)t] \quad (1.4)$$

avec les symboles a_k appartenant à $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$ et l'excursion en fréquence $2\Delta F = \frac{m}{T_s}$ où m est l'indice de modulation. Une modulation fréquemment utilisée considère le cas particulier $m = 0.5$. Le spectre est alors concentré autour de la fréquence porteuse et cette modulation prend naturellement le nom de modulation à déplacement minimum de fréquence.

1.3.2 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour ce faire, on écrit le signal modulé $s(t)$ sous la forme suivante:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1.5)$$

où les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kT) \quad (1.6)$$

Le signal modulé $s(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

On considère généralement que les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans le même alphabet à M éléments donnant ainsi naissance à une modulation possédant $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$. Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $s(t)$ est alors

obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) et si sa constellation comporte E états, on la note MAQ- E .

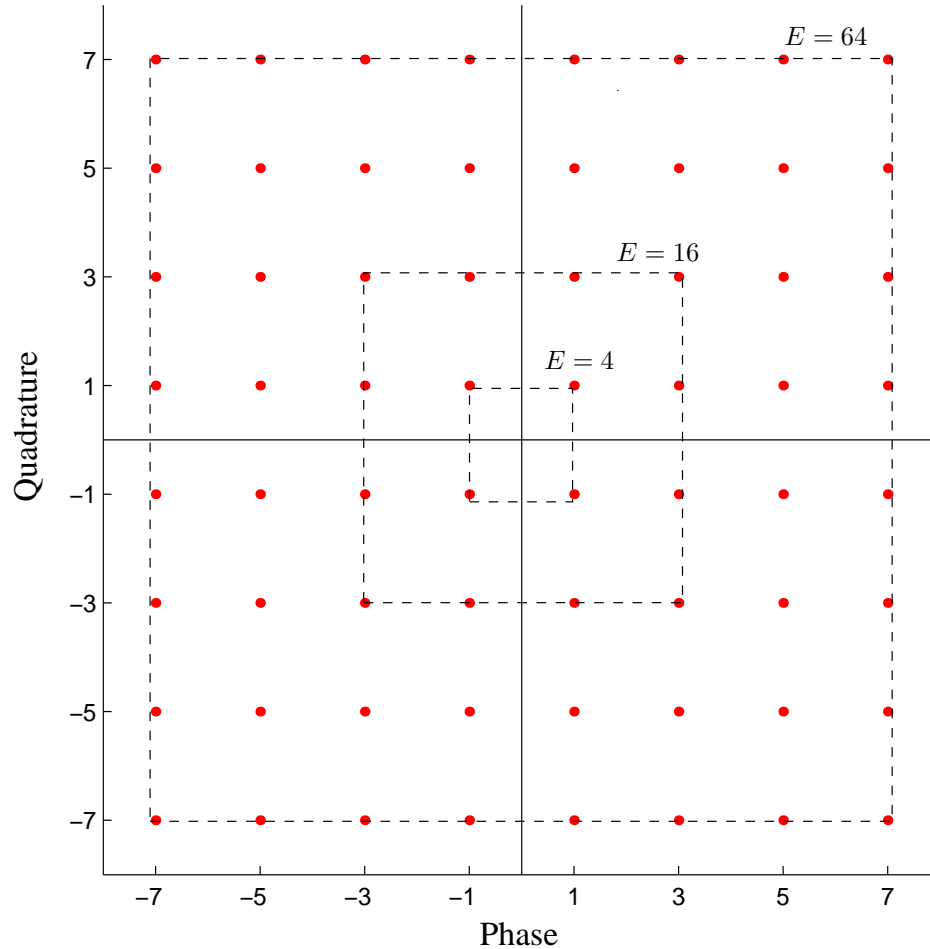


FIG. 1.2 – Constellations pour modulations MAQ- E

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbit/s) développés dans les années 1980. Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm (M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256. La figure 1.2 représente les constellations de modulations de type MAQ pour plusieurs nombres d'états.

Lorsque le signal $s(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'ex-

traction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux convertisseurs analogiques numériques (CAN), puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

1.4 Canaux de transmission

1.4.1 Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0,1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant (Fig. 1.3).

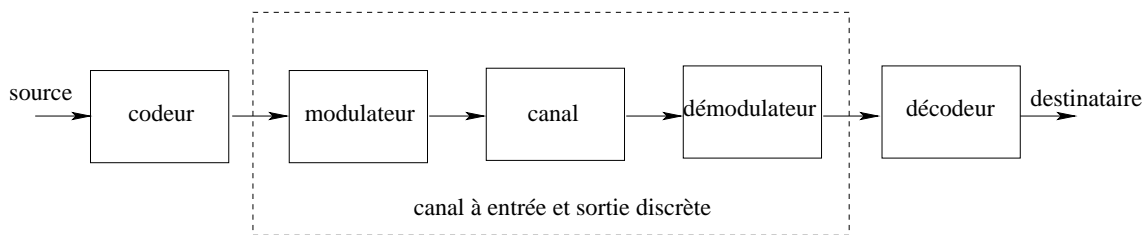


FIG. 1.3 – Description d'un canal binaire symétrique

On note respectivement a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p , alors [3]:

$$\begin{aligned}
 Pr(y_k = 0|a_k = 1) &= Pr(y_k = 1|a_k = 0) = p \\
 Pr(y_k = 1|a_k = 1) &= Pr(y_k = 0|a_k = 0) = 1 - p
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure 1.4. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

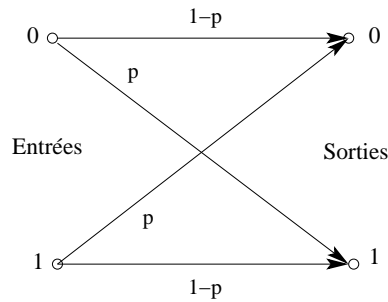


FIG. 1.4 – Diagramme du canal binaire symétrique

1.4.2 Canal à bruit additif blanc gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + \nu(t) \quad (1.8)$$

où $\nu(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_ν^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{\nu\nu} = \frac{N_0}{2}$. La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression :

$$p(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\nu} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_\nu^2}} \quad (1.9)$$

1.4.3 Canal à évanouissements

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (Fig. 1.5). Ces derniers apparaissent

toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dûs à la surface de l'eau et aux fonds marins. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

Définition de l'étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel, noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel: $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. Notons B_s la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_s \ll B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit sélectif en fréquence, traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (IES), on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal.

Effet Doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par T_c le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel: $T_c \sim \frac{1}{B_m}$. Si on note T_s la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte $T_s \ll T_c$.

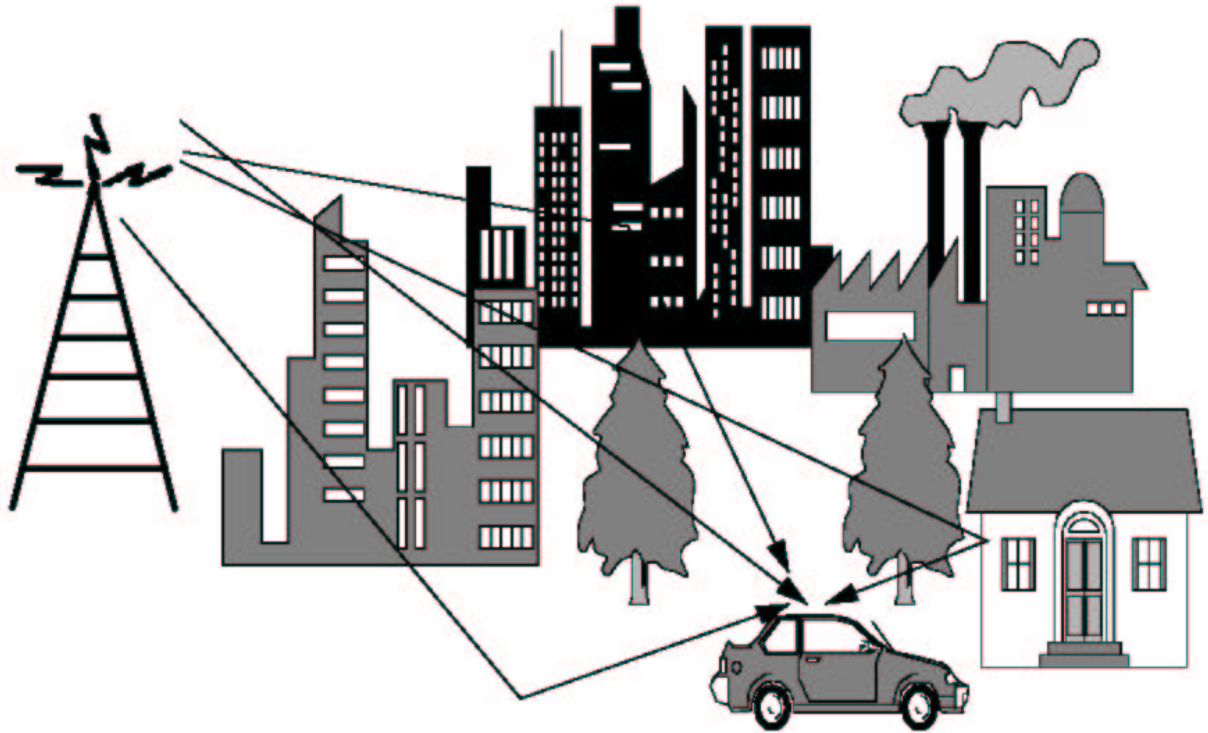


FIG. 1.5 – Exemple de canal radio-mobile soumis aux multi-trajets

Pour garantir la non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut en résumé respecter les conditions:

$$T_m \ll T_s \ll T_c \quad (1.10)$$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

Canal à trajets multiples

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, *c-à-d* que la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant N trajets multiples s'exprime alors:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n s(t - \tau_n) + \nu(t) \quad (1.11)$$

où le bruit BBAG complexe est représenté par $\nu(t)$, et α_n et τ_n caractérisent respectivement l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre N de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale [3] justifie la possibilité de les grouper en L paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_l pour un retard moyen τ_l , donnant au signal reçu l'expression suivante:

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + \nu(t) \quad (1.12)$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne:

$$r_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s_{k-\tau_l} + \nu_k \quad (1.13)$$

Alors que la phase de α_l est en général une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi[$, la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation. Si le modèle considère qu'il n'y a pas de trajet direct, le module de α_l suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha_l}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme:

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} \quad (1.14)$$

C'est le modèle le plus couramment utilisé pour les communications radiomobiles. En revanche, si l'environnement permet un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, ce module suivra une loi de distribution ricienne:

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\alpha_l^2 + \varsigma^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} I_0\left(\frac{\alpha_l \varsigma}{\sigma_{\alpha_l}^2}\right) \quad (1.15)$$

où ς est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0. Ces deux distributions sont représentées sur la figure 1.6 pour $\sigma_{\alpha_l} = 0.5$ (et $\varsigma = \sqrt{2}$ pour le modèle de Rice).

Cependant d'autres modèles, basés sur des mesures de canaux réels, sont utilisés pour la simulation de transmissions sur canaux radio-mobiles, tel le modèle UHF COST 207, que nous détaillerons au chapitre 3.

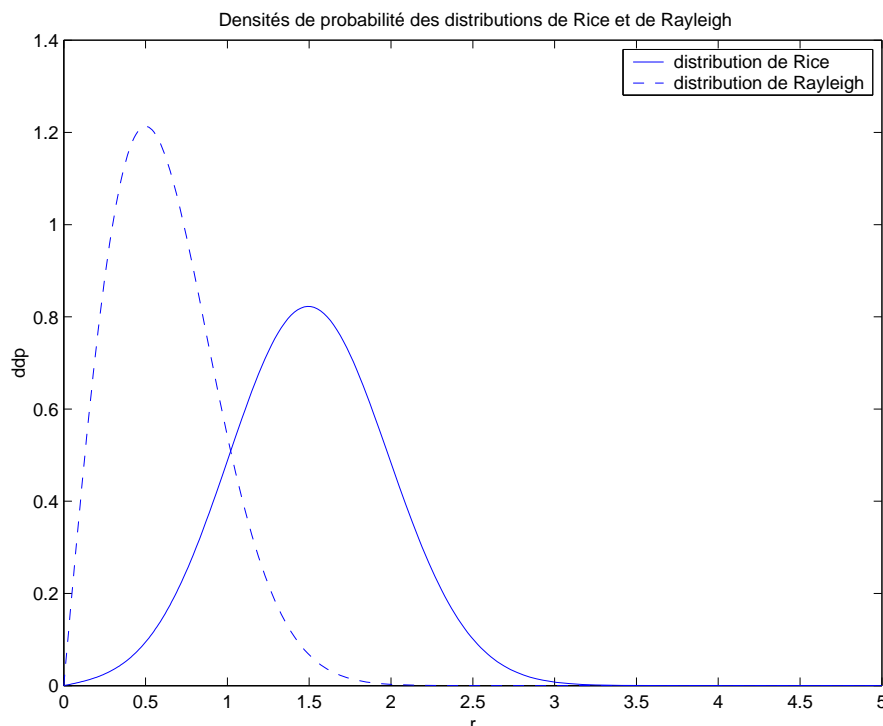


FIG. 1.6 – Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh

1.5 Quelques rappels sur la théorie de l'information

En pratique, pour s'assurer de l'efficacité et de la fiabilité d'un système les opérateurs s'attardent principalement sur deux paramètres: la capacité du canal, qui doit être aussi élevée que possible, et le TEB que l'on cherche à minimiser. Mais avant de pouvoir appréhender ces deux paramètres, quelques rappels de la théorie de l'information, développée principalement par C. Shannon [1], sont nécessaires.

Pour cela, introduisons une variable aléatoire X de densité de probabilité $p(x)$ où x est une réalisation de X appartenant à un ensemble \mathcal{X} quelconque. On définit la *quantité d'information* liée à la réalisation de l'évènement x comme:

$$I(x) = -\log_2 p(x) \quad (1.16)$$

C'est une quantité positive ou nulle qui caractérise la diminution de l'incertitude apportée par la réalisation d'un évènement x . L'*entropie* est la moyenne de cette quantité d'information:

$$\mathcal{H}(X) = E[-\log_2 p(x)] = -\sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \log_2 p(x) \quad (1.17)$$

Considérons à présent une deuxième variable aléatoire discrète Y dont la densité de probabilité s'écrit

$p(y)$, avec y un évènement appartenant à un ensemble quelconque \mathcal{Y} . On appelle *entropie conjointe* de X et Y l'information moyenne apportée par leur connaissance simultanée, soit:

$$\mathcal{H}(X,Y) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x,y) \log_2 p(x,y) \quad (1.18)$$

L'*entropie conditionnelle* $\mathcal{H}(Y|X)$ se définit comme l'incertitude liée à la réalisation de Y , connaissant la réalisation de X , soit:

$$\mathcal{H}(Y|X) = \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \mathcal{H}(Y|X = x) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x,y) \log_2 p(y|x) = \mathcal{H}(X,Y) - \mathcal{H}(X) \quad (1.19)$$

Enfin, l'*information mutuelle* ou *transinformation* est la réduction d'incertitude qu'apporte en moyenne la réalisation de Y sur X et inversement:

$$I(X,Y) = \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x,y) \log_2 \frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} = \mathcal{H}(X) + \mathcal{H}(Y) - \mathcal{H}(X,Y) = \mathcal{H}(X) - \mathcal{H}(X|Y) \quad (1.20)$$

Une fois posées les bases de la théorie de l'information, nous sommes en mesure de calculer la capacité d'un canal physique de transmission.

La capacité d'un canal est une mesure de la quantité maximale d'information qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable.

Si l'on représente l'entrée et la sortie d'un canal sans mémoire par les variables aléatoires X et Y respectivement, la capacité d'un canal est définie comme le maximum de l'information mutuelle entre X et Y :

$$C = \max_{p(x)} I(X,Y) \quad (1.21)$$

Un canal est dit sans mémoire si la distribution de probabilité de la sortie dépend seulement de l'entrée à ce moment précis et est indépendante conditionnellement des sorties et entrées précédentes. $p(x)$ est la fonction de densité de probabilité (ddp) des symboles à émettre X . Dans le cas d'un canal CBS précédemment défini, cette capacité s'exprime simplement:

$$C = 1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p) \quad (1.22)$$

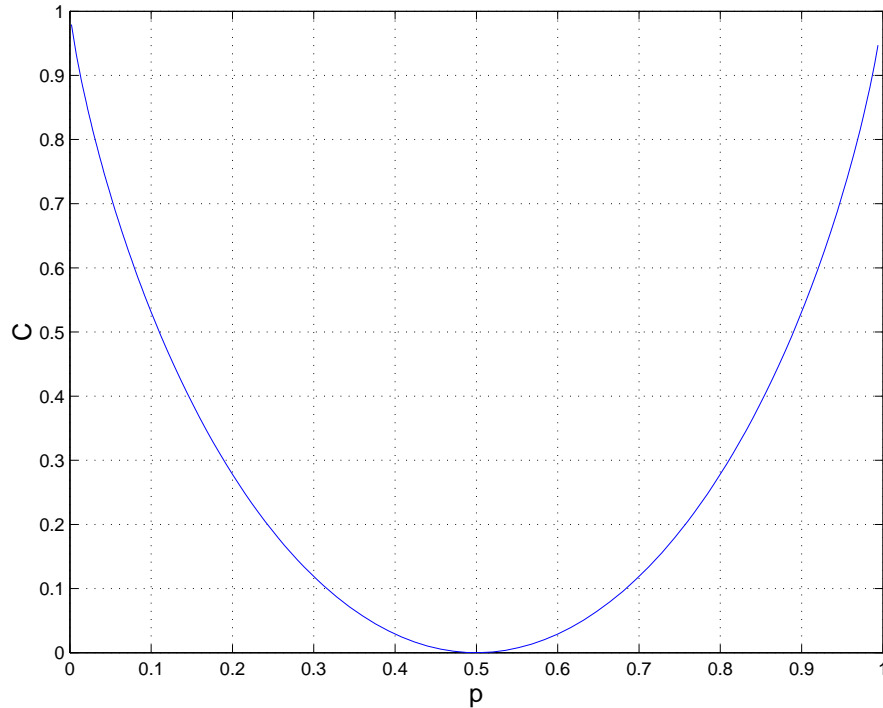


FIG. 1.7 – Capacité d'un canal binaire symétrique

On remarquera (Fig. 1.7) que la capacité du canal est maximum lorsqu'il n'y a pas d'erreur de transmission ($p = 0$) mais aussi lorsque le canal remplace systématiquement la donnée par son complémentaire ($p = 1$). Il est alors possible de reconstituer le message simplement. La capacité est nulle lorsque $p = 0.5$, c'est à dire lorsque la donnée a une chance sur deux d'être erronée. Dans ce cas la donnée reçue est indépendante de la donnée émise.

Si l'on considère un canal sans mémoire avec une contrainte de puissance p_T à l'émission et si l'on note p_E la puissance totale émise, on a:

$$C = \max_{p(x): p_E \leq p_T} I(X, Y) \quad (1.23)$$

Dans le cas d'un canal BBAG, la formule de base de la capacité est donnée par la relation suivante [3]:

$$C = B_s \log_2 \left(1 + \frac{p_E}{B_s N_0} \right) \quad (1.24)$$

On rappelle que B_s représente la bande de fréquence utilisée pour transmettre le signal et que N_0 est défini par la densité spectrale de puissance du bruit $\Phi_{\nu\nu} = \frac{N_0}{2}$. En notant ρ le rapport signal sur bruit moyen en réception (rapport entre la puissance émise et la puissance du bruit en réception) et en normalisant la capacité par la bande utile B_s , on obtient:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (1.25)$$

Cette relation, connue également comme la borne supérieure de Shannon, montre que la capacité croît d'une façon monotone avec le RSB.

Si l'on se penche à présent sur le cas des communications sur canaux à évanouissements, la capacité ergodique (moyenne) d'un canal mono-antenne (ou SISO, pour single-input single-output) de gain complexe h_{11} est donnée par l'expression [4, 5]:

$$C = \mathcal{E}_H \{ \log_2(1 + \rho |h_{11}|^2) \} \quad (1.26)$$

où \mathcal{E}_H désigne l'espérance mathématique sur toutes les réalisations du canal.

Le cas où $|h_{11}|$ est constant nous ramène à la borne supérieure de capacité (1.25) décrite par Shannon dans [1]. Lors d'une communication radio-mobile, $|h_{11}|$ suit dans la majorité des cas une loi de Rayleigh, ce qui entraîne pour $|h_{11}|^2$ une distribution en chi carré avec deux degrés de liberté [3]. Cette capacité théorique d'un canal SISO et la borne de Shannon sont représentées sur la figure 1.8.

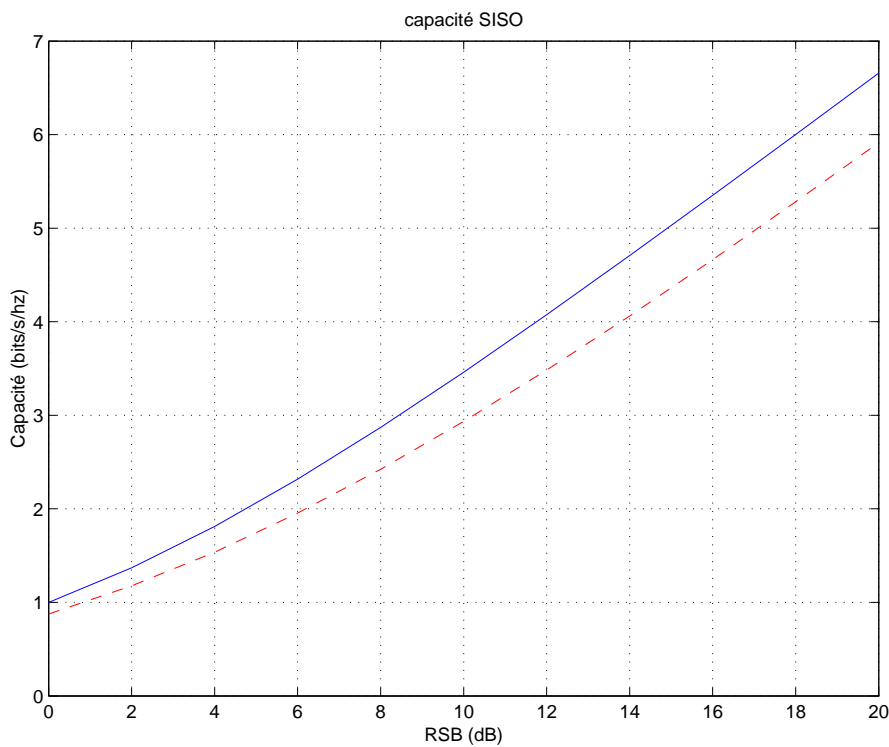


FIG. 1.8 – Capacité ergodique d'un canal SISO à évanouissement de Rayleigh (ligne pointillée) comparée à la capacité de Shannon (ligne continue)

1.6 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [6].

1.6.1 Diversité temporelle

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Fig. 1.9). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondante.

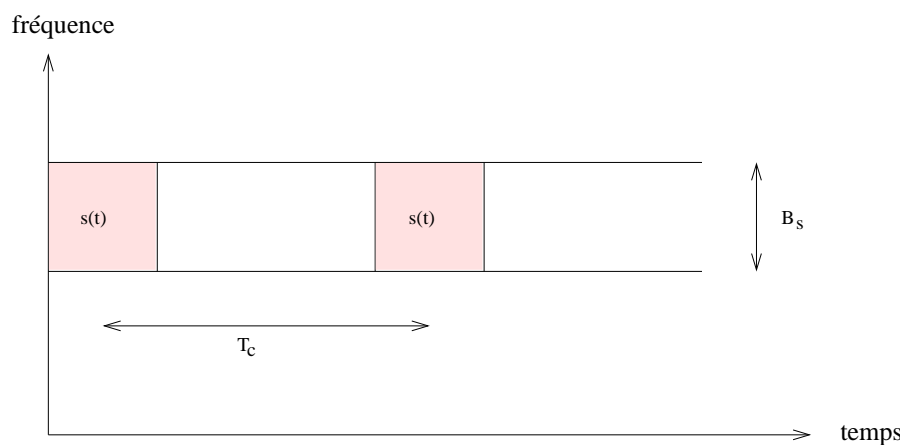


FIG. 1.9 – Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

1.6.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. 1.10). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur [7]. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe [8] et l'étalement par sauts de fréquence [9] sont les plus répandus.

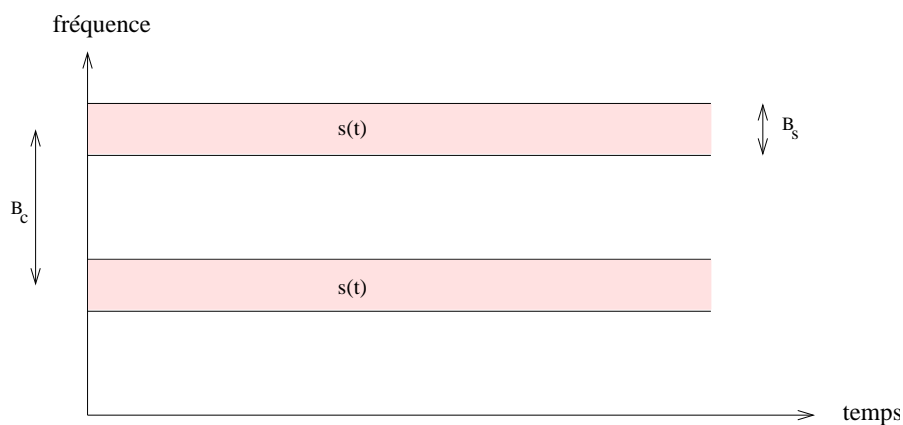


FIG. 1.10 – Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels

1.6.3 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [10].

1.6.4 Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [11]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile¹, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ .

La diversité spatiale en réception, *c-à-d* l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature [12], et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources [13]. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est ici d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par Wittneben en 1991 [14], puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un préfiltrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans [15] sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes spatio-temporels en treillis.

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO (pour Multi-Input Multi-Output), et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes, étudiés plus en détail dans le chapitre suivant, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements trop profonds.

1. Pour un système de téléphonie mobile de troisième génération (norme UMTS qui fonctionne à environ 2 GHz) cela correspond à un peu plus de 6 cm, ce qui semble largement envisageable.

1.6.5 Combinaisons des répliques

La multiplicité d'antennes à la réception permet l'utilisation de techniques de combinaison des répliques pour combattre distorsions et évanouissements subis par le signal lors de la transmission. Ces techniques sont en fait une source de diversité linéaire puisqu'elles combinent tout ou partie des signaux reçus sur les antennes [16].

- La combinaison à gain égal utilise simplement la somme des différentes répliques du signal acquises par les antennes réceptrices
- La combinaison par sélection ne prend en compte que l'observation possédant le meilleur rapport signal sur bruit.
- La combinaison à gain maximal (CGM), considérée comme la technique de combinaison linéaire optimale, utilise des coefficients de pondération des répliques déterminés de façon à maximiser le rapport entre l'énergie instantanée du signal et la densité spectrale de puissance du bruit.

La complexité de la CGM devient cependant prohibitive lorsque le nombre d'échos augmente, et cette technique est de plus très sensible aux erreurs d'estimation du canal. De ces observations sont naturellement nées des structures hybrides entre la combinaison par sélection et la combinaison à gain maximal, qui considèrent seulement des sous-ensembles de répliques pour reconstituer le signal, évitant ainsi les trop grandes atténuations [17].

Ces techniques de diversité linéaires sont à l'origine des récepteurs en râteau ("RAKE" [18]) qui sont utilisés dans de nombreux systèmes, comme les systèmes d'accès multiple à répartition par code utilisant l'étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA).

Afin d'obtenir la meilleure efficacité spectrale possible à moindre coût, les systèmes pratiques combinent en général plusieurs types de diversité. A titre d'exemple, la norme GSM regroupe [19]:

- de la diversité temporelle (codage suivi d'un entrelaceur)
- de la diversité en fréquence (sauts de fréquence)
- de la diversité d'antennes en réception (sur la voie montante)
- de la diversité de trajet grâce à l'utilisation d'un récepteur en râteau.

Les futures normes de téléphonie mobile et de réseaux locaux sans fil devraient généraliser ce recours à la diversité. Dans ce mémoire de thèse, nous traiterons principalement de la diversité spatiale, éventuellement associée à la diversité fréquentielle obtenue par l'utilisation de l'OFDM (cf. chapitre 3).

1.7 Techniques de duplexage

Les futurs systèmes de téléphonie mobile doivent offrir un débit élevé (jusqu'à 2 Mbit/s pour l'UMTS) et permettre des applications multimedia (consultation de serveurs web, courrier électronique, ...). Très souvent, ces applications génèrent des flux dissymétriques où le flux de données vers le terminal est supérieur au flux vers le réseau mais d'autres applications génèrent des flux symétriques (communications téléphoniques, visiophonie). L'un des objectifs de la norme standard UMTS étant de supporter des communications aussi bien symétriques qu'asymétriques, l'accès radio terrestre de l'UMTS (UTRA) combine deux modes d'accès : l'accès multiple à répartition des codes à bande élargie et l'accès multiple à répartition des codes et dans le temps, reposant respectivement sur les modes FDD (Frequency Division Duplex) et TDD (Time Division Duplex). Le mode FDD utilise un duplexage en fréquence et il est bien adapté aux flux symétriques. Le mode TDD repose lui sur un duplexage temporel, dans lequel il est possible de faire varier dynamiquement la proportion du temps alloué à un sens de transmission. Cependant, en contexte multicellulaire, cela peut conduire à des schémas d'interférence très défavorables. Il est donc nécessaire de proposer des algorithmes d'allocation dynamique de ressources radios qui permettent au système de s'adapter aux caractéristiques courantes du trafic (symétriques ou asymétriques) et d'analyser leurs performances. On tient compte de la nécessité de maximiser la capacité du système en réutilisant les mêmes ressources radio sur des emplacements proches tout en limitant les interférences générées. Dans cette thèse, la propriété des techniques de duplexage qui nous intéresse plus particulièrement est leur faculté à transmettre à l'émetteur des informations sur le canal de transmission (CSI) pour procéder à une éventuelle optimisation (cf. chapitres 4 et 5 de cette thèse).

1.8 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans cette thèse ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. Nous avons ainsi défini l'étalement temporel et l'effet Doppler. Pour pouvoir évaluer les performances des systèmes proposés dans la suite de cette thèse, il nous a paru intéressant de rappeler plusieurs notions de la théorie de l'information, notamment l'expression de la capacité.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle, et un paragraphe leur a donc été consacré, ainsi qu'aux techniques de combinaison des répliques. Enfin, les techniques de duplexage, intéressantes dans le

cadre de l'optimisation globale du schéma de transmission ont été brièvement introduites. Après avoir rappelé ces généralités utiles à la compréhension de l'ensemble du travail, nous allons maintenant décrire les systèmes MIMO, basés sur la diversité d'antennes à la fois à l'émission et à la réception.

Chapitre 2

Systèmes multi-antennaires

2.1 Introduction

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, Telatar [20] et Foschini [4], ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon [21]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

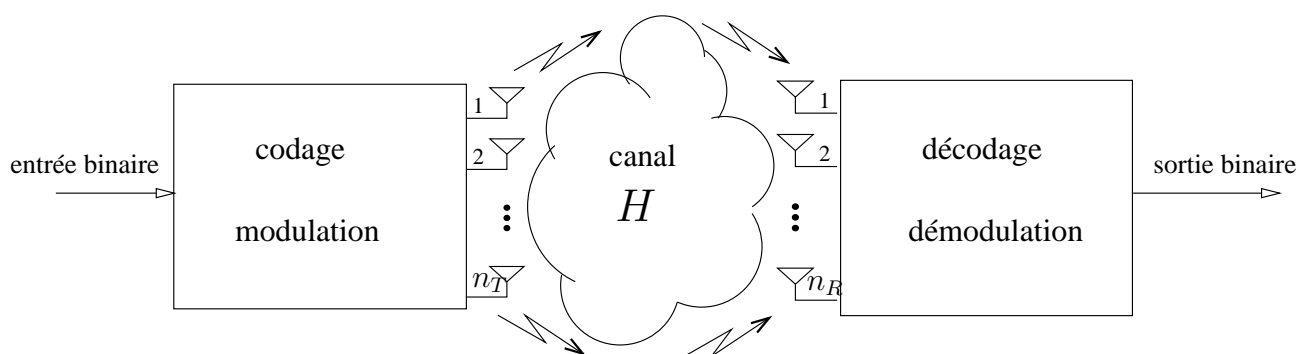


FIG. 2.1 – Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO (figure 2.1) un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. De nombreuses études ont donc été menées depuis lors,

proposant de nouvelles architectures, différents algorithmes de réception ou encore des méthodes d'optimisation. On distingue principalement deux types d'architecture de systèmes multi-antennes, développées pour atteindre le même objectif de départ, à savoir l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission, mais de manière différente. L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices. Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Tarokh [22] puis Alamouti [23] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

De nombreuses approches ont également été envisagées pour la séparation des signaux et la réception des symboles en provenance d'un canal MIMO, et une gamme complète d'algorithmes linéaires ou non est disponible. Entre le récepteur basé sur le critère du forçage à zéro (ZF), solution la plus simple mais aussi la moins performante, et la détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance (MV), dont la complexité se révèle parfois prohibitive lorsque le nombre d'antennes est trop élevé, on pourra trouver dans la section 2.5 un panel de plusieurs algorithmes sous-optimaux, dont certains se montrent cependant très efficaces. A la fin de ce chapitre, nous présenterons les principales caractéristiques des systèmes MIMO, et particulièrement la capacité qui les a rendus si attractifs, avant de proposer leur application dans plusieurs systèmes de télécommunications.

2.2 Modèle de système

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

Par ailleurs, lorsqu'on utilise plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la probabilité de perdre toute l'information diminue exponentiellement avec le nombre d'antennes décorréelées. C'est le phénomène de diversité spatiale et l'ordre de diversité est défini par le nombre de branches décorréelées.

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatio-temporel et sans puissance supplémentaire. Si cela peut paraître simple intuitivement, il aura tout de même fallu attendre les travaux rigoureux de démonstration de Foschini [4] et Telatar [20] pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en oeuvre. Le calcul de la capacité est détaillé dans le paragraphe 2.6.1.

Considérons un système MIMO avec n_R récepteurs et n_T émetteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ji} représentant le coefficient d'évanouissement entre le i^e émetteur et le j^e récepteur (fig. 2.2). A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles s_i transmis simultanément par chacune des n_T antennes émettrices. Le signal r_j reçu par la j^e antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} s_i + \nu_j \quad (2.1)$$

où ν_j représente un échantillon du bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme BBAG.

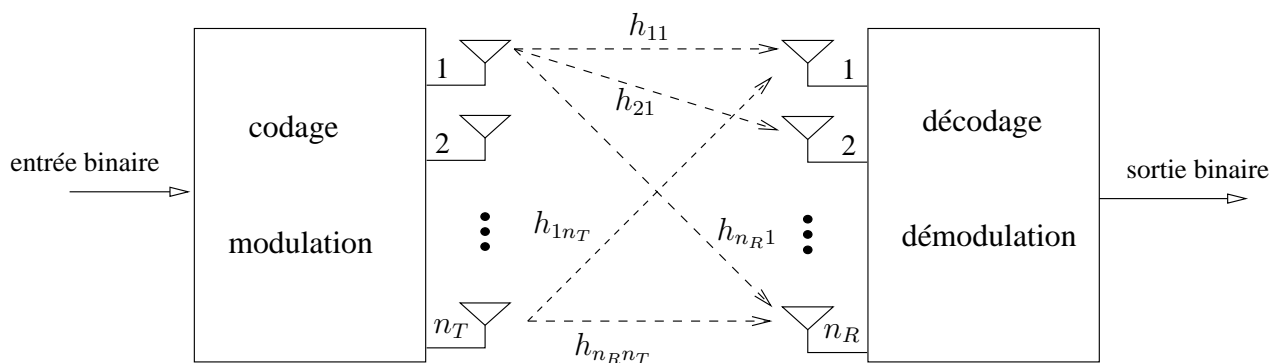


FIG. 2.2 – Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices

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

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\nu} \quad (2.2)$$

où \mathbf{H} est la matrice de canal de taille $n_R \times n_T$ définie par l'ensemble des trajets:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1n_T} \\ h_{21} & \dots & h_{2n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \dots & h_{n_R n_T} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

\mathbf{s} est le vecteur émis de taille $n_T \times 1$ et ν est le vecteur de bruit de taille $n_R \times 1$.

Dans la suite de cet ouvrage, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et ces mêmes symboles sont parfaitement décorrélés. Si on note de plus \mathbf{R}_ν la matrice de corrélation du bruit, on peut écrire:

$$\mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^*\} = \mathbf{I}_{n_T} \quad \mathcal{E}\{\nu\nu^*\} = \mathbf{R}_\nu \quad \mathcal{E}\{\mathbf{s}\nu^*\} = \mathbf{0}. \quad (2.4)$$

Dans la plupart de nos études, on suppose que le canal est sans mémoire, *i.e.*, pour chaque bloc de symboles émis la matrice \mathbf{H} est tirée indépendamment et aléatoirement selon la loi qui s'adapte le mieux au type de transmission envisagé. Cela veut dire que la capacité du système peut être calculée comme le maximum d'information mutuelle (par. 2.6.1).

