

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE LA QUALITÉ DE SERVICE DANS UN SYSTÈME SANS-FIL MIMO

NATHALIE BOULET
GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A)
(TÉLÉCOMMUNICATIONS)

JUILLET 2008

© Nathalie Boulet, 2008



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*
ISBN: 978-0-494-46036-8
Our file *Notre référence*
ISBN: 978-0-494-46036-8

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

■*■
Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE DE LA QUALITÉ DE SERVICE DANS UN SYSTÈME SANS-FIL MIMO

présenté par : BOULET Nathalie

en vue de l'obtention du diplôme de : Maître ès Sciences Appliquées

a été évalué par un jury composé des personnes suivantes :

M. HACCOUN David, Ph.D, président

M. FRIGON Jean François, Ph.D, membre et directeur de recherche

M. NERGUIZIAN Chahé, Ph.D, membre

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tout particulièrement mon directeur de recherche, Dr. Jean-François Frigon, pour sa disponibilité, sa supervision constructive et son aide financière.

Je remercie Supélec et l'École Polytechnique de Montréal pour m'avoir offert l'opportunité de cet échange très enrichissant. Je remercie également tout le département de Télécommunications du Génie Électrique de l'École Polytechnique de Montréal, mes professeurs et mes collègues.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont rendu ces deux années à Montréal si agréables. Je pense à Lilian, Julien, Nicolas, Aurélie, Julie, Annelise, Maud, Fanch, Margot et Antoine. Je remercie ma famille pour son soutien à distance sans faille durant toute cette période.

RÉSUMÉ

Les communications sans-fil connaissent un développement considérable depuis une vingtaine d'années. Les utilisateurs de ces technologies ont des demandes de plus en plus élevées. En particulier, les attentes en termes de débit et de Qualité de Service ont significativement augmenté. Ces problématiques sont l'objet de nombreux travaux de recherche récents.

Ces dernières années ont vu naître une solution innovatrice au problème soulevé par la limitation du spectre de fréquences disponibles : il s'agit du MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output*), une technologie utilisant simultanément plusieurs antennes d'émission et de réception. Elle introduit la dimension spatiale dans les communications sans-fil pour améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Ainsi, le débit de transmission et la qualité du signal reçu sont améliorés.

L'objectif de ce mémoire est d'analyser la qualité de service (QoS) dans les systèmes de communications sans-fil utilisant la technologie MIMO et d'exploiter la dimension spatiale pour différencier la QoS. Des techniques permettant d'offrir simultanément différentes QoS à plusieurs flots de données transmis sur un lien point-à-point MIMO seront proposées et analysées. Ces flux de données sont appelés Classes de Service (CoS) et à chaque CoS correspond un certain nombre de critères de QoS (taux de transmission, délai, taux d'erreur,...).

Des techniques de transmission sans-fil utilisant à la fois les dimensions spatiale et temporelle seront détaillées. Ainsi, nous analyserons tout d'abord la transmission des CoS par multiplexage temporel, puis par multiplexage spatial. Nous nous pencherons

alors sur les différences de performance entre ces deux techniques et sur les critères de choix de l'une ou de l'autre. Dans un deuxième temps, nous étudierons la transmission des données grâce à une méthode utilisant simultanément les deux dimensions. Nous comparerons alors les résultats aux précédents.

L'objectif est de maximiser le taux de transmission pouvant être alloué au flux le moins prioritaire. Nous chercherons donc à optimiser la transmission de deux flux différents en termes de débit tout en respectant les contraintes de QoS. Nous montrerons qu'en effectuant un compromis entre les deux méthodes de multiplexage, c'est-à-dire en utilisant une technique faisant varier les deux dimensions simultanément, nous sommes capables d'atteindre le niveau de QoS requis tout en maximisant le débit de transmission. Nous détaillerons les critères de sélection permettant de comparer les différentes techniques. Ces dernières seront implémentées dans le logiciel Matlab et seront analysées à l'aide des résultats de simulation.

ABSTRACT

Wireless communication has had a considerable development in the past few years. Huge efforts in research have been made to maintain the Quality of Service and the increasing demands of users.

Over the past few years, a novel technology has been proposed to solve the problem of limited radio-spectrum: it is known as MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output*), which uses several antennas for transmission and reception. It allows an improvement of the systems spectral efficiency, and takes advantage of the spatial dimension. As a consequence, data rates and quality of the received signal are increased.

The purpose of this thesis is to analyze the Quality of Service (QoS) of wireless communication systems using MIMO. Techniques offering various QoS in the same time to several flows of data transmitted through a MIMO point-to-point channel will be proposed and analyzed. These flows will be known as Classes of Services (CoS) and for each CoS there are some criteria of QoS (data rate, delay, error rate...).

Techniques using spatial and temporal dimension to offer QoS will be detailed. Thus, we will analyze the transmission of the different CoS by temporal multiplexing, then by spatial multiplexing. The differences between the two techniques will be explained and the criteria of selection of the best transmission method will be defined. In a second time, a method using simultaneously the two dimensions will be detailed. The results will be compared with the previous ones.

The objective of the study is to maximize the data rate while respecting the QoS constraints. We will show that we can provide QoS using a compromise between the two methods of multiplexing and optimize the data rate of transmission. The selection criteria to compare the different techniques will be explained. The methods described in this work will be implemented with Matlab, and analyzed with the simulation results.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT.....	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES FIGURES	xii
LISTE DES TABLEAUX.....	xvi
CHAPITRE 1.....	1
INTRODUCTION	1
MIMO ET QUALITÉ DE SERVICE.....	1
1.1. Mise en contexte : les réseaux locaux sans-fil.....	2
1.2. Le MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output)	3
1.3. La Qualité de Service (QoS).....	5
1.4. Objectifs et contributions.....	8
1.5. Organisation du mémoire.....	9
CHAPITRE 2.....	10
MODÉLISATION D’UN CANAL DE COMMUNICATION	10
2.1. Modélisation d’un canal.....	10
2.1.1. Système avec entrées /sorties.....	10
2.1.2. Système de communications.....	10
2.1.3. Le canal de transmission.....	11
2.1.4. Canal avec bruit additif blanc et Gaussien (Added White Gaussian Noise AWGN).....	12
2.1.5. Le canal à évanouissements de Rayleigh.....	13
2.1.6. La sélectivité	14
2.2. Les différents types de canaux.....	16
2.2.1. Le modèle SISO (Single Input Single Output)	17

2.2.2. Le modèle MIMO (Multiple Input Multiple Output)	17
2.2.3. Les modèles SIMO (Single Input Multiple Output) et MISO (Multiple Input Single Output).....	19
2.2.4. Echantillonnage.....	19
2.3. Modélisation du canal de communication	21
2.3.1. Milieu riche en diffusions	22
2.3.2. Corrélacion spatiale	23
CHAPITRE 3 :	24
PERFORMANCES D'UN SYSTÈME MIMO	24
3.1. Modulation d'amplitude en quadrature.....	24
3.2. Calcul des Rapports Signal/Bruit en sortie d'un système MIMO.....	28
3.2.1. Introduction.....	28
3.2.2. Décodeur Zéro-Forcing (ZF)	29
3.2.3. Décodeur Minimum Mean-Square Error (MMSE).....	30
3.2.4. Comparaison entre un décodeur Zéro-Forcing et un décodeur MMSE.....	31
3.3. Relation entre le taux d'erreur par bit et le SNR dans le canal	33
3.4. Validation du modèle théorique par la simulation.....	34
CHAPITRE 4 :	37
QUALITÉ DE SERVICE (QoS) ET CLASSES DE SERVICE (CoS).....	37
4.1. Transmission de différents flux	37
4.1.1. Introduction.....	37
4.1.2. Multiplexage temporel	38
4.1.3. Multiplexage spatial.....	44
4.2. Contraintes de Qualité de Service.....	51
4.2.1. Introduction.....	51
4.2.2. Étude des grandeurs caractéristiques de la transmission en Multiplexage Temporel	52

4.2.3. Variation des contraintes imposées au système dans le cas du Multiplexage temporel	61
4.2.4. Étude des grandeurs caractéristiques de la transmission en Multiplexage Spatial	69
4.2.5. Variation des contraintes imposées au système dans le cas du multiplexage spatial	76
4.3. Choix entre Multiplexage Temporel et Multiplexage Spatial pour l'optimisation de la transmission.....	83
4.4. Optimisation du problème de transmission en double dimension (spatiale et temporelle simultanément).....	88
4.4.1. Principe de l'algorithme.....	88
4.4.2. Résultats.....	96
CHAPITRE 5:.....	104
CONCLUSION.....	104
BIBLIOGRAPHIE.....	106
Annexe A :	111
Annexe B :	113
Annexe C :	115

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Illustration de la subjectivité de la notion de Qualité de Service [11].....	7
Figure 2.1 : Modélisation d'un système.....	10
Figure 2.2 : Schéma type d'un système de communications.....	11
Figure 2.3. Modèle d'un canal AWGN.....	12
Figure 2.4. Système de communication SISO	17
Figure 2.5. Système de communication MIMO.....	19
Figure 3.1. Quelques constellations QAM classiques, normalisées en énergie moyenne par symbole.....	26
Figure.3.2. Courbes de BER en fonction du SNR pour la modulation QAM,.....	27
pour un canal AWGN, sans codage	27
Figure 3.3. Schéma d'un récepteur linéaire permettant de séparer les flots de données transmis sur un canal MIMO	28
Figure 3.4. Probabilité d'erreur par bit pour un récepteur Zéro-Forcing et un récepteur MMSE, pour un canal de Rayleigh, dans le cas où $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$ (a) et dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$ (b).....	32
Figure 3.5. Probabilité d'erreur par bit pour un canal AWGN en fonction du SNR du canal : théorique et par simulation, dans le cas où $M = 4$ (a), $M = 16$ (b) et $M = 64$ (c).....	35
Figure 3.6. Probabilité d'erreur par bit pour un canal de Rayleigh en fonction du SNR du canal : théorique et par simulation, dans le cas où $M = 4$	36
Figure 4.1. Modélisation des deux flux de données à transmettre en multiplexage temporel	38
Figure 4.2 : Schéma du système de transmission des deux flux de données en multiplexage temporel	39

Figure 4.3. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$, pour un canal AWGN (a) et un canal de Rayleigh (b)	41
Figure 4.4. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$, pour un canal AWGN (a) et un canal de Rayleigh (b)	42
Figure 4.5. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$, comparaison entre un canal AWGN et un canal de Rayleigh.....	43
Figure 4.6. Modélisation des deux flux de données à transmettre en multiplexage temporel	44
Figure 4.7 : Schéma du système de transmission	45
des deux flux de données en multiplexage spatial	45
Figure 4.8. Caractérisation de l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR du canal lorsque le facteur de répartition de puissance varie, dans le cas d'un canal de Rayleigh, pour $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$:.....	48
Figure 4.9. Caractérisation de l'évolution du croisement entre $P_{e_{data}}$ et $P_{e_{voix}}$ en fonction de α	50
Figure 4.10. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas d'une seule réalisation de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	57
Figure 4.11. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas d'une seule réalisation de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	58
Figure 4.12. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	59

Figure 4.13. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	60
Figure 4.14. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps, 32Kbps$ et $16Kbps$	63
Figure 4.15. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	65
Figure 4.16. Évolution du taux de transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	66
Figure 4.17. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	68
Figure 4.18. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	73
Figure 4.19. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage spatial, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	74
Figure 4.20. Évolution des facteurs de répartition de puissance en multiplexage spatial, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	75
Figure 4.21. (a) et (b) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	78
Figure 4.21. (c) et (d) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	79
Figure 4.22. (a) et (b) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	81
Figure 4.22. (c) et (d) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}	82

Figure 4.23. Taux de transmission en Multiplexage Temporel et en Multiplexage spatial
 lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.. 85

Figure 4.24. Taux de transmission en Multiplexage Temporel et en Multiplexage spatial
 lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.. 87

Figure 4.25. Schématisation de la transmission lorsque les deux dimensions varient
 (spatiale et temporelle)..... 89

Figure 4.26. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de
 canal, dans le cas de la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), pour
 $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ 98

Figure 4.27. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de
 canal : comparaison entre la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), le
 multiplexage spatial et le multiplexage temporel. Cas où $R_{voix,source} = 64 Kbps$,
 $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ 99

Figure 4.28. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de
 canal, dans le cas de la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), pour
 $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ 101

Figure 4.29. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de
 canal : comparaison entre la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), le
 multiplexage spatial et le multiplexage temporel. Cas où $R_{voix,source} = 64 Kbps$,
 $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ 102

Figure 4.30. Taux de transmission du flux de data en fonction du SNR de canal :
 comparaison entre le cas où $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ 103

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1. Variation des contraintes de QoS pour le Multiplexage Temporel.....	61
Tableau 4.2. Variation des contraintes de QoS pour le Multiplexage Spatial	76
Tableau 4.3. Exemple : valeurs maximales de $R_{data,source}$ pour β_{voix} variant de 0,1 à 0,9 et SNR pour six valeurs de SNR différentes.....	94
Tableau 4.4. Exemple : valeur optimale de $R_{data,source}$ et de β_{voix} correspondante pour SNR variant de 0 à 50dB.	95
Tableau A.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage temporel, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	111
Tableau A.2 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage temporel, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$	112
Tableau B.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage spatial, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$	113
Tableau B.2 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage spatial, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$	114
Tableau C.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$	115
Tableau C.2 : Valeurs de β_{voix} pour SNR variant de 1 à 50dB, lorsque $R_{voix,source} =$ $64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$	116

CHAPITRE 1

INTRODUCTION MIMO ET QUALITÉ DE SERVICE

Les réseaux sans fil connaissent une très forte croissance depuis leur mise en service dans les années 1980 [1-3]. Aujourd'hui, ils offrent toute une série de services multimédias, avec des dispositifs de plus en plus petits. Cette tendance à vouloir transmettre toujours plus et toujours plus vite a contraint les opérateurs téléphoniques à trouver de nouvelles solutions, puisque la capacité limite intrinsèque à ces systèmes était atteinte.