La majorité des systèmes suppose par ailleurs une parfaite connaissance du canal (CSI) à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage. Dans un contexte de communication purement aveugle, une stratégie peut consister à recourir à l'égalisation aveugle, dont un état de l'art est proposé dans [24]. D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en terme de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme [25]. De ces études sont nées différentes architectures spatio-temporelles unitaires [26] ou différentielles [27]. Nous allons aborder d'une manière générale ces techniques de codage spatio-temporel dans le paragraphe suivant.

2.3 Codes spatio-temporels

Si l'architecture originale proposée par Foschini dans [28] et détaillée dans le paragraphe 2.4 avait surtout pour but d'augmenter la capacité des systèmes de transmission, certaines études ont vite démontré que les

systèmes MIMO permettaient également des communications bien plus sûres grâce à un codage conjoint de toutes les sous-chaînes d'information qui sont transmises aux antennes. Ce codage spatio-temporel (CST), dont l'architecture générale est présentée sur la figure 2.3 ajoute donc de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal radio-mobile.

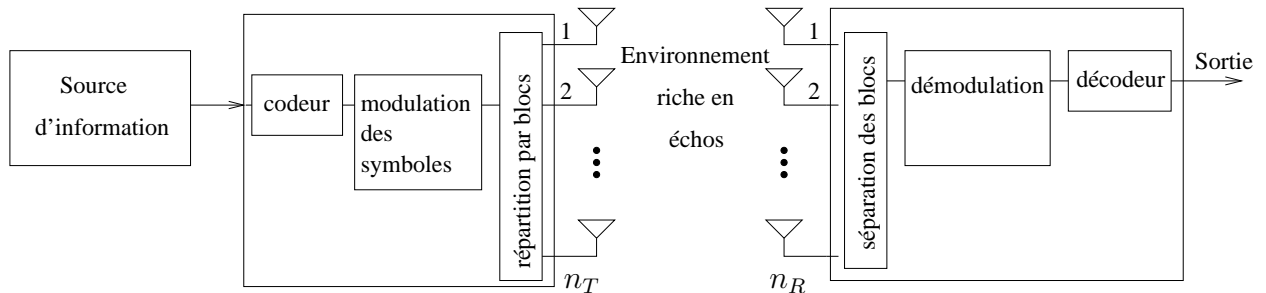


FIG. 2.3 – Architecture d'un système de codage spatio-temporel

En revanche l'indépendance des signaux diminue proportionnellement; il est même possible de coder ceux-ci de telle sorte que le débit soit le même que pour une transmission mono-antenne. Dans ce cas les antennes multiples ne sont plus utilisées pour augmenter le débit, mais simplement pour créer la diversité spatiale nécessaire à l'acheminement d'information sur un canal particulièrement difficile.

La paternité des codes spatio-temporels est attribuée à Tarokh qui dans [22] proposa une forme de codes convolutifs pour systèmes MISO, créant ainsi la première famille de CST, les CST en treillis (CSTT). Cependant la popularité des CST provient surtout d'une structure ultérieure développée originellement par Alamouti dans [23] et développée dans le paragraphe 2.3.2. Cette seconde architecture connue sous le nom de CST par blocs (CSTB) semble en effet plus intéressante, car moins complexe.

2.3.1 Codage spatio-temporel en treillis

Proposés originellement par Tarokh *et al.* des laboratoires de recherche AT&T [22], ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [29] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable. Le CSTT crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de n_T polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure 2.4 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant

une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $n_T = 2$.

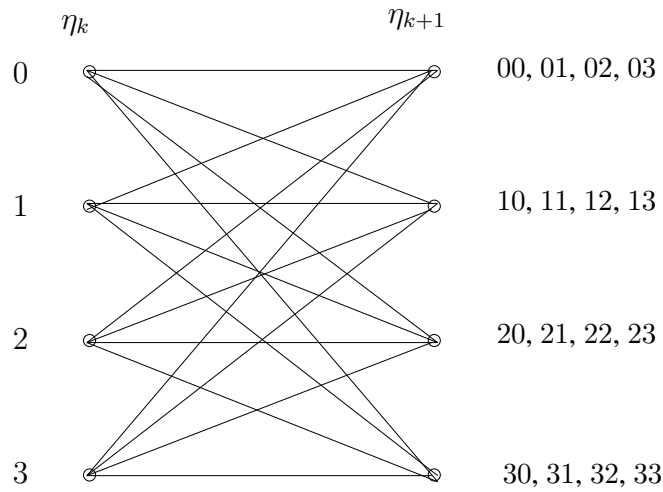


FIG. 2.4 – Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit:

- η_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté η_{k+1} .
- Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_k = 0$.
- L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\eta_{k+1} = 3$.
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ($\eta_k = 0$ et $\eta_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).
- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple (MCTM) [30] et les CSTT. Dans les CSTT, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'il sont répartis dans le temps pour les MCTM. En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des CSTT est donc n_T fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entrelaceur pour créer un canal sans mémoire, les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés (ou très légèrement corrélés) grâce à la séparation physique des antennes.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissement du canal et un algorithme de décodage parmi ceux que nous présentons dans la section 2.5. Etant donnée la structure des treillis, la complexité

de décodage augmente toutefois très rapidement.

2.3.2 Codes spatio-temporels par blocs

Espérant réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux CSTT, Alamouti a proposé un schéma simple de diversité d'émission [23], étendu par la suite par Tarohk *et al.* [31] pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels: les codes spatio-temporels en blocs (CSTB), possédant le même avantage de diversité que les techniques de combinaisons des répliques à gain maximal. Les CSTB sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes.

Le schéma original d'Alamouti comportait deux antennes à l'émission pour atteindre un ordre de diversité égal à 2 et une seule à la réception, le tout sans aucune connaissance du canal à l'émission. La structure de codage proposée peut être représentée matriciellement sous la forme suivante:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

L'objectif de ce schéma de codage est la diversité pure, et il n'est pas question ici d'augmentation du débit de données. Les lignes de la matrice \mathbf{C} représentent les antennes alors que les colonnes sont les poids attribués à chaque période symbole. Comme le bloc de symboles formé par s_0 et s_1 est codé à la fois dans l'espace et dans le temps, le schéma a tout naturellement pris le nom de code spatio-temporel par blocs.

Des études récentes visant à étendre ce travail à plus de 2 antennes émettrices ont montré qu'il est impossible dans ce cas d'obtenir un code parfaitement orthogonal [32] sauf pour des modulations à valeurs strictement réelles, telles les modulations à impulsion d'amplitude (MIA). De nombreux "codes algébriques" ont toutefois vu le jour, les uns sacrifiant le débit pour préserver une structure simple à décoder, les autres augmentant le débit au prix de l'orthogonalité des codes.

Le récepteur est lui composé d'une estimation de canal et d'une détection des symboles. Le temps de cohérence du canal est supposé plus grand que la longueur d'un bloc. Le décodeur CSTB, malgré une structure formidablement simple, est donc capable du même gain de diversité que les combinaisons des répliques à gain maximal (par. 1.6.5). Il faut noter qu'il n'y a aucune mémoire entre les blocs consécutifs et que la longueur typique d'un bloc est très courte, ce qui restreint fortement le gain de codage que l'on peut espérer. Cependant,

grâce à la faible complexité du décodeur, une association avec un code correcteur d'erreur est tout à fait envisageable. Les turbo-codes [33] semblent représenter le codage correcteur le plus performant à l'heure actuelle et leur utilisation est déjà préconisée dans de nombreuses normes de télécommunications (UMTS, DVB-RCS...); leur insertion dans une chaîne MIMO est donc tout naturellement étudiée dans [34, 35].

Si le récepteur n'a aucune information sur le canal, les systèmes utilisent des codes non-cohérents, comme les codes différentiels introduits dans [27]. Ces codes ont été améliorés par des techniques itératives [36] et de concaténation avec des codes convolutifs traditionnels [37] ou encore par l'usage de la transformée de Cayley [38].

L'objectif de notre travail étant d'augmenter le débit et la capacité des systèmes de communications plus que l'ordre de diversité, les codes spatio-temporels ne représentent pas la solution la plus adaptée. Les systèmes basés sur le multiplexage spatial en revanche, comme le système V-BLAST proposé par les laboratoires Bell permettent d'augmenter significativement le débit comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

2.4 Multiplex spatial

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporels par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial (Fig. 2.5), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications. Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO. Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST [39, 40, 41]. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en n_T sous-chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.

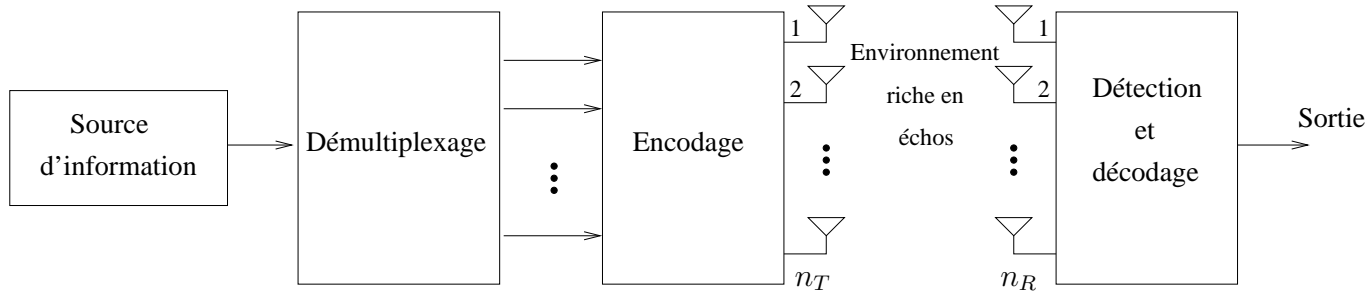


FIG. 2.5 – Système de transmission spatio-temporel par couches

Si on note $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots$ les bits d'information provenant de la source binaire et $\{s_k^l\}$ les symboles à émettre qui se trouvent sur la l^e ligne de la matrice résultante, le processus peut être représenté sous forme de diagramme:

$$\left(b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_k \quad \dots \right) \longrightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \longrightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ s_1^{n_T} & s_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) l de la matrice sont alors envoyés par la l^e antenne ($l = 1, \dots, n_T$). Cette architecture verticale sans codage n'est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c'est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité. C'est d'ailleurs celle que nous avons retenue pour la suite de nos études.

Les architectures BLAST initialement proposées comportent un système de codage à la suite du démultiplexeur. Dans l'architecture horizontale H-BLAST, chaque couche ou sous-chaîne d'éléments binaires est codée individuellement, puis modulée et transmise par une des n_T antennes. Si l'on note comme précédemment c_k^l les symboles codés transmis par la l^e antenne, on obtient le schéma suivant:

$$\left(b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_k \quad \dots \right) \longrightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \longrightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

L'idée originale de Foschini résidait pourtant dans un codage diagonal, par lequel les symboles codés de chaque couche sont transmis successivement par chacune des n_T antennes. Dans cette architecture D-BLAST, les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission:

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ c_1^2 & c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ c_1^{n_T} & c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \longrightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{n_T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{n_T} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{n_T}^1 & c_{n_T}^2 & \dots & c_{n_T}^{n_T} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Cette architecture, bien qu'elle ait le mérite de mieux résister aux perturbations que les autres, fut cependant momentanément abandonnée, du fait de son manque d'efficacité (une partie de la matrice est nulle et ralentit la transmission) et de sa complexité de décodage.

Beaucoup d'auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés [42, 43, 44, 45].

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi-trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels. La section suivante propose différents algorithmes permettant de restituer l'information.

2.5 Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception proposé pour le système V-BLAST original dans [28] essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles. Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

2.5.1 Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (ZF pour zero-forcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que \mathbf{H} est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_T \times 1$ est alors donné par la relation:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{r} \quad (2.9)$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(s_i)_{i=1..n_T}$ transmis dans le même canal. Lorsque \mathbf{H} est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si \mathbf{H} n'est pas carrée (*i.e.* si $n_T \neq n_R$) le récepteur multiplie \mathbf{r} à gauche par la pseudo-inverse \mathbf{H}^\dagger de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{r} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{r} \quad (2.10)$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données.

2.5.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})^*(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\} \quad (2.11)$$

Dans ce cas, on estime \mathbf{s} grâce à la relation:

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}^* (\sigma_\nu^2 \mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^*)^{-1} \mathbf{r} \quad (2.12)$$

dans laquelle on suppose que $\mathcal{E}\{\mathbf{s} \mathbf{s}^*\} = \frac{\rho}{n_T} \mathbf{I}_{n_T}$ et $\mathcal{E}\{\nu \nu^*\} = \sigma_\nu^2 \mathbf{I}_{n_R}$. Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé ($\sigma_\nu^2 \simeq 0$) le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

2.5.3 Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI)

Les méthodes linéaires citées plus haut possèdent chacune un inconvénient majeur : alors que le critère de forçage à zéro sépare parfaitement les symboles au prix d'un niveau de bruit envahissant sur certaines voies, le critère qui fait appel à l'EQMM, s'il est moins touché par le phénomène d'augmentation du bruit, n'est en revanche pas capable d'enlever toute l'IES. Dans le système V-BLAST original [41, 46] développé par les laboratoires Bell, Foschini *et al.* proposent une approche alternative très intéressante qui augmente les performances du récepteur au prix d'une complexité accrue.

Cet algorithme de détection utilise la non-linéarité et exploite ainsi la synchronisation inhérente au modèle. Le principe, basé sur "l'annulation des symboles" est assez simple: la contribution des éléments de \mathbf{s} déjà détectés est soustraite du vecteur reçu \mathbf{r} , ce qui donne un vecteur reçu contenant moins d'interférences. En utilisant une telle méthode, l'ordre dans lequel les éléments de \mathbf{r} sont détectés devient important pour améliorer les performances du système.

La procédure devient donc la suivante: on détermine l'entrée la plus fiable de \mathbf{H}^\dagger et on estime le symbole émis par l'émetteur correspondant. La contribution de ce symbole est alors annulée, et on répète le procédé pour les $n_T - 1$ symboles restants, et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les symboles soient estimés. L'algorithme complet de détection, connu sous le nom V-BLAST par allusion à l'architecture verticale originale du système, mais que l'on peut généraliser sous le terme ASIO (pour annulation successive d'interférences ordonnée) peut être résumé sous forme récursive, comme suit (Table 2.1):

On considère dans cet algorithme les notations suivantes:

- $(\mathbf{G}_i)_j$ est la $j^{\text{ième}}$ ligne de \mathbf{G}_i et les k_i représentent l'ordre de détection des symboles (k_1 le premier, ..., k_{n_T} le dernier), soit l'ordre des émetteurs du plus favorisé au moins favorisé en terme de rapport signal-sur-bruit.
- Q symbolise le processus de quantification par lequel le détecteur décide de la valeur estimée du symbole.
- $\mathbf{H}_{k_i}^-$ indique que l'on a annulé la contribution des i premiers émetteurs, *c-à-d* que les colonnes k_1, \dots, k_i de \mathbf{H} ont été remplacées par des 0. Le système devient alors équivalent à une version simplifiée de la fig. 2.5 de laquelle les émetteurs k_1, \dots, k_i ont été enlevés.

Il faut signaler que dans l'algorithme initial présenté ici, l'ordre de détection des symboles doit être recal-

phase d'initialisation

$$\left\| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger \\ k_1 = \arg \min_j \left\| (\mathbf{G}_1)_j \right\|^2 \end{array} \right. \quad (2.13)$$

boucle récursive

$$\left\| \begin{array}{l} \mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i} \\ y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \\ \hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \\ \mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i} \\ \mathbf{G}_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^-)^\dagger \\ k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1 \dots k_i\}} \left\| (\mathbf{G}_{i+1})_j \right\|^2 \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \quad (2.14)$$

TAB. 2.1 – *Algorithme de détection V-BLAST*

culé tous les n_T symboles. En fait, si l'on considère que le milieu est quasi-statique, l'ordre des émetteurs du plus favorisé au moins favorisé est le même durant un intervalle de temps bien plus long que $n_T \times T_s$, et il peut donc n'être calculé qu'une seule fois. Par ailleurs on peut améliorer la précision de la détection des symboles en remplaçant le critère de forçage à zéro utilisé pour estimer y_{k_i} par le critère EQMM, ceci au détriment de la rapidité de l'algorithme, bien évidemment.

Cet algorithme peut en fait être considéré comme un cas particulier de l'égaliseur à retour de décision (ERD) généralisé [47], si celui-ci opère lui aussi un ordre privilégié de détection des symboles suivant le RSB des trajets, et dans le cas où l'on ne considère aucune optimisation de transmission. Une architecture d'ERD a d'ailleurs été présentée dans [48] pour la réception des systèmes MIMO.

De nombreux auteurs ont depuis proposé des améliorations des algorithmes ASI, les uns basé sur une décomposition QR [49], les autres en prenant en compte le codage utilisé par les systèmes de type H-BLAST ou D-BLAST [50]. Le but recherché est toujours le compromis parfait entre la meilleure détection possible et la faible complexité de l'algorithme de décodage.

2.5.4 Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en terme de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En supposant un bruit gaussien et un état de canal

parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés $\hat{\mathbf{s}}$ grâce à la formule:

$$\hat{\mathbf{s}} = \underset{\mathbf{s}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (2.15)$$

où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code \mathbf{s} possibles. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille M^{n_T} , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une $MAQ - 64$ et $n_T = 3$, le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents).

2.5.5 Décodage par sphères

Etant donnée la grande complexité de l'algorithme du maximum de vraisemblance, spécialement pour les constellations de grande taille, de nombreux algorithmes sous-optimaux, améliorations des ASI ou dérivés du MV [51, 52], ont vu le jour. Il est cependant possible d'approcher les performances du maximum de vraisemblance en gardant une complexité raisonnable.

Ainsi, en considérant le cas $n_T = n_R$, Damen *et al.* ont montré dans [53] que le modèle classique de système MIMO pouvait s'écrire:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}' &= [\Re(\mathbf{r}^T) \quad \Im(\mathbf{r}^T)] \\ &= \mathbf{u}\mathbf{M}_H + \nu' \end{aligned} \quad (2.16)$$

où $\mathbf{u} = [\Re(\mathbf{s}^T) \quad \Im(\mathbf{s}^T)] \in \mathbb{Z}^{2n_T}$ et $\nu' = [\Re(\nu^T) \quad \Im(\nu^T)] \in \mathbb{R}^{2n_T}$. Dans ces expressions, $\Re(\mathbf{x})$ et $\Im(\mathbf{x})$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du vecteur \mathbf{x} et \mathbb{Z} et \mathbb{R} représentent respectivement les ensembles des entiers et des réels.

Quant à la matrice \mathbf{M}_H , de taille $2n_T \times 2n_T$, elle est définie par $\mathbf{M}_H = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{H}^T) & \Im(\mathbf{H}^T) \\ -\Im(\mathbf{H}^T) & \Re(\mathbf{H}^T) \end{pmatrix}$.

Le rang de \mathbf{M}_H est presque toujours $2n_T$ et sa matrice de Gram $\mathbf{G}_M = \mathbf{M}_H\mathbf{M}_H^*$ est définie positive. Dès lors, l'environnement multi-antennes peut être représenté par un réseau de points et on peut appliquer le décodeur de treillis universel [54] aux systèmes MIMO.

Le principe de cet algorithme est de se placer au niveau du signal reçu et de chercher le point du réseau le plus près à l'intérieur d'une sphère de rayon \sqrt{C} . Cela restreint fortement le domaine de recherche par maximum de vraisemblance, puisque seuls les points du réseau situés à moins de la distance carrée C du signal reçu sont considérés lors de la minimisation de la métrique. Le choix de C est donc crucial pour la vitesse de convergence de l'algorithme et pour la précision des résultats.

D'autres algorithmes de détection sont actuellement à l'étude à partir de travaux sur la réduction des bases des réseaux de points utilisés notamment dans le domaine de la cryptographie [55, 56].

2.5.6 Récepteur rapide basé sur le MV pour canaux à évanouissements de Rice

En pratique, il arrive rarement que la matrice de canal décrivant une transmission MIMO soit parfaitement décorrélée [57], diminuant ainsi la diversité spatiale. Par ailleurs, une matrice de canal décorrélée mais contenant des éléments à valeur moyenne non-nulle peut aussi s'avérer mal conditionnée, et amoindrir la diversité spatiale, particulièrement lorsque l'écart type de ses éléments est faible au regard de leur valeur moyenne (voir section 2.6.2). C'est le cas du modèle de canal ricien qui considère un ou, plusieurs trajets directs entre les antennes émettrices et réceptrices. Les performances des systèmes multi-antennes sont alors susceptibles de décroître rapidement et les récepteurs trop simples (du type ZF ou ASI) ne sont plus suffisants. Nous proposons donc ici un récepteur rapide basé sur le MV qui tire parti des caractéristiques du canal.

Le modèle de canal ricien décorrélé correspond à la combinaison d'un modèle de Rayleigh et d'un évanouissement spéculaire [58, 59]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\kappa}\mathbf{H}_m + \sqrt{1 - \kappa}\tilde{\mathbf{H}} \quad (2.17)$$

où $\tilde{\mathbf{H}}$ représente une matrice dont les éléments sont i.i.d., centrés et de variance égale à l'unité et \mathbf{H}_m est une matrice déterministe de rang 1 [60] telle que $\text{trace}(\mathbf{H}_m\mathbf{H}_m^*) = n_T n_R$. κ représente la partie de l'énergie du canal dévouée à la composante spéculaire, et dans le cas particulier où $\kappa = 0$ le modèle de canal est du type de Rayleigh. Introduisons à présent le coefficient de dispersion δ du canal dont dépend le domaine de validité de la méthode et défini par:

$$\delta = \sqrt{\frac{1 - \kappa}{\kappa}} \quad (2.18)$$

Nous allons nous servir du modèle (2.17) pour diviser le processus d'estimation en deux étapes. Notons s_Σ la somme des éléments du vecteur \mathbf{s} : $s_\Sigma = \sum_{i=1}^{n_T} s_i$ et r_{av} la valeur moyenne du vecteur reçu: $r_{av} = \frac{1}{n_R} \sum_{i=1}^{n_R} r_i$ où s_i et r_i sont les éléments du vecteur \mathbf{s} et \mathbf{r} respectivement. Nous pouvons également définir le

bruit moyen ν_{av} de la même manière. Enfin, notons $\tilde{\mathbf{H}}_{av}$ le vecteur de taille $(1 \times n_T)$, dont les entrées sont les moyennes des colonnes de $\tilde{\mathbf{H}}$.

Si on multiplie à gauche l'équation définissant le modèle MIMO classique (2.2) par un vecteur de taille $(1 \times n_R)$ dont les éléments valent $1/n_R$, on obtient:

$$r_{av} = \sqrt{\kappa s_\Sigma} + \sqrt{1 - \kappa} \tilde{\mathbf{H}}_{av} \mathbf{s} + \nu_{av} \quad (2.19)$$

Sous certaines conditions de faible diversité [61], cette équation peut être approximée par:

$$r_{av} \simeq \sqrt{\kappa s_\Sigma} + \nu_{av} \quad (2.20)$$

On peut alors appliquer un algorithme rapide sous-optimal basé sur le maximum de vraisemblance (BMV) qui consiste en:

1. Une estimation MV de s_Σ grâce à l'équation (2.20)
2. L'estimation du vecteur symbole \mathbf{s} en utilisant une détection MV dans le sous-espace des vecteurs dont les éléments ont pour somme s_Σ .

La première étape se révèle cruciale, car si la détermination de s_Σ est correcte, alors l'estimation du vecteur symbole est équivalente à celle d'un détecteur global optimal basé sur le maximum de vraisemblance. Le gain en terme de distances calculées du BMV sur le MV est représenté sur la figure 2.6 et augmente en fonction du nombre d'antennes émettrices et surtout de la taille de la constellation. Pour plus de détails sur cet algorithme BMV, les lecteurs se référeront à [62, 61].

2.6 Principales caractéristiques des systèmes multi-antennes

2.6.1 Expression de la capacité

La capacité d'un canal MIMO sans mémoire avec une contrainte de puissance P_T à l'émission est:

$$C = \max_{p(x): \text{trace}(\Phi) \leq P_T} I(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \quad (2.21)$$

où $\Phi = \mathcal{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^*\}$

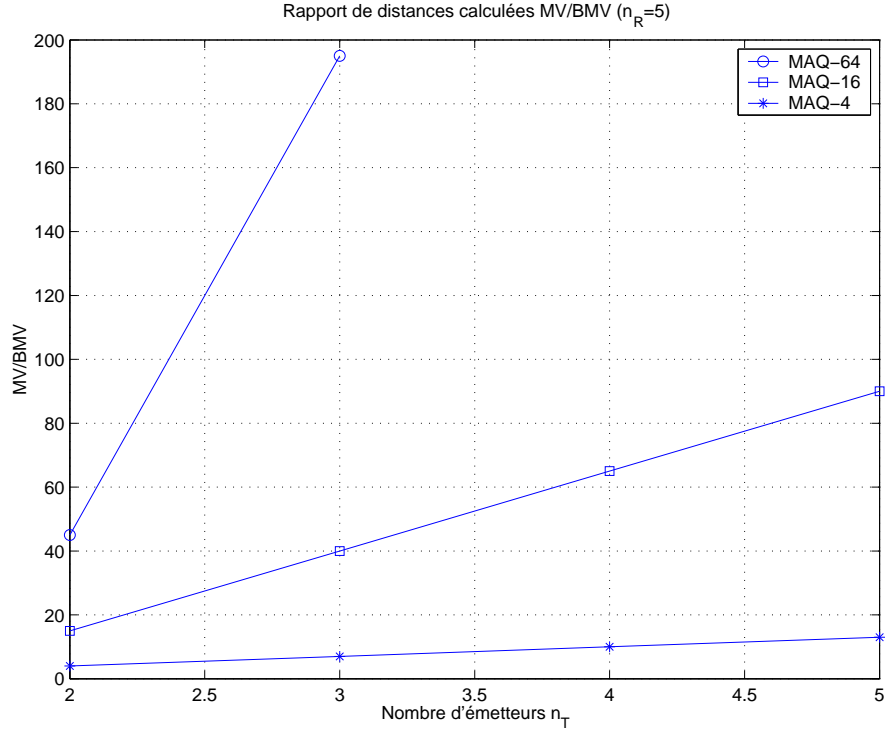


FIG. 2.6 – Gain du BMV sur le MV en terme de distances calculées

En utilisant la relation entre l'information mutuelle et l'entropie, on obtient:

$$\begin{aligned}
 I(\mathbf{x}, \mathbf{y}) &= \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \\
 &= \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\mathbf{H}\mathbf{x} + \nu|\mathbf{x}) \\
 &= \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\nu|\mathbf{x}) \\
 &= \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\nu)
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Etant donné que la distribution normale maximise l'entropie pour une variance donnée, cette information mutuelle est maximisée quand \mathbf{y} est gaussien. Pour un vecteur \mathbf{y} gaussien complexe, $\mathcal{H}(\mathbf{y}) \leq \log_2[\det(\pi e \mathbf{K})]$ et il n'y a égalité que si \mathbf{y} est gaussien complexe symétrique circulairement [63] avec $\mathcal{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^*\} = \mathbf{K}$.

La matrice de covariance du vecteur complexe reçu \mathbf{y} est donnée par:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^*\} &= \mathcal{E}\{(\mathbf{H}\mathbf{x} + \nu)(\mathbf{H}\mathbf{x} + \nu)^*\} \\
 &= \mathcal{E}\{\mathbf{H}\mathbf{x}\mathbf{x}^*\mathbf{H}^*\} + \mathcal{E}\{\nu\nu^*\} \\
 &= \mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^* + \mathbf{K}^\nu \\
 &= \mathbf{K}^d + \mathbf{K}^\nu
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Considérons à présent le maximum d'information mutuelle d'un canal MIMO $I(\mathbf{x}, \mathbf{y})$. Cette information mutuelle est maximisée lorsque \mathbf{y} suit une distribution gaussienne optimale. On obtient alors:

$$\begin{aligned}
I(\mathbf{x}, \mathbf{y}) &= \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\nu) \\
&= \log_2[\det(\pi e(\mathbf{K}^d + \mathbf{K}^\nu))] - \log_2[\det(\pi e\mathbf{K}^\nu)] \\
&= \log_2[\det((\mathbf{K}^d + \mathbf{K}^\nu)(\mathbf{K}^\nu)^{-1})] \\
&= \log_2[\det(\mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^*(\mathbf{K}^\nu)^{-1} + \mathbf{I}_{n_R})]
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Quand l'émetteur n'a aucune connaissance de l'état du canal, la distribution de puissance optimale est uniforme:

$$\Phi = \frac{p_T}{n_T} \mathbf{I}_{n_T} \tag{2.25}$$

Les bruits correspondant à chaque sous-chaîne sont généralement considérés comme décorrélés:

$$\mathbf{K}^\nu = \sigma_\nu^2 \mathbf{I}_{n_R} \tag{2.26}$$

En remplaçant \mathbf{K}^ν et Φ par leur expression dans (2.24), la capacité ergodique (moyenne) d'un canal MIMO s'exprime [20]:

$$C = \mathcal{E}_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right) \right] \right\} \text{ bits/s/Hz, avec le RSB } \rho = \frac{p_T}{\sigma_\nu^2} \tag{2.27}$$

Pour pousser plus avant l'analyse sur la capacité des systèmes MIMO, on peut exprimer encore plus simplement la capacité des systèmes multi-antennes en décomposant la matrice de canal à l'aide de matrices diagonales et unitaires. En réalisant la décomposition en valeurs propres (DVP) du produit matriciel $\mathbf{H}\mathbf{H}^* = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^*$:

$$C = \mathcal{E}_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^* \right) \right] \right\} \tag{2.28}$$

Si l'on considère plutôt la décomposition en valeurs singulières (DVS) $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*$:

$$C = \mathcal{E}_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^*\mathbf{U}^* \right) \right] \right\} \tag{2.29}$$

Le nombre de sous-canaux parallèles est déterminé par le rang de la matrice de canal:

$$\text{rang}(\mathbf{H}) = k \leq \min\{n_T, n_R\} \tag{2.30}$$

$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_i\}_{i=1}^k$ et $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_i\}_{i=1}^k$ sont des matrices diagonales contenant respectivement les valeurs propres de $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ et les valeurs singulières de la matrice de canal \mathbf{H} . Etant donné que ces formules contiennent maintenant des matrices diagonales ou unitaires seulement, il est évident que la capacité totale d'un canal MIMO est donnée par la somme des capacités de sous-canaux parallèles SISO à bruit additif blanc et gaussien.

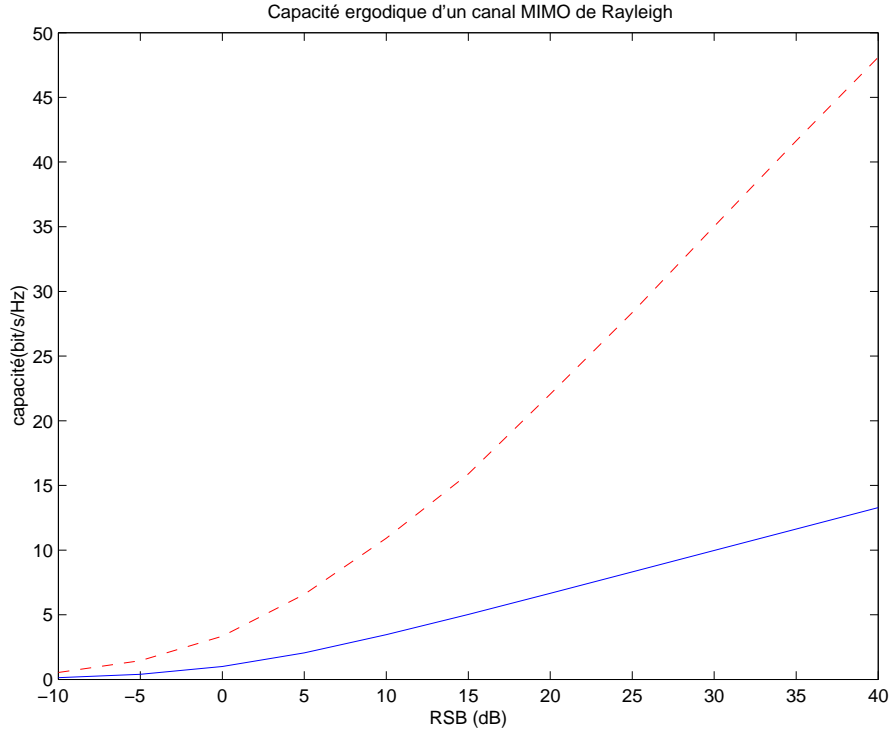


FIG. 2.7 – Capacité ergodique d'un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh avec $n_T = n_R = 4$ (ligne pointillée) comparée à la capacité de Shannon pour un canal SISO (ligne continue)

Le déterminant d'une matrice unitaire est égal à 1, donc la capacité d'un canal MIMO peut s'exprimer:

$$\begin{aligned}
 C &= \mathcal{E}_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n_T} \lambda_i \right) \right\} \\
 &= \mathcal{E}_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n_T} \sigma_i^2 \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Afin de prouver l'efficacité du concept multi-antennaire, la figure 2.7 représente la capacité d'un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh comparée à la capacité de Shannon d'un canal SISO. La figure 2.8 montre plus précisément que la capacité des systèmes MIMO croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, si celui-ci est égal.

Si on considère un nombre constant de récepteurs n_R , lorsque le nombre d'émetteurs n_T devient grand

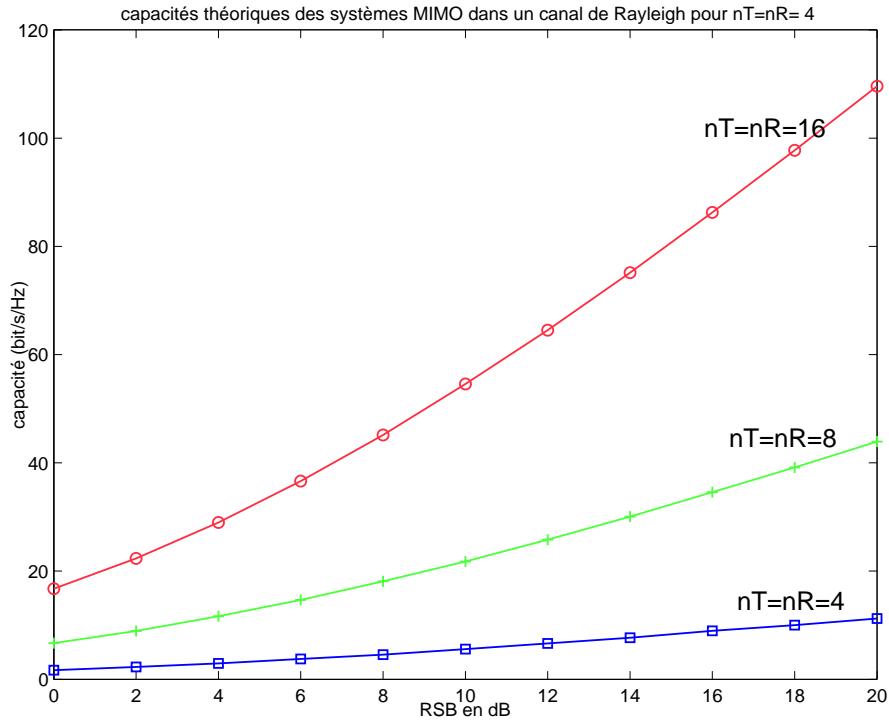


FIG. 2.8 – Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh pour un nombre d’antennes émettrices et réceptrices égal ($n_T = n_R$), en fonction du RSB

($\frac{1}{n_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \Rightarrow \mathbf{I}_{n_R}$), la capacité est alors indépendante de n_T :

$$C = n_R \cdot \log_2(1 + \rho) \quad (2.32)$$

Il devient donc, comme le montre la figure 2.9, parfaitement inutile d’augmenter le nombre d’antennes, puisque la capacité du système sature. Certains systèmes, tel le BLAST original, supposent d’ailleurs que le nombre d’antennes en réception est toujours au moins aussi grand que le nombre d’antennes à l’émission.

En revanche, pour un nombre d’antennes émettrices donné, la capacité des systèmes augmente théoriquement indéfiniment avec le nombre de récepteurs (fig. 2.10). Ceci suppose cependant des conditions idéales, c’est-à-dire une parfaite décorrélation entre les signaux sur les récepteurs pour avoir des points de vue indépendants sur le canal, ce qui est impossible en pratique pour des raisons d’encombrement et de conditions de propagation souvent imprévisibles.

2.6.2 Influence du milieu de propagation

La plupart des études concernant les systèmes MIMO considèrent des antennes parfaitement décorréliées, à la fois à l’émission et à la réception. L’expression de la capacité dans le paragraphe précédent reprenait

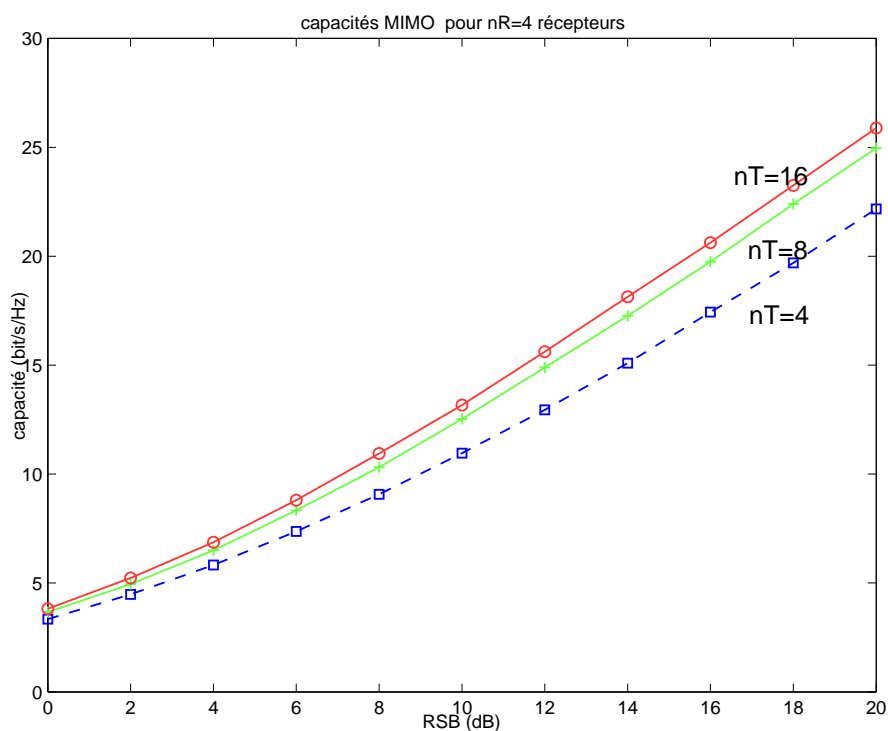


FIG. 2.9 – Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre d'antennes émettrices pour 4 récepteurs ($n_R = 4$)

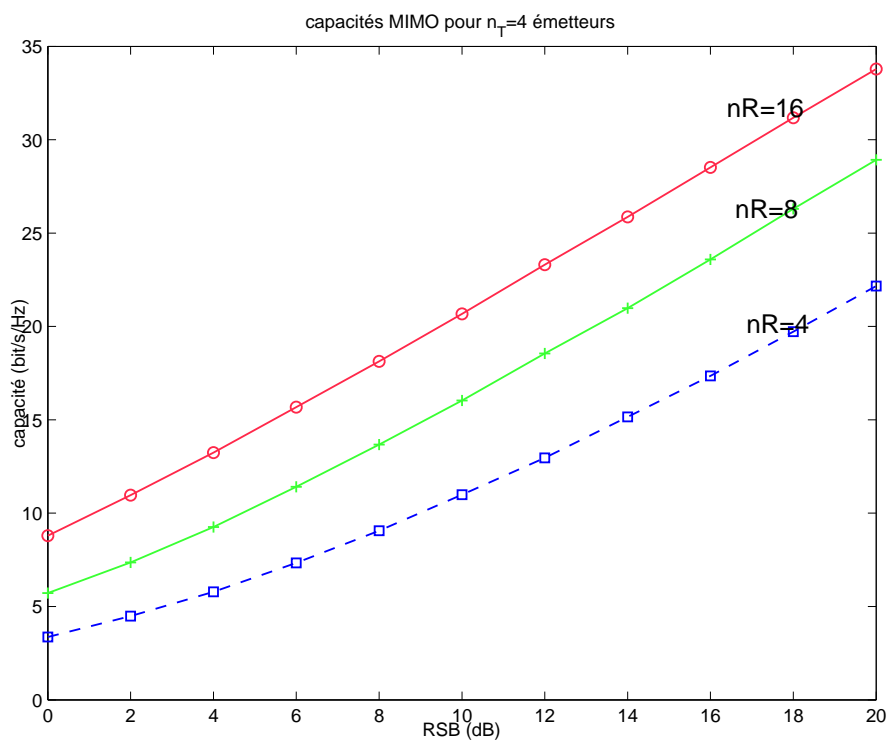


FIG. 2.10 – Capacité théorique des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre de récepteurs pour un nombre d'antennes émettrices donné ($n_T = 4$)

d’ailleurs cette hypothèse. Il faut cependant avouer que ce cas de figure n’est que très rarement rencontré en pratique, et de nombreuses campagnes de mesures sont actuellement en cours afin d’établir des modèles de canaux de propagation pour les systèmes multi-antennes et l’effet de la corrélation sur leurs performances. Le cas corrélé considérant un trajet direct est étudié de façon géométrique dans [60]. Cette étude est approfondie dans [57] qui montre que la corrélation affecte les capacités respectives des différents sous-canaux, et propose alors des bornes pour la capacité globale. L’influence de l’angle d’étalement (plus il diminue, plus la capacité décroît) et de la position géométrique des antennes y est également soulignée. Il serait en outre intéressant de se pencher sur les angles d’arrivée sur les antennes en appliquant aux systèmes MIMO des techniques de mesure déjà utilisées en transmission mono-antenne [64].

Une classification des modèles de canaux est enfin proposée dans [65], qui distingue trois catégories:

- Le modèle décorrélé de rang plein, qui est le modèle considéré dans la plupart des études. Les éléments de la matrice \mathbf{H} sont i.i.d. et suivent une loi normale centrée de variance unité.
- Le modèle décorrélé de rang faible: $\mathbf{H} = \mathbf{g}_R \mathbf{g}_T^*$, où \mathbf{g}_R et \mathbf{g}_T sont respectivement les vecteurs d’atténuation à la réception et à l’émission, dont les éléments sont i.i.d. et complexes. \mathbf{H} est alors toujours de rang 1. Ceci arrive en particulier quand il existe des trajets directs ou que les émetteurs et les récepteurs sont très éloignés.
- Le modèle corrélé de rang faible: $\mathbf{H} = g_R g_T^* \mathbf{u}_R \mathbf{u}_T^*$ dans lequel g_R et g_T sont des variables aléatoires qui suivent une loi normale centrée de variance unité et \mathbf{u}_R et \mathbf{u}_T sont des vecteurs déterministes fixes dont les composantes ont un module égal à l’unité.

Ces deux derniers modèles, qui se rencontrent régulièrement en pratique, n’utilisent donc pas la distribution normale qui caractérise habituellement \mathbf{H} mais un produit de deux gaussiennes. En ce qui nous concerne, nous nous retrouverons dans cette thèse la plupart du temps au cas idéal, c’est à dire le modèle décorrélé de rang plein. Dans le chapitre suivant, nous validerons néanmoins nos études par des simulations sur des modèles de canaux réels.

2.7 Applications envisagées

La première application connue des systèmes MIMO concerne les réseaux locaux sans fil, et l’architecture V-BLAST [40] a d’ailleurs immédiatement engendré un démonstrateur au sein même des laboratoires Bell ¹

1. Ce prototype, qui comporte $n_T = 8$ émetteurs et $n_R = 12$ récepteurs et opère à une fréquence porteuse de 1,9 GHz, a permis d’atteindre des efficacités spectrales jusque là inégalées, de l’ordre de 20-40 bit/s/Hz.

qui a permis de valider le procédé. L'environnement intra-muros est particulièrement favorable aux systèmes de communication multi-antennes puisqu'il engendre de nombreux échos et que les canaux de transmission varient très lentement dans le temps. Les standards de réseaux locaux sans fil à haut débit, tel Hiperlan 2, vont donc très probablement adopter les systèmes MIMO dans leurs futures normes [66, 67].

L'avènement des systèmes MIMO concerne aussi les réseaux fixes d'accès large bande. Il y a quelques années, prévoyant une explosion des communications large bande, les industriels nord-américains ont déployé une soixantaine de millions de kilomètres de fibre optique. Cependant, devant le coût d'exploitation faramineux, les opérateurs n'ont connecté que moins de la moitié du réseau, et encore aujourd'hui les données sont acheminées par seulement 20% de ce potentiel. Pourtant les utilisateurs n'étaient guère enchantés par le délai d'attente pour des applications comme la vidéo-conférence, dû au goulot d'étranglement des premiers kilomètres. Des technologies parallèles se sont alors mises en place comme l'ADSL ou les transmissions hertziennes. Malheureusement la première génération de systèmes n'était pas franchement fiable, puisque les antennes assurant les liaisons nécessitaient une "ligne de vue" et la couverture n'était généralement pas bonne. L'arrivée des systèmes multi-antennes dans la deuxième génération [68] a révolutionné le marché en réduisant les coûts d'exploitation tout en augmentant les débits et la couverture des réseaux.

La prochaine application, la plus attendue sans aucun doute, des systèmes MIMO reste bien sûr les réseaux mobiles de troisième génération (UMTS en Europe) et au-delà [69]. L'approche MIMO augmente bien sûr les coûts de fabrication puisqu'elle nécessite plus de chaînes d'amplification radio-fréquences (RF), sans compter que la taille des émetteurs et des récepteurs devraient augmenter puisqu'il faut une certaine distance de cohérence entre les antennes. Néanmoins ces problèmes devraient être résolus par les progrès de l'intégration RF et les productions à grande échelle. Les industriels espèrent beaucoup de la technologie multi-antennes, et pensent qu'elle peut régler nombre de problèmes de débit et de fiabilité. Mais les systèmes MIMO sont encore plus efficaces s'ils sont associés avec d'autres technologies, comme les multiporteuses ou l'accès multiple.

2.8 Compatibilité avec les techniques d'accès multiple

La recherche sur les MIMO s'est pour l'instant focalisée sur la caractérisation des liaisons point à point. Cependant, les systèmes cellulaires en particulier ne peuvent pas être considérés comme des ensembles de liaisons point à point mais plutôt comme un canal à accès multiple pour la liaison montante (beaucoup d'utilisateurs émettant vers une station de base) et un canal de large diffusion pour la liaison descendante (une

station de base qui émet vers beaucoup d'utilisateurs).

De nombreuses études sont donc menées pour associer l'efficacité de la technologie multi-antennes aux possibilités d'accès multiples [70, 71], principalement l'accès multiple à répartition par code (AMRC, plus connu sous son acronyme anglais CDMA). En particulier, la technologie V-BLAST, dont les performances en contexte d'accès multiple restent très intéressantes [72], semble vivement intéresser les opérateurs.

Le CDMA fut une révolution technologique pour la transmission de la parole, puisqu'il était conçu pour l'accès de multiples utilisateurs faible bande. Cependant, les modifications nécessaires pour les applications large bande éloignent la technologie CDMA de ses atouts originels, entraînant une perte de couverture et de capacité du réseau.

Les industriels cherchent donc d'autres techniques d'accès multiples plus adaptées aux transmissions large bande. Les caractéristiques des modulations multiporteuses sont ainsi très attrayantes et de nombreux algorithmes d'accès multiple MIMO MC-CDMA ont vu le jour [73]. Les débits élevés et la fiabilité de la transmission offerts par les multiporteuses semblent ainsi prendre le pas sur le manque de flexibilité et de simplicité de régulation des fréquences.

Nous allons démontrer dans le chapitre suivant l'efficacité de l'association MIMO et de la modulation multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), caractérisée par l'orthogonalité entre ses porteuses. La technique d'accès multiple basée sur l'OFDM porte logiquement le nom d'OFDMA et son association avec le codage spatio-temporel en blocs conçus est déjà à l'étude et semble très prometteuse [74].

Étant donné le potentiel des systèmes MIMO, ceux-ci seront très certainement retenus par la plupart des normes de télécommunications et devront donc être associés à la plupart des techniques d'accès multiple. Quelle que soit la méthode d'accès retenue, les études engagées tendent à prouver que cette association est largement viable. La préférence des concepteurs semble toutefois aller à l'OFDMA, dont les performances sont supérieures dans le cas des transmissions large bande et dont l'association avec les systèmes MIMO fonctionne parfaitement, comme nous allons le montrer dans le chapitre suivant.

2.9 Conclusions

Depuis quelques années, les systèmes multi-antennes connaissent un net regain d'intérêt et le nombre d'études sur le sujet suit une courbe quasiment exponentielle. Nous avons essayé dans ce chapitre de proposer une vue d'ensemble du domaine, en nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les algorithmes de réception. Les systèmes MIMO peuvent se diviser en deux classes, dont l'objectif final de haute efficacité spectrale reste le même, mais qui diffèrent par la façon de l'atteindre. Les architectures

spatio-temporelles par couches, à l'origine du regain d'intérêt pour les multi-antennes, ont pour but d'augmenter le débit de transmission en démultiplexant les sous-chaînes de symboles et en les transmettant ensuite simultanément et indépendamment sur les n_T antennes émettrices. Si les codes spatio-temporels ne négligent pas cet aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio-mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs.

Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Nous avons donc présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettant de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale. Les critères basés sur le forçage à zéro et la minimisation de l'erreur quadratique moyenne ont été passés en revue, avant d'aborder l'algorithme optimal basé sur le maximum de vraisemblance, que nous retiendrons majoritairement dans la suite de cette thèse. Celui-ci pouvant se révéler assez complexe, quelques algorithmes sous-optimaux ont toutefois été brièvement proposés, dont un algorithme original que nous avons développé pour des transmissions sur des canaux de modèle ricien.

Enfin nous nous sommes penchés sur les caractéristiques principales de ces systèmes MIMO. Nous avons expliqué la raison de leur succès en montrant que la capacité pouvait croître linéairement avec le nombre d'antennes émettrices n_T . Outre les environnements de propagation qui doivent proposer de nombreux échos pour atteindre un ordre de diversité acceptable, la principale limitation dans le cas des systèmes spatio-temporels par couches reste l'obligation d'utiliser le système dans une bande de fréquence relativement étroite. Dans le chapitre suivant, nous proposons donc une solution à ce problème en associant aux techniques multi-antennes des modulations multi-porteuses.

Chapitre 3

Elargissement de la bande spectrale grâce à l'OFDM

3.1 Introduction

La principale contrainte des systèmes MIMO utilisant le multiplex spatial réside dans l'obligation d'utiliser les systèmes dans une bande de fréquence relativement étroite. Ces systèmes ne fonctionnent en effet que dans des environnements propices aux multi-trajets et qui proposent par conséquent de nombreux échos. Pour éviter l'IES, la période symbole doit donc être largement supérieure au plus long des échos, ce qui réduit le spectre utilisable. Il existe plusieurs techniques pour élargir la bande spectrale d'un signal, parmi lesquelles l'étalement de spectre, qu'il soit par séquence directe ou par sauts de fréquence, et les techniques multiporteuses. Dans ce chapitre, on s'intéresse à une modulation multiporteuses particulière, le multiplex à division de fréquences orthogonales (OFDM). Cette modulation divise une large bande de fréquences en plusieurs porteuses contiguës, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral des porteuses. La bande de fréquence utile peut donc être élargie et l'architecture spatio-temporelle par couches conservée dans chaque sous-porteuse. Après avoir brièvement présenté la technologie multiporteuse OFDM, nous présentons donc dans ce chapitre les bases de l'association d'une telle modulation avec un système BLAST. Nous analysons ensuite ses performances sur des modèles de canaux réels, comme le COST 207, souvent utilisé pour simuler des transmissions de type GSM, et un modèle de canal acoustique sous-marin. Enfin nous présentons une méthode qui permet de calculer rapidement le TEB d'une transmission et nous l'appliquons à notre système.

3.2 Présentation de l'OFDM

Si les premières études sur les multiporteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard grâce notamment aux travaux de Chang [75]. Délaissée ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes monoporteuses (de moindre complexité), l'OFDM dut son retour en grâce vers le milieu des années 1980 au projet de radio-diffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting). En effet les systèmes monoporteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou la norme ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations, où il est notamment question de l'associer au CDMA (Code Division Multiple Access) ou aux systèmes multi-antennes, comme nous allons le voir dans ce chapitre.

3.2.1 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multiporteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, on peut l'écrire sous la forme:

$$s(t) = \sum_k \sum_{n=0}^{P-1} c_{n,k} \cdot e^{2i\pi f_n t} \cdot g(t - kT_s) \quad \text{avec} \quad f_n = f_0 + n\Delta f \quad (3.1)$$

où les éléments $c_{n,k}$ sont les symboles à émettre, f_0 est la fréquence de la porteuse originale et f_n la fréquence de la porteuse d'indice n , Δf représente l'écart entre deux porteuses voisines, P le nombre de porteuses, T_s la durée d'un symbole OFDM et $g(t)$ la forme d'onde de la modulation. Pour simplifier l'expression,

on pose tout d'abord:

$$\psi_{n,k}(t) = g(t - kT_s)e^{2i\pi f_n t} \quad (3.2)$$

Afin de discriminer les porteuses à la fois en temps et en fréquence, on impose la contrainte suivante:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{n,k}(t)\psi_{m,l}^*(t) = E_\psi \delta_{m,n} \delta_{k,l} \quad (3.3)$$

où E_ψ est l'énergie de la fonction ψ et $\delta_{m,n}$ désigne le symbole de Kronecker:

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.4)$$

Cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\psi_{n,k}(t)$. En choisissant judicieusement $g(t)$ et Δf , les fonctions $\psi_{n,k}(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

3.2.2 Intervalle de garde

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_s car il faut prendre en compte entre deux périodes utiles un "temps de garde" T_g qui a pour but d'éliminer l'IES qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal).

Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaure donc la relation:

$$T_s = T_u + T_g \quad (3.5)$$

Le temps de garde, s'il peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien [76], est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'IES, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir [77].

3.2.3 Orthogonalité temporelle

La contrainte d'orthogonalité temporelle des fonctions $\psi_{n,k}(t)$ se traduit directement par des propriétés sur le module et l'argument de la forme d'onde $g(t)$ [75]. La forme d'onde la plus utilisée, parce que la plus simple à générer, est la fonction porte

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_u}} & \text{sur } [0, T_u] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.6)$$

La fonction porte est la forme d'onde que nous avons retenue pour notre application. Il existe de nombreuses autres formes d'onde acceptables pour la génération de signaux OFDM [7]. On peut entre autres citer la fonction cosinus, associée à une modulation MSK, la fonction racine de cosinus surélevé, retenue pour le projet DVB, la fonction de Tuckey ou encore la forme IOTA qui repose sur la théorie des ondelettes.

3.2.4 Orthogonalité fréquentielle

Malgré le recouvrement spectral des porteuses, il doit être possible à tout instant de discriminer deux porteuses voisines pour récupérer les symboles. Cela conduit à un écart inter-fréquentiel minimal, dépendant de la forme d'onde retenue pour la génération de la trame OFDM, en dessous duquel la séparation des symboles ne peut plus être assurée. Afin de réduire au maximum le spectre de fréquence utilisé, la majorité des systèmes employant l'OFDM choisissent comme espace inter-fréquentiel cet écart minimal admissible entre deux porteuses. Dans le cas que nous avons retenu, celui de la fonction porte, il est défini par:

$$\Delta f_{min} = \frac{1}{T_u} \quad (3.7)$$

3.2.5 Génération du signal

Si l'on considère l'OFDM comme un multiplexage de modulations, l'approche la plus intuitive consiste à générer les signaux voie par voie, puis à les sommer. En pratique, cette solution se révèle extrêmement complexe et coûteuse à mettre en oeuvre, puisqu'elle nécessite autant de filtres que de porteuses utilisées. Depuis une trentaine d'années, une autre approche, bien plus pratique, consiste à considérer le multiplexage en fréquence et le passage par un banc de filtres comme une transformée de Fourier discrète (TFD) inverse. Pour faciliter les calculs, on utilise plutôt l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (TFR) inverse. En effet, à partir d'une suite de symboles $c_{k,n}$, $0 \leq n \leq P - 1$, on obtient en utilisant cet algorithme les P

symboles suivants:

$$s_{k,l} = \sum_{n=0}^{P-1} c_{k,n} \cdot e^{2i\pi nl/P}, \text{ pour } l = 0, 1, \dots, P-1 \quad (3.8)$$

En faisant passer ces symboles dans un convertisseur numérique-analogique de fréquence $f_{CNA} = P/T_u$ puis dans un filtre de mise en forme de réponse $g(t)$, ces symboles s'expriment dans le domaine analogique:

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{P-1} c_n \cdot e^{2i\pi f_{CNA} \frac{n-t}{P}} \cdot g(t) \quad (3.9)$$

Le signal émis est alors la suite des symboles émis à chaque instant $k \cdot T_u$:

$$s(t) = \sum_k \sum_{n=0}^{P-1} c_{k,n} \cdot e^{2i\pi f_{CNA} \frac{n-t}{P}} \cdot g(t - kT_u) \quad (3.10)$$

Il faut enfin noter que des études ont récemment montré que la TFR n'est pas le seul algorithme capable de remplacer les bancs de filtres, mais qu'un signal OFDM pouvait être aussi généré par la transformée de Hadamard, d'autant plus qu'elle facilite l'implantation sur circuit numérique [78].

3.2.6 Résistance aux perturbations

Le fait de transmettre sur P porteuses orthogonales augmente bien évidemment la résistance de l'OFDM aux parasites, brouilleurs et autres perturbations, et c'est d'autant plus vrai que ce nombre P est en pratique assez élevé (la norme de télévision numérique DVB permet d'utiliser jusqu'à 8192 porteuses). D'autre part la présence de l'intervalle de garde permet d'éviter les interférences entre symboles qui pourraient provoquer des pertes d'information. Ces propriétés de sécurité et de robustesse sont représentées par l'exemple ci-dessous.

Nous avons choisi une transmission OFDM à 8 fréquences porteuses seulement pour pouvoir bien distinguer les fréquences les unes des autres.

La figure 3.1 représente la densité spectrale de puissance de cette OFDM avant le passage dans un canal, et on distingue nettement les 8 lobes correspondant aux 8 fréquences utilisées. On fait passer cette modulation OFDM à travers un canal extrêmement sévère dont le filtre h s'exprime:

$$h = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0.1 & (0.9 + 0.9i) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Il est évident que par des transmissions dites "classiques", les chances de retrouver l'information initiale sont quasi-nulles, notamment à cause des 2^{ème} et 3^{ème} composantes du filtre. La densité spectrale de puissance

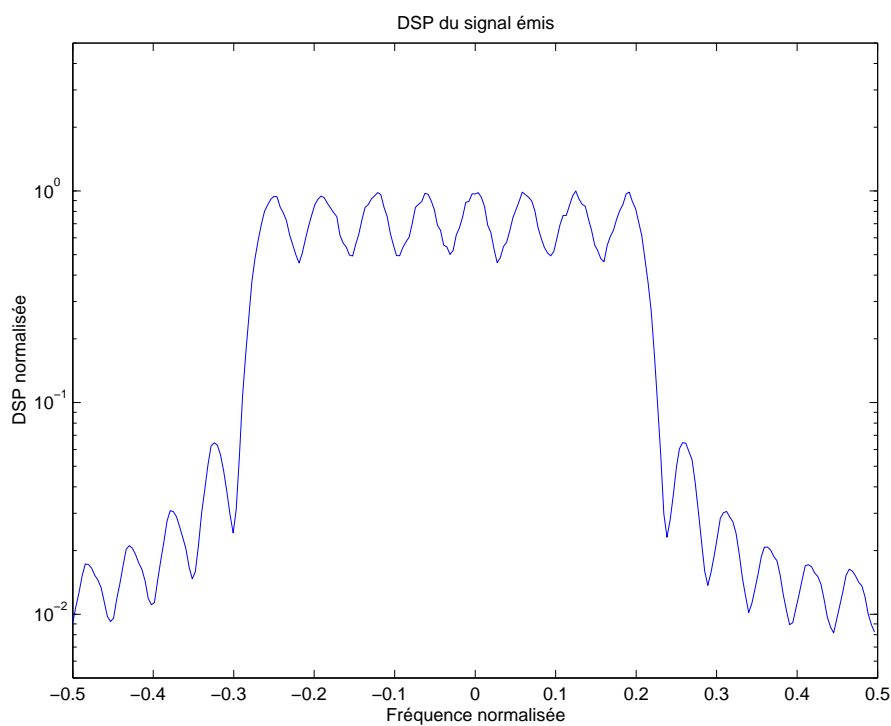


FIG. 3.1 – Densité spectrale de puissance d'une transmission OFDM à l'émission

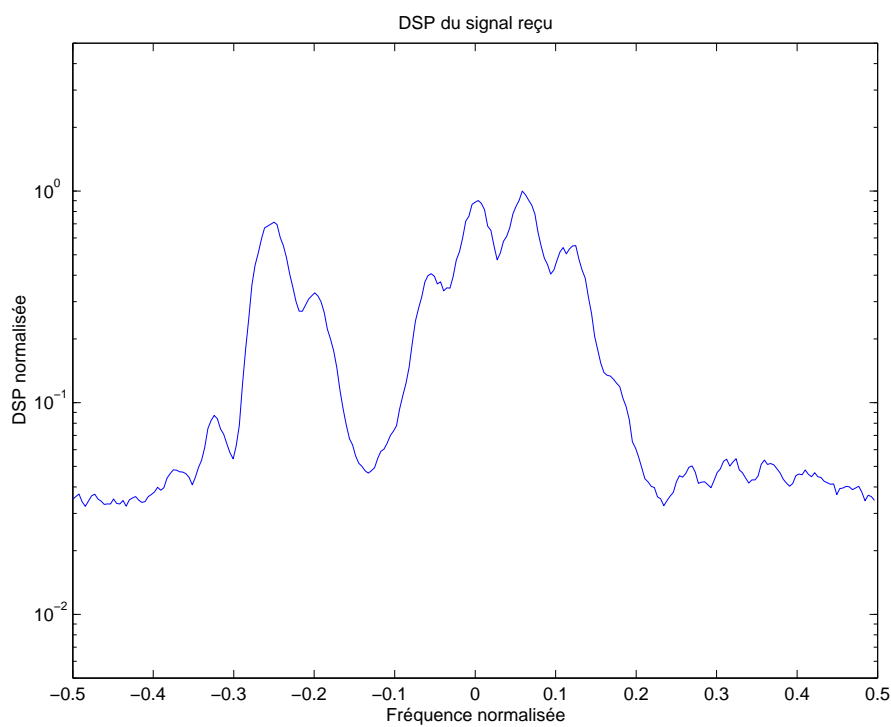


FIG. 3.2 – Densité spectrale de puissance d'une transmission OFDM à la réception

du signal reçu est représentée sur la figure 3.2.

Même si une partie du signal a été fortement endommagée par les perturbations dues au canal, on se rend compte que seules certaines fréquences en ont pâti, mais que globalement l'information est quand même parvenue jusqu'au récepteur. Il faut ajouter à cette résistance la simplicité d'égalisation mentionnée plus haut. Avec un multiplex plus réaliste (on utilisera plus loin 128 porteuses), on peut facilement imaginer que les résultats seraient encore plus probants. Même si l'utilisation de l'OFDM est dans notre cas initialement liée au besoin d'élargir la bande passante pour obtenir plus de débit, la robustesse de ce type de multiplex est un atout supplémentaire, notamment pour les canaux à évanouissements sur lesquels nous effectuons nos simulations. Pour supporter encore mieux les perturbateurs de canal, la modulation OFDM peut être codée, et est alors appelée COFDM; c'est ce type de modulation qu'utilise par exemple les standards de télévision numérique terrestre.

3.3 Description vectorielle de l'OFDM

Afin de pouvoir utiliser efficacement l'OFDM avec les systèmes MIMO que nous avons introduits dans le chapitre précédent, nous allons adopter une représentation vectorielle puis matricielle de l'OFDM.

3.3.1 Principe de l'émetteur

La figure 3.3 montre le principe de l'émetteur. Avant d'effectuer la TFR inverse on insère des zéros au milieu du paquet, ce qui permet d'assurer l'allocation de la puissance aux basses fréquences et de considérer les symboles comme la transformée de Fourier du signal en bande de base. Pour éviter les interférences entre symboles (IES), on insère alors au début du paquet un intervalle de garde contenant P_g échantillons, correspondant généralement à une copie des P_g derniers échantillons du paquet, et dont la durée doit être au moins égale au retard de l'écho le plus long. Le signal numérique en bande de base est alors converti en analogique, passé dans un filtre passe-bas, et est utilisé pour moduler une porteuse.

L'effet du canal multi-trajets est modélisé par une convolution linéaire avec un filtre, dont la longueur maximale correspond à P_g . On appelle "paquet de données" les $2P$ points obtenus après la TFR inverse. Grâce au fait que l'intervalle de garde est une copie de la fin du paquet de données, la convolution linéaire peut être remplacée par une convolution circulaire entre le filtre et le paquet de données. Cette propriété est très intéressante parce que:

1. Les paquets sont indépendants. L'effet des échos sur un paquet donné ne dépend pas du contenu du

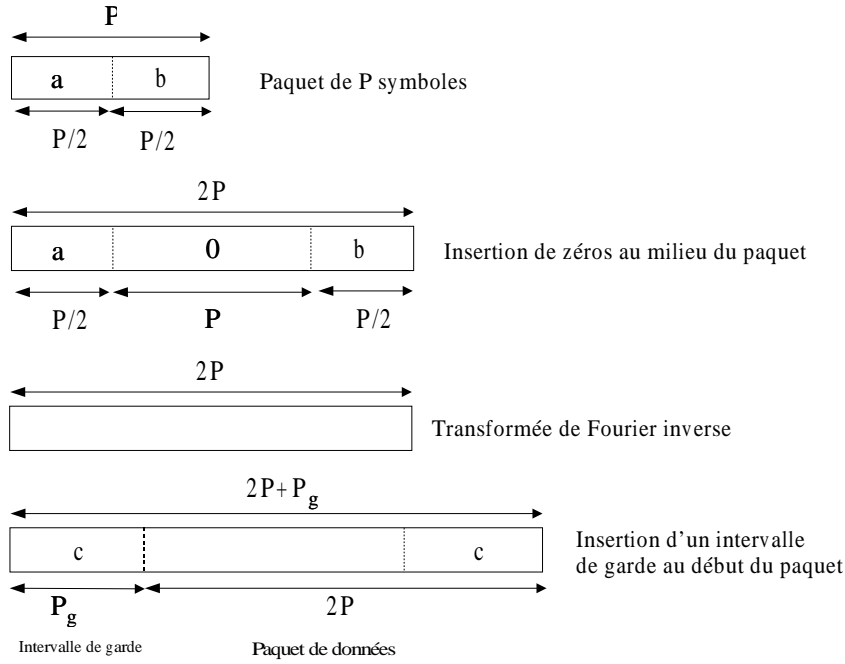


FIG. 3.3 – Principe de l'émetteur OFDM

paquet précédent.

2. L'effet des échos pouvant être vu comme une convolution circulaire, on peut utiliser le fait que la TFD transforme la convolution circulaire en multiplication.

On note $\{a_k\}_{k=0}^{P-1}$ les symboles, $\{c_k\}_{k=0}^{2P-1}$ les échantillons du paquet de données, tandis que les échantillons correspondants en réception sont notés \tilde{a}_k et \tilde{c}_k . Le symbole $\langle . \rangle_R$ veut dire que l'index doit être considéré modulo R .

On peut alors écrire:

$$c_k = \sum_{n=-P/2}^{P/2-1} a_{\langle n \rangle_P} e^{j2\pi \frac{nk}{2P}} \quad (3.12)$$

Si T_u est la période symbole OFDM, le signal analogique en bande de base peut s'écrire:

$$c(t) = \sum_{n=-P/2}^{P/2-1} a_{\langle n \rangle_P} e^{j2\pi n \frac{t}{T_u}} \quad (3.13)$$

parce que $t = \frac{kT_u}{2P}$. Le signal transmis est:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ c(t) e^{j2\pi F_c t} \right\} = \sum_{n=-P/2}^{P/2-1} \text{Re} \left\{ a_{\langle n \rangle_P} e^{j2\pi (F_c + \frac{n}{T_u}) t} \right\} \quad (3.14)$$

Ainsi, le signal transmis peut être vu comme un multiplex de P sous-porteuses régulièrement espacées (l'écart de fréquence entre deux sous-porteuses adjacentes est $1/T_u$ et la fréquence centrale est F_c). Chaque symbole a_k est transmis par une sous-porteuse.

3.3.2 Description du récepteur

La figure 3.4 montre le principe du récepteur après la conversion en bande de base et la conversion analogique-numérique. On suppose que le signal est synchronisé, ce qui implique que le début de chaque paquet et la fréquence d'échantillonnage sont corrects. On enlève d'abord l'intervalle de garde. On effectue ensuite une TFR, et on supprime le milieu du paquet (ce qui correspond à la suppression des hautes fréquences).

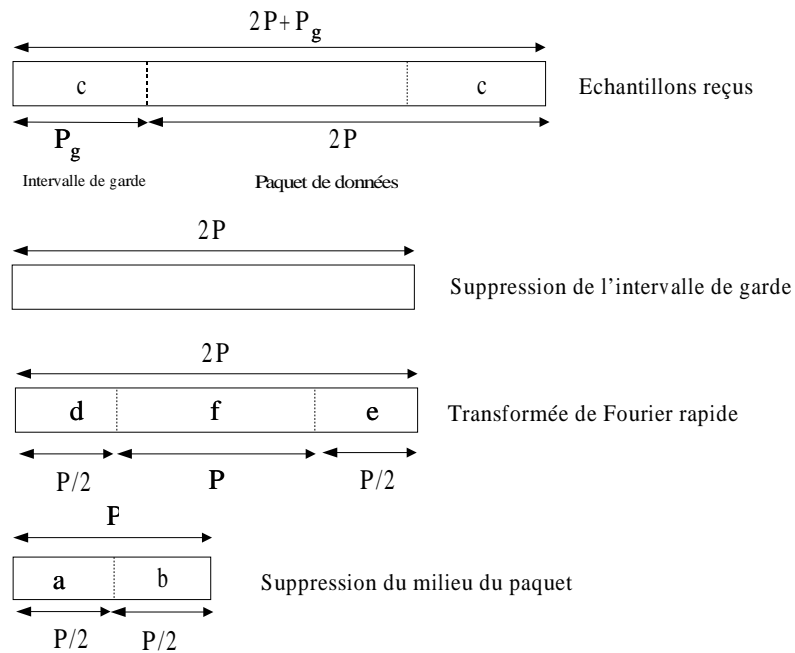


FIG. 3.4 – Principe du récepteur OFDM

Si on note $\{f_k\}_{k=0}^{P_g-1}$ le filtre du canal, on peut écrire grâce à l'intervalle de garde (en omettant le bruit additif):

$$\tilde{c}_k = \sum_{n=0}^{P_g-1} f_n c_{\langle k-n \rangle_{2P}} \quad (3.15)$$

Grâce aux propriétés de la TFD, le symbole reçu s'exprime alors:

$$r_k = h_k a_k \quad (3.16)$$

où

$$h_k = \sum_{n=0}^{P_g-1} f_n e^{-j2\pi \frac{n(k+\mu_k)}{2P}} \quad (3.17)$$

avec

$$\mu_k = \begin{cases} 0 & \text{pour } k = 0 \dots P/2 - 1 \\ P & \text{pour } k = P/2 \dots P - 1 \end{cases} \quad (3.18)$$

Ce résultat montre que l'effet du canal est de multiplier chaque symbole a_k par un nombre complexe donné h_k . Ainsi, l'égalisation de canal est simple parce qu'elle consiste à estimer ces nombres et à multiplier les symboles reçus par leurs inverses.

3.4 Approche de l'association MIMO/OFDM

3.4.1 Idées de base

BLAST est une approche très efficace pour la transmission de données sur des canaux sans fils multi-trajets. La condition de bande étroite impose cependant la contrainte suivante:

$$T_s \gg T_d \quad (3.19)$$

où T_s est la période symbole et T_d la durée de l'écho le plus grand. Si l'on considère par exemple une transmission hertzienne indoor, avec $T_d = 10^{-6}$ s, la période symbole doit être au moins égale à $T = 10^{-5}$ s, ce qui correspondrait à un débit maximal de 2 Mbit/s, en considérant une efficacité spectrale de 20 bits/s/Hz. La largeur de bande maximale utilisée serait approximativement $1/T = 100$ kHz, ce qui représente une bande vraiment étroite. Il serait donc intéressant d'utiliser une bande plus large pour augmenter le débit, mais c'est impossible, car dans ce cas le modèle BLAST de base (2.2) n'est plus valable.

Dans ce travail nous proposons une approche qui utilise simultanément BLAST et l'OFDM. Une large bande est divisée en P bandes étroites par l'OFDM. Dans chacune de ces bandes, l'approche BLAST peut être utilisée pour tirer profit des multi-trajets et atteindre une grande efficacité spectrale. Ainsi, pour l'exemple précédent, si on utilise une OFDM avec $P = 128$ porteuses, on utilise une largeur de bande de 12,8 MHz pour

atteindre un débit de 256 Mbit/s.