Depuis quelques années, une nouvelle technologie appelée à révolutionner le sans-fil fait de plus en plus parler d'elle : le MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Cette technologie permet d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes sans-fil. D'autre part, la notion de Qualité de Service (QoS) reste capitale et est essentielle pour satisfaire aux exigences des utilisateurs.

L'objectif de ce mémoire est d'analyser la QoS dans les systèmes de communications sans-fil utilisant la technologie MIMO à multiples antennes de transmission et multiples antennes de réception. Différentes méthodes de transmission de deux flux de données distincts seront analysées. Le but est d'optimiser le débit de la transmission tout en respectant un certain nombre de contraintes de QoS.

Pour débiter ce mémoire et placer ce travail de recherche dans son contexte, nous allons tout d'abord introduire les technologies de réseaux locaux sans-fil, la technique MIMO et les notions de QoS.

1.1. Mise en contexte : les réseaux locaux sans-fil

En 1999, les premières technologies sans fil grand public apparaissent sur le marché. Elles sont alors basées sur deux normes fixées par l'IEEE : la 802.11a et 802.11b. La première annonce un taux de transmission maximal de 54Mbps (en utilisant des fréquences autour de 5 Ghz), et la deuxième jusqu'à 11Mbps (sur une fourchette de transmission se situant dans les 2,4 Ghz). Le 802.11b, étant une solution moins chère et offrant une meilleure portée, s'impose rapidement sur ce marché émergent.

Pourtant, en pratique les débits réels sont équivalents, au mieux, à 50 ou 60% de la bande passante théorique. De plus, les portées sont assez aléatoires, car elles dépendent de manière excessive de l'environnement, et le moindre obstacle diminue sérieusement la couverture du réseau. À l'époque, cela restait suffisant pour des communications légères entre des terminaux, notamment du partage de connexion Internet, mais tout gros transfert de fichiers devenait vite difficile.

Une nouvelle norme de transmission, la 802.11g, fait alors son apparition. En effet, il existe une réelle demande de la part des utilisateurs qui souhaitent s'affranchir des réseaux filaires tel que l'Ethernet. Cette norme propose un taux de transmission maximal de 54Mbps, et elle est compatible avec le 802.11b car elle utilise la même plage de fréquence. On assiste à partir de ce moment à une démocratisation importante du sans-fil, due à l'introduction du 802.11g, ajoutée à une baisse continue des prix et à une relative simplification de mise en œuvre.

Il existe alors une forte croissance des débits de connexion à Internet et une augmentation sans cesse plus importante des exigences des utilisateurs : ils veulent par exemple pouvoir écouter de la musique ou regarder de la vidéo de la manière la plus

confortable possible, en se souciant le moins possible des distances et obstacles qui composent leur environnement.

Voilà pourquoi une nouvelle norme a été de nouveau mise en chantier en janvier 2004: le 802.11n. Une première ébauche a été validée en mars 2006. Elle apporte comme principale évolution la technologie connue sous le nom de MIMO, dont le principe essentiel est d'utiliser simultanément plusieurs antennes de transmission et de réception.

1.2. Le MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output)

Voici quelques-unes des étapes jalons du développement du MIMO :

- 1984 : un brevet est déposé par Jack Winters du Bell Laboratories pour les communications sans-fil utilisant des antennes multiples.
- 1985 : Jack Salz publie un article sur le MIMO basé sur les travaux de Jack Winters [4].
- De 1986 à 1995 : nombreuses publications dans le domaine des systèmes à antennes multiples [5-6].
- 1996 : Greg Rayleigh et Gérard J.Foschini proposent la technique du multiplexage spatial qui permet d'accroître l'efficacité du MIMO. Il est démontré que la capacité du MIMO augmente avec le nombre d'antennes de façon proportionnelle [6].

Les technologies sans fil se basent sur le principe de l'envoi et de la réception de données sous forme d'ondes électromagnétiques. Ces ondes sont émises à des fréquences précises (pour la norme 802.11g, la plage de fréquence utilisée va de 2,400Ghz à 2,497Ghz). Il faut savoir que les systèmes sans-fil évoluent en fonction d'une contrainte principale qui réside dans la nature même des ondes [1][7]. Leur comportement avec

l'environnement constitue un handicap majeur: elles sont victimes de rebonds, d'absorption et d'atténuation suivant les obstacles et les distances parcourues. Ces phénomènes entraînent une baisse importante de la qualité de la transmission (atténuation du signal transmis) et réduisent à la fois portée et débits. C'est sur ce point que se concentrent les innovations technologiques telles que le MIMO afin d'obtenir les meilleures performances possibles en réduisant au maximum l'influence de l'environnement.

Le principe de base du MIMO est simple. Au lieu d'envoyer un signal unique sur une seule fréquence, plusieurs signaux sont envoyés simultanément. Le but est à la fois d'augmenter le débit et la portée du réseau.

L'utilisation simultanée de plusieurs antennes émettrices et réceptrices constitue la caractéristique principale du MIMO. L'algorithme qui le gère découpe l'information à transmettre puis la fait transiter parmi tous les émetteurs à sa disposition. À l'autre bout, le périphérique receveur, ayant plusieurs antennes, utilise un algorithme réciproque et est capable de réorganiser les données qu'il reçoit. Un périphérique MIMO est ainsi équipé de 2 à 8 antennes (voire plus), chacune émettant ou recevant un signal différent. Il a été démontré que plus elles sont nombreuses, plus les débits augmentent [6].

La technologie du MIMO a pour particularité de pouvoir composer avec les obstacles rencontrés. Chaque signal émis, qui est une onde, passe par un chemin différent pour atteindre sa destination. Chacun réagit donc différemment à l'environnement rencontré et permet d'accroître la diversité et donc la qualité du signal reçu, ainsi que le débit de transmission.

Ainsi, nous constatons l'importance de cette innovation technologique et cette mise en contexte nous permet de placer notre travail dans un cadre d'intérêt évident.

1.3. La Qualité de Service (QoS)

Nous avons établi la pertinence de l'étude des systèmes MIMO. Dans cette partie introductive à la notion de Qualité de Service, le but est de mettre en évidence les grandeurs qui nous serviront ensuite à l'étude de ces systèmes en particulier [8-9].

La qualité de service est définie de façon générique dans [10] comme "*l'effet global de la performance du service qui détermine le degré de satisfaction de l'utilisateur de ce service*". La motivation principale à l'introduction de la notion de QoS est d'assurer à tout utilisateur respectant un certain nombre de contraintes données, que les performances qu'il a réclamées seront effectivement satisfaites par le réseau.

Il existe ainsi deux types de paramètres QoS:

- des contraintes utilisateurs telles que le débit maximum et le débit moyen
- des performances obtenues telles que le temps de réponse et le délai de transfert.

Cette définition peut être perçue suivant quatre points de vue différents:

- QoS réclamée par le client,
- QoS offerte par le fournisseur,
- QoS réalisée par le fournisseur,
- QoS perçue par le client.

Le but étant que le dernier point concorde au maximum avec le premier, ce qui s'avère parfois plus difficile que prévu (voir aspect humoristique à la Figure 1.1 [11]).

Les besoins QoS du client sont souvent exprimés dans un langage non-technique, alors que la QoS offerte par le fournisseur est décrite par l'intermédiaire de paramètres (que l'on tente donc de rendre aussi intelligibles que possible pour l'utilisateur, afin de faciliter la compréhension entre les deux parties). Ces paramètres QoS forment donc un langage commun permettant de relier les paramètres de performance spécifiques aux réseaux (protocoles, configurations) et les paramètres de performance spécifiques aux utilisateurs (applications, besoins).

Deux critères de performance seront utilisés dans ce mémoire : la *vitesse* (délai et débit de transfert d'information) et la *précision* (probabilité d'erreur de transfert d'information). Nous étudierons plus précisément le taux d'erreur par bit et le taux de transmission (relié au débit de transfert d'information).

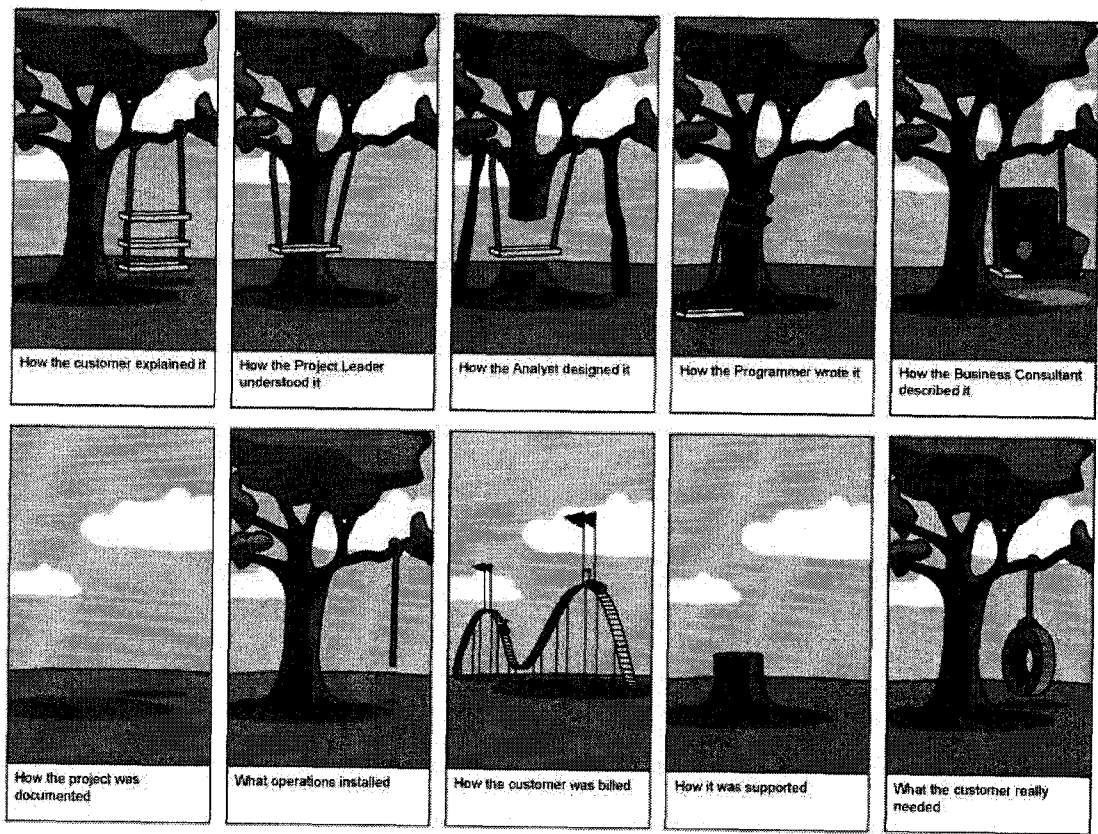


Figure 1.1. Illustration de la subjectivité de la notion de Qualité de Service [11]

1.4. Objectifs et contributions

L'objectif de ce travail est de satisfaire différents niveaux de QoS requis pour la transmission de plusieurs flux de données dans un système de communications sans-fil MIMO. Nous analysons des techniques permettant d'offrir simultanément différentes QoS à plusieurs CoS. Nous supposons dans ce travail que nous voulons transmettre deux CoS : un flux de données numériques pures (appelé *data*) et un flux de données audio (appelé *voix*). Chaque flux possède des contraintes qui lui sont propres : le taux d'erreur cible pour chacun et le débit à la source du flux de la *voix*. Ces critères de QoS doivent être respectés, tout en optimisant la transmission de telle sorte que le débit du flux *data* soit maximal.

Le but de ce mémoire est de définir clairement les techniques de transmission sans-fil MIMO utilisant à la fois les dimensions spatiale et temporelle. Dans un premier temps, nous détaillons la transmission des deux CoS par multiplexage temporel (variation du temps de transmission pour chaque flux), puis par multiplexage spatial (variation de la puissance allouée à chaque flux, par une technique similaire au Waterfilling [12-22][47-50]). L'objectif est de trouver un critère de choix précis quant à l'utilisation de l'une ou l'autre technique, afin de maximiser le taux de transmission du flux de *data*. Une méthode permettant de prendre en compte simultanément les deux dimensions est ensuite détaillée. Le but est de faire varier à la fois le temps alloué à chaque flux pour la transmission, ainsi que la puissance. Nous démontrons qu'en effectuant un compromis judicieux entre ces deux méthodes de transmission, alors elle est optimale, c'est-à-dire que le débit de transmission est maximal tout en satisfaisant le niveau de QoS requis pour chaque CoS.

Les principales contributions des travaux présentés dans ce mémoire sont :

- Modélisation d'un modèle théorique pour la transmission de données sur un canal sans-fil MIMO avec décodeur Zero-Forcing. Validation de ce modèle par la simulation.
- Caractérisation du multiplexage temporel et du multiplexage spatial en termes de QoS offerte. Choix de la méthode optimale en fonction du SNR (Rapport Signal sur Bruit) du canal : évolution des grandeurs caractéristiques de la QoS lors de la transmission, maximisation du taux de transmission.
- Caractérisation d'une méthode d'optimisation à deux dimensions : algorithme permettant de transmettre les deux flux de données en respectant les critères de QoS, et la maximisation du taux de transmission.

1.5. Organisation du mémoire

Le Chapitre 2 est consacré à un rappel des principes de base des systèmes de communication sans-fil. Nous y présentons les modèles de canaux existant. Dans le Chapitre 3, nous nous penchons sur la détection et la modulation des signaux. Le Chapitre 4 permet de détailler la performance des systèmes MIMO. Nous y établirons l'équation reliant le taux d'erreur en fonction du SNR du canal. Enfin, dans le Chapitre 5, nous présenterons nos principales contributions, en nous attardant tout d'abord sur la caractérisation précise du multiplexage temporel puis du multiplexage spatial. Nous présenterons ensuite une méthode généralisée prenant en compte les deux dimensions simultanément. Elle nous mènera à l'optimisation du problème de transmission avec un respect des critères de QoS. Finalement, ce mémoire se conclura avec le Chapitre 6, où nous proposerons des ouvertures possibles de recherche dans ce domaine.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION D'UN CANAL DE COMMUNICATION

2.1. Modélisation d'un canal

2.1.1. Système avec entrées /sorties

On définit un système de manière basique par une unité comportant au moins une entrée $x(t)$ et une sortie $y(t)$, cette dernière correspondant à l'entrée ayant subi une ou plusieurs modifications.