3.4.2 Principe de l'approche proposée

La chaîne de symboles est démultiplexée en n_T sous-chaînes qui correspondent aux n_T émetteurs. Chaque sous-chaîne passe dans un modulateur OFDM. Si on considère un paquet de $n_T \times P$ symboles et que l'on note $\{s_k\}_{k=0}^{n_T \times P - 1}$ ces symboles, ceux-ci peuvent être placés dans une matrice \mathbf{A} de taille $n_T \times P$:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} s_0 & s_{n_T} & \cdots & s_{n_T(P-1)} \\ s_1 & s_{n_T+1} & \cdots & s_{n_T(P-1)+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{n_T-1} & s_{2n_T-1} & \cdots & s_{n_TP-1} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

où chaque ligne correspond aux symboles émis par un émetteur et passe par un modulateur OFDM.

On insère ensuite P colonnes ne contenant que des 0 au milieu de cette matrice \mathbf{A} , entre la colonne $P/2$ et la colonne $P/2 + 1$. On note \mathbf{B} cette nouvelle matrice, et on fait l'opération suivante:

$$\mathbf{C} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{W} \quad (3.21)$$

où:

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{2P}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \cdots & w^{2P-1} \\ 1 & w^2 & w^4 & \cdots & w^{2(2P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & w^{2P-1} & w^{2(2P-1)} & \cdots & w^{(2P-1)^2} \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

et $w = e^{j2\pi/2P}$. L'équation (3.21) correspond à une transformée de Fourier discrète inverse. Enfin, une copie des P_g dernières colonnes de la matrice \mathbf{C} est insérée au début de la matrice. La matrice résultante, de taille $n_T \times (2P + P_g)$ est appelée \mathbf{D} et chacune de ses lignes i représente un signal numérique en bande de base qui est transmis par la i^{e} antenne émettrice.

En réception, après retour en bande de base et échantillonnage, on obtient une matrice $\tilde{\mathbf{D}}$ de taille $n_R \times (2P + P_g)$. On obtient la matrice $\tilde{\mathbf{C}}$ en supprimant les P_g premières colonnes, et on opère une transformée de Fourier discrète:

$$\tilde{\mathbf{B}} = \tilde{\mathbf{C}} \cdot \mathbf{W}^{-1} \quad (3.23)$$

On obtient finalement la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ de taille $n_R \times P$ en supprimant les P colonnes centrales de $\tilde{\mathbf{B}}$. L'intérêt de cette approche, comme nous allons le montrer dans la prochaine section, est que ce système de transmission est équivalent à P systèmes BLAST en parallèle, chacun transmettant une colonne de la matrice \mathbf{A} . Pour obtenir une estimation des symboles émis, il suffit donc d'appliquer l'algorithme BLAST à chacune des colonnes de $\tilde{\mathbf{A}}$. Le principe de cette association MIMO-OFDM est représentée sur la figure 3.5.

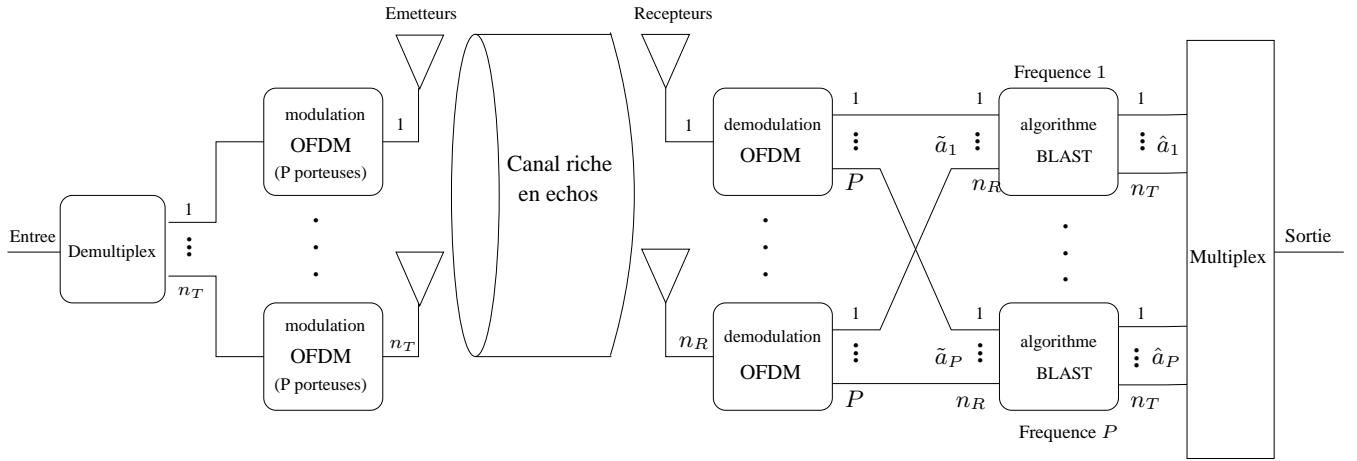


FIG. 3.5 – Principe du système BLAST/OFDM

3.4.3 Démonstration du modèle théorique équivalent

Par souci de simplicité, le bruit n'apparaît pas dans les équations ci-dessous. En utilisant la transformée en Z , le canal de transmission entre les antennes, c'est-à-dire entre les matrices \mathbf{D} et $\tilde{\mathbf{D}}$, peut être représenté par une matrice $\mathbf{F}(z)$:

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{F}_{P_g-1} z^{-(P_g-1)} \quad (3.24)$$

où chaque \mathbf{F}_i est une matrice de taille $n_R \times n_T$. Représentons la matrice \mathbf{C} par le vecteur $\mathbf{c}(z)$:

$$\mathbf{c}(z) = \mathbf{c}_0 + \mathbf{c}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{c}_{2P-1} z^{-(2P-1)} \quad (3.25)$$

où \mathbf{c}_i représente la colonne $i + 1$ de la matrice \mathbf{C} . En utilisant une représentation similaire pour la matrice $\tilde{\mathbf{C}}$, on peut écrire:

$$\tilde{\mathbf{c}}(z) = \mathbf{F}(z)\mathbf{c}(z) \pmod{(z^{-2P} - 1)} \quad (3.26)$$

A cause de la structure de la matrice \mathbf{D} l'effet du canal peut en effet être vu comme une convolution circulaire multidimensionnelle sur les colonnes de \mathbf{C} . De plus, comme $(w^k)^{-2P} = 1$ quel que soit l'entier k , l'équation (3.26) donne:

$$\tilde{\mathbf{c}}(w^k) = \mathbf{F}(w^k)\mathbf{c}(w^k) \quad (3.27)$$

Mais d'après (3.23) et (3.22):

$$\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\mathbf{c}}(1), \tilde{\mathbf{c}}(w), \tilde{\mathbf{c}}(w^2), \dots, \tilde{\mathbf{c}}(w^{2P-1})] \quad (3.28)$$

Il existe une relation équivalente entre les matrices \mathbf{B} et $\tilde{\mathbf{B}}$, donc:

$$\tilde{\mathbf{b}}_k = \mathbf{F}(w^k)\mathbf{b}_k \quad (3.29)$$

où $k = 0, 1, 2, \dots, 2P - 1$ et \mathbf{b}_k et $\tilde{\mathbf{b}}_k$ représentent respectivement les colonnes de \mathbf{B} et $\tilde{\mathbf{B}}$. Finalement si on note \mathbf{a}_k et $\tilde{\mathbf{a}}_k$ les colonnes de \mathbf{A} et $\tilde{\mathbf{A}}$, on a:

$$\tilde{\mathbf{a}}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{a}_k \quad (3.30)$$

où, comme $w^P = -1$

$$\mathbf{H}_k = \begin{cases} \mathbf{F}(w^k) & \text{pour } k = 0, \dots, P/2 - 1, \\ \mathbf{F}(-w^k) & \text{pour } k = P/2, \dots, P - 1 \end{cases} \quad (3.31)$$

Le système de transmission est donc équivalent à P systèmes BLAST parallèles et indépendants, chacun étant caractérisé par une matrice \mathbf{H}_k de taille $n_R \times n_T$. Il n'y a donc qu'à utiliser l'algorithme BLAST pour chaque vecteur $\tilde{\mathbf{a}}_k$ pour estimer les vecteurs de symboles \mathbf{a}_k . Ce système global équivalent BLAST/OFDM est représenté sur la figure 3.6.

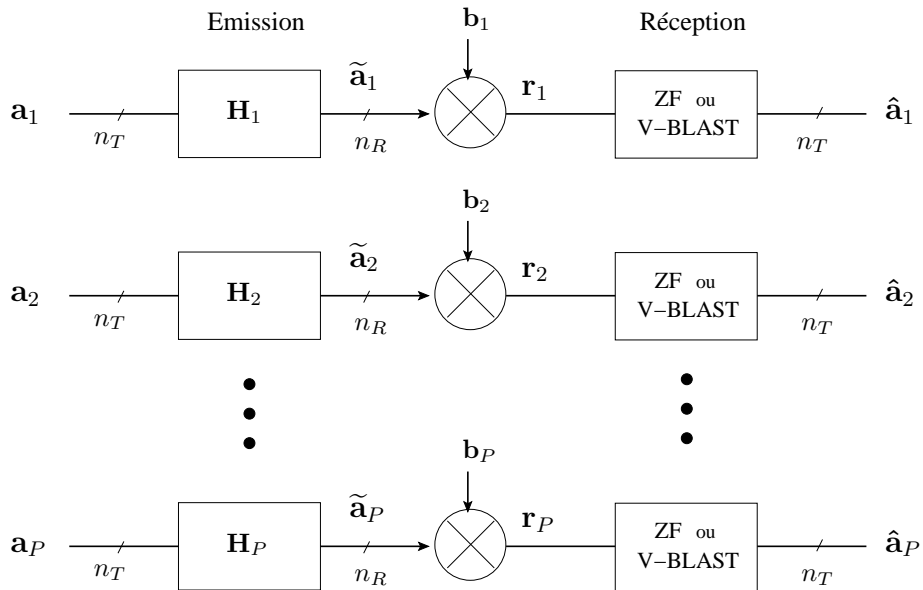


FIG. 3.6 – Système équivalent de l'association MIMO/OFDM

3.5 Simulation et performances

Nous venons de voir que l'association des techniques BLAST et OFDM permettait de s'affranchir de la contrainte de bande étroite imposée par l'algorithme BLAST. Cependant, cette association ne fonctionne, comme l'algorithme BLAST, que dans des environnements riches en échos. On peut trouver ce type de canaux lors de transmissions intra-muros, avec les nombreuses réflexions et réfractions sur les parois internes des bâtiments. C'est d'ailleurs le schéma retenu pour le prototype BLAST initial, conçu dans les locaux des laboratoires Bell. L'acoustique sous-marine peut également être un domaine d'application, grâce aux échos, généralement assez longs, générés par la surface de l'eau et les différents types de fonds marins. Nous avons choisi, dans ce chapitre, de nous intéresser dans un premier temps à un autre domaine d'application, celui des communications mobiles, et pour éprouver la validité de l'association BLAST-OFDM dans ce milieu, nous l'avons expérimentée sur le modèle de canal à très hautes fréquences COST 207, utilisé notamment lors de la définition de la norme GSM. Nous vérifierons ensuite que les transmissions MIMO-OFDM sont également efficaces en milieu ASM, en nous servant d'un modèle directement issu d'un simulateur, et en comparant les performances avec l'OFDM utilisée en transmission SISO.

Echo	Retard (μs)	Puissance (lin)	Puissance (dB)	Catégorie de Doppler
1	0	0.4	-4	CLASS
2	0.2	0.5	-3	CLASS
3	0.4	1	0	CLASS
4	0.6	0.63	-2	GAUS1
5	0.8	0.5	-3	GAUS1
6	1.2	0.32	-5	GAUS1
7	1.4	0.2	-7	GAUS1
8	1.8	0.32	-5	GAUS1
9	2.4	0.25	-6	GAUS2
10	3.0	0.13	-9	GAUS2
11	3.2	0.08	-11	GAUS2
12	5.0	0.1	-10	GAUS2

TAB. 3.1 – Cas typique pour un environnement urbain (non vallonné)

3.5.1 Canal radio-mobile COST 207

L'organisme européen COST (COopération européenne pour la recherche Scientifique et Technique) a lancé plusieurs projets concernant les télécommunications, et plus particulièrement la modélisation de canaux radio-fréquences. Le plus connu d'entre eux reste le projet COST 207 ([79], [80]) qui a abouti à la fin de l'année 1988 à la définition d'un simulateur de canaux à évanouissements sélectifs en fréquences. Ce modèle est basé sur des campagnes de mesures effectuées dans les différents pays partenaires dans la bande de fréquence à 900 MHz et a participé à l'élaboration du futur standard GSM encore employé aujourd'hui. Des projets plus récents ont suivi, tels le COST 231 qui a élargi le champ d'applications du COST 207 à la bande 1800 MHz et le COST 259 [81] qui par des simulations a participé au débat sur les techniques d'accès multiples (TDMA vs. CDMA). Actuellement est en cours le projet COST 273 dont le but est l'augmentation des connaissances sur les communications large bande et le développement de nouvelles techniques, nouvelles méthodes et stratégies ainsi que de nouveaux outils pour l'implantation des réseaux mobiles de quatrième génération. Par ailleurs, de nombreux laboratoires se sont lancés dans la caractérisation des canaux MIMO et proposent des modèles selon différentes configurations, mais ces études indépendantes manquent pour l'instant de concertation et d'harmonisation.

Dans ce contexte, le COST 207 reste un modèle de canal très utilisé pour les simulations, d'autant plus que son implantation est relativement simple. Ces campagnes de mesure ont en fait débouché sur plusieurs modèles, répartis en quatre catégories, environnement rural, urbain non vallonné, urbain vallonné, et enfin

milieu montagneux. Le modèle de canal rural sans relief ne nous intéresse pas, car il ne propose pas assez d'échos pour le bon fonctionnement de notre système. Les paramètres du COST 207 urbain non montagneux, sont représentés sur le tableau 3.1.

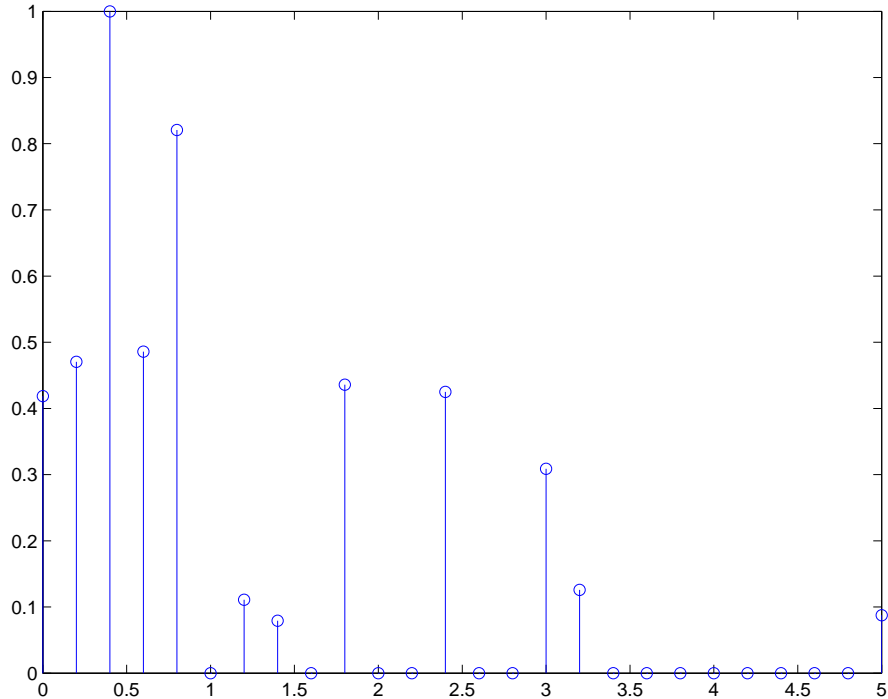


FIG. 3.7 – Réponse impulsionnelle moyenne du canal COST 207 urbain

Les échos sont classés par ordre croissant de retard, et sont aussi caractérisés par l'atténuation et la catégorie de Doppler correspondantes. On distingue trois classes de Doppler, le spectre de Doppler classique (CLASS), ainsi que deux spectres basés sur des distributions gaussiennes (GAUS1 et GAUS2). La figure 3.7 propose la réponse impulsionnelle moyenne obtenue à partir de la table 3.1.

En pratique, les valeurs ci-dessous sont imposées par le contexte de transmission:

- La durée T_g de l'intervalle de garde est imposée par l'écho le plus long (T_g doit être supérieur ou égal à la durée de cet écho).
- La largeur de bande B_s utile est imposée soit par les autorités responsables de l'allocation des fréquences, soit par le matériel de transmission, soit par les caractéristiques du canal.
- La puissance de transmission p_T est imposée par les sources d'énergie utiles (et aussi par le matériel).

On peut alors comparer différentes approches pour des mêmes valeurs de T_g , B_s et p_T . S'il y a n_T émetteurs, chacun transmet avec une puissance de p_T/n_T .

En considérant une constellation de 2^m points, le débit binaire pour l'OFDM est :

$$D_b^{OFDM} = \eta m B_s \quad (3.32)$$

où le facteur η représente la perte d'efficacité inhérente à l'intervalle de garde et se définit comme suit:

$$\eta = \frac{2P}{2P + P_g} \quad (3.33)$$

Lorsque P augmente, le débit augmente, et sa borne supérieure est mB_s . En pratique, P ne doit pas être trop grand, sinon les porteuses se rapprochent trop, et des erreurs dues à un petit effet Doppler peuvent même apparaître. De la même façon, si m devient trop important, les points de la constellation se rapprochent et même un bruit faible pourrait causer des erreurs.

Considérons maintenant un système MIMO-OFDM. Grâce aux n_T émetteurs, le débit devient:

$$D_b^{MIMO-OFDM} = n_T \times m B_s \times \eta \quad (3.34)$$

Cependant, cela ne veut pas dire forcément que l'association MIMO-OFDM est n_T fois plus efficace que l'OFDM seule. En effet, dans la transmission MIMO-OFDM, la puissance de transmission est répartie sur les n_T émetteurs, ce qui amoindrit (relativement) le rapport signal sur bruit, et oblige à réduire m et/ou P pour compenser. Ceci revient à dire que comparer les débits de ces deux approches avec les mêmes valeurs de m et P ne serait pas juste, parce que les taux d'erreurs ne seraient pas les mêmes.

Comparer les efficacités spectrales de ces deux systèmes (en bits par seconde par Hertz (bit/s/Hz)) semble une plus juste comparaison, parce que cela revient en fait à mesurer l'information, et les erreurs sont alors automatiquement prises en compte.

Chaque sous-canal utilisant la même largeur de bande, l'efficacité spectrale globale théorique est l'efficacité spectrale moyenne (si les largeurs de bande n'étaient pas identiques, il faudrait avoir recours à une somme pondérée selon chaque sous-bande):

$$C = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} C_k \quad (3.35)$$

Pour exprimer la capacité d'un sous-canal, on reprend l'expression classique de la capacité MIMO [4] donnée par l'expression (2.27), ici corrigée pour prendre en compte la perte d'efficacité inhérente à l'intervalle

de garde:

$$C_k = \eta \times \log_2 \{ \det [\mathbf{I}_{n_R} + \rho_k \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^*] \} \quad (3.36)$$

où η est toujours défini par (3.33).

Dans cette expression:

– \mathbf{G}_k est la version normalisée de la matrice de sous-canal \mathbf{H}_k obtenue par :

$$\mathbf{G}_k = \frac{\sqrt{n_R}}{\|\mathbf{H}_k\|_F} \mathbf{H}_k \quad (3.37)$$

et $\|\mathbf{H}_k\|_F$ représente la norme de Frobenius de la matrice \mathbf{H}_k .

– ρ_k est le RSB moyen sur un récepteur, pour le sous-canal k .

Pour l'OFDM seule, $n_T = n_R = 1$, donc:

$$C_k = \eta \times \log_2 \{ 1 + \rho_k |G_k|^2 \} \quad (3.38)$$

Mais l'équation de normalisation (3.37) montre que $|G_k|^2 = 1$. Ainsi:

$$C_k = \eta \times \log_2 \{ 1 + \rho_k \} \quad (3.39)$$

Si les symboles émis sont statistiquement indépendants (ou du moins décorrélés) on peut les sommer de manière non cohérente et la puissance reçue sur le récepteur i s'écrit:

$$\widetilde{p}_{Rk}(i) = \sum_{j=1}^{n_T} |\mathbf{H}_k(i,j)|^2 \frac{p_T}{n_T} \quad (3.40)$$

La puissance reçue moyenne est donc:

$$\widetilde{p}_{Rk} = \frac{1}{n_R} \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} |\mathbf{H}_k(i,j)|^2 \frac{p_T}{n_T} \quad (3.41)$$

Par conséquent, le RSB moyen sur une porteuse est $\rho_k = \widetilde{p}_{Rk} / \sigma_\nu^2$, soit:

$$\rho_k = \frac{\|\mathbf{H}_k\|_F^2 p_T}{n_R n_T \sigma_\nu^2} \quad (3.42)$$

Le RSB global de transmission est donné par la moyenne des RSB par porteuse:

$$RSB = \langle \rho_k \rangle = \frac{p_T \sum_{k=1}^P \|\mathbf{H}_k\|_F^2}{P n_T n_R \sigma_v^2} \quad (3.43)$$

Si on considère une modulation numérique dont la constellation comporte 2^m points, le rapport signal sur bruit par bit est lié au RSB global par:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\eta n_T m} \times RSB \quad (3.44)$$

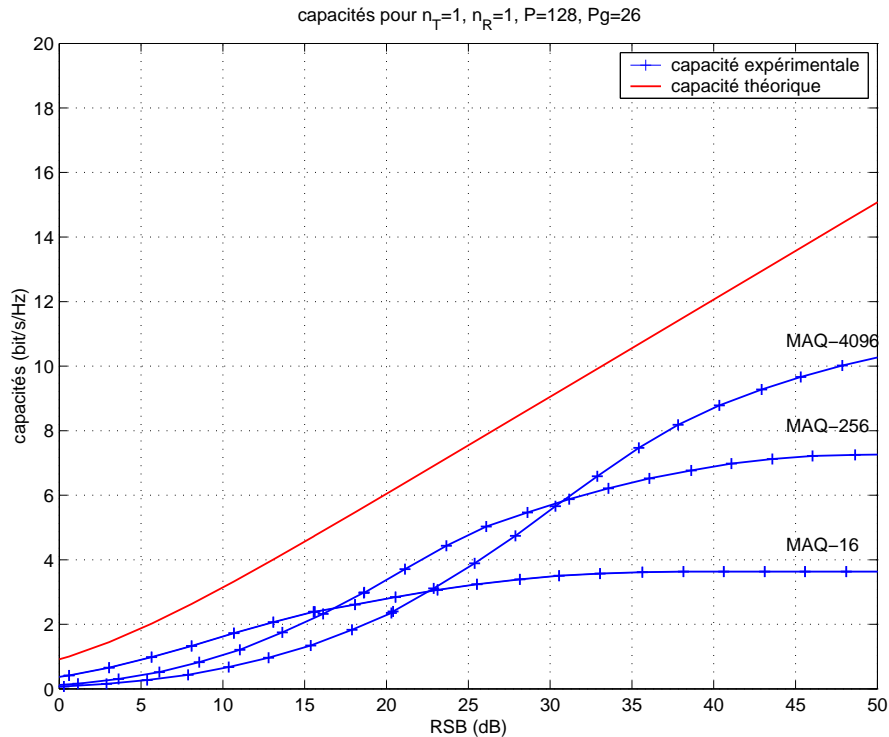


FIG. 3.8 – Capacités (bit/s/Hz) d'un système de transmission MIMO-OFDM sur canal UHF COST 207 pour les modulations MAQ-16, 256 et 4096

La figure 3.8 étudie l'impact du RSB sur la capacité du système BLAST-OFDM. On utilise une modulation d'amplitude en quadrature avec des constellations de 2^m points pour $m = 4, 8$ et 12 . Ce dernier cas correspond à une constellation MAQ-4096; ce type de constellation est évidemment irréaliste en pratique, mais elle montre dans notre exemple l'accord des capacités expérimentales avec la courbe théorique. Le système expérimental retenu comporte $n_T = 4$ antennes émettrices et $n_R = 8$ récepteurs, et les symboles sont transmis simultanément sur $P = 128$ porteuses. Pour prendre en compte tous les échos du modèle, on fixe la période d'échantillonnage à $T_e = 0.2 \mu s$, ce qui implique une largeur de bande de $\Delta f = 1/(2P \times T_e) = 19.5$ KHz pour chaque porteuse. L'écho le plus long ayant un retard de $5 \mu s$, on choisit un temps de garde de

$P_g = 26$ échantillons. La largeur totale de bande utilisée est donc 2.5 MHz .

L'efficacité spectrale, qui représente la capacité réellement atteinte par le système en pratique est liée au nombre d'erreurs lors de la transmission. Elle est calculée grâce à l'équation:

$$C_{\text{exp}} = \eta \times n_T \times m \times c \quad (3.45)$$

avec

$$c = 1 + teb \times \log_2(teb) + (1 - teb) \times \log_2(1 - teb) \quad (3.46)$$

où teb est le TEB estimé.

Cette figure illustre clairement qu'en fonction du RSB, la capacité maximale susceptible d'être atteinte par le système de transmission dépend du type de constellation utilisé. Ainsi, le mieux est d'utiliser une modulation MAQ-16 jusqu'à 18 dB, une MAQ-256 entre 17 et 30 dB, et une MAQ-4096 à partir de 32 dB. En considérant la possibilité pour l'émetteur de connaître l'état du canal, certains systèmes adaptatifs ont d'ailleurs été proposés pour exploiter au mieux les possibilités du milieu de transmission [82]. Grâce au retour d'information, qu'il soit sous forme de RSB ou de TEB (mais dans ce cas la quantité d'information est plus importante et le délai plus long), l'émetteur choisit la modulation la mieux adaptée. L'écart qui subsiste par ailleurs entre les courbes pratiques et théoriques permet de vérifier que le récepteur BLAST n'est pas optimal.

A la vue de la figure 3.8 il n'y a aucun doute que le potentiel des systèmes MIMO-OFDM en terme de capacité est énorme. La figure 3.9 considère les cas de l'OFDM seul, *c-à-d* que l'on a choisi un canal entre un émetteur et un récepteur. Bien que l'on ait choisi systématiquement le meilleur canal (*c-à-d* le meilleur couple émetteur-récepteur), la capacité atteinte par ce système est clairement plus faible que celle atteinte par BLAST-OFDM, comme on l'a théoriquement prouvé précédemment. Ainsi, pour un $RSB = 25 \text{ dB}$, on a seulement 3.5 bit/s/Hz pour une modulation MAQ-16, alors qu'on atteint presque 15 bit/s/Hz en utilisant 4 antennes à l'émission (cf figure 3.8).

La figure 3.10 montre le TEB en fonction du E_b/N_0 , pour différentes constellations (MAQ-4, 16, et 256) et pour les mêmes systèmes expérimentaux que la figure 3.8. Si le TEB augmente bien évidemment avec la taille de la constellation, la différence n'est pas aussi importante qu'on aurait pu s'y attendre, et quand on monte en rapport signal sur bruit, le nombre d'erreurs diminue très rapidement. Ces estimations de capacités et de TEB par simulation de transmission sur le canal UHF COST 207 ont fait l'objet d'une communication internationale [83].

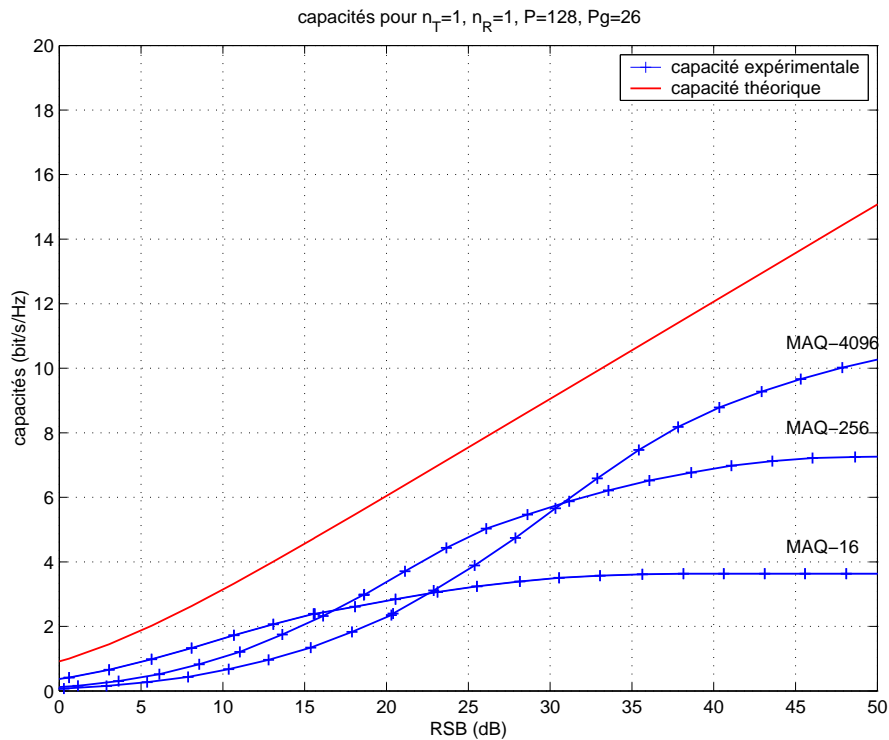


FIG. 3.9 – Capacité d'un système OFDM simple

3.5.2 Canal acoustique sous-marin

Le canal acoustique sous-marin petits fonds (en zone littorale, hauteur d'eau de 10 à 200 m) est caractérisé par une structure de trajets multiples très dense, dépendant de la configuration géométrique (distances, immersions) et du profil de célérité, ainsi que par une forte variabilité spatio-temporelle due à la fois aux caractéristiques physiques de l'environnement (bathymétrie, structures sédimentaires, marées, houle...) et à l'infrastructure expérimentale (mouvements des porteurs).

On utilise un simulateur à lancer de rayons ("BELLHOP gaussian beam") pour générer des réponses impulsionnelles réalistes d'un canal acoustique. BELLHOP simule des champs acoustiques en environnement océanique grâce à la méthode du lancer de rayons. L'environnement étudié est un milieu acoustique avec une vitesse de son dépendante de la portée et de la profondeur. Ce logiciel a été développé par M. Porter à l'Institut de Technologie de New Jersey. Pour une description théorique, se reporter à [84].

Donnons à présent les paramètres de simulation. Les 4 émetteurs sont situés verticalement tous les 20 mètres à partir de 10 m de profondeur jusqu'à 70 m et les récepteurs sont situés sur une ligne verticale tous les 10 mètres de 10 m à 80 m de profondeur. La profondeur de l'eau est 100 mètres et la distance entre les

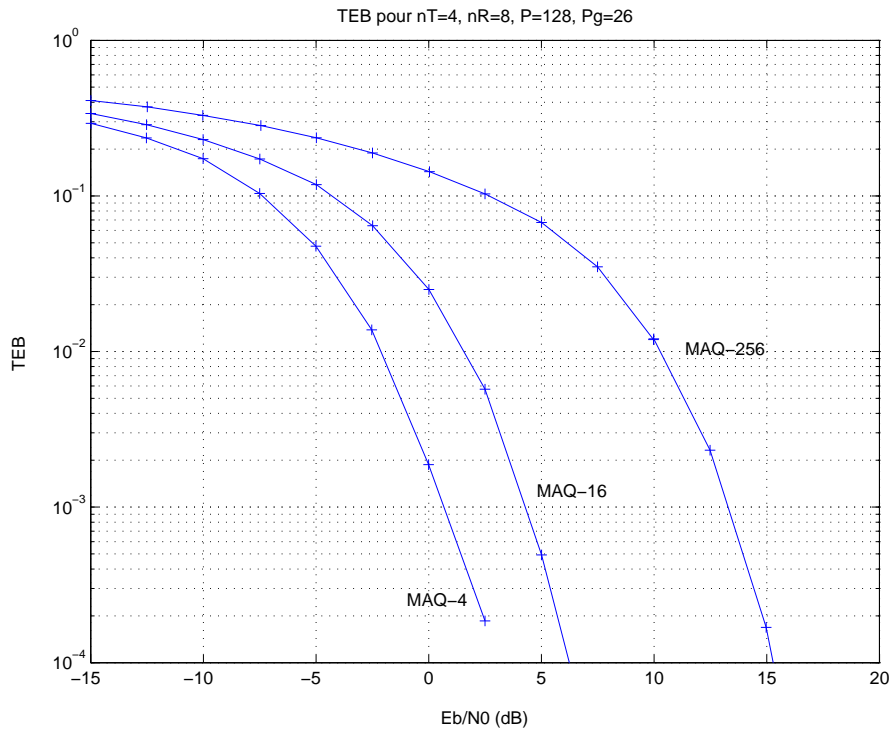


FIG. 3.10 – TEB pour les modulations MAQ-4, 16, et 256

émetteurs et les récepteurs 5 km. Le profil de la célérité du son est mesuré à partir d'un scénario d'acquisition de données réelles INTIMATE'96 (voir <http://w3.ualg.pt/sjesus/intimate/intimate.htm> pour plus de précision). On considère un fond marin plat et sablonneux. La fréquence des émetteurs (qui ont une ouverture de $\pm 15^\circ$) est de 10 kHz. La figure 3.11 représente la réponse impulsionnelle d'un trajet (émetteur à 30 m et récepteur à 10 m). En évaluant les réponses impulsionnelles pour toutes les combinaisons possibles émetteurs-récepteurs, et en gardant les échos les plus significatifs, il s'est avéré que l'intervalle de garde nécessaire pour éviter les IES dans la transmission OFDM est $T_g = 96$ ms. Cette durée étant très longue, elle restreint la largeur de bande des porteuses. Nous avons donc choisi d'utiliser 64 porteuses de 10 Hz chacune, qui donnent donc une largeur de bande totale de $B_s = 640$ Hz.

La capacité des systèmes de transmission MIMO-OFDM est illustrée par la figure 3.12. La capacité théorique est obtenue par (3.36) et l'efficacité spectrale expérimentale par (3.45). La capacité théorique d'un système MIMO-OFDM sur canal gaussien, considéré comme plus facile, est également donnée à titre indicatif. Cette figure prouve l'aptitude de l'association MIMO-OFDM à transmettre de l'information à très haut débit dans le milieu ASM.

La comparaison théorique est basée sur l'étude de l'efficacité spectrale globale des systèmes. Pour asseoir la supériorité des systèmes multi-antennes sur les systèmes SISO, la figure 3.13 illustre la comparaison entre

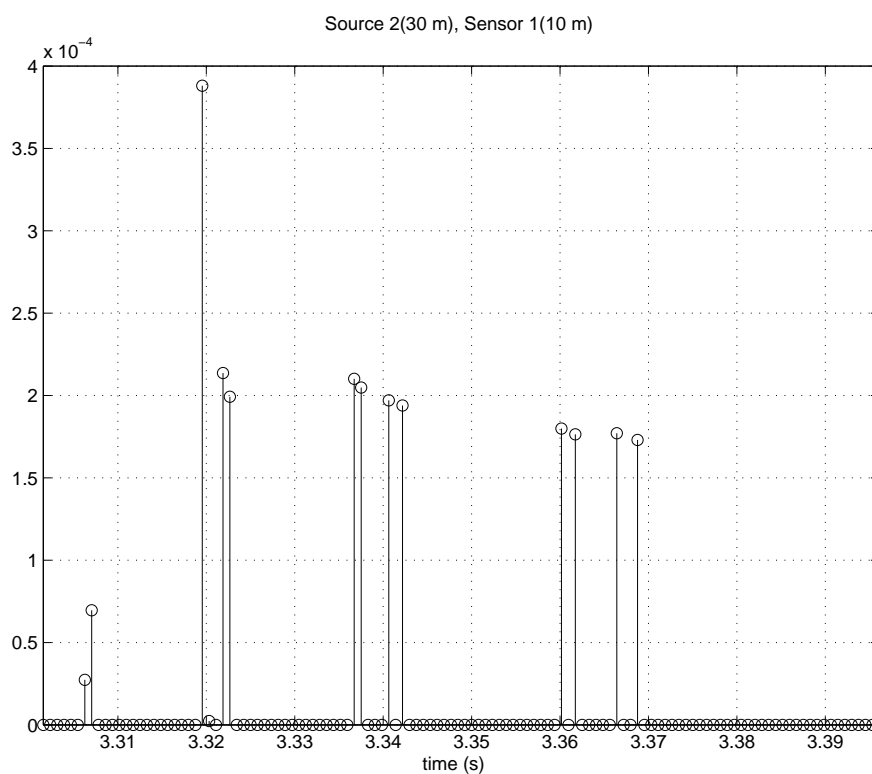


FIG. 3.11 – Module de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous-marin

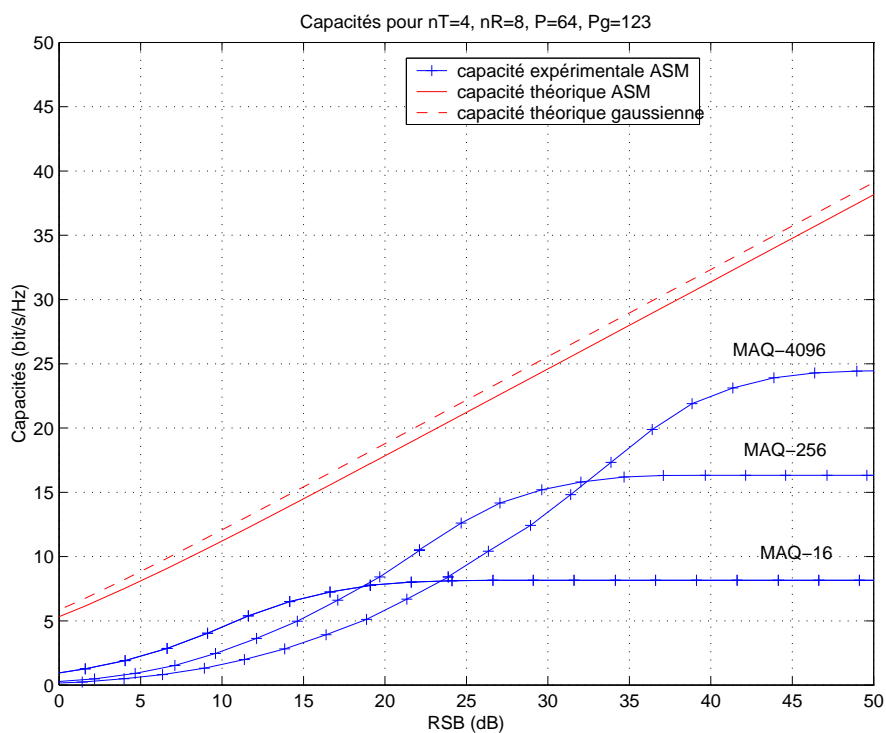


FIG. 3.12 – Capacités de l'association MIMO/OFDM en milieu acoustique sous-marin

l'OFDM et MIMO-OFDM en terme de TEB avec la même largeur de bande B_s et le même débit, fixé à $D_b = 8B_s\eta$ (cf. (3.32) et (3.34) pour le débit de l'OFDM et de MIMO-OFDM respectivement). Les paramètres pour le système MIMO-OFDM sont $n_T = 4$, $n_R = 8$ et $m = 2$, et pour l'OFDM, $n_T = n_R = 1$ et $m = 8$.

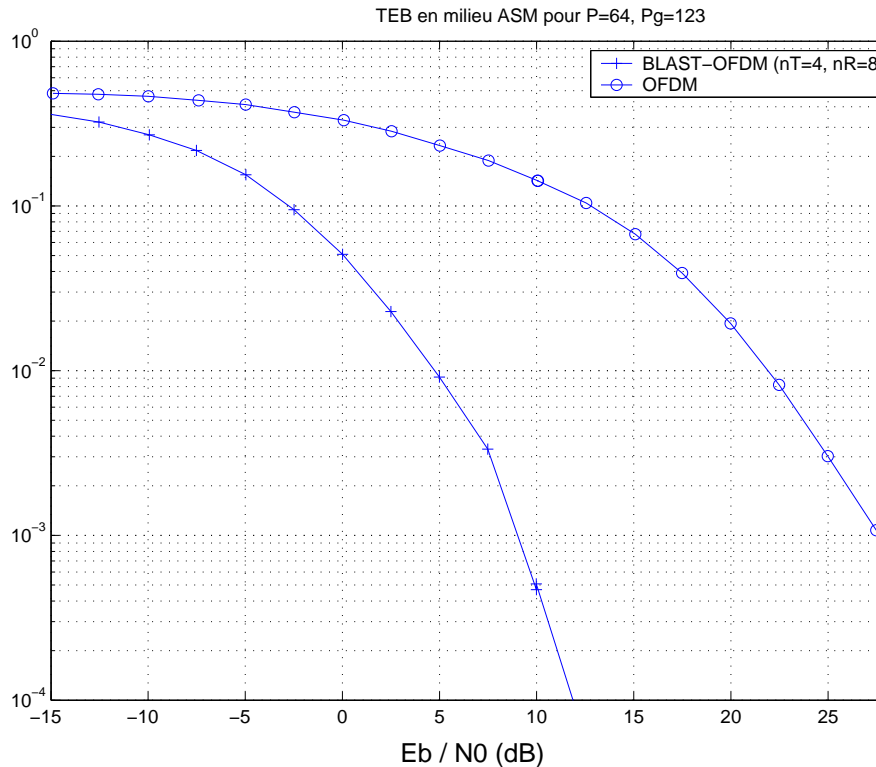


FIG. 3.13 – Comparaison entre BLAST/OFDM et OFDM avec même débit et même largeur de bande

On remarque clairement que la solution BLAST-OFDM offre des performances largement supérieures à l'OFDM seule. Ceci démontre l'indiscutable supériorité d'un tel système et son utilité pour des transmissions à très haute efficacité spectrale.

3.6 Estimation rapide du TEB

Dans la plupart des cas, il est difficile d'obtenir les courbes de TEB de façon analytique, et il faut se rabattre sur des techniques numériques. La plus utilisée est connue sous le nom de Monte-Carlo (MC) et consiste à faire un grand nombre de tirages de bruit pour obtenir une statistique à la sortie du récepteur. C'est d'ailleurs la technique retenue pour la plupart des simulations présentées dans cette thèse. Cependant lorsque le RSB augmente les erreurs ont tendance à diminuer, et pour avoir des courbes à faible TEB, la méthode MC peut se révéler particulièrement fastidieuse. La figure 3.10 montre d'ailleurs ses limites puisque la courbe de TEB de la MAQ-4 s'interrompt au dessous de 10^{-4} , faute d'erreurs lors de la simulation. Pour limiter le nombre de

tirages, des méthodes du type "importance sampling" peuvent être mises en oeuvre [85].

Dans [86] nous avons proposé un algorithme d'estimation rapide du TEB, qui constitue une adaptation aux communications numériques d'une méthode proposée par Julier et Uhlmann [87, 88] dans le cadre de la trajectographie en robotique. Cette méthode s'affranchit du tirage aléatoire par un choix déterministe des échantillons de la distribution du bruit. Ceux-ci permettent de "capturer" les deux premiers moments du bruit à la réception puis d'estimer le TEB grâce à une formule théorique.

Considérons un vecteur aléatoire \mathbf{y} , provenant de la transformation $\mathbf{y} = T(\mathbf{x})$ d'un vecteur aléatoire \mathbf{x} caractérisé par sa moyenne $\bar{\mathbf{x}}$ et sa matrice de covariance \mathbf{R}_x . La méthode représente les 2 premiers moments de \mathbf{x} par un ensemble de l échantillons \mathcal{X}_i de poids W_i . Pour \mathbf{x} vecteur de dimension n , on aura $l = 2n + 1$ échantillons donnés par :

$$\mathcal{X}_0 = \bar{\mathbf{x}} \quad W_0 = \kappa/(n + \kappa) \quad (3.47)$$

$$\mathcal{X}_i = \bar{\mathbf{x}} + \left(\sqrt{(n + \kappa)\mathbf{R}_x} \right)_i \quad W_i = 1/2(n + \kappa) \quad (3.48)$$

$$\mathcal{X}_{i+n} = \bar{\mathbf{x}} - \left(\sqrt{(n + \kappa)\mathbf{R}_x} \right)_i \quad W_{i+n} = 1/2(n + \kappa) \quad (3.49)$$

où $\left(\sqrt{(n + \kappa)\mathbf{R}_x} \right)_i$ correspond à la i ème ligne de la racine carrée de la matrice $(n + \kappa)\mathbf{R}_x$. Le paramètre κ donne un degré de liberté que l'on fixe à $\kappa = 3 - n$ dans le cas où \mathbf{x} est un vecteur gaussien.

Ensuite, chacun des échantillons \mathcal{X}_i subit la transformation T pour donner les échantillons $\mathcal{Y}_i = T(\mathcal{X}_i)$. On obtient alors une estimée de la moyenne et de la covariance de \mathbf{y} :

$$\bar{\mathbf{y}} = \sum_{i=0}^{l-1} W_i \mathcal{Y}_i \quad (3.50)$$

$$\mathbf{R}_y = \sum_{i=0}^{l-1} W_i \{\mathcal{Y}_i - \bar{\mathbf{y}}\} \{\mathcal{Y}_i - \bar{\mathbf{y}}\}^T \quad (3.51)$$

Dans un système MIMO/OFDM le TEB est la moyenne des TEB par émetteur et par sous-porteuse :

$$P_{eb} = \frac{1}{P} \frac{1}{n_t} \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^{n_t} p_{e_{ip}} \quad (3.52)$$

Si l'on utilise par exemple une modulation MAQ-4, son TEB pour un système mono-émetteur et mono-

récepteur, est donnée par :

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{p_T}{2V^{\Re}}} + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{p_T}{2V^{\Im}}} \quad (3.53)$$

où V^{\Re} et V^{\Im} sont les variances des parties réelle et imaginaire du bruit en sortie du récepteur, estimées par (3.51).

Avec un récepteur ZF, pour chaque émetteur, on peut injecter (3.53) dans (3.52) pour obtenir le TEB de la transmission. Dans le cas d'un récepteur V-BLAST, le retour de décision implique une dépendance dans la démodulation des symboles. On ne pourra donc pas appliquer directement la stratégie précédente, mais on peut néanmoins estimer le TEB en représentant la propagation des erreurs par une structure en arbre (pour une description plus détaillée, le lecteur pourra se référer à [86]).

La figure 3.14 propose l'estimation du TEB pour un système MIMO comportant $n_T = 3$ émetteurs et $n_R = 5$ récepteurs. Cette estimation est validée en plusieurs points par des tirages MC sur 10000 paquets de n_T symboles, qui prouvent la grande précision de notre méthode. Cette courbe permet par ailleurs de vérifier la supériorité de l'algorithme de réception BLAST par rapport à un récepteur linéaire utilisant le critère de forçage à zéro.

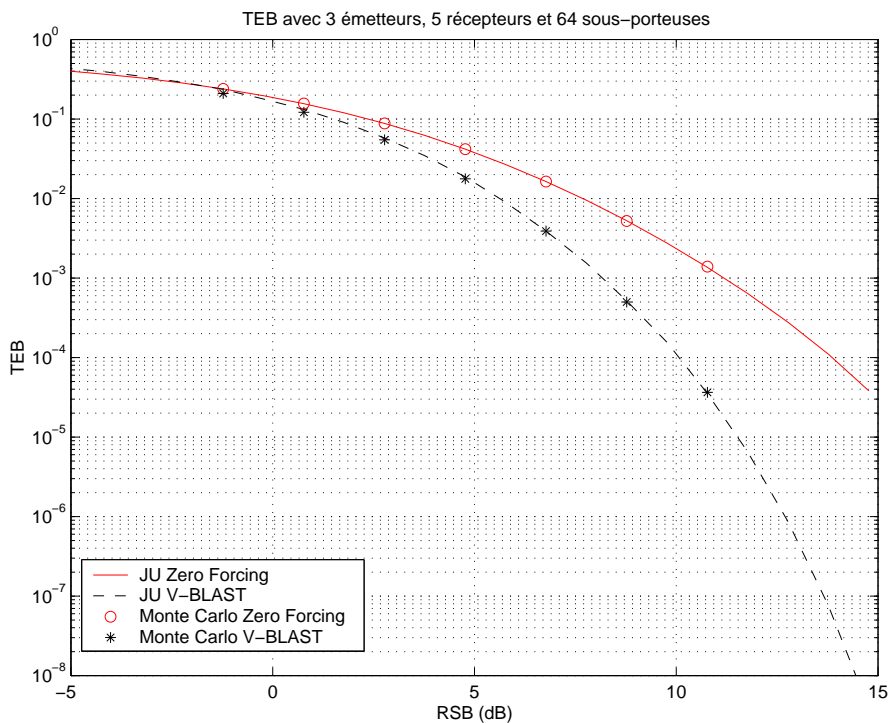


FIG. 3.14 – TEB estimé et TEB expérimental pour $n_T = 3$ émetteurs, $n_R = 5$ récepteurs et $P = 64$ porteuses

Pour plus de simplicité, la statistique du bruit est dans notre exemple considérée comme gaussienne, et

les moments d'ordre 2 suffisent à évaluer correctement le TEB. Toutefois, si ce n'est pas le cas, la méthode JU peut s'étendre à l'ordre 4 pour affiner l'estimation [89]. Une autre amélioration de cette méthode serait d'inclure dans le vecteur aléatoire de bruit les statistiques du canal, si celui-ci est d'un type bien identifié (Rayleigh, Rice,...).

3.7 Conclusions

Nous avons proposé une approche qui profite simultanément de la diversité spatiale (traitement multi-antennes) et de la diversité fréquentielle pour atteindre de grandes efficacités spectrales et de hauts débits sur les canaux multi-trajets. Cette méthode est une amélioration de l'algorithme BLAST par ailleurs très performant (mais qui est basé seulement sur la diversité spatiale): elle enlève la principale contrainte de BLAST qui empêche d'atteindre de hauts débits quand les échos sont longs. Le système BLAST-OFDM est particulièrement bien adapté aux transmissions hertziennes, que ce soit en réseau GSM urbain ou en indoor. Pour le système BLAST seul, le débit est limité par la période symbole T_s qui doit être plus grande que l'écho le plus long (*i.e.*, $T_s \gg T_d$) alors que dans l'approche BLAST-OFDM, cette condition n'est pas nécessaire. On a juste besoin d'un intervalle de garde $T_g \geq T_d$. Malgré de longs échos, comme dans le cas ASM par exemple, BLAST atteint donc une efficacité spectrale relativement grande.

La comparaison entre le système BLAST-OFDM et l'OFDM démontre qu'il n'y a aucun doute quant à l'intérêt de BLAST-OFDM en terme de capacité et de TEB, même dans un contexte difficile comme c'est le cas pour les communications intra-muros, radio-mobiles ou en acoustique sous-marine. Durant ce travail de thèse, des travaux ont été menés parallèlement et indépendamment par d'autres laboratoires sur cette association et les études sur la capacité fournies dans [90] confirment le grand potentiel des systèmes MIMO-OFDM. Celui-ci est d'ailleurs susceptible d'intéresser les industriels, qui pourraient y voir l'avenir des communications sans fil.

Les courbes expérimentales nous ont montré que l'algorithme de démodulation BLAST n'est sans doute pas optimal, et l'utilisation d'un autre critère de décision que le zéro-forcing, par exemple le minimum d'erreur quadratique ou le maximum de vraisemblance, permettrait d'améliorer le traitement du signal en réception. On peut également envisager d'améliorer le taux d'erreur en incluant dans l'émetteur un codage et/ou un entrelacement, qui permettrait à l'information de mieux résister aux perturbations de canal.

Dans le cas où les transmissions sont de bonne qualité, il devient difficile de proposer des courbes de TEB dans la mesure où il n'y a pas beaucoup d'erreurs. Nous avons donc proposé dans le dernier paragraphe un algorithme d'estimation rapide du TEB, dérivé de la méthode de Julier et Uhlmann, qui permet d'éviter de

fastidieuses simulations Monte-Carlo et nous avons exploité cette méthode pour des transmissions MIMO-OFDM.

Dans la suite de cette thèse, nous allons nous pencher sur un autre moyen d'augmenter l'efficacité des systèmes MIMO, à savoir l'optimisation globale par précodage et décodage en considérant que l'état du canal est connu de l'émetteur.

Chapitre 4

Diagonalisation des systèmes MIMO

4.1 Introduction

Nous venons de montrer l'efficacité de l'association des technologies multi-antennes et des systèmes multiporteuses. Dans les chapitres à venir, nous nous affranchissons donc du problème de limitation de bande pour nous pencher sur les méthodes qui permettent de rendre les systèmes MIMO encore plus performants. Le codage, qu'il soit inclus dans le principe même des systèmes, comme c'est le cas pour les codes spatio-temporels, ou qu'il soit rajouté sous la forme de codes correcteurs d'erreurs, constitue bien évidemment une possibilité de s'approcher de la capacité du canal, et de nombreuses études sont menées sur le codage approprié à la multiplicité d'antennes. En considérant la possibilité d'obtenir à l'émission des informations sur l'état du canal (CSI pour "Channel State Information"), nous avons choisi dans cette thèse une autre approche qui consiste à étudier la structure émettrice la plus efficace possible. Les systèmes qui considèrent que l'émetteur peut connaître l'état du canal existent déjà en pratique et font entre autres appel à des techniques de duplexage en temps ou en fréquence (paragraphe 1.7). Il existe ensuite plusieurs moyens de prendre en compte cette information pour optimiser la transmission, comme la sélection d'antennes ou l'optimisation globale par pré-codage et décodage.

Ce chapitre théorique a pour but de simplifier au maximum le canal de transmission MIMO, en tenant compte de ces opérations d'optimisation globale. Ainsi, nous allons dans un premier temps "blanchir" spatialement le bruit qui perturbe le signal durant son passage dans le canal. Ensuite, nous allons diagonaliser le canal en faisant appel à des opérations matricielles de décomposition en valeurs propres et valeurs singulières. Enfin, la matrice de canal n'étant toujours pas de rang plein au terme de cette seconde étape, nous allons procéder à une réduction de dimension. Ce processus de simplification du canal MIMO est très simple à mettre en oeuvre

et reste très général, puisqu'il repose entièrement sur des opérations matricielles.

Depuis le début de cette thèse, d'autres équipes ont proposé de manière indépendante des approches présentant quelques similarités avec celle que nous proposons dans ce chapitre. Cependant, ces approches négligent la corrélation spatiale du bruit et les problèmes de rang des matrices. Les opérations de décomposition matricielle sont utilisées non pas pour simplifier les systèmes mais plutôt pour les optimiser, que ce soit selon les critères de capacité [20] ou d'erreur quadratique minimale [91]. La diagonalité résultante du système est alors le fruit de cette optimisation, mais n'est pas franchement un résultat recherché originellement. Les résultats obtenus sont donc beaucoup moins généraux que ceux proposés ci-dessous.

4.2 Principe de l'approche

4.2.1 Modèle de système

Considérons un système MIMO classique avec n_R récepteurs et n_T émetteurs. La matrice de canal \mathbf{H} est souvent déficiente ou mal conditionnée, et il ne sert à rien d'utiliser les n_T antennes émettrices à la fois. La possibilité de CSI à l'émission peut donc permettre soit de sélectionner un sous-ensemble d'antennes privilégiées, soit de construire un précodeur et un décodeur conjoints. Cette dernière solution est celle que nous avons retenue, et nous considérons donc à présent que nous voulons émettre seulement sur b voies indépendantes. Pour un canal MIMO sans délai, l'équation du système incluant le précodeur est directement inspirée de l'équation (2.2):

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \nu \quad (4.1)$$

où \mathbf{H} est la matrice de canal de taille $n_R \times n_T$, \mathbf{F} est la matrice de précodage de taille $n_T \times b$, \mathbf{s} est le vecteur émis de taille $b \times 1$ et ν est le vecteur de bruit de taille $n_R \times 1$.

Notons k le rang de \mathbf{H} . De façon évidente, nous avons $1 \leq b \leq k \leq \min(n_T, n_R)$ si l'émetteur connaît le canal et seulement $1 \leq b \leq \min(n_T, n_R)$ et $k \leq \min(n_T, n_R)$ dans le cas contraire.

On suppose, comme dans le chapitre 2, que les symboles sont indépendants et identiquement distribués, et que les symboles et le bruit additif sont totalement décorrélés. Si on appelle \mathbf{R} la matrice de covariance du bruit, nous retrouvons donc les expressions:

$$\mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^*\} = \mathbf{I}_b \quad \mathcal{E}\{\nu\nu^*\} = \mathbf{R} \quad \mathcal{E}\{\mathbf{s}\nu^*\} = 0 \quad (4.2)$$

Si la puissance totale d'émission est notée p_T , la contrainte suivante doit être naturellement respectée:

$$\text{trace}\{\mathbf{F}\mathbf{F}^*\} = p_T \quad (4.3)$$

Une alternative est cependant donnée dans [92] qui consiste à contraindre la plus grande valeur propre λ_{\max} de la matrice de covariance $\mathbf{F}\mathbf{F}^*$ du signal émis (après le précodeur). Cette condition limite aussi la puissance puisqu'elle constitue une majoration de (4.3):

$$\text{trace}\{\mathbf{F}\mathbf{F}^*\} \leq b\lambda_{\max}(\mathbf{F}\mathbf{F}^*) \quad (4.4)$$

Si on appelle λ_T la plus grande valeur propre tolérée de la matrice de covariance des vecteurs émis, la contrainte peut s'écrire:

$$\lambda_{\max}(\mathbf{F}\mathbf{F}^*) = \lambda_T \quad (4.5)$$

En plus de limiter la puissance globale d'émission, cette contrainte impose une limite sur la puissance crête, indépendamment de l'alphabet utilisé. Cependant, la borne est moins précise que pour (4.3) et nous avons de ce fait choisi de conserver cette dernière comme contrainte pour la suite de nos travaux.

Pour l'instant, on suppose que l'état du canal est disponible à l'émission.

4.2.2 Idées de base

Notons \mathcal{V} l'espace de dimension n_R dans lequel se trouvent les vecteurs \mathbf{r} et ν . La matrice \mathbf{H} étant de rang k , les vecteurs $\mathbf{H}\mathbf{F}$ s sont confinés dans un sous-espace \mathcal{H} de dimension k engendré par les colonnes de \mathbf{H} . De plus, le vecteur \mathbf{s} étant de taille b , $\mathbf{H}\mathbf{F}$ s est confinée dans un sous-espace \mathcal{S} de dimension b engendré par les colonnes de $\mathbf{H}\mathbf{F}$. Les trois sous-espaces définis ci-dessus s'imbriquent donc de la façon suivante (figure 4.1):

$$\mathcal{S} \subset \mathcal{H} \subset \mathcal{V} \quad (4.6)$$

Comme \mathcal{H} est déterminé par la matrice de canal, on ne peut pas le modifier. En revanche, avec CSI, le fait de modifier la matrice \mathbf{F} nous permet de déplacer le sous-espace \mathcal{S} à l'intérieur de \mathcal{H} .

Notons $\overline{\mathcal{H}}$ un sous-espace de dimension $(n_R - k)$ tel que:

$$\mathcal{V} = \mathcal{H} \oplus \overline{\mathcal{H}} \quad (4.7)$$

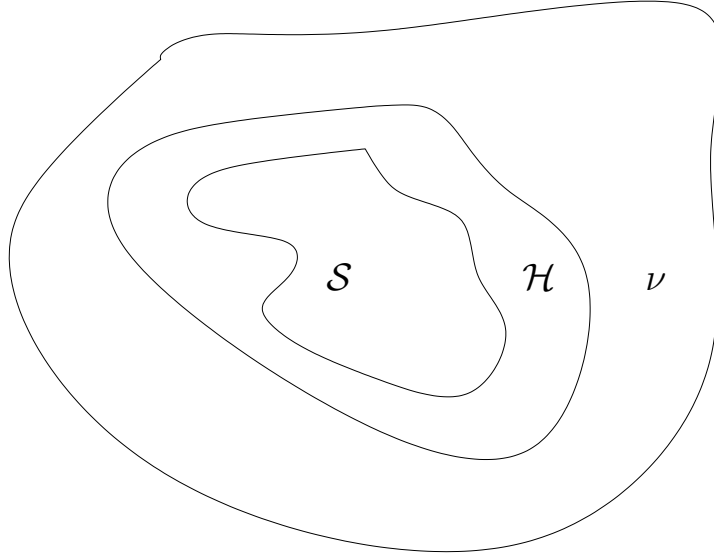


FIG. 4.1 – Représentation planaire des sous-espaces des signaux, du canal et du bruit

où \oplus désigne la somme directe de deux espaces complémentaires.

Si l'on note de manière équivalente $\bar{\mathcal{S}}$ un sous-espace de dimension $(k - b)$ tel que:

$$\mathcal{H} = \mathcal{S} \oplus \bar{\mathcal{S}} \quad (4.8)$$

alors nous avons:

$$\mathcal{V} = \mathcal{S} \oplus \bar{\mathcal{S}} \oplus \bar{\mathcal{H}} \quad (4.9)$$

Notons \mathbf{V} une matrice de dimension $n_R \times n_R$ dont les colonnes sont une base de \mathcal{V} telle que:

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \mathbf{V}_S & \mathbf{V}_{\bar{\mathcal{S}}} & \mathbf{V}_{\bar{\mathcal{H}}} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

où les colonnes de \mathbf{V}_S , $\mathbf{V}_{\bar{\mathcal{S}}}$, et $\mathbf{V}_{\bar{\mathcal{H}}}$ sont des bases de \mathcal{S} , $\bar{\mathcal{S}}$ et $\bar{\mathcal{H}}$. Supposons que nous puissions choisir cette base de \mathcal{V} de telle façon que la matrice de corrélation du bruit devienne la matrice identité de taille $(n_R \times n_R)$ (à cette étape de notre développement, nous supposons juste que c'est possible, nous expliquerons plus loin comment trouver cette base). Notons \mathbf{r}_v le vecteur dont les éléments sont les composantes, dans cette nouvelle base, du vecteur reçu \mathbf{r} :

$$\mathbf{r}_v = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{r} \quad (4.11)$$

Ainsi, si on note $\nu_v = \mathbf{V}^{-1}\nu$, nous avons:

$$\mathbf{r}_v = \mathbf{V}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \nu_v \quad (4.12)$$

et nous pouvons écrire:

$$\mathbf{r}_v = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_S \\ \mathbf{r}_{\overline{S}} \\ \mathbf{r}_{\overline{H}} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Les sous-vecteurs \mathbf{r}_S , $\mathbf{r}_{\overline{S}}$ et $\mathbf{r}_{\overline{H}}$ contiennent les composantes de \mathbf{r} dans les bases de \mathcal{S} , $\overline{\mathcal{S}}$ et $\overline{\mathcal{H}}$. Etant donnée la structure de la base, nous voyons immédiatement que:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{r}_S \\ \mathbf{r}_{\overline{S}} \\ \mathbf{r}_{\overline{H}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_v \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \mathbf{s} + \begin{pmatrix} \nu_S \\ \nu_{\overline{S}} \\ \nu_{\overline{H}} \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

où \mathbf{H}_v est une matrice de taille $(b \times b)$. On peut remarquer que:

- $\mathbf{r}_{\overline{H}}$ dépend seulement du bruit (et ne contient donc pas la moindre information sur les données transmises) et on ne peut pas le changer;
- $\mathbf{r}_{\overline{S}}$ dépend aussi seulement du bruit, mais on peut l'affecter en changeant la matrice de précodage \mathbf{F} ;
- \mathbf{r}_S dépend à la fois des données transmises et du bruit, et on peut le modifier en changeant \mathbf{F} . Il faut alors aligner \mathcal{S} avec le sous-espace de gain maximal de canal.

Comme la matrice de corrélation du bruit est la matrice identité (dans la nouvelle base), $\mathbf{r}_{\overline{H}}$ et $\mathbf{r}_{\overline{S}}$ ne sont pas corrélés avec le bruit qui affecte le signal émis (*c.à.d.*, ν_S), ce qui revient à dire que $\mathbf{r}_{\overline{H}}$ et $\mathbf{r}_{\overline{S}}$ n'apportent aucune information utile pour l'estimation de \mathbf{s} . Donc, en réception, on peut réduire la dimension du système en gardant seulement \mathbf{r}_S .

4.2.3 Canal virtuel

En considérant une matrice de précodage \mathbf{F} et de décodage \mathbf{G} , le modèle de base du système, représenté sur la figure 4.2 s'écrit:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{G}\nu \quad (4.15)$$

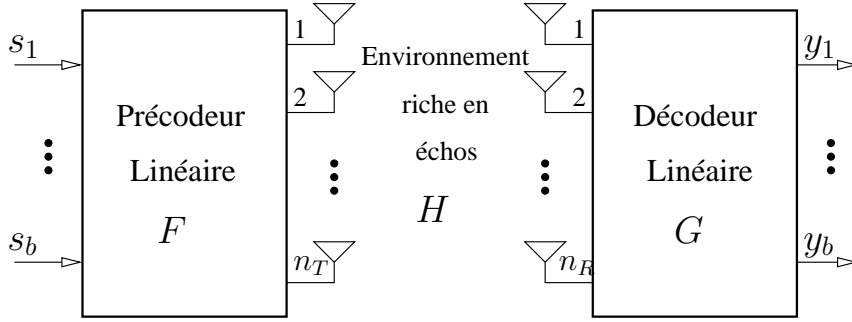


FIG. 4.2 – Système MIMO avec précodeur et décodeur

Notre approche est basée sur la décomposition des matrices de précodage et de décodage comme suit:

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_v \mathbf{F}_d \quad (4.16)$$

et:

$$\mathbf{G} = \mathbf{G}_d \mathbf{G}_v \quad (4.17)$$

Le modèle devient alors:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_d \mathbf{H}_v \mathbf{F}_d \mathbf{s} + \mathbf{G}_d \nu_v \quad (4.18)$$

où \mathbf{H}_v est le canal virtuel défini par:

$$\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{H} \mathbf{F}_v \quad (4.19)$$

et ν_v est le bruit virtuel:

$$\nu_v = \mathbf{G}_v \nu \quad (4.20)$$

Sa matrice de corrélation est:

$$\mathbf{R}_v = \mathbf{G}_v \mathbf{R} \mathbf{G}_v^* \quad (4.21)$$

Nous allons utiliser seulement des matrices de précodage virtuelles \mathbf{F}_v dont les colonnes sont orthonormées, et par conséquent:

$$\mathbf{F}_v^* \mathbf{F}_v = \mathbf{I} \quad (4.22)$$

La contrainte de puissance est:

$$\text{trace} \{ \mathbf{F}_d \mathbf{F}_d^* \} = p_T \quad (4.23)$$

Preuve: $p_T = \text{trace} \{ \mathbf{F} \mathbf{F}^* \} = \text{trace} \{ \mathbf{F}^* \mathbf{F} \} = \text{trace} \{ \mathbf{F}_d^* \mathbf{F}_v^* \mathbf{F}_v \mathbf{F}_d \} = \text{trace} \{ \mathbf{F}_d^* \mathbf{F}_d \} = \text{trace} \{ \mathbf{F}_d \mathbf{F}_d^* \}$

Notre objectif est de déterminer les précodeurs et décodeurs virtuels \mathbf{F}_v et \mathbf{G}_v de telle sorte que le canal virtuel \mathbf{H}_v et la matrice de corrélation du bruit \mathbf{R}_v deviennent aussi simples que possible. Cela facilitera grandement l'analyse du système ainsi que la détermination de \mathbf{F}_d et \mathbf{G}_d .

Cet objectif sera atteint grâce à plusieurs transformations successives visant à simplifier le modèle au maximum. Les précodeurs et décodeurs virtuels sont alors définis respectivement par:

$$\mathbf{G}_v = \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_1 \quad (4.24)$$

et

$$\mathbf{F}_v = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2 \mathbf{F}_3 \quad (4.25)$$

Il faut noter que dans le cas où on n'a aucune information sur le canal, la matrice de précodage doit être incluse dans la matrice de canal et dans ce cas $n_T = b$.

4.3 Simplification du canal MIMO

4.3.1 Etape 1: Blanchiment du bruit

La décomposition en valeurs propres (DVP) de la matrice de corrélation du bruit nous donne:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^* \quad (4.26)$$

où \mathbf{Q} est une matrice unitaire et $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n_R})$ est une matrice réelle diagonale avec $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{n_R} \geq 0$; les valeurs propres sont rangées dans l'ordre décroissant. Prenons:

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{Q}^* \quad (4.27)$$

et:

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{I}_{n_T} \quad (4.28)$$

$\mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}$ est simplement une matrice diagonale, dont les éléments sont $1/\sqrt{\lambda_1}, \dots, 1/\sqrt{\lambda_{n_R}}$. La matrice de corrélation du bruit virtuel est alors:

$$\mathbf{R}_{v1} = \mathbf{G}_1 \mathbf{R} \mathbf{G}_1^* = \mathbf{I}_{n_R} \quad (4.29)$$

Les vecteurs de la base résultante sont les colonnes de $(\mathbf{G}_1)^{-1}$ (avec leurs coordonnées exprimées dans la base initiale). Dans la nouvelle base, le bruit est blanc et isotrope. Comme les transformations que nous allons utiliser par la suite sont toutes unitaires (*c.à.d.* des rotations de bases), cette matrice de corrélation du bruit ne changera absolument plus. Le canal intermédiaire virtuel est:

$$\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{G}_1 \mathbf{H} \mathbf{F}_1 \quad (4.30)$$

4.3.2 Etape 2: Diagonalisation du canal

La décomposition en valeurs singulières (DVS) est un outil très utile à la simplification des canaux de transmission. La DVS de \mathbf{H}_{v1} donne:

$$\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{A} \mathbf{\Sigma} \mathbf{B}^* \quad (4.31)$$

où \mathbf{A} est une matrice unitaire de taille $(n_R \times n_R)$, \mathbf{B} est une matrice unitaire de taille $(n_T \times n_T)$, et $\mathbf{\Sigma}$ est une matrice de taille $(n_R \times n_T)$ dont la structure est la suivante:

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{pmatrix} \mathbf{\Sigma}_k & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

où $\mathbf{\Sigma}_k = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_k)$ est une matrice diagonale de taille $(k \times k)$ dont les éléments diagonaux sont réels et strictement positifs. En supposant que ces éléments ont été rangés de telle sorte que $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_k > 0$, prenons:

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{A}^* \quad (4.33)$$

et:

$$\mathbf{F}_2 = \mathbf{B} \quad (4.34)$$

Il faut remarquer que choisir cette valeur pour \mathbf{F}_2 n'implique aucune perte de généralité dans la mesure où, si l'émetteur a accès à l'état du canal, il sera toujours possible d'inclure \mathbf{B}^* dans \mathbf{F}_d pour annuler \mathbf{F}_2 . Le canal virtuel est alors:

$$\mathbf{H}_{v2} = \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_{v1} \mathbf{F}_2 = \mathbf{\Sigma} \quad (4.35)$$

et la matrice de corrélation du bruit virtuel est toujours:

$$\mathbf{R}_{v2} = \mathbf{G}_2 \mathbf{R}_{v1} \mathbf{G}_2^* = \mathbf{I}_{n_R} \quad (4.36)$$

A ce stade, la matrice de canal et la matrice de corrélation du bruit virtuel sont toutes deux extrêmement simples. Comme les $n_R - k$ dernières colonnes de \mathbf{H}_{v2} sont nulles, il est évident que les $n_R - k$ derniers éléments de \mathbf{r}_v sont les composantes de \mathbf{r} dans la base de $\overline{\mathcal{H}}$, (c.à.d., $\mathbf{r}_{\overline{H}}$). De plus, comme expliqué précédemment, le précodeur doit aligner \mathcal{S} avec le sous-espace de gain maximal de canal. Etant donné la structure de \mathbf{H}_{v2} et l'ordre décroissant des éléments diagonaux de Σ_k , il est clair que les b plus hauts gains de canal correspondent aux b premiers éléments diagonaux de Σ_k . On peut donc écrire:

$$\mathbf{r}_v = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_S \\ \mathbf{r}_{\overline{S}} \\ \mathbf{r}_{\overline{H}} \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

Et $\mathbf{G}_2\mathbf{G}_1$ n'est rien d'autre que la matrice de transformation V^{-1} mentionnée dans (4.11).

4.3.3 Etape 3: Réduction de dimension

Comme expliqué plus avant, $\mathbf{r}_{\overline{S}}$ et $\mathbf{r}_{\overline{H}}$ n'apportent aucune information utile sur le signal émis, et nous pouvons donc garder seulement \mathbf{r}_S en prenant pour \mathbf{G}_3 la matrice de taille $(b \times n_R)$ ci-dessous:

$$\mathbf{G}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_b & 0 \end{pmatrix} \quad (4.38)$$

De plus, comme le précodeur doit aligner \mathcal{S} sur le sous-espace de gain maximal de canal, on peut prendre pour \mathbf{F}_3 la matrice de taille $(n_T \times b)$ ci-dessous:

$$\mathbf{F}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_b \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.39)$$

Le canal virtuel devient la matrice $(b \times b)$ suivante:

$$\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_3\mathbf{H}_{v2}\mathbf{F}_3 = \Sigma_b \quad (4.40)$$

où Σ_b est la matrice diagonale $(b \times b)$ contenant les b premiers éléments diagonaux de Σ . La matrice de corrélation du bruit virtuel est:

$$\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_b \quad (4.41)$$

Le modèle est maintenant:

$$\mathbf{r}_s = \mathbf{H}_v \mathbf{F}_{dS} + \nu_v \quad (4.42)$$

4.3.4 Résumé de la méthode

Les différentes étapes nécessaires à l'obtention du canal MIMO diagonal sont résumés dans la table 4.1 et ont fait l'objet d'une soumission d'article [93]. Tous ces calculs sont basés sur des manipulations de matrices très simples et ne demandent que quelques lignes de programme dans des langages orientés matrices tels Matlab ou Octave.