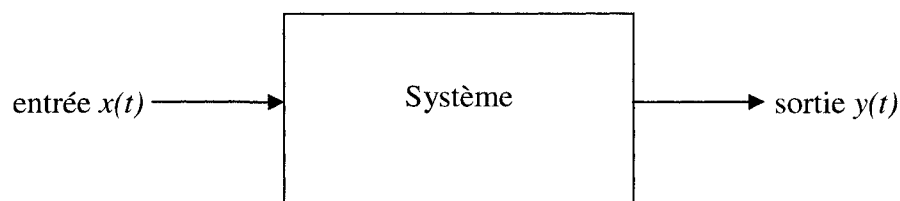


Figure 2.1 : Modélisation d'un système

Un système peut être linéaire ou non, à mémoire ou pas, et avoir d'autres propriétés particulières, mais il se schématise toujours de manière la plus simple par la Figure 2.1.

2.1.2. Système de communications

Un système de communications peut être représenté par un ensemble de sous-systèmes simples tels que présentés ci-dessus. La Figure 2.2 donne le schéma-type d'un système de communication point-à-point, encore appelé chaîne de transmission.

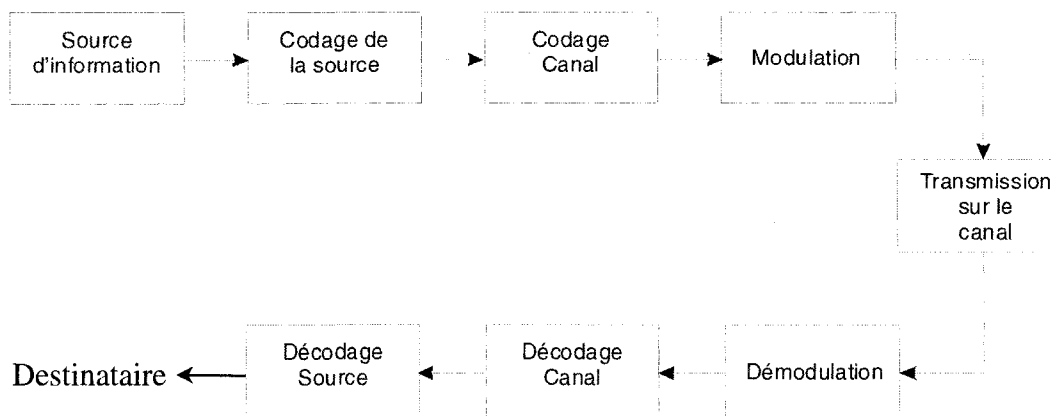


Figure 2.2 : Schéma type d'un système de communications

2.1.3. Le canal de transmission

Un canal de communications est un medium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur ou émetteur jusqu'au récepteur. Dans les communications sans-fil, cette transmission se fait grâce à des ondes électromagnétiques. Quelque soit le mode de transmission, des perturbations aléatoires non prévisibles viennent affecter le signal transmis avant sa réception.

Le canal de communications est modélisé par des processus stochastiques [23]. Cette méthode permet de prendre en compte les incertitudes inhérentes au processus. La présence des bruits additifs se révèle être un des problèmes récurrents; ils ont diverses causes, notamment le bruit thermique des composants constituant l'appareil récepteur. L'effet du bruit peut être atténué par l'augmentation de la puissance du signal transmis.

La bande passante disponible est également une limitation majeure, non seulement due aux composants électroniques, mais aussi aux restrictions législatives et à la demande très élevée pour cette ressource limitée.

2.1.4. Canal avec bruit additif blanc et Gaussien (Added White Gaussian Noise AWGN)

Le canal avec bruit additif blanc et Gaussien est le plus simple des modèles. Dans cette situation, le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal original $s(t)$ avec l'ajout de bruits modélisés par un processus aléatoire ayant une fonction de densité de probabilité Gaussienne et une fonction d'autocorrélation $\delta(t)$.

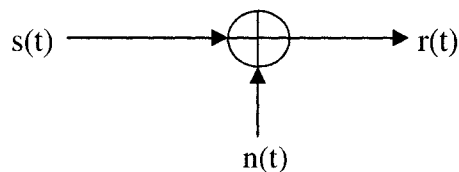


Figure 2.3. Modèle d'un canal AWGN

Dans les communications sans-fil, le bruit provient en majorité des interférences et des imperfections des composants électroniques utilisés. Il y est souvent modélisé par un bruit blanc Gaussien [3][23]. Sa densité spectrale est donc une constante et son amplitude est représentée par une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et de variance $N_0/2$.

Ce modèle, bien que physiquement non réel (car il impliquerait une puissance infinie pour le bruit) est néanmoins valable si la largeur de bande du système est beaucoup plus petite que celle du bruit. Ce sera le cas pour les systèmes que nous étudierons.

Ainsi, dans la suite de ce travail, nous considèrerons pour le modèle en bande de base un bruit blanc, de moyenne nulle, circulaire, symétrique et Gaussien : ce modèle est appelé ZMCSCG (*Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian*).

Ce canal AWGN est utilisé pour modéliser une communication directe ou en visée (ligne directe) entre l'émetteur et le récepteur. L'information à transmettre utilise un seul chemin. On rencontre ce type de canal dans les communications satellitaires.

2.1.5. Le canal à évanouissements de Rayleigh

Dans une communication sans-fil, on définit l'évanouissement comme une atténuation de la puissance du signal perçue au récepteur. Nous classons les causes de ce phénomène en deux catégories [24] :

1- Évanouissements à grande échelle :

→ **la perte de puissance en chemin due à la distance parcourue** : il s'agit de la perte de puissance inhérente à la propagation d'un signal électromagnétique dans l'espace.

→ **l'ombrage** : il est dû à la présence d'obstacles fixes dans le chemin de propagation d'un signal radio (bâtiments par exemple).

2- Évanouissements à petite échelle :

Il se compose d'effets combinés de multiples parcours de propagation, de mouvements rapides de l'émetteur et/ou du récepteur, et enfin, des réflecteurs [25-27]. Cet évanouissement décrit les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps ou une courte distance. Ce phénomène est causé par

l'interférence constructive ou destructive d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel.

Dans ce mémoire, nous allons nous attarder sur les effets des évanouissements à petite échelle. Les atténuations à grande échelle seront simplement caractérisées par le rapport signal sur bruit (SNR) moyen autour duquel se produiront les évanouissements rapides.

Un signal reçu sans bruit et transmis sans modulation peut être représenté par :

$$r(t) = \sum_i \alpha_i(t) \cdot \cos\left(2\pi f_c(t - \tau_i(t))\right) \quad (2.1)$$

où $\alpha_i(t)$ est le facteur d'atténuation dans le temps pour le $i^{\text{ème}}$ signal avec délai de propagation. La puissance est de distribution exponentielle et est indépendante de la phase qui suit une distribution uniforme. f_c est la fréquence de la porteuse et $\tau_i(t)$ le délai dans le temps. Lorsque ces délais sont plus petits que T , la période d'un symbole, ces délais sont à l'origine de l'évanouissement rapide.

Pour un grand nombre de trajets indépendants, l'enveloppe du signal reçu sera modélisée à l'aide de la loi de Rayleigh :

$$f(x) = \frac{2x}{\sigma} \cdot e^{-\frac{x^2}{\sigma}} \cdot u(x) \quad (2.2)$$

où σ est la puissance moyenne reçue et $u(x)$ est un échelon unitaire.

2.1.6. La sélectivité

Nous avons vu que le signal dans le canal subissait différents effets tels que des interférences, de la dispersion, ou l'effet du bruit. Nous pouvons représenter un message transmis par $x(t)$, le message envoyé par $s(t)$, le message reçu par $r(t)$, et l'enveloppe du message reçu par $\omega(t)$.

Nous avons alors :

$$s(t) = \Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.3)$$

$$r(t) = \Re\{\omega(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.4)$$

où f_c est la fréquence de la porteuse.

Nous supposons qu'il existe plusieurs parcours, et que le système considéré est linéaire (la réponse impulsionnelle du canal pourra être représentée à l'aide d'une fonction Gaussienne complexe $g(t, h)$). L'expression de l'enveloppe est donc :

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-h)g(t, h) dh \quad (2.5)$$

et le canal après transformée de Fourier s'exprime comme suit :

$$G(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, h)e^{-2j\pi fh} dh \quad (2.6)$$

Dans la suite de ce mémoire, nous considèrerons le canal de communication comme quasi-stationnaire, c'est-à-dire pratiquement stationnaire dans un très petit intervalle de temps.

- **Canal sélectif en fréquence :**

Un canal avec évanouissements ne possédant aucune corrélation pour des fréquences espacées est appelé canal sélectif en fréquences [1][3]. La largeur de bande cohérente est définie comme étant la largeur de bande d'un signal reçu pour lequel l'évanouissement sera hautement corrélé.

- **Canal sélectif en temps :**

Un canal avec évanouissements ne possédant pas de corrélation pour un espace temporel suffisamment grand est appelé canal sélectif en temps. Le temps de cohérence

est défini comme l'intervalle de temps du signal reçu pour lequel l'évanouissement sera hautement corrélé.

- **Canal non sélectif:**

Bien plus simple et commun, ce type de canal est représenté par l'équation suivante :

$$r(t) = A. \Re\{\omega(t)e^{j(2\pi f_c t - \theta)}\} \quad (2.7)$$

où A et θ sont des variables aléatoires statistiquement indépendantes et invariantes dans le temps. A est une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh et θ est une variable aléatoire qui suit une distribution uniforme entre $-\pi$ et π . Ce type de modèle a une bande passante très inférieure à la bande passante cohérente et un temps de cohérence infini. Nous utiliserons ce modèle dans ce mémoire.

2.2. Les différents types de canaux

Dans cette partie, le but est de modéliser le canal de communication, du système SISO (*Single Input Single Output*) au système MIMO [27]. Nous nous intéresserons également à l'échantillonnage du signal, utile pour la modélisation discrète.

Nous avons vu précédemment que le canal pouvait être considéré comme un filtre linéaire. En effet, si $h(\tau)$ représente la réponse impulsionnelle à travers le canal jusqu'au filtre adapté du récepteur, τ est le temps écoulé depuis le départ du message, et t le temps alors le signal reçu $r(t)$ s'écrit :

$$r(t) = h(\tau) * s(t) \quad (2.8)$$

où $s(t)$ est le signal transmis. Il s'agit d'un produit de convolution entre le canal et le signal transmis.

2.2.1. Le modèle SISO (Single Input Single Output)

Le modèle le plus simple et largement répandu est le modèle SISO (Figure 2.4) : les bases d'émission et de réception possèdent toutes deux une seule antenne chacune. Il n'y a donc qu'un seul canal $h(\tau)$ entre l'émetteur et le récepteur, et la réponse à une entrée $s(t)$ est donnée par la formule ci-dessus (2.8).

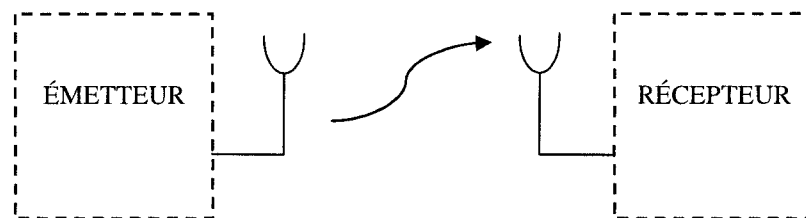


Figure 2.4. Système de communication SISO

2.2.2. Le modèle MIMO (Multiple Input Multiple Output)

Cette fois, les stations émettrice et réceptrice possèdent toutes les deux plusieurs antennes, comme le montre la Figure 2.5. On note M_t le nombre d'antennes à la station émettrice et M_r celui à la station réceptrice. Il y donc $M_t \times M_r$ canaux différents entre l'émetteur et le récepteur dans ce système [34][37].

Soit $h_{i,j}(\tau, t)$ (avec $i \in [1, \dots, M_r]$ et $j \in [1, \dots, M_t]$) le canal entre l'antenne émettrice j et l'antenne réceptrice i . Si on note $r_{i,j}(t)$ la sortie du canal, alors nous avons :

$$r_{i,j}(t) = h_{i,j}(\tau) * s_j(t) \quad (2.9)$$

où $s_j(t)$ est l'entrée du canal.

Il est possible de donner une représentation matricielle du canal. En effet, soit $\mathbf{H}(\tau)$ une matrice de dimension $M_r \times M_t$:

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{pmatrix} h_{1,1}(\tau) & \dots & h_{1,M_t}(\tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1}(\tau) & \dots & h_{M_r,M_t}(\tau) \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$\mathbf{s}(t)$ le vecteur de dimension $M_t \times 1$ à l'entrée du canal :

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_{M_t}(t)]^T \quad (2.11)$$

et $\mathbf{r}(t)$ le vecteur de dimension $M_r \times 1$ à la sortie du canal :

$$\mathbf{r}(t) = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{M_t} r_{1,n}(t) \\ \sum_{n=1}^{M_t} r_{2,n}(t) \\ \vdots \\ \sum_{n=1}^{M_t} r_{M_r,n}(t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Alors nous avons la relation suivante :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(\tau) * \mathbf{s}(t) \quad (2.13)$$

Nous avons donc maintenant une relation vectorielle et matricielle entre l'entrée et la sortie du canal, dans le cas d'un système MIMO.