étape	i	méthode	\mathbf{F}_i	\mathbf{G}_i	\mathbf{H}_{v_i}	\mathbf{R}_{v_i}
blanchiment du bruit	1	EVD: $\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^*$	$\mathbf{F}_1 = \mathbf{I}_{n_T}$	$\mathbf{G}_1 = \mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}^*$	$\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{G}_1\mathbf{H}\mathbf{F}_1$	$\mathbf{R}_{v1} = \mathbf{G}_1\mathbf{R}\mathbf{G}_1^*$ $= \mathbf{I}_{n_R}$
diagonalisation du canal	2	SVD: $\mathbf{H}_{v1} = \mathbf{A}\mathbf{\Sigma}\mathbf{B}^*$	$\mathbf{F}_2 = \mathbf{B}$	$\mathbf{G}_2 = \mathbf{A}^*$	$\mathbf{H}_{v2} = \mathbf{\Sigma}$	$\mathbf{R}_{v2} = \mathbf{I}_{n_R}$
réduction de dimension	3	$\mathbf{r}_v = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_S \\ \mathbf{r}_{\bar{S}} \\ \mathbf{r}_{\bar{H}} \end{pmatrix}$	$\mathbf{F}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_b \\ 0 \end{pmatrix}$	$\mathbf{G}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_b & 0 \end{pmatrix}$	$\mathbf{H}_v = \mathbf{G}_3\mathbf{H}_{v2}\mathbf{F}_3$ $= \mathbf{\Sigma}_b$	$\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_b$

TAB. 4.1 – Etapes pour obtenir un système MIMO diagonal.

Si l'on restreint les précodeurs et décodeurs au cas diagonal, comme nous le ferons dans le chapitre suivant, le système MIMO global est alors équivalent à b voies totalement indépendantes, comme le montre la figure 4.3.

4.3.5 Cas où l'on n'a pas de connaissance du canal à l'émission

Si l'état du canal est inconnu à l'émission, le précodeur ne peut pas être optimisé (on ne peut pas aligner S sur le sous-espace de gains maximaux de canal). Dans ce cas, l'étape 1 reste inchangée, mais lors de la deuxième étape, il faut faire la SVD de $\mathbf{H}_{v1}\mathbf{F}$ (au lieu de \mathbf{H}_{v1}):

$$\mathbf{H}_{v1}\mathbf{F} = \mathbf{A}\mathbf{\Sigma}\mathbf{B}^* \quad (4.43)$$

où \mathbf{A} est une matrice unitaire ($n_R \times n_R$), \mathbf{B} est une matrice unitaire ($b \times b$), et $\mathbf{\Sigma}$ est une matrice ($n_R \times b$)

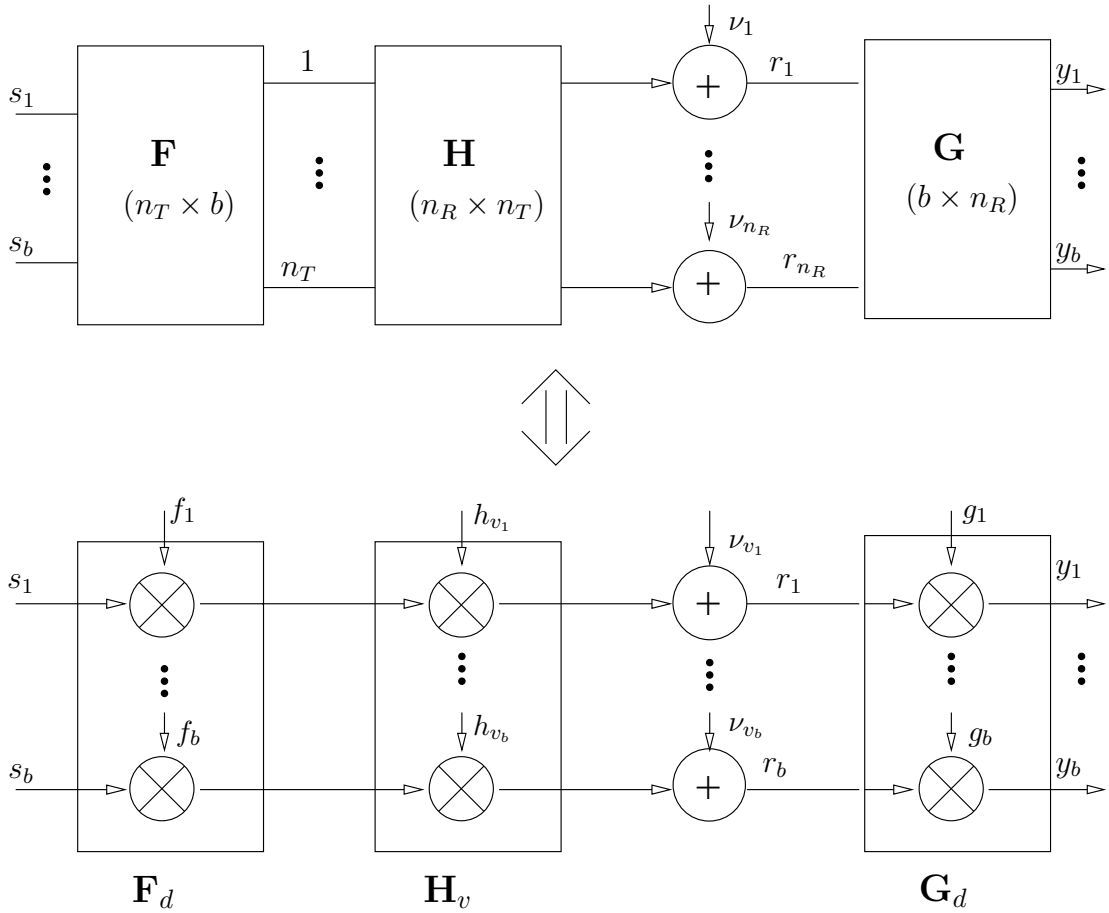


FIG. 4.3 – Schéma équivalent de transmission MIMO avec précodeur et décodeur diagonaux

dont la structure est la suivante:

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \Sigma_b \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.44)$$

où $\Sigma_b = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_b)$ est une matrice diagonale ($b \times b$) dont les éléments diagonaux sont réels et strictement positifs. Supposons que ces éléments ont été rangés de telle sorte que $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_b > 0$. Prenons:

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{A}^* \quad (4.45)$$

et:

$$\mathbf{F}_2 = \mathbf{I}_{n_T} \quad (4.46)$$

Le canal virtuel est alors:

$$\mathbf{H}_{v2} = \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_{v1} \mathbf{F}_2 = \Sigma \mathbf{B}^* = \begin{pmatrix} \Sigma_k \mathbf{B}^* \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

Aussi, les dernières $n_R - b$ lignes de \mathbf{H}_{v2} sont nulles. Ceci veut dire que les b premières composantes de \mathbf{r}_v correspondent aux composantes du vecteur reçu dans \mathcal{S} , alors que les autres $n_R - b$ contiennent ses composantes dans $\overline{\mathcal{S}} \oplus \overline{\mathcal{H}}$. Enfin, pour la réduction de dimension, il faut garder les b premières composantes de \mathbf{r}_v qui correspondent au même choix de \mathbf{F}_3 et \mathbf{G}_3 que dans le cas avec CSI.

Il faut bien noter que le canal virtuel résultant \mathbf{H}_v n'est plus diagonal, contrairement au cas où l'état du canal est disponible à l'émission. La démarche consiste simplement à blanchir le bruit et à projeter le vecteur reçu dans le sous-espace \mathcal{S} de dimension b .

4.4 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre un processus de simplification des canaux MIMO. Basée sur des opérations matricielles simples comme les décompositions en valeurs propres ou en valeurs singulières, la démarche reste très générale. Elle permet d'intégrer au système de transmission un précodeur et un décodeur diagonaux qui augmentent la fiabilité de la communication. Si l'on utilise des précodeurs et décodeurs diagonaux, le système global peut être vu comme b voies parallèles indépendantes. Cette diagonalité autorise de plus une détection optimale, basée sur le critère du maximum de vraisemblance, dont la complexité dans ce contexte reste raisonnable.

Chapitre 5

Précodage diagonal optimal pour systèmes MIMO

5.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'on pouvait largement simplifier les systèmes de transmission MIMO, et rendre tout système MIMO virtuellement diagonal. Dans la nouvelle représentation, nous avons alors:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}_d \mathbf{H}_v \mathbf{F}_d \mathbf{s} + \mathbf{G}_d \nu_v$$

où $\nu_v = \mathbf{G}_v \nu$ est un bruit blanc dont la matrice de corrélation s'exprime $\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_b$ et $\mathbf{H}_v = \Sigma_b = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_b)$ est la matrice de canal virtuel ($b \times b$) (c'est une matrice diagonale dont les éléments sont positifs et rangés dans l'ordre décroissant).

Nous utilisons un récepteur basé sur le critère de Maximum de Vraisemblance dont la complexité augmente très rapidement avec le nombre d'antennes émettrices. Si le système global est non-diagonal (ce qui est le cas pour tous les systèmes qui ne supposent aucune connaissance du canal à l'émission), la complexité de cet algorithme de détection augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes, tandis que si le système est entièrement diagonal l'augmentation est seulement linéaire. Aussi, par soucis de moindre complexité, ainsi que de simplicité, nous considérons dans ce dernier chapitre uniquement des précodeurs diagonaux.

La recherche des précodeurs optimaux peut donc se limiter au cas diagonal, c'est-à-dire $\mathbf{F}_d = \text{diag}\{f_i\}_{i=1}^b$ et $\mathbf{G}_d = \text{diag}\{g_i\}_{i=1}^b$. Le système peut alors être vu comme un ensemble de canaux indépendants (figure 4.3), et la détection par MV peut être utilisée efficacement, même pour de grandes valeurs de b et pour de larges

constellations. Les valeurs des matrices de précodage et décodage dépendent du critère choisi pour l'optimisation, et correspondent en fait à une répartition de la puissance d'émission sur les canaux virtuels. Plusieurs critères bien connus sont détaillés dans la première partie de ce chapitre. Le critère le plus populaire et sans doute encore le plus utilisé à l'heure actuelle est le critère de la maximisation de la capacité, connu sous le nom de water-filling (WF). On trouve également fréquemment le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM), ou encore le critère de maximisation de la plus faible valeur singulière du canal équivalent $\mathbf{H}_v \mathbf{F}_d$, noté ici $\max(\lambda_{\min})$.

Nous détaillerons ensuite le précodeur diagonal optimal élaboré pendant cette thèse. Partant de la constatation que dans les systèmes pratiques, le taux d'erreur bit (TEB) est le paramètre principal à minimiser durant la transmission, nous avons développé un précodeur dont le but est de veiller à ce que le TEB soit le plus faible possible, à n'importe quel moment de la transmission. Nous donnerons également une approximation de ce précodeur qui permet de baisser la complexité de l'optimisation.

Dans une considération générale, et pour n'importe lequel de ces critères, nous étudierons l'impact de la réduction de voies virtuelles sur la fiabilité des transmissions, et montrerons que suivant la gamme de RSB qui caractérise la liaison, le sacrifice de la voie la moins favorisée peut s'avérer bénéfique. Nous tirerons les conclusions qui s'imposent en commentant largement les courbes de TEB et de capacité notamment. Enfin, avant d'offrir quelques perspectives à nos études sur le précodage linéaire, nous situerons notre travail par rapport à d'autres schémas qui utilisent la connaissance du canal à l'émission, et plus particulièrement la sélection d'antennes.

5.2 Critères d'optimisation classiques

Nous étudions dans cette partie les critères le plus souvent utilisés pour l'optimisation des systèmes MIMO. En faisant appel à la méthode d'optimisation de Lagrange, nous donnons l'expression du précodeur qui optimise le critère considéré. Grâce au processus de diagonalisation, on retrouve les précodeurs classiques d'optimisation mais de façon plus simple que dans la littérature.

5.2.1 Maximisation de la capacité

La capacité du canal ne dépend absolument pas du type de récepteur utilisé, et n'est donc pas influencée par les valeurs de la matrice de décodage. En effet, si l'on reprend l'expression de la capacité (2.31) et l'on prend en compte les hypothèses de base, le modèle équivalent (4.42) entraîne l'expression suivante pour la capacité [20]:

$$C = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 \sigma_i^2) \quad (5.1)$$

où f_i et σ_i représentent les valeurs diagonales de la matrice de précodage \mathbf{F}_d et de la matrice du canal équivalent \mathbf{H}_v , respectivement.

Comme le système comporte b voies parallèles et indépendantes, la capacité est tout simplement b fois la capacité d'un canal SISO. Pour trouver les valeurs de la matrice de précodage $\mathbf{F}_d = \text{diag}\{f_i\}_{i=1}^b$ qui maximisent cette capacité, nous allons utiliser la méthode des multiplicateurs de Lagrange. La contrainte de la puissance maximale à l'émission s'écrit à présent:

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = p_T \quad (5.2)$$

Appelons μ le multiplicateur de Lagrange, nous pouvons former le Lagrangien:

$$\mathcal{L}_{WF}(\mu, f_i) = \sum_{i=1}^b \log_2(1 + f_i^2 \sigma_i^2) + \mu \left(\left(\sum_{i=1}^b f_i^2 \right) - p_T \right) \quad (5.3)$$

Comme il n'y a qu'une seule variable en plus du multiplicateur, l'annulation de la dérivée $\frac{\partial \mathcal{L}_{WF}}{\partial f_i}$ suffit à trouver le précodeur optimal:

$$f_i^2 = \begin{cases} \Psi - \frac{1}{\sigma_i^2} & \text{pour } \Psi > 1/\sigma_i^2 \\ 0 & \text{pour } \Psi \leq 1/\sigma_i^2 \end{cases} \quad (5.4)$$

Si on note b_ψ l'entier tel que $\sigma_i^2 > 1/\Psi$ pour $i = 1, \dots, b_\psi$ et $\sigma_i^2 \leq 1/\Psi$ (et donc $f_i^2 = 0$) pour $i = b_\psi + 1, \dots, b$. Alors, grâce à la contrainte, on obtient:

$$p_T = \sum_{i=1}^{b_\psi} f_i^2 = \Psi b_\psi - \gamma_\psi \quad (5.5)$$

où γ_ψ est défini par:

$$\gamma_\psi = \sum_{i=1}^{b_\psi} \frac{1}{\sigma_i^2} \quad (5.6)$$

Ainsi le seuil Ψ est:

$$\Psi = \frac{p_T + \gamma_\psi}{b_\psi} \quad (5.7)$$

Il convient de vérifier que cette valeur Ψ régénère le même b_ψ . On peut alors facilement trouver les valeurs f_i à partir de (5.4). Cette solution WF a déjà été l'objet de nombreuses études, et est largement reconnue pour

son aptitude à augmenter les capacités des systèmes MIMO [94, 20, 95]. Cependant, si on retrouve ici les mêmes résultats que dans la littérature, la méthode est développée ici d'une manière beaucoup plus simple et rapide, grâce à la diagonalité du système équivalent.

5.2.2 Minimisation de l'erreur quadratique moyenne

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM) représente une autre solution connue pour l'optimisation de systèmes MIMO, et elle est particulièrement appréciée pour sa faible complexité et sa robustesse [91, 96]. Cette erreur, que l'on va chercher à minimiser, s'écrit $E[\|\mathbf{y} - \mathbf{s}\|^2]$. Cependant, si ce critère EQMM minimise la somme des erreurs d'estimation des symboles sur toutes les voies, il ne donne pas d'information sur l'erreur quadratique propre à chaque mode. Certaines voies peuvent pourtant être bien plus défavorables que d'autres, et il est intéressant de pouvoir mieux maîtriser la répartition des erreurs, en particulier si les voies sont dédiées à des applications différentes, comme ce sera sans doute le cas dans un proche avenir.

Pondération de l'EQMM

Pour appréhender ce problème, on se propose d'utiliser un critère qui minimise l'erreur quadratique moyenne, mais de façon pondérée, en introduisant par exemple une matrice de pondération diagonale et définie positive $\mathbf{W} = \text{diag}\{w_i\}_{i=1}^b$. Le critère à minimiser devient alors $E[\|\mathbf{W}^{1/2}(\mathbf{y} - \mathbf{s})\|^2]$, et étant donnée la diagonalité du système, il s'exprime:

$$\sum_{i=1}^b E[w_i |(g_i \sigma_i f_i - 1)s_i + g_i \nu_{v_i}|^2] \quad (5.8)$$

Sous la contrainte de puissance:

$$\sum_{i=1}^b |f_i|^2 \leq p_T \quad (5.9)$$

la relation (5.8) devient:

$$\sum_{i=1}^b w_i (|g_i \sigma_i f_i - 1|^2 + |g_i|^2) \quad (5.10)$$

Comme la phase de f_i n'a aucun effet sur la contrainte, on choisit:

$$\text{Arg}(f_i) = -\text{Arg}(g_i) \quad (5.11)$$

et on prend des valeurs réelles pour g_i . On se retrouve donc avec un problème qui considère uniquement des

variables réelles. Pour résoudre ce problème d'optimisation, nous faisons de nouveau appel à la méthode de Lagrange, combinée avec les conditions d'optimalité de Karush, Kuhn et Tucker (KKT). Formons dans un premier temps le Lagrangien:

$$\mathcal{L}_{EQMM}(\mu, g_i, f_i) = \sum_{i=1}^b w_i (g_i^2 \sigma_i^2 f_i^2 - 2g_i \sigma_i f_i + g_i^2 + 1) + \mu \left[\left(\sum_{i=1}^b f_i^2 \right) - p_T \right] \quad (5.12)$$

Les conditions KKT ci-dessous sont alors nécessaires et suffisantes pour garantir l'optimalité de notre système diagonal:

$$\frac{\partial \mathcal{L}_{EQMM}(\mu, g_i, f_i)}{\partial g_i} = 0 \quad (5.13)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}_{EQMM}(\mu, g_i, f_i)}{\partial f_i} = 0 \quad (5.14)$$

$$\mu \geq 0 \quad (5.15)$$

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 - p_T \leq 0 \quad (5.16)$$

$$\mu \left[\left(\sum_{i=1}^b f_i^2 \right) - p_T \right] = 0 \quad (5.17)$$

Ainsi, en utilisant l'annulation de la dérivée partielle (5.13)

$$\frac{\partial \mathcal{L}_{EQMM}(\mu, g_i, f_i)}{\partial g_i} = w_i (2g_i \sigma_i^2 f_i^2 - 2\sigma_i f_i + 2g_i) = 0 \quad (5.18)$$

on obtient l'expression des valeurs diagonales de la matrice de décodage:

$$g_i = \frac{\sigma_i f_i}{(\sigma_i f_i)^2 + 1} \quad (5.19)$$

En remplaçant alors les g_i par leur expression (5.19), l'annulation de la dérivée partielle $\frac{\partial \mathcal{L}_{EQMM}(\mu, g_i, f_i)}{\partial f_i}$ (5.14) fournit:

$$f_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_i} (w_i \Psi - \frac{1}{\sigma_i}) & \text{pour } w_i \Psi > 1/\sigma_i \\ 0 & \text{pour } w_i \Psi \leq 1/\sigma_i \end{cases} \quad (5.20)$$

Il faut noter qu'il existe une relation évidente entre le critère qui maximise la capacité du canal et le critère de minimisation pondérée de l'erreur quadratique, puisque le cas particulier $w_i = \sigma_i$ nous renvoie directement au précodeur basé sur la technique du WF (5.4).

Si on note b_ψ l'entier tel que $\sigma_i > \frac{1}{w_i\Psi}$ pour $i = 1, \dots, b_\psi$ et $\sigma_i \leq \frac{1}{w_i\Psi}$ (soit $f_i^2 = 0$) pour $i = b_\psi + 1, \dots, b$, la contrainte nous donne:

$$p_T = \sum_{i=1}^{b_\psi} f_i^2 = \Psi \beta_\psi - \gamma_\psi \quad (5.21)$$

où:

$$\beta_\psi = \sum_{i=1}^{b_\psi} \frac{w_i}{\sigma_i} \quad (5.22)$$

et γ_ψ est toujours définie par (5.6).

Ainsi

$$\Psi = \frac{p_T + \gamma_\psi}{\beta_\psi} \quad (5.23)$$

En utilisant les trois équations précédentes, b_ψ détermine Ψ . Mais il faut vérifier que cette valeur de Ψ régénère le même b_ψ que précédemment. L'équation (5.20) nous donne facilement les f_i . La présence de w_i dans ce système d'équations permet d'intervenir sur chacune des voies suivant la valeur que l'on donne à ce paramètre.

Optimisation EQMM classique

Le schéma impondéré d'optimisation des systèmes MIMO basé sur l'EQMM, *c-à-d* la conception du précodeur et du décodeur qui minimisent la somme des erreurs quadratiques d'estimation des symboles, est déjà bien présente dans la littérature [20, 97, 91]. On peut facilement la retrouver ici en prenant la matrice identité comme matrice de pondération ($\mathbf{W} = \mathbf{I}$, *i.e.* $\{w_i = 1\}_{i=1}^b$).

Qualité de services

La qualité de services est une notion très actuelle dans toute l'industrie des télécommunications. Dans notre contexte, elle représente la possibilité d'utiliser les systèmes de transmission multi-antennes pour acheminer différents types d'information sur des voies indépendantes. Considérons par exemple des applications multimédia qui nécessitent la transmission simultanée de données de nature différente, comme la vidéo et la parole. Il est évident que pour que la transmission soit efficace, la vidéo doit se voir attribuer des voies dont le RSB est bien meilleur que celui des sous-canaux par lesquels transiteront les données audio. Pour pouvoir moduler le RSB selon la distribution des voies, on introduit la contrainte supplémentaire:

$$f_i^2 \sigma_i^2 = \gamma \rho_i \quad (5.24)$$

où γ est un scalaire positif et ρ_i le RSB relatif désiré sur la voie i .

En utilisant la contrainte de puissance dans (5.24) on obtient:

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = \sum_{i=1}^b \frac{\gamma \rho_i}{\sigma_i^2} = \gamma \sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2} \quad (5.25)$$

L'expression de γ est alors donnée par:

$$\gamma = \frac{p_T}{\sum_{i=1}^b \frac{\rho_i}{\sigma_i^2}} \quad (5.26)$$

Finalement les f_i^2 sont calculés par l'expression suivante:

$$f_i^2 = \frac{p_T \rho_i}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{\rho_k}{\sigma_k^2}} \quad (5.27)$$

Les RSB propres à chaque voie sont alors définis par des rapports entre eux, le scalaire γ servant à assurer un RSB global constant. Ainsi, pour un système à 2 voies, il suffit de prendre $\rho_2 = 2\rho_1$ pour avoir 3 dB d'écart entre les voies, comme le montre la figure 5.1. Bien évidemment, plus le rapport $\frac{\rho_2}{\rho_1}$ est grand, plus le TEB global de la transmission augmente. Le cas le plus favorable est donné par un rapport $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1$, détaillé dans le paragraphe suivant.

Erreur égale

Le schéma d'optimisation classique par le critère de l'erreur quadratique moyenne peut donner des erreurs sur chaque voie très différentes les unes des autres. Cependant, des systèmes à débit constant nécessitent des transmissions sûres utilisant des modulations et des schémas de codage identiques sur chaque voie. Ces voies doivent donc avoir des erreurs quadratiques moyennes égales, ce qui revient à avoir le même RSB sur toutes les voies. C'est donc un cas particulier de l'optimisation basée sur la qualité de services du paragraphe précédent, et en posant $\gamma \rho_i = \rho$ ce RSB unique se définit par:

$$\rho = f_i^2 \sigma_i^2 \quad (5.28)$$

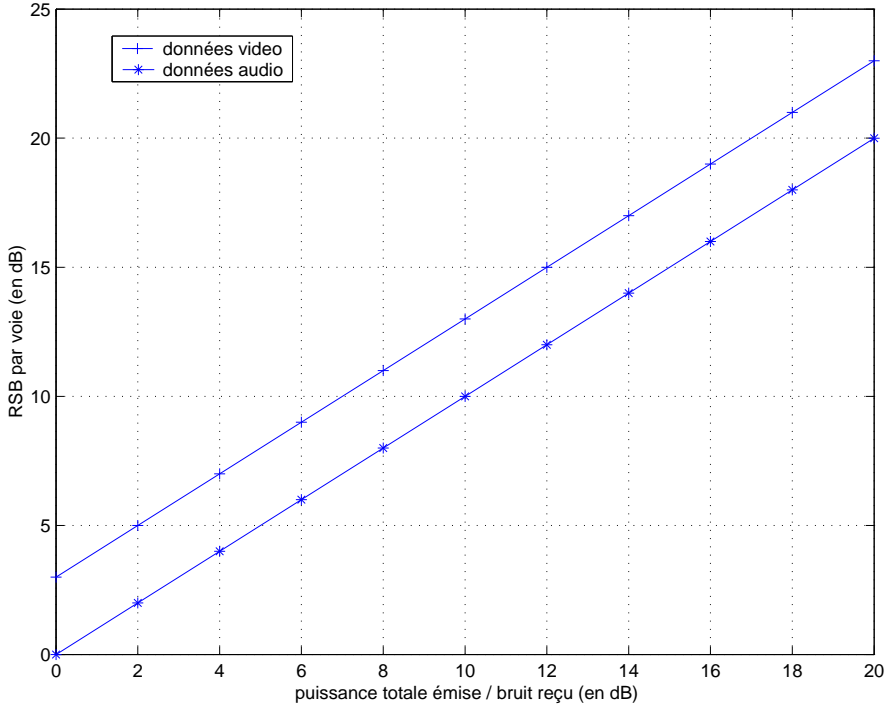


FIG. 5.1 – Système MIMO basé sur la Qualité de Service: les données video sont transmises sur une voie favorisée de 3dB par rapport aux données audio

En remplaçant les RSB des différentes voies par ce RSB unique dans (5.27), on obtient alors directement:

$$f_i^2 = \frac{\rho}{\sigma_i^2} = \frac{p_T}{\sigma_i^2 \sum_{k=1}^b \frac{1}{\sigma_k^2}} \quad (5.29)$$

Ce précodeur, que l'on appellera par la suite EGAL peut en fait être retrouvé par l'optimisation d'un autre critère $\max(\lambda_{\min})$ [92] qui consiste à maximiser la plus petite valeur singulière de l'association du canal équivalent et du précodeur $\mathbf{H}_v \mathbf{F}_d$. Ce critère se justifie par le fait que λ_{\min} soit une borne inférieure à la distance minimale entre les symboles reçus dont dépend la probabilité d'erreur [98]:

$$d_{\min} = \min_{i \neq j} \|\mathbf{H}_v \mathbf{F}_d (\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_j)\| \geq \lambda_{\min} \min_{i \neq j} \|\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_j\| \quad (5.30)$$

où λ_{\min} est la plus petite valeur singulière de $\mathbf{H}_v \mathbf{F}_d$.

Dans la mesure où maximiser la plus petite valeur singulière revient à rendre égales toutes les valeurs singulières, les voies se retrouvent alors avec le même rapport signal-sur-bruit, ce qui conduit à une erreur quadratique égale.

5.3 Minimisation du taux d'erreur binaire

Les précodeurs basés sur la maximisation de la capacité et sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne améliorent sensiblement les performances des systèmes MIMO. Cependant, la fiabilité et la sécurité des systèmes dépendent essentiellement du TEB de la transmission, et en pratique c'est plutôt ce paramètre qu'il faut chercher à minimiser. Grâce à la représentation diagonale, un précodeur optimal diagonal basé sur la minimisation directe du TEB peut être développé. Comme on utilise un récepteur MV, les valeurs de g_i n'ont aucun impact sur la minimisation du TEB, et on choisit donc $g_i = 1$.

Le modèle de transmission pour le i^{e} sous-canal est alors:

$$y_i = \sigma_i f_i s_i + \nu_{v_i} \quad (5.31)$$

Les éléments σ_i sont réels et positifs, et nous allons donc choisir pour f_i des valeurs réelles et positives (il est facile de montrer que considérer des valeurs complexes ou négatives ne modifierait ni le RSB, ni le TEB). Le RSB pour chaque sous-canal s'exprime:

$$\rho_i = \sigma_i^2 f_i^2 \quad (5.32)$$

Pour une constellation carrée MAQ- M ($M = 2^{2n}$), le TEB est $P_e = \frac{1}{b} \sum_{i=1}^b P_{e,i}$ où le TEB dans le sous-canal i est [3]:

$$P_{e,i} = \alpha_M \times \operatorname{erfc} \sqrt{\beta_M \times \rho_i} \quad (5.33)$$

avec $\alpha_M = \frac{2}{\log_2 M} (1 - \frac{1}{\sqrt{M}})$ et $\beta_M = \frac{3}{2(M-1)}$.

A partir de cette probabilité d'erreur, on peut écrire le Lagrangien que l'on va chercher à minimiser:

$$\mathcal{L}_{BER} = \frac{\alpha_M}{b} \sum_{i=1}^b \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\beta_M} \sigma_i f_i \right) + \mu \left(\left(\sum_{i=1}^b f_i^2 \right) - p_T \right) \quad (5.34)$$

La solution doit alors vérifier les conditions d'optimalité de KKT; l'annulation de $\frac{\partial \mathcal{L}_{BER}}{\partial f_i}$ donne l'expression des valeurs diagonales de notre précodeur basé sur le taux d'erreur binaire minimal (TEBM):

$$f_i^2 = \frac{1}{2\beta_M \sigma_i^2} W_0 \left(\frac{2\sigma_i^4 \alpha_M^2 \beta_M^2}{\mu^2 \pi b^2} \right) \quad (5.35)$$

où W_0 représente la fonction de Lambert d'index 0 [99]. Cette fonction $W_0(x)$ est croissante. Elle est positive pour $x > 0$, et $W_0(0) = 0$. Ainsi, quand μ^2 augmente, les f_i^2 décroissent. μ^2 peut alors être facilement déterminé grâce à la contrainte $\sum_{i=1}^b f_i^2 = p_T$.

Pour illustrer l'intérêt de notre approche, nous avons voulu comparer les performances de ce précodeur avec un précodeur classique basé sur l'EQMM. Nous avons alors repris le schéma d'optimisation de Sampath et al [91]. Si la diagonalité de leur système est le fruit d'une optimisation globale plutôt qu'un objectif ou une contrainte, elle nous permet cependant d'insérer notre précodeur diagonal en amont [100]. La figure 5.2 montre clairement la réduction du TEB apportée par le précodeur TEBM dans le cas d'une transmission sur canal de Rayleigh. On observe ainsi un gain de 1 dB en rapport signal-sur-bruit pour une même probabilité d'erreur.

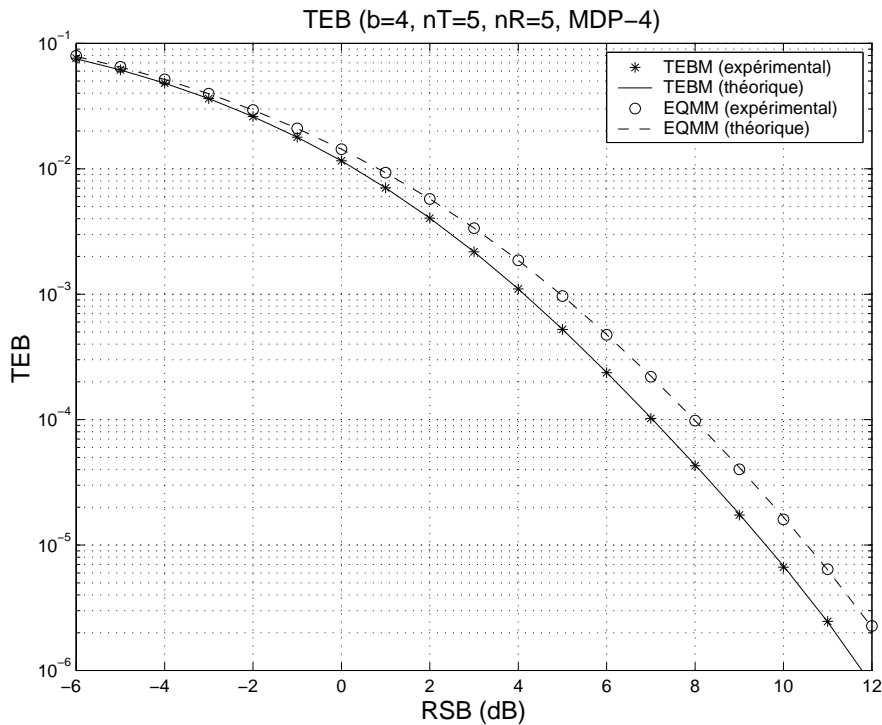


FIG. 5.2 – Comparaison des TEB pour les précodeurs EQMM et TEBM

La complexité de cette solution peut en fait être considérablement amoindrie (voir annexe) en approximant la fonction de Lambert d'index 0 par:

$$W_0(x) \simeq \log(x) - \log(\log(x)) \quad \text{for } x \gg 1 \quad (5.36)$$

En utilisant à la fois cette approximation dans (5.35) et la contrainte on obtient directement la solution simpli-

fiée:

$$f_i^2 = \frac{a_i(1 - \sum_k A_k) + A_i \sum_k a_k}{\sum_k a_k} \text{ pour } i = 1, \dots, b \quad (5.37)$$

où:

$$a_i = \frac{1}{2\beta_M \sigma_i^2} \quad (5.38)$$

$$A_i = a_i(\log(b_i) - \log(\log(b_i))) \text{ avec } b_i = \frac{2\sigma_i^4 \alpha_M^2 \beta_M^2}{\pi b^2} \quad (5.39)$$

Il faut toutefois noter que l'approximation (5.36) n'est plus valable pour de faibles RSB; $\log(b_i)$ peut être inférieur à 1 et on ne peut pas calculer (5.39). Dans ce cas, la méthode simplifiée TEBMA néglige les sous-canaux les plus défavorisés, tout comme les solutions WF et EQMM, et (5.37) calcule les f_i^2 pour les modes restants.

Cette méthode simplifiée TEBMA est la plus rapide parmi celles présentées dans ce chapitre, car elle ne nécessite aucune optimisation, pas plus que de recherche de μ . Pour plus de précisions sur ces précodeurs diagonaux basés sur la minimisation du taux d'erreur binaire, le lecteur pourra également se référer à [101].

5.4 Allocations de puissance à l'émission

Les précodeurs précédemment définis n'utilisent pas les mêmes critères d'optimisation, et ont par conséquent des stratégies d'allocation de puissance aux émetteurs très différentes. Avant d'étudier en détail les stratégies des principaux types de précodeurs, plusieurs commentaires s'imposent, issus directement de l'observation de l'expression mathématique des matrices \mathbf{F} .

- Si la diversité de l'environnement de transmission est faible, les valeurs singulières du canal MIMO tendent vers une valeur unique (*i.e.*, $\sigma_i \simeq \sigma$, pour $i = 1, \dots, b$). Les solutions WF et EQMM convergent alors vers une stratégie d'allocation qui répartit également la puissance sur tous les sous-canaux (*i.e.*, $f_i^2 = p_T/b$ pour $i = 1, \dots, b$). Cette stratégie est appelée allocation uniforme.
- Pour des RSB élevés, l'allocation de puissance opérée par la solution EQMM est inversement proportionnelle à σ_i , alors que le critère WF choisit une allocation uniforme. Nous obtenons en effet $f_i^2 = \frac{p_T + \gamma_\psi}{\beta_\psi} \frac{1}{\sigma_i}$ ($i = 1, \dots, b$) pour l'EQMM, et $f_i^2 = p_T/b$ ($i = 1, \dots, b$) pour le WF.
- En revanche, aucune des deux stratégies, pas plus que le TEBMA, n'alloue la moindre puissance à une voie si la valeur singulière σ_i de celle-ci se situe sous un certain seuil, ce qui provoque une sélection des

sous-canaux par lesquels va transiter l'information. En se référant à (5.4) et (5.20), il est évident que ce seuil, déterminé grâce à la contrainte de puissance, n'est pas du tout le même suivant le critère retenu.

A titre d'information, la figure 5.3 présente une étude statistique pour des canaux de Rayleigh sur le sacrifice de voies par les critères EQMM et WF pour des transmissions sur 2 voies indépendantes avec deux émetteurs et deux récepteurs ($b = 2$ et $n_T = n_R = 2$). La probabilité de sacrifier une voie est visiblement bien plus importante pour le critère WF que pour l'EQMM.