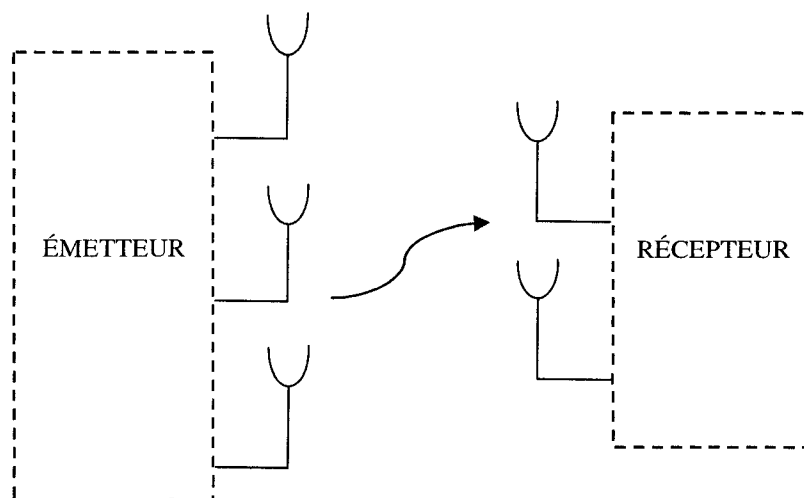


Figure 2.5. Système de communication MIMO

2.2.3. Les modèles SIMO (Single Input Multiple Output) et MISO (Multiple Input Single Output)

Il s'agit de modèles mixtes qui sont des cas particuliers de modèle MIMO. En effet, une des stations est équipée seulement d'une antenne : si $M_t = 1$, il s'agit du modèle SIMO, et si $M_r = 1$, il s'agit du modèle MISO.

2.2.4. Echantillonnage

Le traitement du signal se faisant numériquement, il est nécessaire d'explicitier le modèle discret en bande de base que nous utiliserons par la suite.

- **Systèmes SISO :**

Soit E_S/M_t l'énergie transmise par symbole par antenne. Nous travaillons avec des entrées normalisées telles que $E\{s^H(t)s(t)\} = M_t$, où E représente l'espérance mathématique. L'entrée du canal s'exprime donc par $\sqrt{E_S/M_t} \cdot s(t)$ [29].

Soit la fréquence d'échantillonnage $1/T_s$, avec $1/T_s \approx B$ où B est la bande de fréquence utilisée pour la transmission. Si $h(\tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal, et $s(t)$ le signal à transmettre, alors le signal reçu $r(t)$ peut être vu comme la somme des échantillons retardés de $s(t)$ pondérés par $h(\tau)$.

Le canal modélisé comme une ligne à retard s'écrit :

$$\tilde{h}(\tau) = \sum_{\ell} h[\ell] \delta(\tau - \ell \cdot T_s) \quad (2.14)$$

Or nous savons que pour un canal SISO, nous avons :

$$r(t) = h(\tau) * s(t) \quad (2.15)$$

Donc, il vient que :

$$\begin{aligned} r(t) &= \tilde{h}(\tau) * \sqrt{E_S} \cdot s(t) \\ &= \sum_{\ell} h[\ell] \delta(\tau - \ell \cdot T_s) * \sqrt{E_S} \cdot s(t) \\ &= \sum_{\ell} \sqrt{E_S} h[\ell] s(t - \ell \cdot T_s) \end{aligned}$$

Finalement, nous avons que :

$$r[k] = \sum_{\ell} \sqrt{E_S} h[\ell] s((k - \ell)T_s) = \sum_{\ell} \sqrt{E_S} h[\ell] s[k - \ell] \quad (2.16)$$

pour $k \in \mathbb{N}$.

Pour un canal plat en fréquence, le canal se comporte comme un simple « gain ». On obtient donc la relation entrée-sortie suivante :

$$r[k] = \sqrt{E_S}h[0]s[k] \quad (2.17)$$

- **Systemes MIMO :**

Dans ce cas, on a M_t le nombre d'antennes à la station émettrice et M_r celui à la station réceptrice. Le vecteur $\mathbf{s}[k]$ de dimension $M_t \times 1$ vaut $\mathbf{s}[k] = \mathbf{s}(kT_S)$, et le vecteur $\mathbf{r}[k]$ est de dimension $M_r \times 1$. D'après les résultats précédents (2.17), nous obtenons la relation entrée-sortie suivante :

$$\mathbf{r}[k] = \sqrt{\frac{E_S}{M_t}} \mathbf{H}[0] \mathbf{s}[k] \quad (2.18)$$

où $\mathbf{H}[0]$ représente le canal MIMO à l'instant où se fait la transmission (échantillon de la matrice de dimension $M_r \times M_t$).

2.3. Modélisation du canal de communication

Dans notre travail, nous considérons que le canal de communication est aléatoire (exhaustivement présenté dans [30]). Dans certaines applications, il est en effet possible que la période T_c soit supérieure à la période de chaque symbole : on a $T < T_c$. Dans ce cas, il peut être considéré comme constant pendant un certain nombre de symboles. Ce principe est mis en application dans le modèle des évanouissements en blocs ou bloc fading [31-32]. Le canal sera représenté, après chacune de ces périodes, par une autre réalisation indépendante de la précédente : canal quasi-statique. Suivant le milieu dans lequel se fait la communication sans-fil, nous présentons ci-dessous deux modèles en bande de base [26][36].

2.3.1. Milieu riche en diffusions

Dans ce premier cas, le modèle de Rayleigh est utilisé lorsque le milieu est riche en diffusions. Le canal est représenté par la matrice \mathbf{H}_ω , dont les coefficients sont ZMCSCG, de variance unitaire, et indépendants. $\mathbf{H}_\omega(x, y)$ est l'élément à la position (x, y) de la matrice \mathbf{H}_ω . Nous supposons trois hypothèses fondamentales :

- Les évanouissements sont centrés, on a donc :

$$\varepsilon\{\mathbf{H}_\omega(x, y)\} = 0 \quad (2.19)$$

- Le canal n'amplifie pas le signal en moyenne, on a donc :

$$\varepsilon\{|\mathbf{H}_\omega(x, y)|^2\} = 1 \quad (2.20)$$

- Et enfin, les diffusions sont supposées non-corrélées, d'où :

$$\varepsilon\{\mathbf{H}_\omega(x, y)\mathbf{H}_\omega(w, z)\} = 0 \text{ si } x \neq w \text{ et } y \neq z \quad (2.21)$$

Chaque coefficient de la matrice de canal va être modélisé de la manière suivante :

$$\mathbf{H}_\omega(x, y) = \frac{\alpha(x, y) + j\beta(x, y)}{\sqrt{2}} \quad (2.22)$$

où $\alpha(x, y)$ et $\beta(x, y)$ sont des variables aléatoires Gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées, telles que $\alpha(x, y) \sim \mathcal{N}(0, 1)$. La matrice \mathbf{H}_ω ainsi définie est de rang $\min(M_r, M_t)$. Des modèles plus complexes prenant en compte l'étalement Doppler existent [33], mais dans le cadre de ce mémoire, nous modéliserons les coefficients de la matrice de canal grâce à l'équation (2.22).

2.3.2. Corrélacion spatiale

Dans le paragraphe précédent, l'une des trois hypothèses fondamentales est que les coefficients ne sont pas corrélés entre eux. Si ce n'est pas le cas, \mathbf{H}_ω ne peut pas être écrite comme dans (2.22), et nous dirons qu'il y a corrélation spatiale au récepteur et/ou à l'émetteur.

Soit \mathbf{R}_t (de dimension $M_t \times M_t$) et \mathbf{R}_r (de dimension $M_r \times M_r$) les matrices de corrélation à l'émetteur et au récepteur. La matrice \mathbf{H} de dimension $M_r \times M_t$ représentant le canal corrélé et \mathbf{H}_ω la matrice de canal définie ci-dessus, nous avons alors [34]:

$$H = \sqrt{\mathbf{R}_r} \mathbf{H}_\omega \sqrt{\mathbf{R}_t} \quad (2.23)$$

CHAPITRE 3 :

PERFORMANCES D'UN SYSTÈME MIMO

Dans cette partie, nous détaillons le système de communication utilisé pour notre modélisation : tout d'abord, nous analysons la modulation utilisée (modulation d'amplitude en quadrature), puis nous expliquons le principe d'un décodeur linéaire. Nous serons alors en mesure d'établir la relation reliant le SNR en sortie des antennes de réception au SNR dans le canal, puis entre le taux d'erreur par bit et le SNR du canal. Nous vérifierons alors ce modèle théorique par la simulation.

3.1. Modulation d'amplitude en quadrature

Nous introduisons la notion de modulation comme étant le processus par lequel le signal est transformé de sa forme initiale en une forme adaptée au canal de transmission [23][35-39].

Dans notre travail, la modulation utilisée est la modulation d'amplitude et phase en quadrature (*Quadrature Amplitude Modulation* ou *QAM*). Cette méthode consiste à modifier l'amplitude et la phase de la porteuse elle-même et également celles d'une onde en quadrature (déphasée de 90° avec la porteuse) selon l'information transportée par deux signaux d'entrée. Elle est très populaire en raison de son débit élevé et de son efficacité. Elle est utilisée pour la modulation de signaux dans plusieurs systèmes de communications sans-fil.

Il s'agit donc, en utilisant une notation complexe, d'une modulation d'amplitude et phase d'une onde, exprimée en complexe, par un signal, exprimé en complexe.

L'amplitude et la phase de la porteuse sont donc simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre.

Le principe est de coder chaque symbole dans l'espace de Fresnel associé à la fréquence de la porteuse f_c . Nous pouvons donc écrire la base des fonctions orthogonales permettant de trouver tous les signaux modulés $s_m(t)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \\ f_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \end{array} \right. \quad (3.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \\ f_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Nous remarquons que grâce à l'expression de cette base, le codage peut se faire à la fois sur la phase et sur l'amplitude. D'une façon générale, les signaux modulés peuvent alors être mis sous la forme :

$$s_m(t) = \Re\{X_m g(t) e^{2j\pi f_c t}\} \quad (3.3)$$

où $g(t)$ est une fonction définie sur $[0, T]$ qui permet d'ajuster le spectre du signal transmis, et X_m un nombre complexe.

Nous distinguons alors différents cas, suivant la complexité de la constellation utilisée :

- Si tous les X_m sont réels, la modulation porte simplement sur l'amplitude (PAM, *Pulse Amplitude Modulation*)
- Si les X_m sont situés sur le cercle unité, la modulation porte sur la phase, on parle alors de PSK (*Phase-Shift Keying*)
- Dans un cas plus général, les X_m sont le plus souvent répartis sur une grille rectangulaire, comme on peut le voir sur la Figure 3.1.

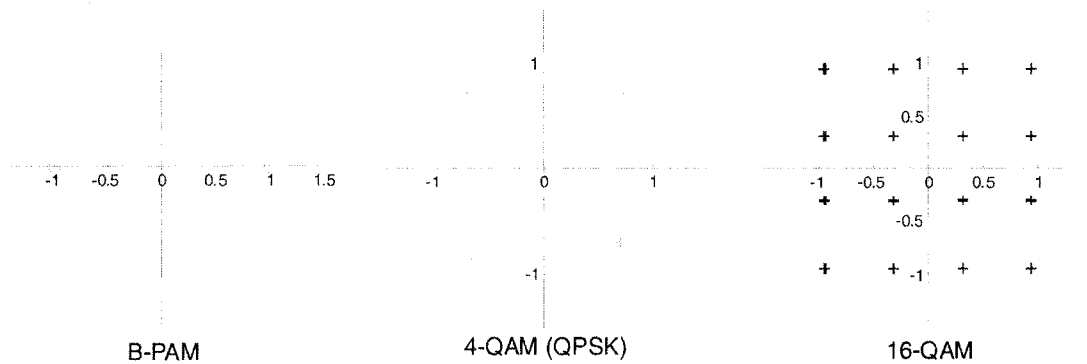


Figure 3.1. Quelques constellations QAM classiques, normalisées en énergie moyenne par symbole

Le nombre de valeurs discrètes pouvant être assumé par X_m est appelé le nombre de points dans la constellation et est dénoté par M_{QAM} . Le nombre de bits pouvant être modulés dans un symbole est $k = \log_2 M_{QAM}$.

Dans le cas d'un canal parfait, nous pourrions donc transmettre beaucoup plus d'information à bande passante égale si la complexité de la constellation augmente à l'infini. Dans une situation réelle, par contre, le bruit introduit par le canal provoquera d'autant plus d'erreurs de détection que la modulation est complexe.

L'expression du Taux d'Erreur par Bit (*Bit Error Rate* ou *BER*) correspondant à cette modulation s'exprime comme suit [40] (Figure 3.2) :

$$BER = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2 M} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \cdot \frac{P}{N_0}} \right) \right] \quad (3.4)$$

pour un bruit blanc et Gaussien, où M est le facteur de modulation, P la puissance du signal, N_0 la puissance du bruit, et $Q()$ représente la fonction d'erreur :

$$Q(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_X^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (3.5)$$

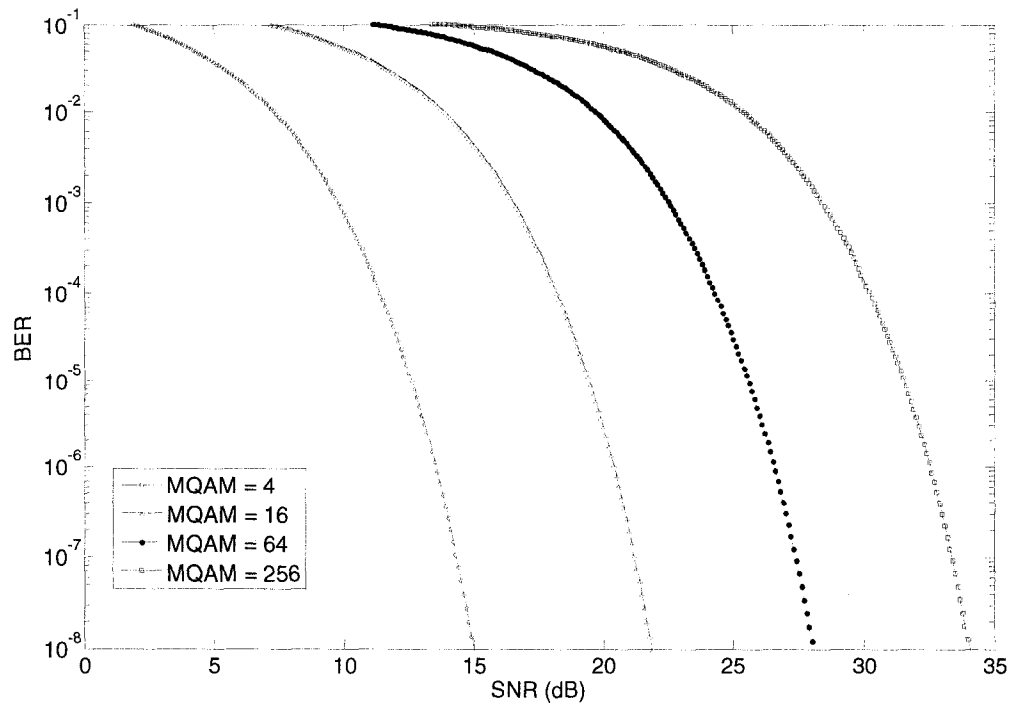


Figure.3.2. Courbes de BER en fonction du SNR pour la modulation QAM, pour un canal AWGN, sans codage

3.2. Calcul des Rapports Signal/Bruit en sortie d'un système MIMO

Nous allons étudier ici l'utilisation des décodeurs MIMO *Zéro-Forcing* et *Minimum Mean-Square Error*, qui sont des systèmes linéaires. Le but étant de connaître l'expression du SNR en sortie du système pour chacun de ces deux décodeurs [26] pour ensuite calculer le BER pour une modulation QAM à l'aide de l'expression (3.4).

3.2.1. Introduction

Afin de réduire la complexité de décodage des récepteurs, nous utilisons un filtre linéaire qui sépare les flux de données transmis, puis décode indépendamment chaque flux, comme le montre la Figure 3.3.

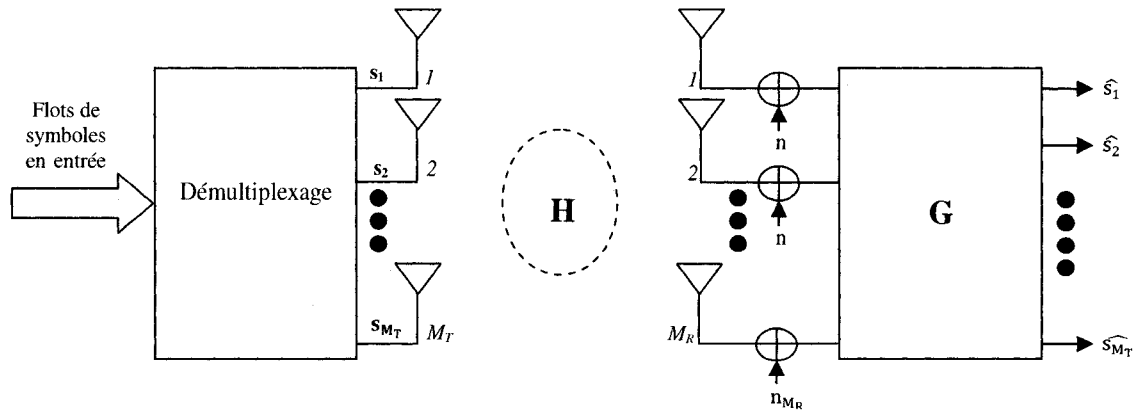


Figure 3.3. Schéma d'un récepteur linéaire permettant de séparer les flux de données transmis sur un canal MIMO

Nous allons voir les cas du décodeur Zéro-Forcing (ZF) et du décodeur Minimum Mean-Square Error (MMSE). Bien que les décodeurs ZF pour les canaux SISO et SIMO aient été construits au départ pour annuler les interférences entre symboles, nous les

utiliserons ici afin de supprimer les interférences provoquées pas les différents flux de données.

3.2.2. Décodeur Zéro-Forcing (ZF)

La matrice de Zéro-Forcing qui sépare le signal reçu en ses composantes transmises en flux s'écrit :

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^+ \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \quad (3.6)$$

où \mathbf{G}_{ZF} est une matrice $M_T \times M_R$ qui inverse tout simplement le canal. \mathbf{H}^+ est la matrice pseudo-inverse de \mathbf{H} définie par : $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*$ et \mathbf{H}^* est la transposée conjuguée de \mathbf{H} .

La sortie du récepteur ZF est donnée par :

$$\mathbf{z} = \mathbf{s} + \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \cdot \mathbf{H}^+ \cdot \mathbf{n} \quad (3.7)$$

où on suppose que $M_R \geq M_T$ et que \mathbf{H} est une matrice de rang plein. \mathbf{H} est la matrice de canal de dimension $M_R \times M_T$, \mathbf{s} est le vecteur de signal transmis de dimension $M_T \times 1$ et où \mathbf{n} est le bruit ZMCSCG de dimension $M_R \times 1$ et de matrice de covariance égale à $N_0 \mathbf{I}_{M_R}$.

Le décodeur ZF découple la matrice de canal en M_T canaux scalaires parallèles avec bruit additif. Le bruit est clairement augmenté par cette méthode. En outre, le bruit est corrélé entre tous les canaux. Chaque canal scalaire est décodé indépendamment en ignorant le bruit de corrélation. Le décodeur ZF réduit la complexité du décodage, mais est sous-optimal. Pourtant, ce sera ce modèle que nous utiliserons par la suite car sa mise en œuvre est très simple et il est couramment utilisé.

En ce qui concerne la performance de ce modèle, nous pouvons exprimer grâce à l'équation (3.7) la puissance du bruit pour le $k^{\text{ième}}$ flux de données en sortie ($k = 1, 2, \dots, M_T$) :

$$p_k = \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{k,k} \quad (3.8)$$

où $SNR_{canal} = \frac{E_S}{N_0}$.

Cette puissance nous fournit le SNR correspondant :

$$SNR_k = \frac{SNR_{canal}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{k,k}} \quad (3.9)$$

Cette expression est celle que nous utiliserons par la suite dans toute notre étude pour exprimer les SNR à la sortie de chaque antenne de réception. On se place dans le cas où $M_T = 2$.

3.2.3. Décodeur Minimum Mean-Square Error (MMSE)

Le décodeur ZF élimine complètement les interférences dues aux différents flux de données aux dépens de l'augmentation du bruit. Le décodeur MMSE établit un compromis entre la diminution des interférences et l'augmentation du bruit, tout en minimisant l'erreur totale :

$$G_{MMSE} = \arg \min_G E\{\|Gy - s\|^2\} \quad (3.10)$$

où E désigne l'espérance mathématique et avec \mathbf{y} le vecteur de signal reçu, qui s'exprime par :

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_S}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.11)$$

D'après l'équation (3.11) et le principe d'orthogonalité [23], on en déduit l'expression de la matrice du décodeur MMSE :

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \sqrt{\frac{M_T}{E_S}} * \left(\mathbf{H}^H * \mathbf{H} + \frac{M_T}{\text{SNR}_{\text{CANAL}}} * \mathbf{I}_{M_T} \right)^{-1} * \mathbf{H}^H \quad (3.12)$$

La performance d'un tel système donnée par le rapport signal sur bruit plus interférences sur le $k^{\text{ième}}$ flot décodé s'exprime alors par :

$$\text{SINR}_k = \frac{1}{\left[\left(\frac{\text{SNR}_{\text{CANAL}} * \mathbf{H}^H * \mathbf{H}}{M_T} \right)^{-1} + \mathbf{I}_{M_R} \right]_{k,k}} - 1 \quad (3.13)$$

où $k=1,2,\dots,M_T$.

3.2.4. Comparaison entre un décodeur Zéro-Forcing et un décodeur MMSE

Pour un canal de Rayleigh, nous traçons le BER en sortie du système pour chacun des deux décodeurs. Nous obtenons ces résultats par simulation (Figure 3.4).

Nous observons alors que le taux d'erreur lié au décodeur MMSE est légèrement inférieur à celui lié au décodeur ZF, cette différence tendant à devenir négligeable lorsque le facteur de modulation augmente. Ainsi, pour $M = 64$, la différence entre les deux récepteurs n'est pas significative. C'est pourquoi, dans la suite de ce travail, nous utiliserons le décodeur ZF, car sa mise en œuvre est plus simple et les résultats tout aussi pertinents.

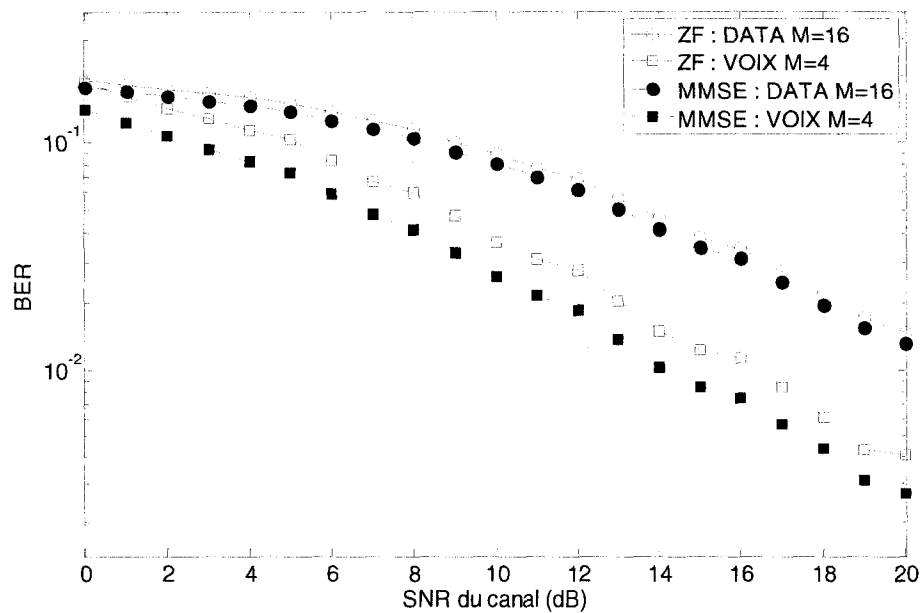
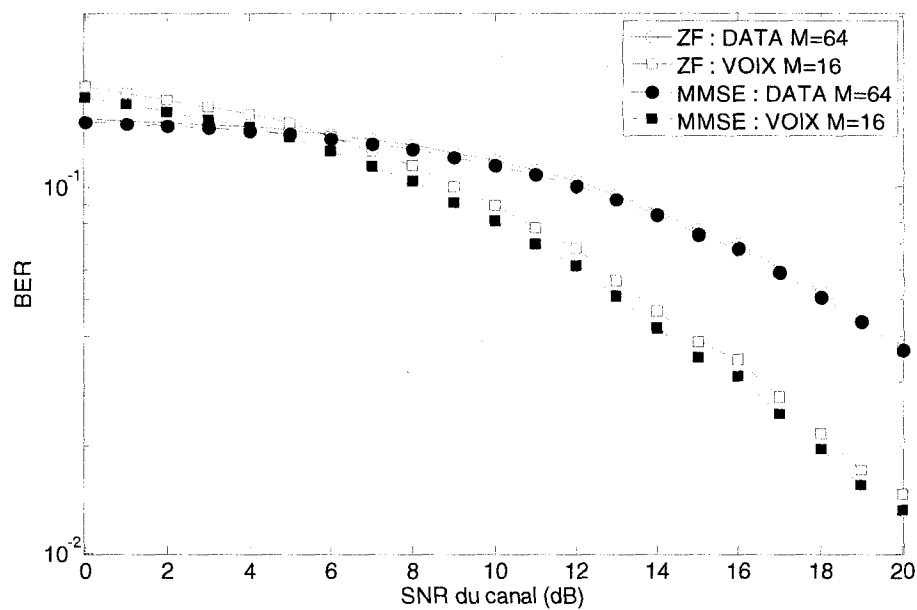
(a) Récepteur ZF et récepteur MMSE, $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$ (b) Récepteur ZF et récepteur MMSE, $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$

Figure 3.4. Probabilité d'erreur par bit obtenue par simulation pour un récepteur Zéro-Forcing et un récepteur MMSE, pour un canal de Rayleigh, dans le cas où $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$ (a) et dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$ (b)

3.3. Relation entre le taux d'erreur par bit et le SNR dans le canal

Nous envisageons ici le cas d'un récepteur Zéro-Forcing et d'une modulation QAM. D'après l'équation (3.4) on a, pour un bruit blanc et Gaussien [41]:

$$BER = 4 \cdot \frac{(1-\frac{1}{\sqrt{M}})}{\log_2 M} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \cdot \frac{P}{N_0}} \right) \right], \quad (3.14)$$

d'où :

$$\frac{P}{N_0} = \frac{M-1}{3} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M}}{\sqrt{M-1}} \cdot \log_2 M \cdot \frac{BER}{4} \right) \right]^2 \quad (3.15)$$

Or nous avons que:

$$SNR = \frac{P}{N_0} \quad (3.16)$$

et d'après (3.10) :

$$SNR = \frac{SNR_{canal}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{k,k}}$$

Il vient que :

$$\frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{k,k}} = \frac{M-1}{3} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M}}{\sqrt{M-1}} \cdot \log_2 M \cdot \frac{BER}{4} \right) \right]^2 \quad (3.17)$$

Finalement, pour une réalisation de canal h, nous obtenons :

$$BER|h = 4 \cdot \frac{(1-\frac{1}{\sqrt{M}})}{\log_2 M} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{k,k}}} \right) \right] \quad (3.18)$$

Le BER (la probabilité d'erreur) en sortie des deux antennes de réception est donc une fonction du SNR dans le canal. À noter que nous avons fait ici l'hypothèse que le bruit à la sortie du récepteur ZF était Gaussien, ce qui n'est pas tout à fait exact.

3.4. Validation du modèle théorique par la simulation

Le but de cette partie est de vérifier par la simulation la formule du BER développée dans la section précédente.

Nous nous plaçons dans le cas où $M_T = 2$ et $M_R = 2$. On suppose que nous avons un canal AWGN, donc $\mathbf{H} = \mathbf{I}_{M_R}$. Enfin, nous utilisons un décodeur Zéro-forcing.