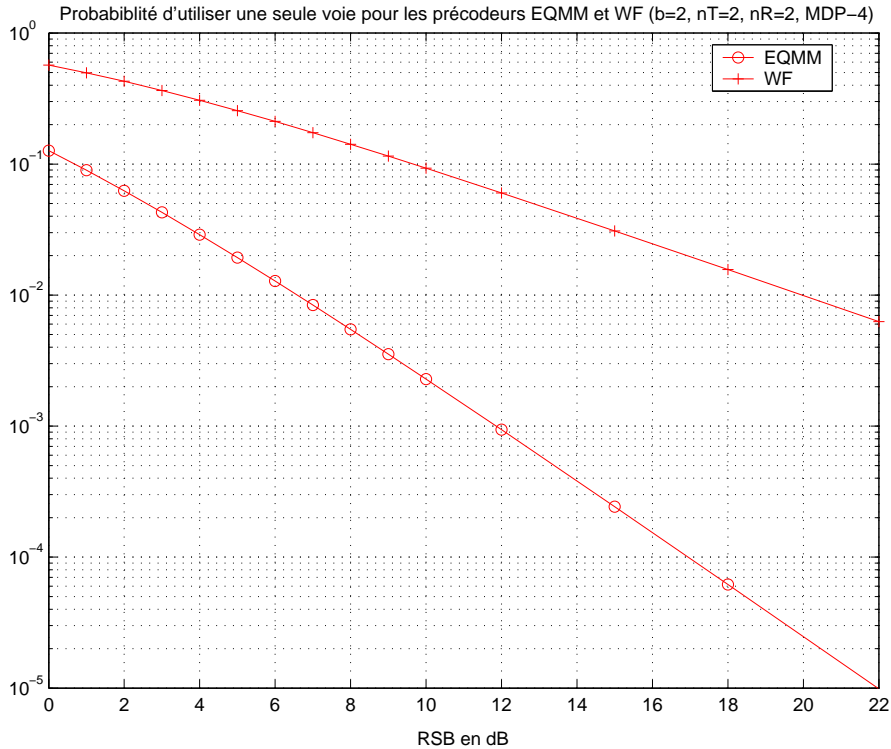


FIG. 5.3 – Sacrifices de voies par les critères WF et EQMM en fonction du RSB

Considérons à présent un système MIMO avec 5 émetteurs et 5 récepteurs qui transmet de l'information sur 4 voies indépendantes (les considérations pratiques sont détaillées dans le paragraphe suivant). La figure 5.4 présente les stratégies d'allocation de puissance des précodeurs WF, EQMM, TEBM et EGAL pour 3 rapports signal-sur-bruit: -6, 2 et 10 dB.

On remarque immédiatement que le précodeur dont l'objectif est d'assurer un TEB identique sur chaque voie quel que soit l'environnement de transmission adopte une stratégie totalement indépendante du RSB: la majeure partie de la puissance est allouée à la voie la plus défavorisée, alors que le meilleur sous-canal n'en reçoit que très peu. D'autre part, la stratégie du WF dans le cas où le RSB s'élève diffère radicalement de celle des autres qui sont somme toute assez proches. En effet, alors que les précodeurs EQMM et TEBM favorisent

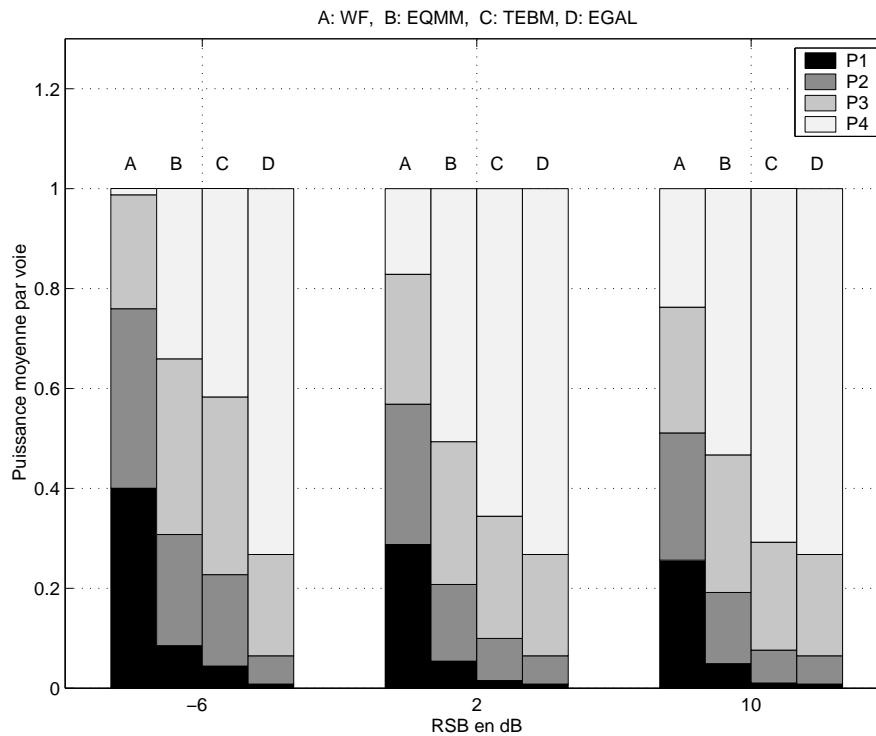


FIG. 5.4 – Allocations de puissance pour les précodeurs WF(A), EQMM(B), TEBM(C) et EGAL(D) P_1, \dots, P_4 représentent les puissances moyennes transmises sur les voies de la plus favorisée à la moins favorisée

la voie la plus faible, le WF choisit une allocation uniforme et équirépartit la puissance sur toutes les voies. En revanche, lorsque le RSB décroît, ces trois précodeurs observent des stratégies similaires, et délaissent la voie la moins favorisée. Pour mieux appréhender ce phénomène, les figures 5.5, 5.6, et 5.7 présentent l'évolution des stratégies des précodeurs suivant le RSB.

La principale différence réside dans la vitesse à laquelle le système va négliger une voie. Le critère le moins indulgent est le WF, puisque la puissance allouée à la voie la plus faible est en constante diminution dès 10 dB, et cette dernière est même totalement négligée à partir de -10 dB. La puissance est alors répartie sur les modes restants. Le critère EQMM néglige lui aussi la voie la plus faible, mais le seuil est situé bien plus bas. Si l'approximation du TEBM finit elle aussi par délaisser la voie la moins favorisée, le critère TEBM original en revanche lui alloue toujours un minimum de puissance. Sans doute est-ce là le secret de sa supériorité, tout du moins en termes de TEB et d'efficacité spectrale, comme nous allons le montrer.

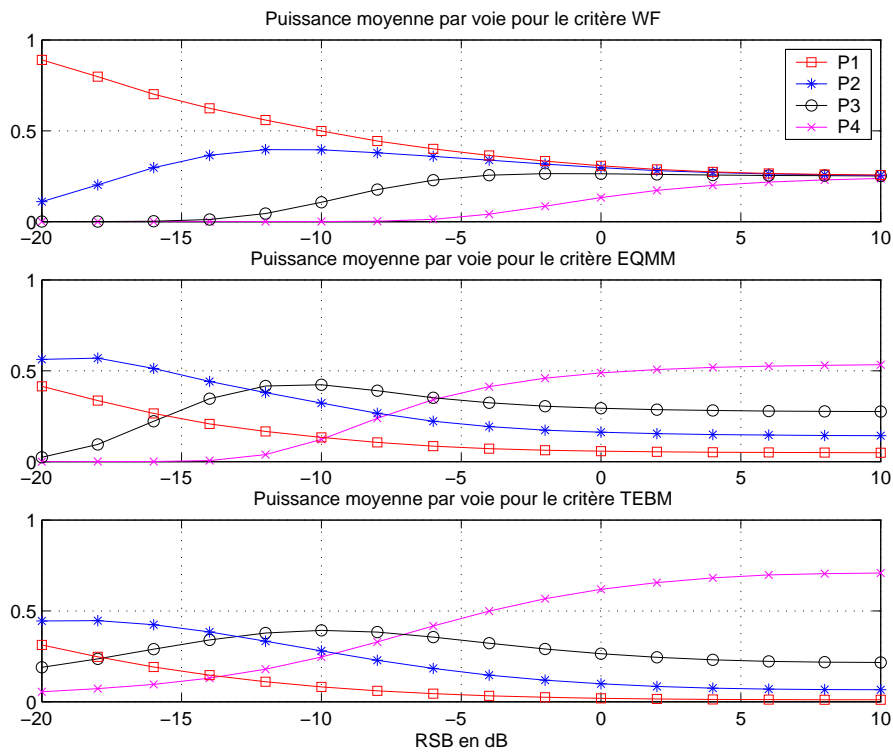


FIG. 5.5 – Stratégie d'allocation de puissance par précodeur en fonction du RSB

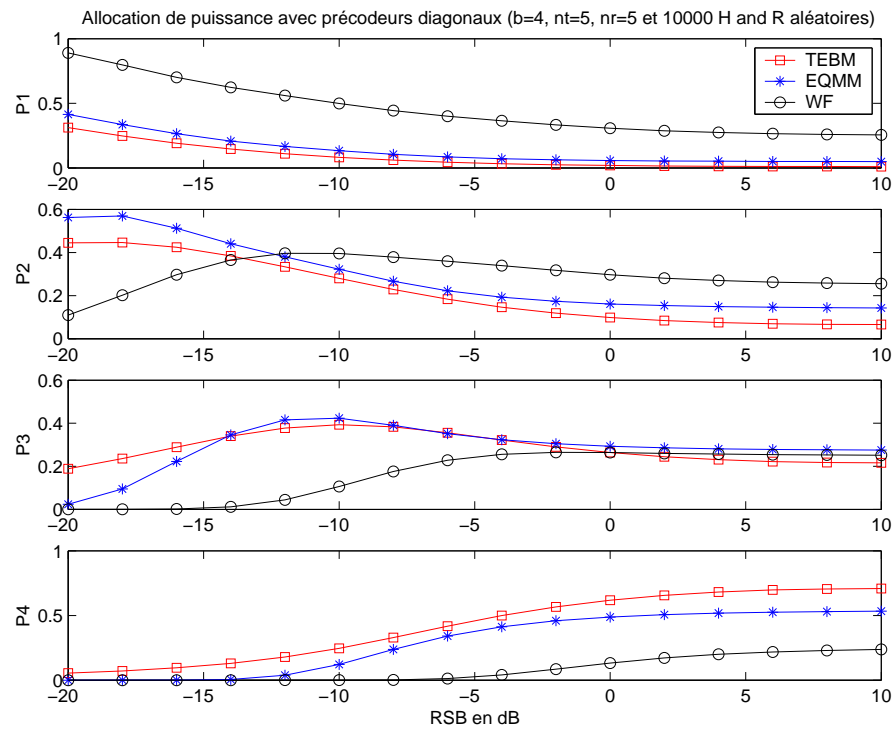


FIG. 5.6 – Stratégie de répartition de puissance par voie en fonction du RSB

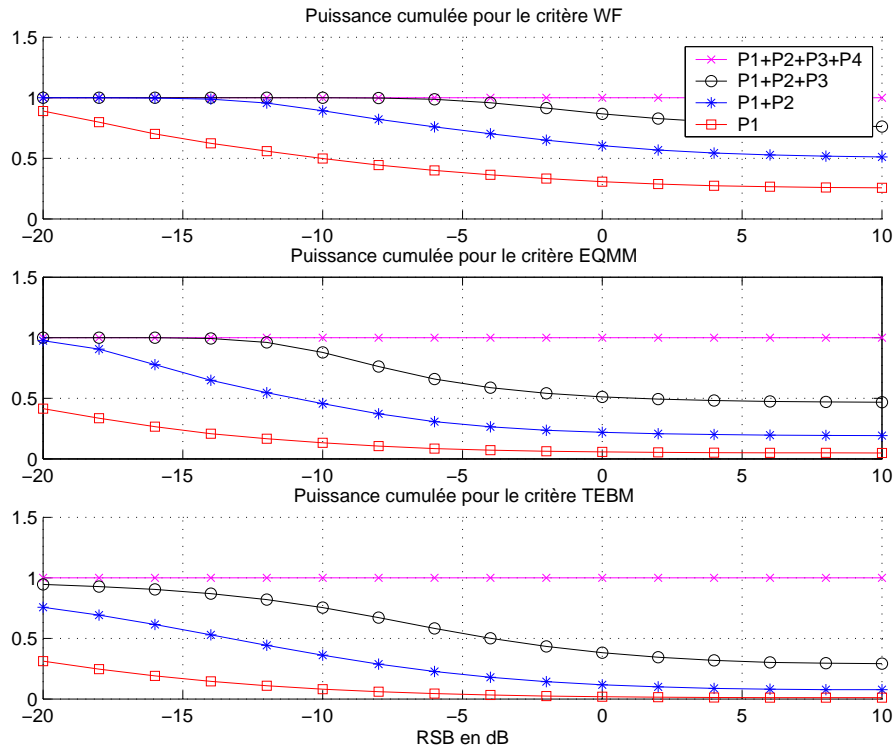


FIG. 5.7 – Puissance cumulée pour chaque précodeur en fonction du RSB

5.5 Résultats expérimentaux

Comme nous l'avons déjà mentionné, les performances d'un système de transmission sont surtout évaluées par son aptitude à résister aux perturbations, c'est à dire à assurer un TEB aussi faible que possible, et à acheminer le plus d'information utile, ce qui revient à maximiser sa capacité, ou son efficacité spectrale. Pour pouvoir comparer les différents précodeurs étudiés au début de ce chapitre, nous allons donc avoir recours à des simulations de transmissions de type Monte-Carlo. Considérons par exemple un système MIMO composé de $n_T = 5$ antennes émettrices et $n_R = 5$ récepteurs, par lequel sont acheminées b voies indépendantes d'information. Pour chaque RSB, on transmet 10000 symboles appartenant à une constellation MDP-4. Afin d'obtenir des résultats ne dépendant ni d'un canal de transmission ni de statistiques de bruit particuliers, une nouvelle matrice de canal \mathbf{H} et une nouvelle matrice de corrélation de bruit sont tirées aléatoirement pour chaque vecteur de symboles émis. Les éléments de \mathbf{H} sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.), appartiennent au domaine complexe et suivent une loi gaussienne centrée de variance unité. Le bruit est lui aussi gaussien, et le RSB est défini comme le rapport de la puissance totale d'émission sur la puissance totale de bruit reçu.

5.5.1 Capacités théoriques

Les capacités respectives des systèmes utilisant nos différents précodeurs, *c-à-d* l'efficacité spectrale qu'ils peuvent théoriquement atteindre, sont directement calculées par l'expression (5.1) et représentées sur la figure 5.8. Ces capacités sont moyennées sur le nombre de tirages de \mathbf{H} .

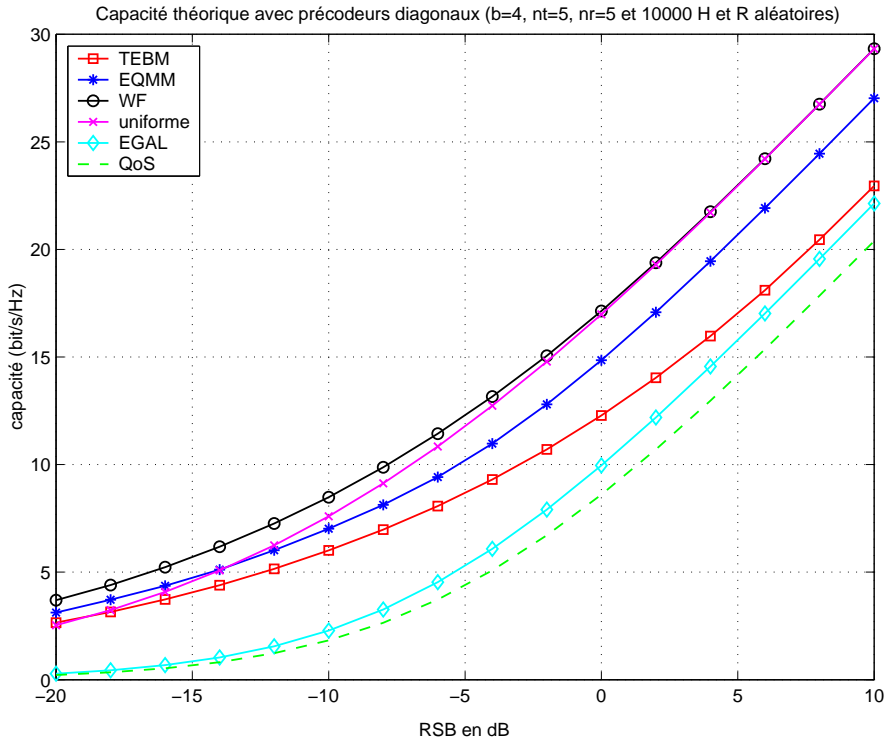


FIG. 5.8 – Capacités des systèmes utilisant les différents précodeurs

Comme c'était prévisible, le système utilisant le précodeur basé sur le principe du WF est celui qui est susceptible d'atteindre la capacité la plus élevée. Lorsque le RSB augmente, l'allocation uniforme de puissance semble aussi efficace, ce qui est logique au vu des études précédentes. Le précodeur EQMM propose des capacités moindres, mais intéressantes, alors que celles autorisées par le précodeur TEBM sont seulement meilleures que celles des concepts d'erreur égale et de qualité de services, solutions particulières de l'EQMM, mais dont le but n'est pas la hausse de l'efficacité spectrale mais simplement une liaison stable sur l'ensemble des voies ou sur une ou plusieurs voies du système.

5.5.2 Efficacités spectrales expérimentales et taux d'erreur binaire

Les efficacités spectrales effectives (figure 5.9) et les taux d'erreur binaire correspondants (figure 5.10) sont cependant d'un tout autre acabit. Comme nous utilisons un récepteur optimal (MV), l'entrée et la sortie

du système peuvent être vues comme de simples chaînes de données binaires. Aussi, le canal est considéré comme binaire symétrique (CBS) et la capacité expérimentale C_{MDP-4} est donc liée au TEB par l'expression suivante [3]:

$$C_{MDP-4} = 2b \times (1 + TEB \times \log_2(TEB) + (1 - TEB) \times \log_2(1 - TEB)) \quad (\text{bits / vecteur transmis}) \quad (5.40)$$

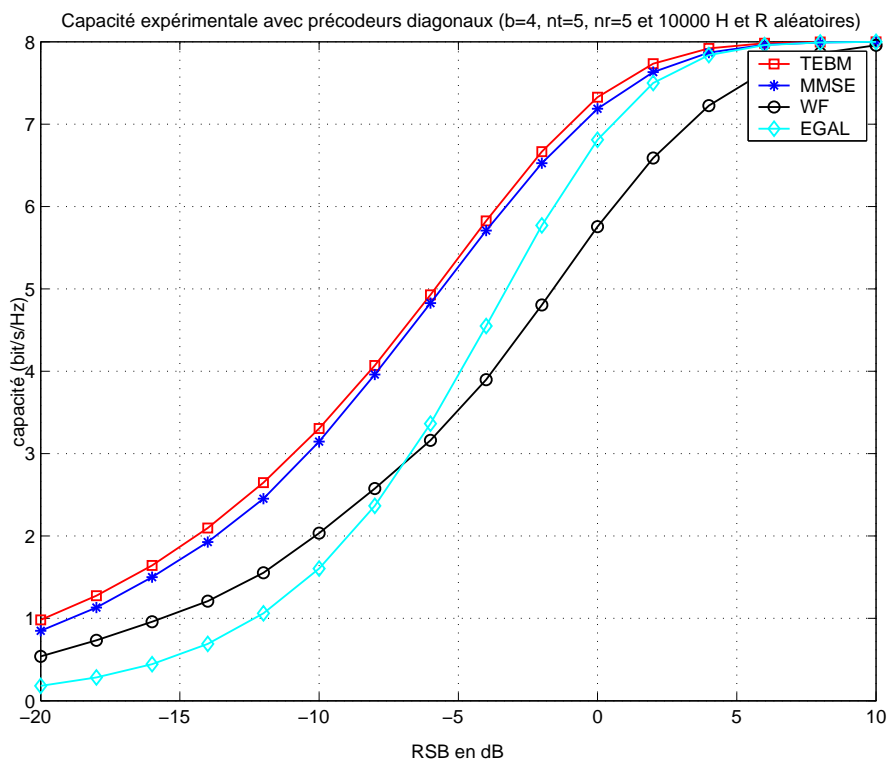


FIG. 5.9 – Efficacités spectrales expérimentales des systèmes précodés

Les figures 5.9 et 5.10 montrent clairement que les meilleures performances sont apportées par le précodeur TEBM, qui précède de peu celui basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Contrairement aux attentes théoriques, le précodeur basé sur la maximisation de la capacité reste très en deçà des autres, et accuse notamment un déficit de près de 5 dB par rapport au TEBM. Ces figures illustrent aussi l'intérêt de l'approximation du TEBM, puisque malgré la simplicité de ce précodeur, ses performances restent très proches de l'optimal, le TEBM, et sont même équivalentes pour des RSB élevés.

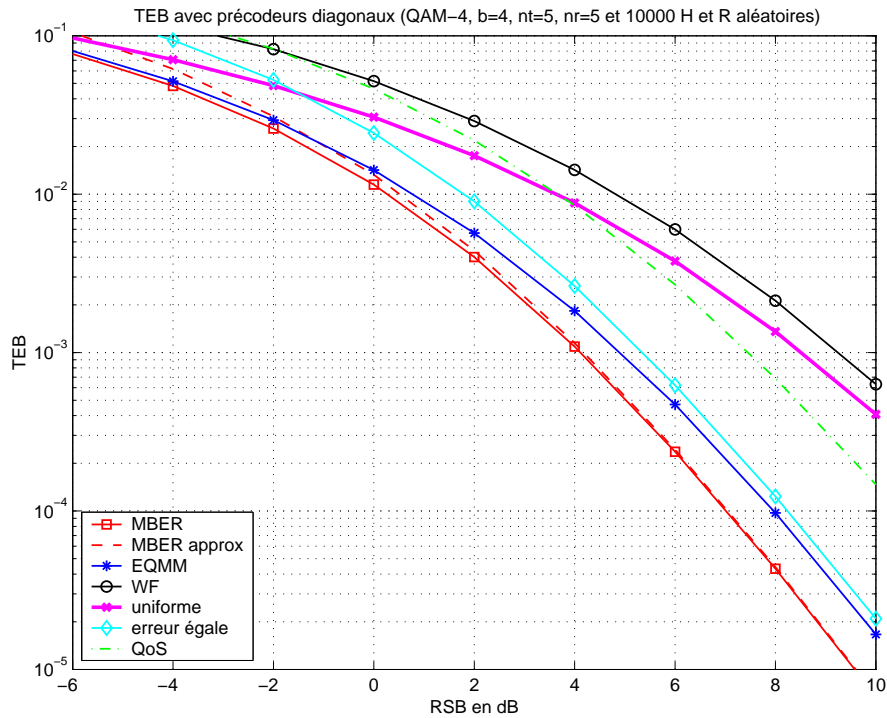


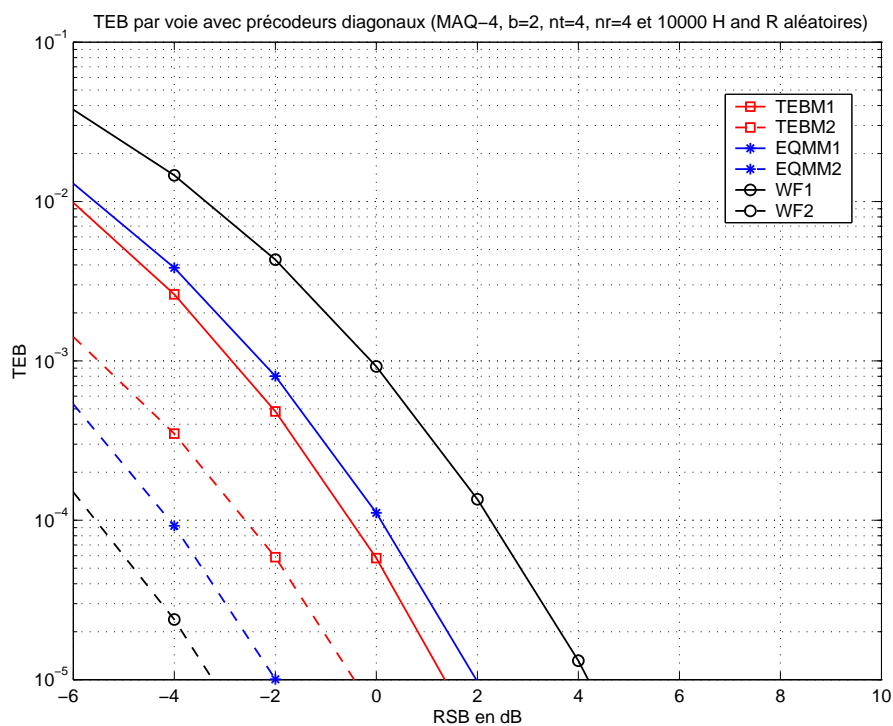
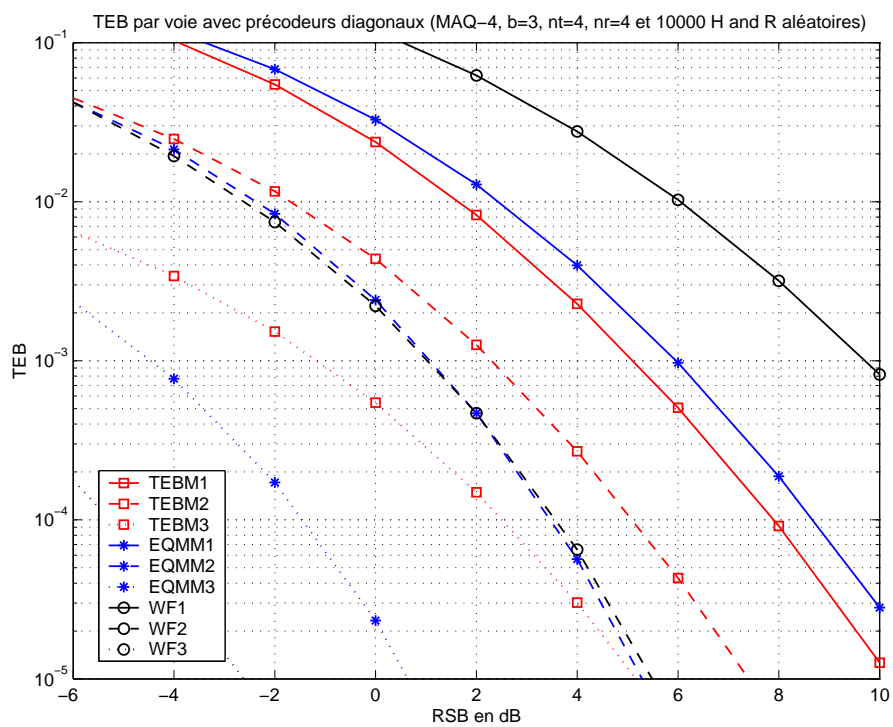
FIG. 5.10 – TEB des systèmes avec précodeurs diagonaux

5.5.3 Conséquences de la réduction de voies

Lorsque l'on regarde le détail des TEB par voies, on s'aperçoit que la différence se fait essentiellement au niveau de la voie la moins favorisée. En effet lorsque le système comporte seulement 2 voies indépendantes pour 4 antennes émettrices et réceptrices (voir figure 5.11) le système optimisé par le critère TEBM fait beaucoup plus d'erreurs sur la voie la plus favorisée. Par contre il en fait moins sur la voie la moins favorisée, et comme le TEB final est une moyenne des différentes voies, celle qui est prépondérante est évidemment la voie la moins favorisée qui se trouve plus haut en TEB sur l'échelle logarithmique.

Si le système comporte 3 voies indépendantes (figure 5.12), on retrouve le même schéma, et note même que les précodeurs basés sur la capacité et l'erreur quadratique possèdent 2 voies sur 3 dont le TEB est inférieur au TEBM. Dans ce dernier cas, le précodeur axé sur la maximisation de la capacité favorise tellement la meilleure voie que celle-ci ne commet même plus assez d'erreurs pour entrer dans l'échelle de notre figure.

Ces figures permettent également de montrer l'importance du gain en fiabilité lorsque l'on diminue le nombre de voies pour une même configuration de départ. Le fait de prendre un sous-ensemble de 2 voies au lieu de 3 sur un ensemble de départ de $n_T = 4$ antennes émettrices divise le TEB global de transmission par plus de 100 pour le précodeur TEBM. Même si le système perd en débit, il gagne sans doute en capacité; il reste alors à trouver le compromis idéal entre la fiabilité et le débit d'information.

FIG. 5.11 – Système MIMO avec $n_T = 4$ émetteurs, $n_R = 4$ récepteurs et $b = 2$ voies indépendantesFIG. 5.12 – Système MIMO avec $n_T = 4$ émetteurs, $n_R = 4$ récepteurs et $b = 3$ voies indépendantes

Cette influence de la réduction du nombre de voies sur la fiabilité des communications peut également être illustrée par un raisonnement inverse. La figure 5.13 présente ainsi des courbes de TEB pour plusieurs systèmes MIMO. Le système basique est un système non-optimisé comportant 2 émetteurs et 2 récepteurs, par lequel on transmet l'information sur 2 voies indépendantes. On ajoute ensuite à ce système une puis trois antennes émettrices, mais la transmission de l'information se fait toujours sur seulement 2 voies. Si l'ajout d'une seule antenne émettrice améliore un peu la fiabilité de la transmission, le résultat est par contre très significatif quand on passe à 5 émetteurs. Le fait de pouvoir répartir la puissance de manière optimale sur les voies diminue grandement le TEB, sans pour autant augmenter le débit puisque l'on utilise dans tous les cas seulement 2 sous-canaux pour émettre. Si l'idée est sans doute inapplicable du côté récepteur mobile pour des contraintes évidentes de dimension, elle est en revanche intéressante pour la station de base, et les coûts matériels dûs à l'augmentation du nombre d'émetteurs seront sans doute largement compensés par l'amélioration des performances.

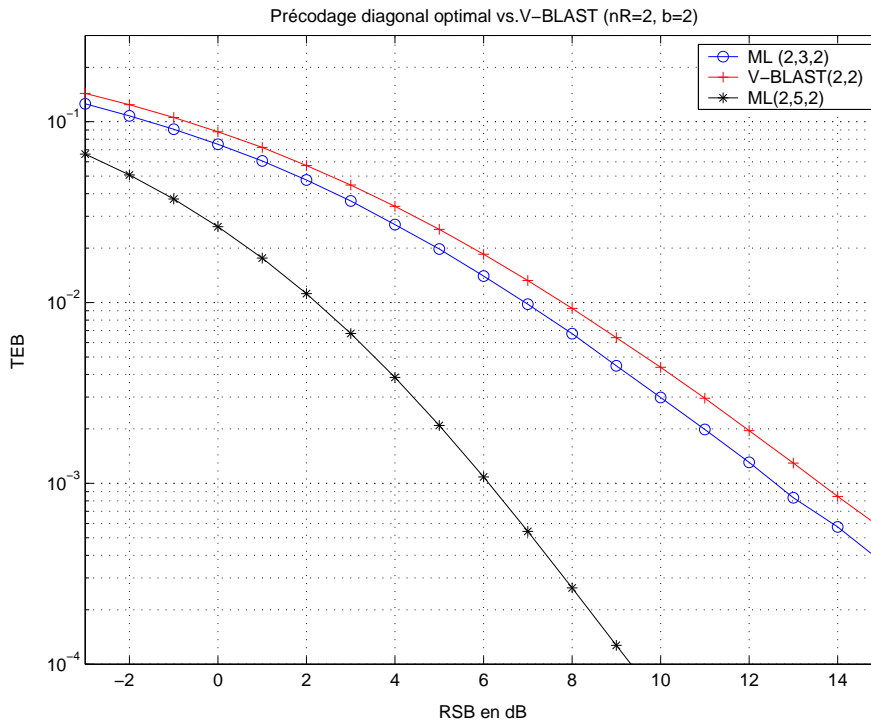


FIG. 5.13 – Impact de l'augmentation du nombre d'antennes émettrices sur le TEB pour un nombre fixe de voies de transmission et de récepteurs ($b = 2$ et $n_R = 2$)

5.6 Sélection d'antennes

Une autre approche est actuellement considérée par le laboratoire ISL de Stanford qui mène des études sur les techniques de sélection d'antennes. La sélection, motivée comme le précodage linéaire par la volonté de fiabiliser la transmission et d'augmenter sa capacité, permet en plus une économie au niveau des structures émettrices. En effet le coût des émetteurs est largement dominé par les amplificateurs RF, alors que l'on peut facilement trouver des antennes bon marché. La sélection d'antennes permet donc de n'utiliser qu'un nombre limité d'amplificateurs qui sont reliés automatiquement aux antennes du sous-ensemble retenu. Ainsi dans [102] le critère de capacité maximale, sans hypothèse de diagonalité, est utilisé pour sélectionner, dans de bonnes conditions de transmission (*i.e.* des RSB élevés) un sous-ensemble d'antennes de taille k , égale au rang de la matrice de canal.

Cette étude est ensuite généralisée à des sous-ensembles de taille quelconque [103] et pour la gamme entière des RSB [104]. Les résultats obtenus sont encourageants (figure 5.14), et peuvent sans doute être améliorés par le critère du TEBM. En revanche, sélectionner des antennes en réception n'augmente en aucun cas la capacité du canal, ce qui se comprend aisément dans la mesure où l'on recevrait moins d'information (sauf si les antennes réceptrices sont parfaitement corrélées). Cette approche, dérivée des techniques de combinaison des répliques, est toutefois envisageable pour réduire la complexité ou le coût des récepteurs et est étudiée dans [105].

Plus récemment Heath *et al.* introduisent dans [106] un nouveau critère de sélection basée sur la maximisation de la distance euclidienne minimale entre les symboles sur la constellation reçue. Ce critère, étroitement lié au TEB, améliore sensiblement la qualité de la transmission, à la fois en terme de TEB et de capacité. Etant donné que le TEBM propose les performances optimales en terme de TEB parmi tous les précodage diagonaux, il n'est pas franchement intéressant d'appliquer le critère de distance minimale au précodage diagonal. En revanche il paraît plus judicieux de concevoir un précodage non-diagonal basé sur ce critère, pour étudier ses performances et vérifier que l'augmentation de complexité au niveau de la détection n'est pas prohibitive.

5.7 Perspectives sur le précodage basé sur la distance euclidienne minimale

Nous nous intéressons donc dans ce paragraphe au précodage basé sur la distance euclidienne minimale sur la constellation reçue. Comme précisé dans notre premier chapitre, les modulations d'amplitude en quadrature possèdent d'excellentes propriétés de distance minimale, et l'idée originale développée dans ce paragraphe est

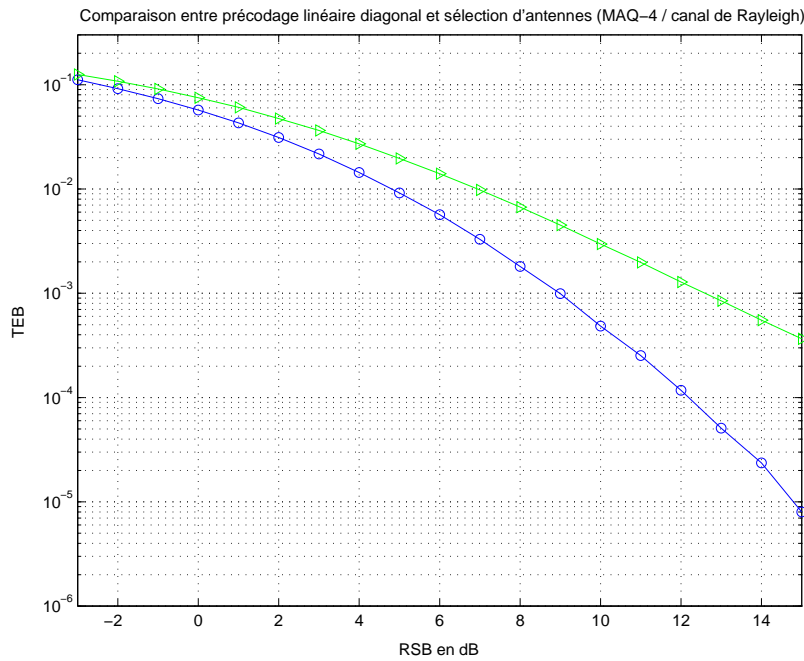


FIG. 5.14 – Sélection d'antennes vs. précodage linéaire

d'essayer de reproduire la forme d'une constellation MAQ pour les symboles reçus sur chaque récepteur. Nous nous limitons à l'étude de coefficients réels et, si le nombre d'émetteurs et de récepteurs peut varier, les outils mathématiques utilisés (représentation angulaire) restreignent le domaine d'application du procédé aux systèmes utilisant seulement deux voies indépendantes (par conséquent, comme $b = 2$, il faut $n_T \geq 2$ et $n_R \geq 2$). Enfin la modulation utilisée est une MDP-4.

Reprenons la version simplifiée du canal de transmission. Celui-ci peut s'écrire en fonction des valeurs singulières:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{pmatrix} \quad (5.41)$$

Le précodeur est non-diagonal et peut donc s'écrire:

$$\mathbf{F}_{d_{\min}} = \begin{pmatrix} x & y \\ w & z \end{pmatrix} \quad (5.42)$$

Le système global est défini par l'équation:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_v \mathbf{F}_{d_{\min}} s + \nu_v \quad \text{soit} \quad \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_1(x s_1 + y s_2) + \nu_{v_1} \\ \sigma_2(w s_1 + z s_2) + \nu_{v_2} \end{pmatrix} \quad (5.43)$$

Le précodeur $\mathbf{F}_{d_{\min}}$ est sujet à la contrainte de puissance à l'émission $\text{trace}(\mathbf{F}_{d_{\min}} \mathbf{F}_{d_{\min}}^*) \leq p_T$. On peut le décomposer en valeurs singulières et, comme il est de dimension 2×2 , l'écrire de façon angulaire. En égalisant les distances sur les deux récepteurs, on se rend compte que le précodeur optimal peut se décomposer sous deux formes bien distinctes selon le rapport des RSB des voies $k = \sigma_1/\sigma_2$.