Nous établissons alors une comparaison entre les courbes obtenues par simulation (comptage direct des bits en erreur après leur passage dans le canal bruité) et par théorie (d'après 3.18) pour différents facteurs de modulation ($M = 4, 16$ et 64). Ces résultats sont observés dans le cas d'un canal AWGN (Figure 3.5) et d'un canal de Rayleigh (Figure 3.6).

Ainsi, le modèle proposé dans la partie 4.2 est validé et va nous permettre pour toute la suite de ce mémoire de travailler directement avec la formule de BER proposée en 3.18. Cela nous évitera de longues simulations fastidieuses et nous donnera des résultats d'autant plus rigoureux.

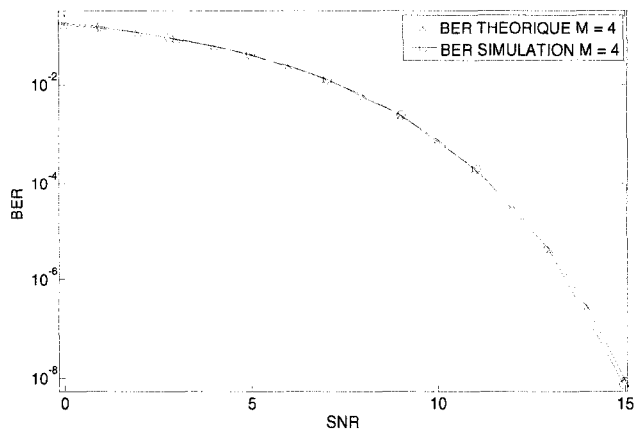
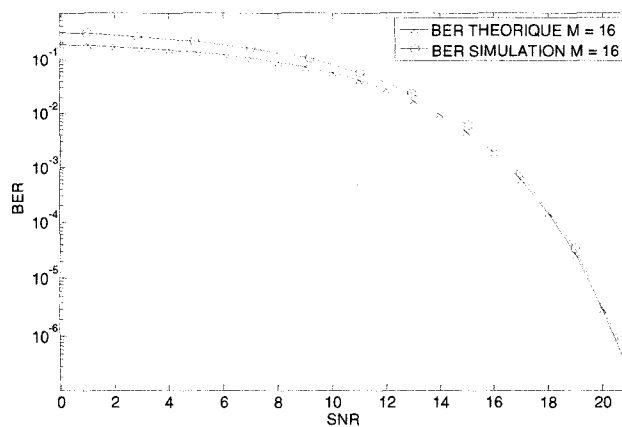
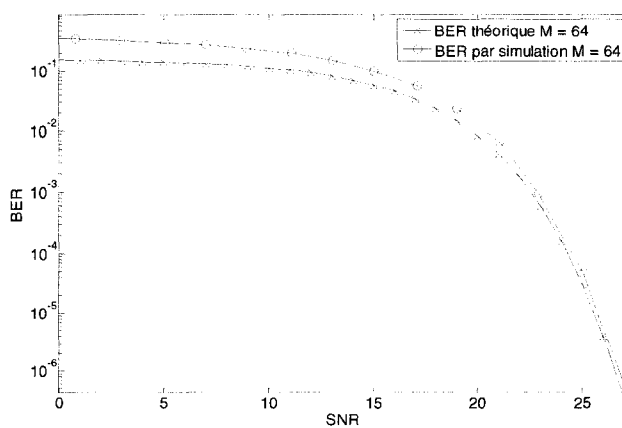
(a) *BER* en fonction du SNR du canal pour $M = 4$ (b) *BER* en fonction du SNR du canal pour $M = 16$ (c) *BER* en fonction du SNR du canal pour $M = 64$

Figure 3.5. Probabilité d'erreur par bit pour un canal AWGN en fonction du SNR du canal : théorique et par simulation, dans le cas où $M = 4$ (a), $M = 16$ (b) et $M = 64$ (c)

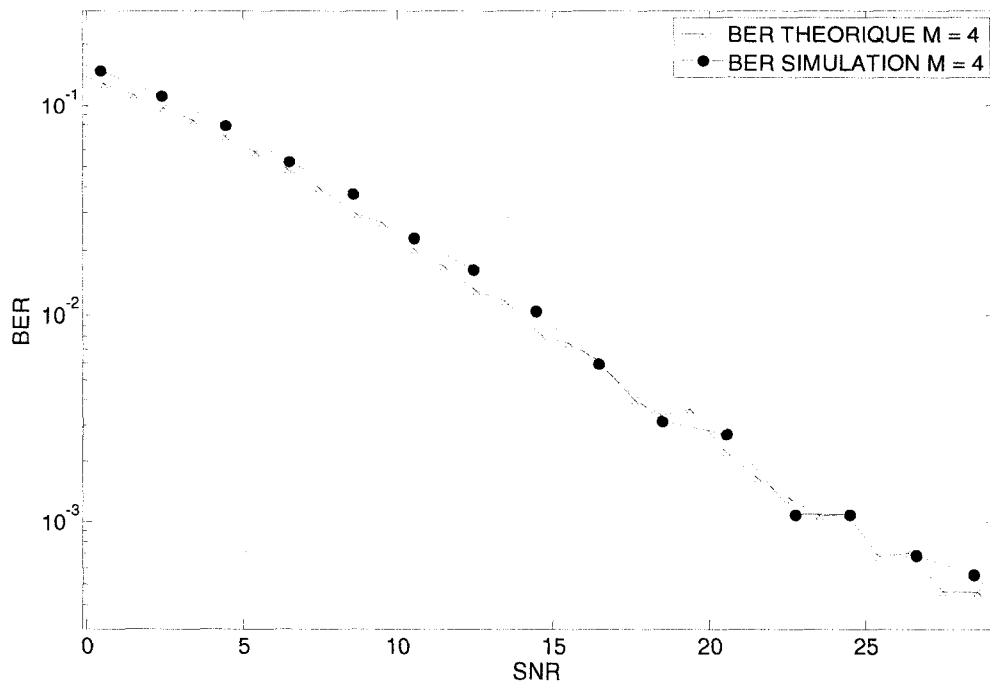


Figure 3.6. Probabilité d'erreur par bit pour un canal de Rayleigh en fonction du SNR du canal : théorique et par simulation, dans le cas où $M = 4$

CHAPITRE 4 :

QUALITÉ DE SERVICE (QoS) ET CLASSES DE SERVICE (CoS)

4.1. Transmission de différents flux

4.1.1. Introduction

Rappelons le but initial de ce travail : nous voulons transmettre un certain nombre de flux de données sur un canal MIMO, tout en considérant la notion de Qualité de Service, afin de satisfaire des contraintes données. L'idée de satisfaction d'une Qualité de Service est primordiale pour les systèmes sans-fil, et elle a été étudiée dans de nombreux travaux [25][28][42-46].

Dans ce chapitre, nous allons modéliser cette transmission et chercher à l'optimiser en introduisant deux méthodes différentes. Nous supposons dans toute la suite de ce mémoire que notre but est de transmettre deux flux distincts : par exemple des données pures (notées *data*) et des fichiers audio (notés *voix*). Ces deux flux correspondent à deux Classes de Services (CoS), auxquelles il est possible d'attribuer des priorités. Ainsi, nous considérons que notre CoS prioritaire est la voix : elle doit être transmise à tout prix, et les contraintes la concernant doivent être obligatoirement vérifiées. Par contre, le flux de data sera transmis en *best effort*, c'est-à-dire que nous ferons du mieux possible pour respecter les contraintes posées, mais pas en priorité.

Ces deux Classes de Service vont être transmises dans le système par deux méthodes différentes que nous allons détailler dans une première partie : le multiplexage temporel et le multiplexage spatial. Nous détaillerons par la suite les contraintes de Qualité de Service pouvant être imposées au système, et leur évolution selon la méthode de transmission choisie.

4.1.2. Multiplexage temporel

Nous considérons un système MIMO 2x2 dans lequel nous voulons transmettre un flux de data (matrice binaire de dimension $2 \times L_d$) et un flux de voix (matrice binaire de dimension $2 \times L_v$). L'idée du multiplexage temporel est d'envoyer, à puissance constante, les deux flux l'un après l'autre dans le canal (ce qui revient mathématiquement à concaténer les deux matrices binaires, puis à multiplier le résultat de cette concaténation par la matrice de canal H).

La Figure 4.1 présente le schéma de modélisation de la transmission des deux flux de données à travers le système en multiplexage temporel.

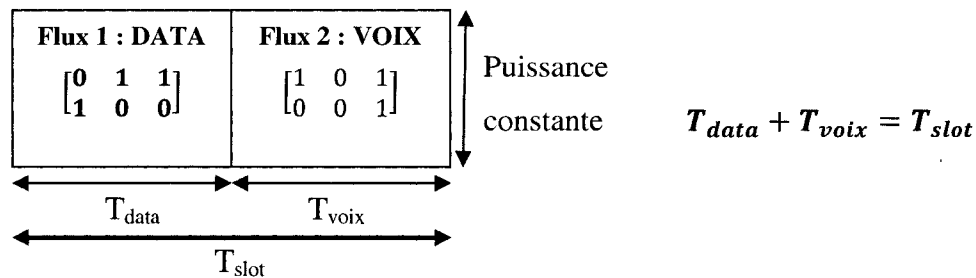


Figure 4.1. Modélisation des deux flux de données à transmettre en multiplexage temporel

La variable T_{slot} correspond au temps alloué à la transmission pour un utilisateur. Pour notre étude, nous avons arbitrairement utilisé $T_{slot} = 1\text{ms}$. Le temps alloué pour la transmission de tous les utilisateurs sera noté $T_{duty\text{cycle}}$. La dimension qui va varier est temporelle : les deux variables T_{data} et T_{voix} vont évoluer au fur et à mesure de la transmission, mais nous aurons toujours la contrainte suivante :

$$T_{data} + T_{voix} = T_{slot} \quad (4.1)$$

En multiplexage temporel, les deux flux vont se répartir sur les deux antennes d'émission, comme nous l'observons sur la Figure 4.2.

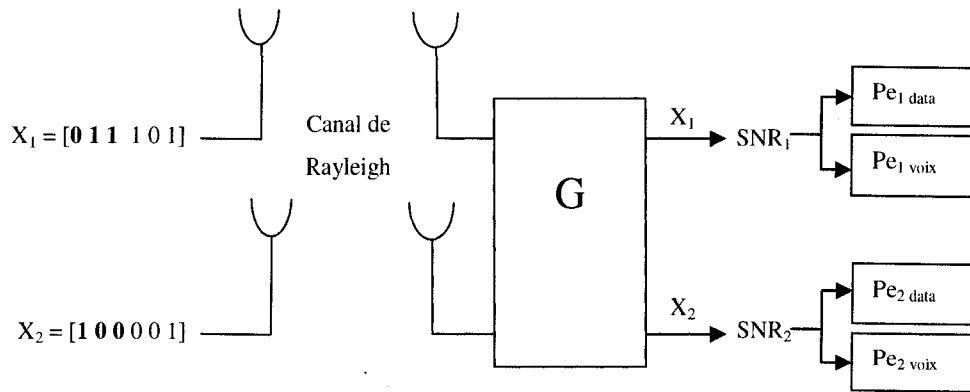


Figure 4.2 : Schéma du système de transmission des deux flux de données en multiplexage temporel

Les probabilités d'erreur en sortie du système sont calculées grâce à la formule (3.18) : pour chaque antenne de sortie, on a un BER pour le flux data et un BER pour le flux voix, qui dépendent du SNR dans le canal, du facteur de modulation posé et de la matrice de canal.

À l'antenne 1, nous avons :

$$Pe_{1,data} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}\right)}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{data}-1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] \quad (4.2)$$

$$Pe_{1,voix} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix}-1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] \quad (4.3)$$

et à l'antenne 2, nous avons :

$$Pe_{2,data} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}\right)}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{data}-1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right] \quad (4.4)$$

$$Pe_{2,voix} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix}-1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right] \quad (4.5)$$

Nous effectuons ensuite la moyenne sur chacune des deux valeurs pour obtenir les probabilités d'erreur par bit finales en sortie du système en multiplexage temporel :

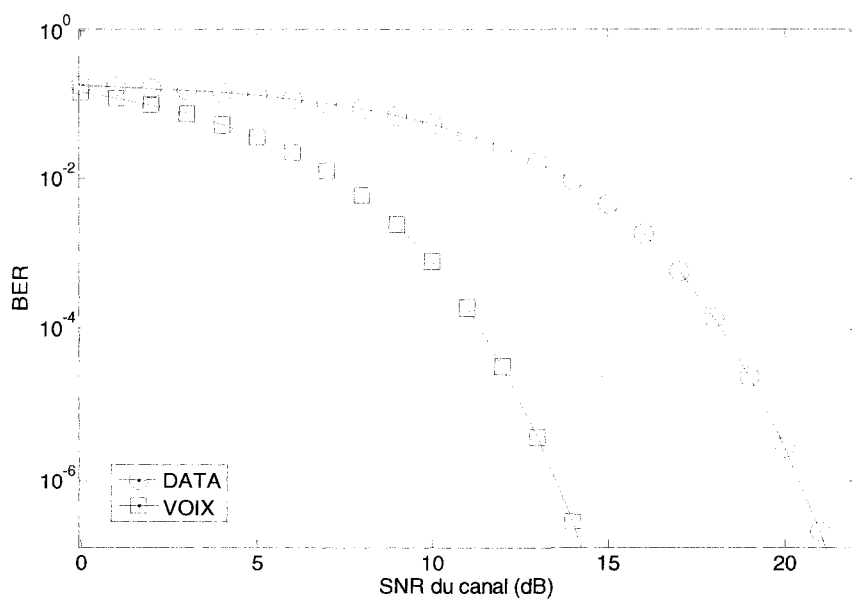
$$Pe_{data} = \frac{Pe_{1data} + Pe_{2data}}{2} \quad (4.6)$$

$$Pe_{voix} = \frac{Pe_{1voix} + Pe_{2voix}}{2} \quad (4.7)$$

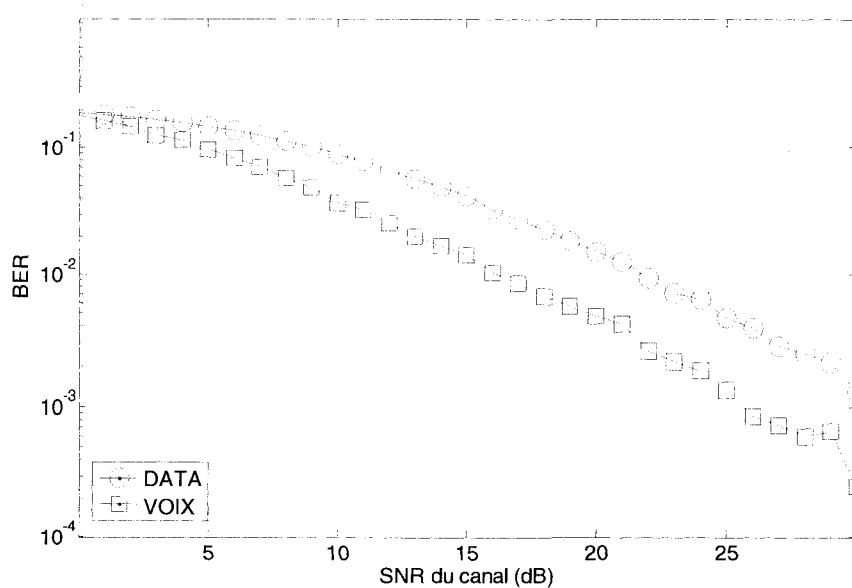
Dans le cas d'un canal AWGN, nous avons : $\mathbf{H} = I_{M_R}$ et dans le cas d'un canal de Rayleigh, les coefficients de \mathbf{H}_ω sont modélisés selon 2.22.

Nous observons les deux probabilités d'erreurs en sortie du système en fonction du SNR de canal, pour différents couples de facteurs de modulation data/voix. À noter que le BER ne dépend pas de T_{data} ou T_{voix} . Les résultats sont présentés à la Figure 4.3 pour le cas où $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$, et aux Figures 4.4 et 4.5 pour le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$.

Dans le cas idéal d'un canal AWGN, le taux d'erreur diminue beaucoup plus rapidement que dans le cas d'un canal de Rayleigh. Ce dernier est néanmoins beaucoup plus proche de la réalité physique des systèmes et sera utilisé dans la suite de ce travail.



(a) Canal AWGN, $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$



(b) Canal de Rayleigh, $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$

Figure 4.3. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$, pour un canal AWGN (a) et un canal de Rayleigh (b)

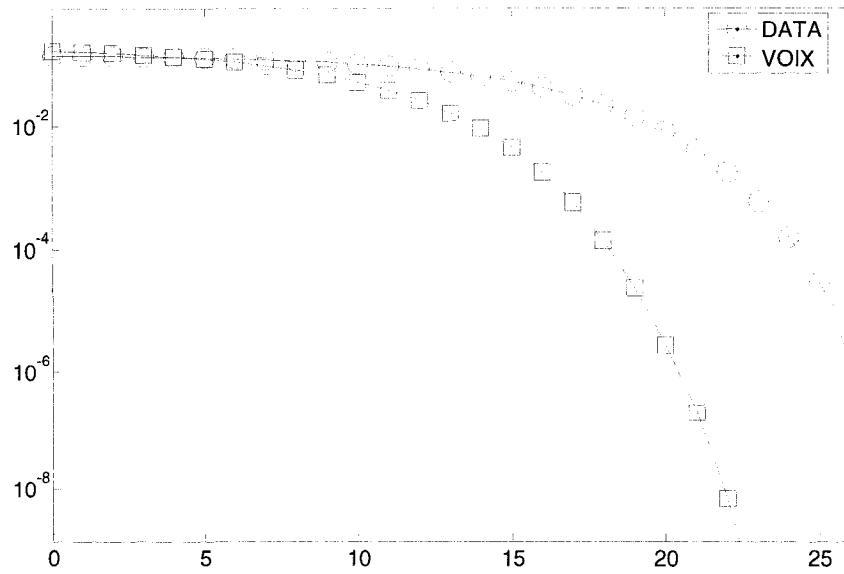
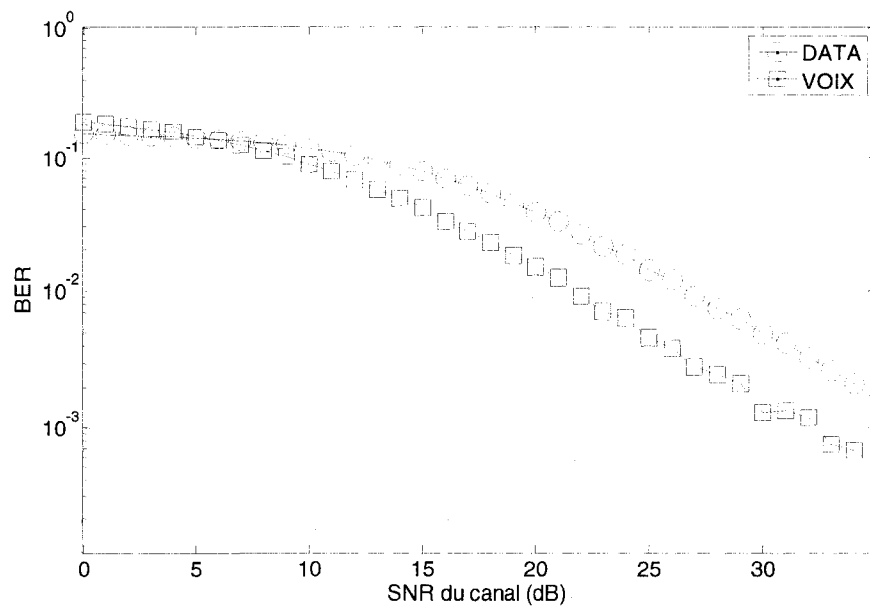
(a) Canal AWGN, $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$ (b) Canal de Rayleigh, $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$

Figure 4.4. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$, pour un canal AWGN (a) et un canal de Rayleigh (b)

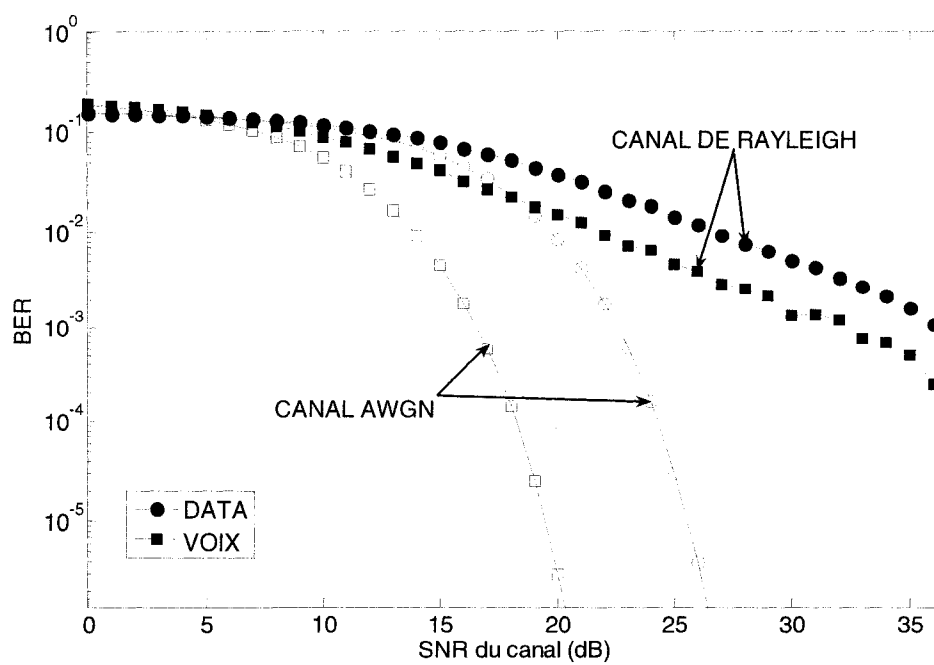


Figure 4.5. Probabilité d'erreur par bit pour une transmission en multiplexage temporel, dans le cas où $M_{data} = 64$ et $M_{voix} = 16$, comparaison entre un canal AWGN et un canal de Rayleigh

4.1.3. Multiplexage spatial

Dans cette configuration, la dimension exploitée pour offrir différentes QoS aux CoS n'est plus temporelle mais spatiale. Les deux flux de données sont envoyés en même temps, et cette fois c'est un facteur de puissance allouée à chacun qui va évoluer lors de la transmission. Nous observons le schéma de la modélisation de la transmission des deux flux à la Figure 4.6.

Mathématiquement, cela revient à concaténer horizontalement la première ligne de la matrice de DATA avec la deuxième ligne de la matrice DATA (envoyé sur la première antenne d'émission) et la première ligne de la matrice VOIX avec la deuxième ligne de la matrice VOIX (envoyé sur la deuxième antenne d'émission), comme le montre la Figure 4.7.

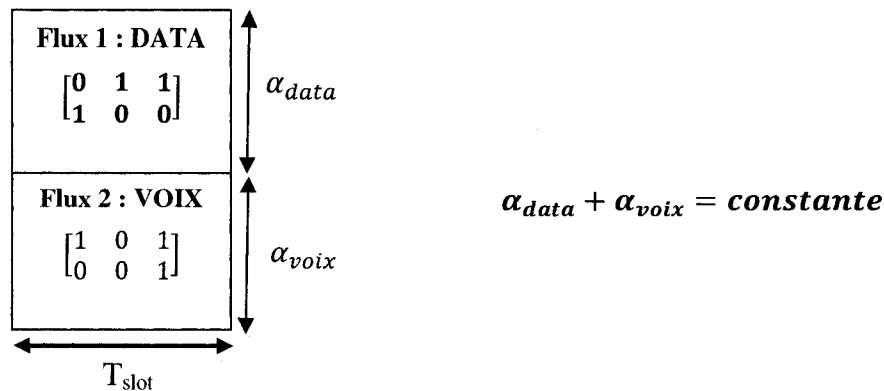


Figure 4.6. Modélisation des deux flux de données à transmettre en multiplexage temporel

Autrement dit, dans le cas du multiplexage spatial, tout le flux de data est envoyé avec la première antenne d'émission, alors que tout le flux de voix est envoyé avec la deuxième (Figure 4.7).

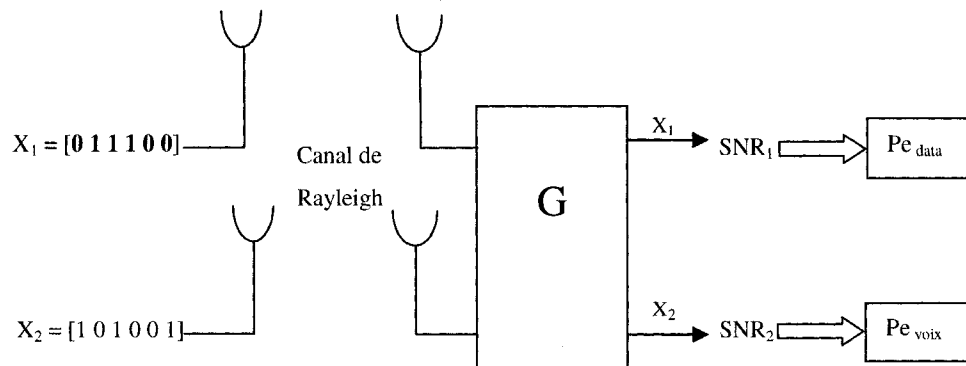


Figure 4.7 : Schéma du système de transmission des deux flux de données en multiplexage spatial

Nous observons alors les deux probabilités d'erreur par bit Pe_{data} et Pe_{voix} en fonction du SNR du canal.

Pour cela, nous nous plaçons dans le cas du décodeur Zéro-Forcing, avec un canal de Rayleigh. Nous avons, en sortie des deux antennes réceptrices, l'expression du SNR suivante ($k = 1$ ou 2):

$$SNR_k = \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{k,k}} \quad (4.8)$$

Dans le cas du multiplexage spatial, nous allons faire varier la puissance assignée à chaque flux (data ou voix) grâce à l'introduction d'un facteur multiplicatif jouant sur le

SNR de sortie. Ainsi la puissance sera ajustée de façon à répondre aux exigences de Qualité de Service.

Soit la matrice de répartition de la puissance γ :

$$\gamma = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 * \alpha & 0 \\ 0 & 2 * (1 - \alpha) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{data} & 0 \\ 0 & \alpha_{voix} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Avec $0 < \alpha < 1$, $0 < \alpha_{data} < 2$ et $0 < \alpha_{voix} < 2$, et $P_1 + P_2 = P_T$. Le facteur 2 est introduit de telle sorte que pour $M_T = 2$, l'énergie totale transmise $\frac{2\alpha}{M_T} + \frac{2(1-\alpha)}{M_T}$ soit normalisée à 1.

Nous avons ainsi, pour chacune des deux antennes de réception :

$$SNR_1 = 2 \cdot \alpha \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}} \quad (4.10)$$

$$SNR_2 = 2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}} \quad (4.11)$$

Ou encore :

$$SNR_1 = \alpha_{data} \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}} \quad (4.12)$$

$$SNR_2 = \alpha_{voix} \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}} \quad (4.13)$$

Nous remarquons que si $\alpha = \frac{1}{2}$, c'est-à-dire $\alpha_{data} = 1 = \alpha_{voix}$, il n'y a pas d'influence des facteurs sur le système.