Ainsi, pour $k \leq 2$, $\mathbf{F}_{d_{\min}}$ est diagonal et donné par l'expression:

$$\mathbf{F}_{d_{\min}} = \sqrt{\frac{p_T}{1+k^2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{pmatrix} \quad (5.44)$$

Dans le cas contraire, le précodeur se résume à la première ligne:

$$\mathbf{F}_{d_{\min}} = \sqrt{\frac{p_T}{5}} \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.45)$$

Cette dernière solution signifie que la voie virtuelle la plus défavorisée est abandonnée, mais physiquement l'émetteur comme le récepteur utilisent toutes les antennes. En fait, le précodeur transforme la MDP-4 sur deux voies en une MAQ-16 sur la meilleure voie. Le développement de ce précodeur est détaillé dans [107]. La flexibilité du précodeur linéaire basé sur la distance minimale lui confère un avantage certain en terme de TEB sur la sélection d'antennes brute, comme le montre la figure 5.15.

Ce précodeur basé sur la maximisation de la distance minimale semble donc très prometteur, mais il est toutefois bien moins général que le précodeur TEBM puisqu'il n'est ici question que de deux voies indépendantes. Il n'utilise de plus que des coefficients réels, et n'est donc pas vraiment optimal au sens de la distance euclidienne minimale. Dans de futurs travaux, il faudra donc essayer de dépasser cette contrainte de nombre de voies en trouvant un autre formalisme, et se pencher sur l'apport potentiel de coefficients complexes.

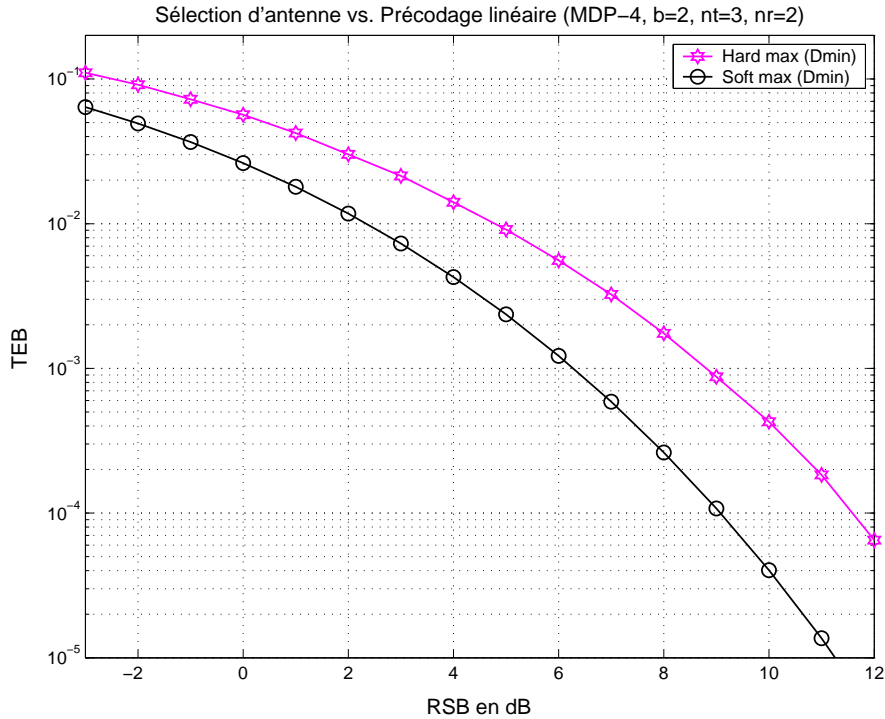


FIG. 5.15 – Comparaison en TEB entre sélection d’antennes et précodage linéaire par le critère de la distance minimale

5.8 Conclusions

Nous avons développé dans ce chapitre différentes architectures de précodage diagonal, basées sur plusieurs critères d’optimisation. Bénéficiant d’une structure de canal diagonale acquise dans le chapitre précédent, tous ces précodeurs diagonaux améliorent grandement les performances des systèmes de transmission MIMO tout en autorisant une détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance. Chaque architecture est destinée à un objectif particulier, qu’il s’agisse de la maximisation de la capacité du canal ou de la minimisation de l’erreur quadratique. Ce dernier critère, s’il est pondéré, permet par ailleurs d’obtenir des RSB propres à chaque voie indépendante, perspective intéressante si on veut transmettre plusieurs types d’information en parallèle. Si ces critères basés sur le WF ou l’EQMM sont connus, nous avons montré que grâce au processus de diagonalisation et de simplification des canaux MIMO développé dans le chapitre précédent, nous retrouvons les résultats d’une manière bien plus simple et rapide que dans la littérature.

Cependant, si l’on considère que les paramètres prépondérants dans l’analyse de la qualité d’un système de transmission sont l’efficacité spectrale et le TEB, le précodeur le plus prometteur semble être celui basé sur la minimisation directe du TEB. Si l’on considère l’ensemble des précodeurs linéaires diagonaux, ce dernier est optimal au sens du taux d’erreur binaire minimal, et garantit donc des transmissions d’excellente facture.

Son approximation logarithmique se révèle un excellent compromis, puisqu'elle atteint des performances quasiment équivalentes (pour des RSB élevés) pour une très faible complexité.

Une perspective intéressante serait donc de regarder l'apport d'un précodeur non diagonal, et le coût que cela entraînerait en temps de calcul pour le récepteur MV. D'autres critères peuvent également être envisagés, par exemple le critère maximisant la distance euclidienne minimale entre symboles sur la constellation reçue. Nous avons brièvement décrit un précodeur non-diagonal basé sur ce critère pour un système contraint à deux voies indépendantes. Les résultats sont prometteurs, mais l'extension à un nombre de voies plus grand paraît encore difficile.

Conclusion

Cette thèse a été consacrée à l'étude des systèmes de transmissions multi-antennes et à leur optimisation. Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne classique de transmissions numériques et avons présenté les modulations numériques usuelles et plus précisément la modulation d'amplitude en quadrature, utilisée dans la majeure partie de nos études. Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment les canaux à évanouissements de Rice et de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles. Après avoir rappelé quelques notions de théorie de l'information et développé le calcul de la capacité dans le cas d'un canal à évanouissements mono-antenne, nous avons présenté les différentes sortes de diversité susceptibles d'améliorer les transmissions sur ce type de canal.

La diversité spatiale, à la fois à l'émission et à la réception, a fait l'objet de notre deuxième chapitre. Les différentes architectures MIMO, c'est-à-dire les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis ainsi que les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été présentées. Nous avons alors détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en oeuvre, ses performances sont trop médiocres pour être satisfaisantes. Le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne offre des perspectives plus intéressantes, tout comme le récepteur à annulations successives d'interférences. Enfin nous nous sommes attardés sur le détecteur optimal, basé sur le maximum de vraisemblance a posteriori qui, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances. Dans le cas particulier d'un canal ricien à évanouissements, nous avons développé un détecteur sous-optimal basé sur le principe du MV, qui produit des résultats presque équivalents pour une complexité bien moindre, et qui semble donc être un excellent compromis. En développant et en illustrant la capacité des systèmes MIMO, nous avons expliqué la cause de leur actuelle popularité et de leur implication dans la plupart des systèmes sans fil à venir, qu'il s'agisse des communications radio-mobiles de troisième et quatrième génération ou encore des réseaux

locaux sans fil.

Ces systèmes MIMO, et notamment les systèmes basés sur le multiplexage spatial, telle l'architecture BLAST développée par les laboratoires Bell doivent cependant respecter bon nombre de contraintes, dont la bande étroite reste la principale. Afin de surmonter ce handicap et d'étendre les possibilités de BLAST, nous avons proposé dans le chapitre 3 une association avec la modulation OFDM. Cette modulation multi-porteuses permet en effet de diviser une grande bande de fréquence en de multiples sous-bandes contiguës et orthogonales entre elles, évitant ainsi l'IES et autorisant l'utilisation de l'algorithme BLAST initial dans chaque sous-porteuse. L'architecture d'un tel système est largement détaillée, et pour valider le procédé, des simulations furent conduites sur des modèles de canaux radio-mobiles. Nous avons ainsi démontré, par des calculs d'efficacité spectrale et de TEB que le canal UHF COST 207, utilisé comme référence pour la norme GSM, est particulièrement bien adapté à l'utilisation d'une combinaison MIMO-OFDM. Cette association devrait plaire à nombre d'industriels, qui pourraient y voir entre autres le moyen de supplanter les technologies d'accès multiples actuelles, essentiellement basées sur le CDMA.

Un grand nombre de systèmes pratiques permettent à l'émetteur de connaître l'état temporaire du canal grâce notamment à des techniques de duplexage, qu'il soit en temps ou en fréquence. Une optimisation conjointe par addition dans la chaîne de transmission d'un précodeur et d'un décodeur permet de profiter au mieux de cette information. Cependant, pour pouvoir utiliser le détecteur optimal avec une complexité raisonnable, le système équivalent doit être diagonal. Grâce à des opérations de décomposition matricielles, nous avons ainsi proposé une méthode de simplification et de diagonalisation du canal MIMO. La construction des précodeurs et décodeurs, volontairement restreints à des matrices diagonales, permet alors d'agir directement sur la puissance allouée à chaque émetteur. Après avoir étudié plusieurs critères, notamment le WF qui consiste à maximiser la capacité et celui basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, nous avons montré que nous pouvions bâtir un précodeur qui minimise directement le TEB. Des courbes de TEB et d'efficacité spectrale illustrent clairement la supériorité du TEBM, mais aussi celle de son approximation, dont la complexité est nettement inférieure puisqu'elle ne nécessite aucune optimisation. Le précodeur TEBM est donc le précodeur diagonal optimal au sens du taux d'erreur bit minimal, alors que théoriquement il est susceptible d'acheminer une capacité inférieure comparativement aux systèmes basés sur le WF ou sur l'EQMM.

Notre travail, comme la quasi-totalité des travaux disponibles dans la littérature scientifique fait l'hypo-

thèse d'une connaissance parfaite du canal de transmission à l'émission comme à la réception ainsi que d'une synchronisation parfaite de rythme et de porteuse. Par ailleurs, à aucun moment dans ce mémoire il n'est question de codage détecteur et correcteur d'erreurs. Une extension possible à ce travail serait donc d'inclure par la suite du codage dans nos simulations, pour vérifier l'efficacité de nos précodeurs. Les turbo-codes en particulier, semblent devenus incontournables dans les systèmes de transmission numériques et plusieurs normes de systèmes pratiques, tels l'UMTS, préconisent leur utilisation. L'application pratique de notre système devra également être précédée de nombreuses études sur le canal de transmission, que ce soit des mesures empiriques, des travaux de modélisation ou encore des études sur les imperfections d'estimation et de retour d'information. En ce qui concerne le précodage, nous avons développé le précodeur optimal dans le cas diagonal. On pourrait envisager de considérer à présent les précodeurs non-diagonaux, et vérifier si la perte en terme de complexité est compensée par l'accroissement des performances. En particulier, les précodeurs non-diagonaux basés sur la distance euclidienne minimale paraissent très prometteurs.

Annexe

Approximation de la fonction de Lambert

La fonction de Lambert vérifie l'équation

$$y \exp y = x \quad (46)$$

Cette équation ayant un nombre infini de solutions pour chaque valeur non-nulle de x , la fonction de Lambert possède un nombre infini de branches. Une seule de ces branches est analytique en 0, elle est donc considérée comme la branche principale de la fonction Lambert et est notée $W_0(x)$.

Cette fonction $W_0(x)$ a pour développement en série [108]:

$$W_0(x) = x - x^2 + \frac{3}{2}x^3 - \frac{8}{3}x^4 + \frac{125}{24}x^5 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-n)^{n-1}}{n!} x^n \quad (47)$$

où $n!$ est le factoriel de n . Cependant, cette série oscille constamment entre de grandes valeurs positives et négatives pour tout réel $x \gtrsim 0.4$, et ne peut par conséquent pas être utilisée pour tout calcul numérique. En revanche il existe une formule asymptotique [99] pour $x \gtrsim 3$ dont les résultats sont assez précis:

$$W_0(x) = \log x - \log \log x + \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} c_{km} (\log \log x)^{m+1} (\log x)^{-k-m-1} \quad (48)$$

Les coefficients c_{km} peuvent être déterminés par le théorème d'inversion de Lagange. Dans notre cas, on néglige le terme de droite pour obtenir finalement l'approximation:

$$W_0(x) \simeq \log x - \log \log x \quad (49)$$

Pour illustrer la pertinence de cette approximation asymptotique, la figure 16 représente la fonction de

Lambert d'indice 0 $W_0(x)$ et son approximation pour x réel de 10 à 1000.

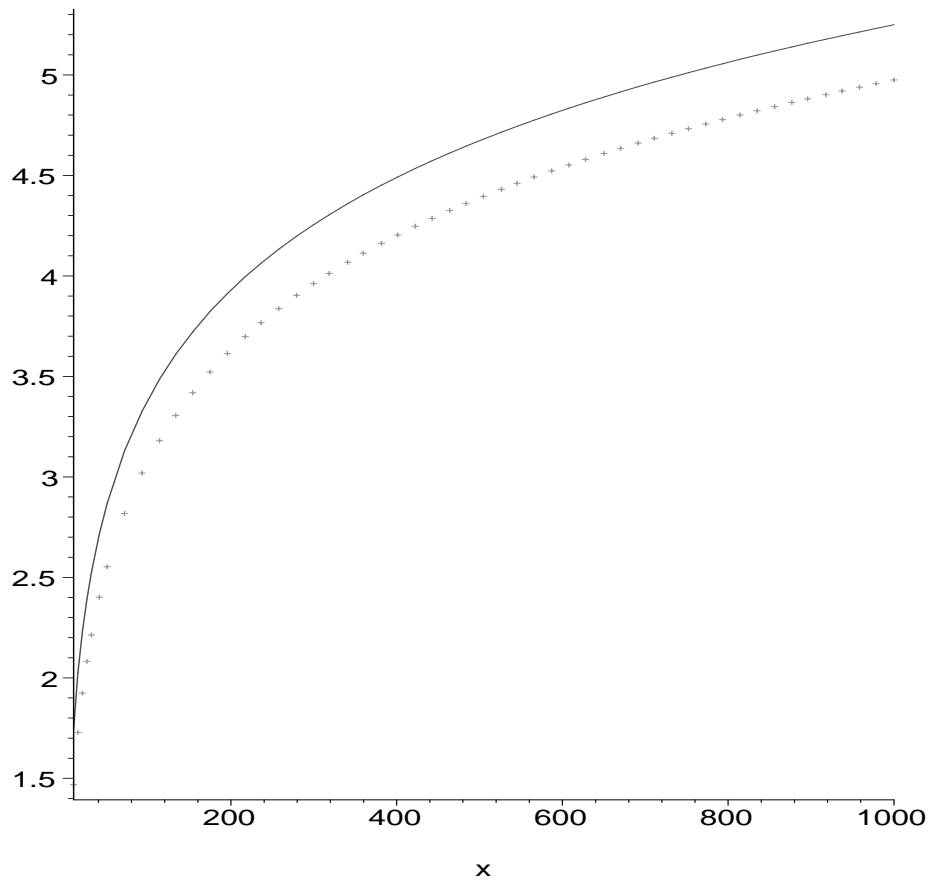


FIG. 16 – Fonction de Lambert principale $W_0(x)$ (ligne continue) et son approximation par $\log(x) - \log(\log(x))$ (ligne pointillée)

L'étude de ces courbes montre clairement que l'approximation est un peu grossière, mais d'une part elle se justifie largement au vu des courbes de résultats du chapitre 5, et d'autre part, comme nous allons le voir ci-dessous, le fait de ne garder que les 2 premiers termes permet d'isoler μ et de s'affranchir de son optimisation, offrant ainsi un gain important en temps de calcul.

Si l'on remplace en effet la fonction de Lambert par son approximation dans l'équation (5.35), on obtient:

$$f_i^2 = a_i \left(\log \frac{b_i}{\mu^2} - \log \log \frac{b_i}{\mu^2} \right) \quad (50)$$

avec

$$a_i = \frac{1}{2\beta_M d_i^2} \quad (51)$$

$$b_i = \frac{2\sigma_i^4 \alpha_M^2 \beta_M^2}{\pi b^2} \quad (52)$$

L'équation (50) se développe alors comme suit:

$$f_i^2 = a_i(\log b_i - 2 \log \mu - \log(\log b_i - 2 \log \mu)) = a_i \log b_i - a_i \log \log b_i - 2a_i(\log \mu - \log \log \mu) \quad (53)$$

En posant ensuite $A_i = a_i(\log(b_i) - \log(\log(b_i)))$, et en tenant compte de la contrainte de puissance $\sum_{i=1}^b f_i^2 = p_T$, on obtient:

$$\sum_{i=1}^b f_i^2 = \sum_{i=1}^b A_i - 2 \sum_{i=1}^b a_i(\log \mu - \log \log \mu) = p_T \quad (54)$$

soit

$$\log \mu - \log \log \mu = \frac{\sum_{i=1}^b A_i - p_T}{2 \sum_{i=1}^b a_i} \quad (55)$$

En remplaçant $\log \mu - \log \log \mu$ par cette expression dans (53), on obtient:

$$f_i^2 = A_i - 2a_i \left(\frac{\sum_{k=1}^b A_k - p_T}{2 \sum_{k=1}^b a_k} \right) \quad (56)$$

Finalement les éléments du précodeur peuvent être exprimés par:

$$f_i^2 = \frac{a_i(1 - \sum_{k=1}^b A_k) + A_i \sum_{k=1}^b a_k}{\sum_{k=1}^b a_k} \quad \text{pour } i = 1, \dots, b \quad (57)$$

Bibliographie

- [1] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell Systems Technical Journal*, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [2] R. Gautier, G. Burel, J. Letessier, and **O. Berder**. Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy. In *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 626–630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.
- [3] John G. Proakis. *Digital communications*. McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [4] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998.
- [5] R. M. Fano. *Transmission of information*. John Wiley and Sons, New York, 1961.
- [6] H. Bölcskei and A. J. Paulraj. *The Communications Handbook*, chapter Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems. CRC Press, 2001.
- [7] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex. *IEEE Proceedings*, 83(6):982–996, 1995.
- [8] G. Burel, C. Boudier, and **O. Berder**. Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 1, pages 236–239, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [9] **O. Berder**, C. Boudier, and G. Burel. Identification of frequency hopping communications. In *Proceedings of WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC)*, pages 3851–3856, Vouliagmeni, Greece, July 2000.
- [10] R. G. Vaughan. Polarization diversity in mobile communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39:177–186, August 1990.
- [11] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, and R. Bianchi. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE Journal on*

- Selected Areas in Communications*, 17(7):1205–1211, July 1999.
- [12] W. C. Jakes. *Microwaves mobile communications*. McGraw-Hill, New-York, 1982.
- [13] A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton. Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(2):583–586, February 2000.
- [14] A. Wittneben. Basestation modulation diversity for digital simulcast. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'91)*, pages 848–853, May 1991.
- [15] N. Seshadri and J. H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitted antenna diversity. *International Journal of Wireless Information Networks*, 1(1):49–59, January 1994.
- [16] S. Benedetto and E. Biglieri. *Principles of Digital Transmission with Wireless Applications*. Plenum-Kluwer, New York, 1999.
- [17] N. Kong and L. Milstein. Average SNR of a generalized diversity selection combining scheme. *IEEE Communications Letters*, 3(3):57–59, March 1999.
- [18] R. Price and P. Green. A communication technique for multipath channels. In *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, pages 555–570, 1958.
- [19] C. Lamy. *Communications à grande efficacité spectrale sur le canal à évanouissements*. PhD thesis in electrical and computer engineering, ENST Paris, April 2000.
- [20] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [21] D. Gesbert and J. Akhtar. Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless system. *Teletronikk Telenor Journal*, January 2002.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.
- [23] S. M. Alamouti. A simple diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [24] Special issue on blind systems identification and estimation. *IEEE Proceedings*, 86, 1998.
- [25] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(1):139–157, January 1999.

- [26] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(2):543–564, March 2000.
- [27] B. L. Hughes. Differential space-time modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(7):2567–2578, November 2000.
- [28] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, pages 41–57, Autumn 1996.
- [29] G. Ungerboeck. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, 28(1):55–67, January 1982.
- [30] N. Seshadri and C. E. W. Sundberg. Multi-level trellis coded modulations for the Rayleigh fading channel. *IEEE Transactions on Communications*, 41(9):1300–1310, September 1993.
- [31] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, July 1999.
- [32] G. Ganesan and P. Stoica. Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs. *Wireless Personal Communications*, 18(2):165–178, August 2001.
- [33] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1064–1070, Genève, Suisse, May 1993.
- [34] A. S. Stefanov and T. M. Duman. Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, pages 2336–2340, Rio De Janeiro, Brazil, 1999.
- [35] K. Cavalec-Amis. *Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale*. PhD thesis, ENST Bretagne, 2001.
- [36] A. Grant and C. Schlegel. Differential turbo space-time coding. In *Proceedings of the IEEE Information Theory Workshop (ITW)*, pages 120–122, Cairns, Australia, September 2-7 2001.
- [37] C. Schlegel and A. Grant. Concatenated space-time coding. In *Proceedings of the IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 139–143, San Diego (CA), USA, September 30 - October 3 2001.
- [38] B. Hassibi and B. M. Hochwald. Cayley differential unitary space-time codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 48(6):1485–1503, June 2002.

- [39] G. D. Golden, G. J. Foschini, P. W. Wolnianski, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: A high capacity space-time architecture for the rich-scattering wireless channel. In *Proceedings of the International Symposium on Advanced Radio Technologies*, Boulder (CO), USA, September 10 1998.
- [40] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE)*, pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.
- [41] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Detection algorithm and initial laboratory results using v-blast space-time communication architecture. *Electronic Letters*, 35(1):14–15, January 1999.
- [42] A. R. Hammons and H. El Gamal. Space-time codes: New design criteria and general constructions. In *Proceedings of the Sixth Annual Workshop on Smart Antennas in Wireless Mobile Communications*, Stanford University (CA), USA, July 22-23 1999.
- [43] D. Shiu and J. M. Kahn. Scalable layered space-time codes for wireless communications: Performance analysis and design criteria. In *IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 1, pages 159–163, New Orleans (LA), USA, September 21-24 1999.
- [44] B. A. Bjerke and J. G. Proakis. Multiple antenna diversity techniques for transmission over fading channels. In *IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 3, pages 1038–1042, New Orleans (LA), USA, September 21-24 1999.
- [45] S. Ariyavisitakul. Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 3, pages 1238–1242, Hyderabad, India, June 2000.
- [46] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolnianski. Simplified processing for wireless communication at high spectral efficiency. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(11):1841–1852, November 1999.
- [47] G. Ginis and J. M. Cioffi. On the relation between V-BLAST and the GDFE. *IEEE Communications Letters*, 5(9):364–366, September 2001.
- [48] C. Tidestav, A. Ahlen, and M. Sternad. Realizable MIMO decision feedback equalizers: Structure and design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(1):121–133, January 2001.
- [49] M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and S. Burykh. Iterative QR detection for BLAST. *Wireless Personal Communications*, 19(3):179–192, December 2001.

- [50] X. Li, H. Huang, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela. Effects of iterative detection and decoding on the performance of BLAST. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 2, pages 1061–1066, San Francisco (CA), USA, November 27 - December 3 2000.
- [51] A. Bhargave, R. J. P. de Figueiredo, and T. Eltoft. A detection algorithm for the V-BLAST system. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 1, pages 494–498, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [52] X. Li, H. Huang, A. Lozano, and G. J. Foschini. Reduced-complexity detection algorithms for systems using multi-element arrays. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 2, pages 1072–1076, San Francisco (CA), USA, November 27 - December 3 2000.
- [53] M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore. Lattice code decoder for space-time codes. *IEEE Communications Letters*, 4(5):166–169, May 2000.
- [54] E. Viterbo and J. Boutros. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1639–1642, July 1999.
- [55] A. K. Lenstra and H. W. Lenstra Jr. and L. Lovász. Factoring polynomials with rational coefficients. *Mathematische Annalen*, 261:515–534, 1982.
- [56] C. P. Schnorr and M. Euchner. Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems. *Mathematical Programming*, 66(2):181–199, 1994.
- [57] D. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):502–513, March 2000.
- [58] M. Godavarti, A. O. Hero, and T. L. Marzetta. Min-capacity of a multiple-antenna wireless channel in a static Rician fading environment. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, page 57, Washington (D.C.), USA, June 24-29 2001.
- [59] M. Godavarti, T.L. Marzetta, and S.S. Shitz. Capacity of a mobile multiple-antenna wireless link with isotropically random Rician fading. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, page 323, Washington (D.C.), USA, June 24-29 2001.
- [60] P. F. Driessen and G. J. Foschini. On the capacity of multiple-input multiple-output wireless channels: a geometric interpretation. *IEEE Transactions on Communications*, 47(2):173–176, February 1999.
- [61] L. Collin, P. Rostaing, **O. Berder**, and G. Burel. A fast ML-based receiver for MIMO Rician fading channel. In *IEEE International Conference Communications 2002*, pages 154–159, Bucarest, Roumanie, December 5-7 2002.

- [62] L. Collin. *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale*. PhD thesis, IRE-Nav/LEST, décembre 2002.
- [63] B. Holder. On the capacity of the MIMO channel - a tutorial introduction. In *Proceedings of the IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing (NORSIC)*, pages 167–172, Trondheim, Norway, October 2001.
- [64] T. Quiniou, A. Affandi, G. El Zein, and J. Citerne. Experiments on direction of arrival for indoor propagation channel at 1.8 GHz. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall'99)*, volume 3, pages 1439–1443, Amsterdam, The Netherlands, September 19-22 1999.
- [65] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore, and A. Paulraj. MIMO wireless channels: Capacity and performance prediction. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 2, pages 1083–1088, San Francisco (CA), USA, November 27 - December 3 2000.
- [66] R. Piechocki, P. Fletcher, A. Nix, N. Canagarajah, and J. McGeehan. A measurement based feasibility study of space-frequency MIMO detection and decoding techniques for next generation wireless LANs. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(3):732–737, August 2002.
- [67] E. De Marinis, O. Gasparini, and M. Iarossi. Spatial multiplexing for wireless LAN: performance recovery in presence of channel estimation errors and evaluation for HiperLAN/2. In *Proceedings of the European Conference on Wireless Technology*, Milan, Italy, September 2002.
- [68] K. Sheikh, D. Gesbert, D. Gore, and A. Paulraj. Smart antennas for broadband wireless access networks. *IEEE Communications Magazine*, 37(11):100–105, November 1999.
- [69] 3GPP. TR 25.876: Multiple-Input Multiple Output antenna processing for HSDPA. Technical report, ITU, 2001.
- [70] J. Pautler, M. Ahmed, and K. Rohani. On application of multiple-input multiple-output antennas to CDMA cellular systems. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall'01)*, volume 3, pages 1508–1512, Atlantic City (NJ), USA, October 7-11 2001.
- [71] C. Ming, W. Gang, and W. Haifeng. Space-time codes of multi-code transmission for WCDMA. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring'01)*, volume 2, pages 1311–1313, Rhodes, Greece, May 2001.
- [72] D. Samardzija, P. Wolniansky, and J. Ling. Performance evaluation of the VBLAST algorithm in W-CDMA systems. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall'01)*, volume 2, pages 723–727, Atlantic City (NJ), USA, October 7-11 2001.

- [73] T. He, N. Arumugam, and G.H. Krishna. Performance of space-time coded MC-CDMA over time and frequency selective fading channel. In *Proceedings of the 4th IEEE International Workshop on Mobile and Wireless Communications Networks (MWCN)*, pages 419–423, Stockholm, Sweden, September 2002.
- [74] A. Stamoulis, L. Zhiqiang, and G.B. Giannakis. Space-time block-coded OFDMA with linear precoding for multirate services. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(1):119–129, January 2002.
- [75] R. W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Systems Technical Journal*, 45:1775–1796, December 1966.
- [76] W. Akmouche. *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM*. PhD thesis in electrical engineering, Université de Bretagne Occidentale, October 2000.
- [77] V. Demoulin and M. Pecot. Vector equalization: an alternative approach for OFDM systems. *Annales des télécommunications*, 1-2(52):4–11, 1997.
- [78] P. Y. Cochet and R. Serpollet. Utilisation des transformées de Hadamard pour les transmissions numériques "parallèles". application à l'OFDM-DMT sur des canaux sélectifs. *Traitement du signal*, 14(3), 1997.
- [79] COST 207 (sous la direction de Mr. Faily). COST 207: Digital land mobile radio communications. Technical Report EUR 12160, Commission of the European Communities, September 1988.
- [80] D. I. Laurenson, D. G. M. Cruickshank, and G. J. R. Povey. A computationally efficient multipath channel simulator for the COST 207 models. In *Digest of the IEE Colloquium on Computer Modelling of Communication Systems*, pages 8/1–8/6, May 1994.
- [81] L. M. Correia. *Wireless flexible personalised communications: COST 259*. Wiley, New York, 2001.
- [82] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, and R. W. Heath Jr. Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks. *IEEE Communications Magazine*, 40(6):108–115, June 2002.
- [83] **O. Berder**, L. Collin, G. Burel, and P. Rostaing. Digital transmissions combining BLAST and OFDM concepts : Experimentation on the UHF COST 207 channel. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, volume 1, pages 141–145, San Antonio (TX), USA, November 2001.
- [84] M. B. Porter and H. P. Bucker. Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields. *Journal of the Acoustical Society of America*, 82:1349–1359, 1987.

- [85] K. S. Shanmungan and P. Balaban. A modified Monte-Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 28(11):1916–1924, November 1980.
- [86] L. Collin, P. Rostaing, **O. Berder**, and G. Burel. Application de l'estimateur de Julier et Uhlmann à l'évaluation rapide du taux erreur bit dans un système de transmission MIMO/OFDM. In *Actes du GRETSI (Colloque sur le Traitement du signal et des Images)*, Toulouse, France, September 2001.
- [87] S. J. Julier and J. K. Uhlmann. A general method for approximating nonlinear transformations of probability distributions. Technical report, Department of Engineering Science, University of Oxford, November 1996.
- [88] S. J. Julier and J. K. Uhlmann. A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems. In *Proceedings of the 11th SPIE International Symposium on Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls (AeroSense)*, Orlando (FL) USA, 1997.
- [89] S. J. Julier and J. K. Uhlmann. Consistent, debiased method for converting between polar and cartesian coordinate systems. In *Proceedings of the 11th SPIE International Symposium on Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls (AeroSense)*, volume 3086, pages 110–121, Orlando (FL), USA, 1997.
- [90] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj. On the capacity of wireless systems employing OFDM-based spatial multiplexing. *IEEE Transactions on Communications*, 50(2):225–234, February 2002.
- [91] H. Sampath and A. Paulraj. Joint transmit and receive optimization for high data rate wireless communications using multiple antennas. In *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 215–219, Pacific Grove (CA), USA, 1999.
- [92] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(5):1051–1064, May 2002.
- [93] **O. Berder**, P. Rostaing, G. Burel, and L. Collin. Diagonal precoders for MIMO systems using eigen sub-channels representation. *Submitted to Digital Signal Processing*, February 2002.
- [94] M. A. Khalighi, J. M. Brossier, G. Jourdain, and K. Raoof. Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels. In *Proceedings of the IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, San Diego (CA), USA,, September 30 - October 3 2001.
- [95] F. Boixadera and J. Boutros. Capacity considerations for wireless multiple-input multiple-output channels. In *Workshop on Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Wireless Communications*, volume 4,

- Venice, Italy, October 6-8 1999.
- [96] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj. Optimum precoder and equalizer designs for fixed rate MIMO systems. In *Proceedings of IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS)*, pages 823–828, Honolulu (HI), USA, November 2000.
- [97] A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis. Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(3):1019–1032, April 1999.
- [98] G. Burel. Statistical analysis of the smallest singular value in MIMO transmission systems. In *Proceedings of the WSEAS International Conference on Signal, Speech and Image Processing (ICOSSIP)*, pages 1541–1546, Skiathos Island, Greece, September 25-28 2002.
- [99] R. M. Corless, G. H. Gonnet, D. E. G. Hare, D. J. Jeffrey, and D. E. Knuth. On the Lambert W Function. *Advances in Computational Mathematics*, 5:329–359, 1996.
- [100] P. Rostaing, **O. Berder**, G. Burel, and L. Collin. Minimum BER diagonal precoder for MIMO digital transmissions. *Signal Processing*, 82(10):1477–1480, October 2002.
- [101] **O. Berder**, P. Rostaing, L. Collin, and G. Burel. Minimum BER diagonal precoder for MIMO systems. In *IEEE International Conference Communications 2002*, pages 160–165, Bucarest, Roumanie, December 5-7 2002.
- [102] D. Gore, R. Nabar, and A. Paulraj. Selecting an optimal set of transmit antennas for a low rank matrix channel. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, volume 5, pages 2785–2788, Istanbul, Turkey, June 2000.
- [103] R. U. Nabar, D. Gore, and A. J. Paulraj. Optimal selection and use of transmit antennas in wireless systems. In *Proceedings of the International Conference on Telecommunications (ICT)*, Acapulco, Mexico, May 22-25 2000.
- [104] S. Sandhu, R. U. Nabar, D. Gore, and A. J. Paulraj. Near-optimal selection of transmit antennas for a MIMO channel based on Shannon capacity. In *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 567–571, Pacific Grove (CA), USA, October 2000.
- [105] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters. Capacity of MIMO systems with antenna selection. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 2, pages 570–574, Helsinki, Finland, June 11-15 2001.
- [106] R. W. Heath Jr. and A. Paulraj. Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 7,

pages 2276–2280, Helsinki, Finland, June 11-15 2001.

- [107] L. Collin, P. Rostaing, **O. Berder**, and G. Burel. Soft vs. hard antenna selection based on minimum distance for MIMO systems. In *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 2, pages 1369–1373, Pacific Grove (CA), USA, November 3-6 2002.
- [108] C. Caratheodory. *Theory of Functions of a Complex Variable*. Chelsea, New York, 1954.

Liste de publications

Publication dans des revues internationales à comité de lecture

- P. Rostaing, **O. Berder**, L. Collin et G. Burel. Minimum BER Diagonal Precoder for MIMO Digital Transmissions. *Signal Processing*, 82(10):1477-1480, octobre 2002.

Communications dans des conférences internationales à comité de lecture

- **O. Berder**, P. Rostaing, L. Collin et G. Burel. Minimum BER Diagonal Precoder for MIMO Systems. *Proceedings of the IEEE International Conference Communications 2002*, pp. 160-165, Bucarest, Roumanie, décembre 2002.
- L. Collin, P. Rostaing, **O. Berder** et G. Burel. A Fast ML-Based receiver for MIMO Rician Fading Channel. *Proceedings of the IEEE International Conference Communications 2002*, pp. 154-159, Bucarest, Roumanie, décembre 2002.
- L. Collin, **O. Berder**, P. Rostaing et G. Burel. Soft vs. Hard Antenna Selection based on Minimum Distance Criterion for MIMO Systems. *Proceedings of the 36th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pp. 1369-1373, Pacific Grove (CA), USA, 3-6 novembre 2002.
- R. Gautier, G. Burel, J. Letessier et **O. Berder**. Blind Estimation of Scrambler Offset using Encoder Redundancy. *Proceedings of the 36th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 626-630, Pacific Grove (CA), USA, 3-6 novembre 2002.
- **O. Berder**, L. Collin, G. Burel et P. Rostaing. Digital Transmissions Combining BLAST and OFDM Concepts: Experimentation on the UHF COST 207 Channel. *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, vol. 1, pp. 141-145, San Antonio (TX), USA, novembre 2001.
- G. Burel, C. Boudier et **O. Berder**. Detection of Direct Sequence Spread Spectrum Transmissions without Prior Knowledge. *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, vol. 1, pp. 236-239, San Antonio (TX), USA, novembre 2001.
- **O. Berder**, C. Boudier, G. Burel. Identification of Frequency Hopping Communications. *Proceedings*

of *WSEAS Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC)*, pp. 3851-3856, Vouliagmeni, Grèce, juillet 2000.

Communications dans des conférences nationales avec comité de lecture

- L. Collin, P. Rostaing, **O. Berder** et G. Burel. Application de l'estimateur de Julier et Uhlmann à l'évaluation rapide du Taux Erreur Bit dans un système de transmission MIMO/OFDM. *Actes du GRETSI (Colloque sur le Traitement du Signal et des Images)*, Toulouse, France, septembre 2001.

Article retenu en ouvrage suite à une conférence

- **O. Berder**, C. Bouder, G. Burel. Identification of Frequency Hopping Communications. *Problems in modern applied mathematics*, N. Mastorakis, pp. 259-264, 2000, ISBN:960-8052-15-7.

Articles soumis à des revues internationales à comité de lecture

- **O. Berder**, L. Collin, P. Rostaing et G. Burel. Diagonal precoders for MIMO systems using eigen sub-channels representation. *Digital Signal Processing*, soumis en février 2002.
- L. Collin, **O. Berder**, P. Rostaing et G. Burel. Optimal Minimum Distance Based Precoder for MIMO Spatial Multiplexing Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing, Special Issue on MIMO*, soumis en décembre 2002.