Nous connaissons ainsi la probabilité d'erreur en sortie du système pour chaque flux :

$$Pe_{data} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}\right)}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{data}-1} \cdot \alpha_{data} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] \quad (4.14)$$

$$Pe_{voix} = 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix}^{-1}} \cdot \alpha_{voix} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right] \quad (4.15)$$

Ainsi, nous exprimons le facteur de puissance en fonction du SNR dans le canal, du facteur de modulation, et de la probabilité d'erreur. Pour le flux de data, nous avons donc :

$$\alpha_{data} = \frac{(M_{data}^{-1})}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data}^{-1}}} \cdot \log_2 M_{data} \cdot \frac{Pe_{data}}{4} \right) \right]^2 \quad (4.16)$$

et pour le flux de la voix, nous avons :

$$\alpha_{voix} = \frac{(M_{voix}^{-1})}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{voix}}}{\sqrt{M_{voix}^{-1}}} \cdot \log_2 M_{voix} \cdot \frac{Pe_{voix}}{4} \right) \right]^2 \quad (4.17)$$

Les probabilités d'erreur (Pe_{data} et Pe_{voix}) intervenant dans les deux expressions ci-dessus correspondent aux BER cibles à atteindre pour satisfaire le niveau de Qualité de Service requis.

Nous nous demandons à présent comment évoluent les courbes de probabilités d'erreur en fonction du SNR de canal lorsque ces facteurs de répartition de puissance varient.

Soit $\alpha_{data} = 2\alpha$ et $\alpha_{voix} = 2(1 - \alpha)$, avec $0 < \alpha < 1$. Nous faisons varier le facteur commun α entre 0 et 1, donc nous faisons varier la puissance allouée à chacun des deux flux en entrée. Le but est de voir l'influence de la variation de α sur la probabilité d'erreur en sortie du système.

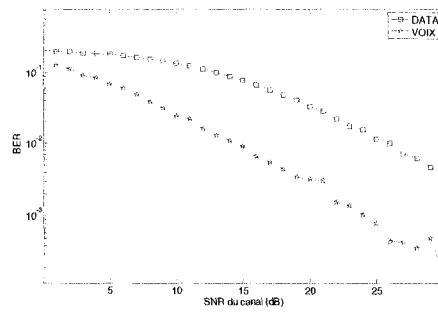
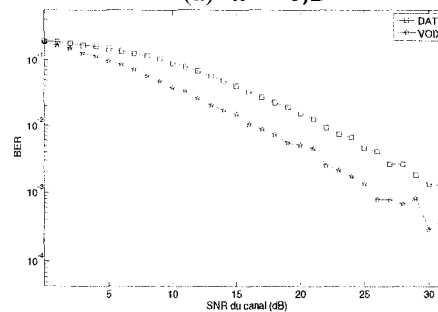
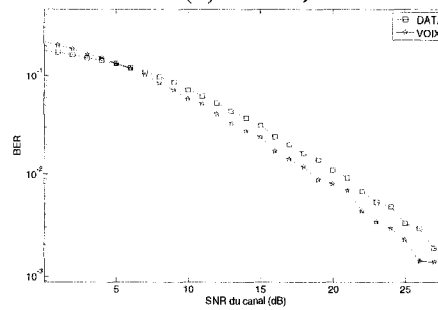
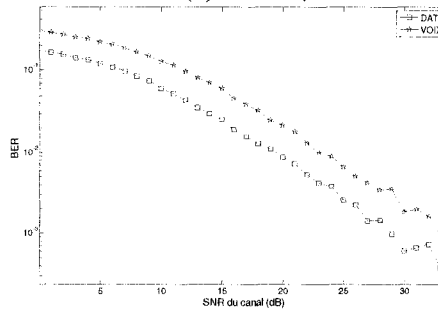
(a) $\alpha = 0,2$ (b) $\alpha = 0,5$ (c) $\alpha = 0,7$ (d) $\alpha = 0,9$

Figure 4.8. Caractérisation de l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR du canal lorsque le facteur de répartition de puissance varie, dans le cas d'un canal de Rayleigh, pour $M_{data} = 16$ et $M_{voix} = 4$:

$\alpha = 0,2$ (a), $\alpha = 0,5$ (b), $\alpha = 0,7$ (c) et $\alpha = 0,9$ (d)

Nous observons qu'à partir de $\alpha = 0,5$ environ, les courbes de BER de la voix et de la data de la Figure 4.8. se croisent (nous ne présentons ici que certaines valeurs de α). Avant cette valeur, la courbe correspondant au flux de data ($M_{data} = 16$) était au-dessus de celle correspondant au flux de voix ($M_{voix} = 4$). Elles vont par la suite avoir tendance à s'inverser lorsque α augmente. Finalement, lorsque $\alpha = 0,9$, la courbe de la voix est au-dessus de celle de la data.

Nous pouvons caractériser la position du croisement entre BER_{data} et BER_{voix} , selon la valeur de α . Nous remarquons que pour $\alpha < 0,5$, les deux courbes ne se croisent pas et nous avons $BER_{data} > BER_{voix}$. Pour $0,5 < \alpha < 0,78$, les deux courbes de BER se croisent pour une valeur de SNR qui croît avec α .

Finalement, pour $\alpha > 0,78$, les deux courbes ne se croisent plus et nous avons $BER_{voix} > BER_{data}$.

La Figure 4.9 permet de voir l'évolution du SNR de croisement entre BER_{voix} et BER_{data} , en fonction de α . Ce point d'intersection augmente lorsque α augmente, jusqu'à ne plus exister pour $\alpha > 0,78$.

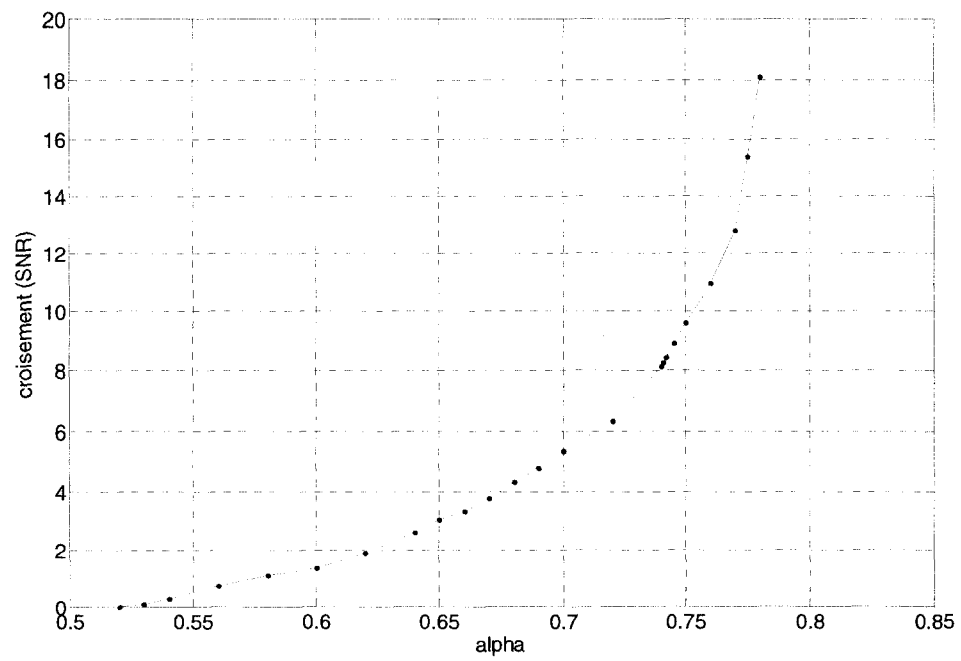


Figure 4.9. Caractérisation de l'évolution du croisement entre Pe_{data} et Pe_{voix} en fonction de α .

4.2. Contraintes de Qualité de Service

4.2.1. Introduction

Nous avons caractérisé les deux types de modèles de transmission utilisés : d'une part, le multiplexage temporel des deux flux, et d'autre part, leur multiplexage spatial. À présent, le but est d'introduire une idée de satisfaction de Qualité de Service, comme nous l'avons expliqué dans l'Introduction de ce mémoire. Nous allons nous demander quelle est la méthode de transmission la plus intéressante selon les contraintes à respecter.

Dans notre problème, nous supposons que les contraintes de QoS à respecter sont :

- Pour la voix : un certain taux d'erreur $BER_{cible,voix}$ et un taux de transmission $R_{source,voix}$.
- Pour la data : un certain taux d'erreur $BER_{cible,data}$.

La question que l'on se pose est alors : à quel taux de transmission maximal pouvons-nous transmettre le flux de la data, de telle sorte que les trois contraintes données ci-dessus soient respectées ?

Nous allons tout d'abord étudier l'évolution des grandeurs caractéristiques de la transmission dans les deux types de multiplexage : les facteurs de modulation (M_{data} et M_{voix}), la longueur des paquets transmis (L_{data} et L_{voix}), le temps de transmission (T_{data} et T_{voix}), et enfin le taux de transmission (R_{data} et R_{voix}).

Nous travaillons sur un système MIMO avec deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception, et nous nous plaçons dans le cas d'un canal de Rayleigh.

4.2.2. Étude des grandeurs caractéristiques de la transmission en Multiplexage Temporel

Nous établissons ici les relations fondamentales qui nous permettent d'accéder à toutes les grandeurs citées au paragraphe précédent.

Nous supposons que la transmission de toutes les trames de tous les utilisateurs se fait pendant un temps de dutycycle noté T_{dc} , qui est pris égal à 20ms. Le temps alloué à un utilisateur sera noté T_{slot} , et il sera pris égal à 1ms. La largeur de bande du canal, notée R_{canal} , sera quant à elle fixée à 1MHz.

Nous rappelons que dans le cas du Multiplexage Temporel, les flux de data et de voix sont transmis les uns après les autres, à puissance constante (Figure.4.2).

Tout d'abord, nous pouvons relier la longueur d'un paquet pour la voix puisque nous connaissons $R_{source,voix}$, imposé par les contraintes. Nous avons :

$$L_{voix} = \frac{R_{source,voix}}{M_T} * T_{dc} \quad (4.18)$$

Nous en déduisons donc le temps de transmission correspondant pour la voix :

$$T_{voix} = \frac{L_{voix}}{\log_2 M_{voix} * R_{canal}} \quad (4.19)$$

Ce temps de transmission dépend de la modulation utilisée, que nous ne connaissons pas encore. Il faut donc tout d'abord calculer le facteur de modulation de la voix. Pour cela, nous utilisons l'équation démontrée en (3.18) et l'équation (4.7):

$$\begin{aligned}
BER_{cible,voix} = & \\
\frac{1}{2} \left\{ 4 \cdot \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR_{canal}}{(M_{voix}-1) \cdot m_T \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] + \right. & \\
\left. 4 \cdot \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR_{canal}}{(M_{voix}-1) \cdot m_T \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right] \right\} & \quad (4.20)
\end{aligned}$$

qui nous permet de relier le BER cible de la voix et le facteur de modulation, selon le SNR du canal. Nous obtenons la valeur de M_{voix} qui vérifie cette équation, et nous remarquons que pour un SNR_{canal} trop faible, un tel coefficient ne pourra pas être trouvé : la transmission sera alors impossible.

De plus, par définition, nous avons (d'après la section 4.1) :

$$M_{voix} = 2^{k_{voix}} \quad (4.21)$$

Nous en déduisons le nombre de bits par symbole transmis k_{voix} et ainsi, nous avons accès aux dernières grandeurs recherchées :

$$R_{voix,canal} = k_{voix} \cdot R_{canal} \cdot M_T \quad (4.22)$$

$$T_{voix} = \frac{L_{voix}}{R_{voix,canal}} \quad (4.23)$$

Ainsi pour chaque SNR du canal, nous pouvons calculer les grandeurs caractéristiques du flux de la voix qui répondront aux contraintes de départ : la longueur des paquets, le temps de transmission et le facteur de modulation.

Par ailleurs, puisque l'on se trouve dans le cas du multiplexage temporel :

$$T_{data} = T_{slot} - T_{voix} \quad (4.24)$$

Une fois que T_{data} connu, nous en déduisons le facteur de modulation pour la data qui correspond au BER cible grâce à (4.6) :

$$\begin{aligned}
& BER_{cible,data} = \\
& \frac{1}{2} \left\{ 4 \cdot \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR_{canal}}{(M_{data} - 1) \cdot m_T \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] + \right. \\
& \left. 4 \cdot \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot SNR_{canal}}{(M_{data} - 1) \cdot m_T \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

De même que précédemment, l'expérience prouvera que le coefficient M_{data} ne peut pas vérifier cette équation pour un SNR_{canal} faible.

Une fois le coefficient M_{data} connu, nous en déduisons les autres grandeurs :

$$L_{data} = T_{data} \cdot k_{data} \cdot R_{canal} \tag{4.26}$$

$$R_{data,source} = \frac{L_{data}}{T_{dc}} \cdot M_T \tag{4.27}$$

Cette dernière valeur $R_{data,source}$ est celle qui nous intéresse le plus, il s'agit du taux de transmission atteignable pour la data sous les contraintes imposées. Le but est de maximiser ce débit.

Nous allons effectuer les calculs précédents dans le cas d'une seule réalisation du canal (la matrice de canal est constante), et dans le cas de plusieurs réalisations de canal, en moyennant ensuite sur le nombre de canaux.

Nous imposons les contraintes suivantes :

$$R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$$

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}$$

$$BER_{cible,data} = 10^{-1}$$

Ces ordres de grandeurs sont réalistes pour un système sans-fil dans un environnement indoor (canal de Rayleigh). De plus, les taux d'erreur pour les deux flux

sont assez élevés car nous ne considérons pas de codage dans notre système. Notons qu'il serait possible d'utiliser un codage Turbo ou LDPC pour le flux des données, ce qui améliorerait grandement le BER. Au contraire, pour le flux de voix (plus difficile à coder), le codeur utilisé serait moins puissant : par exemple, un codeur convolutionnel.

Les résultats observés pour les grandeurs caractéristiques de la Qualité de Service sont présentés aux Figures 4.10 et 4.11 dans le cas d'une seule réalisation de canal, et aux Figures 4.12 et 4.13 dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal.

Dans le cas d'une seule réalisation de canal, le comportement des grandeurs étudiées est discret, puisque k prend comme valeurs 2, 4, 6 ou 8 : ainsi nous observons des paliers sur les Figures 4.10 et 4.11.

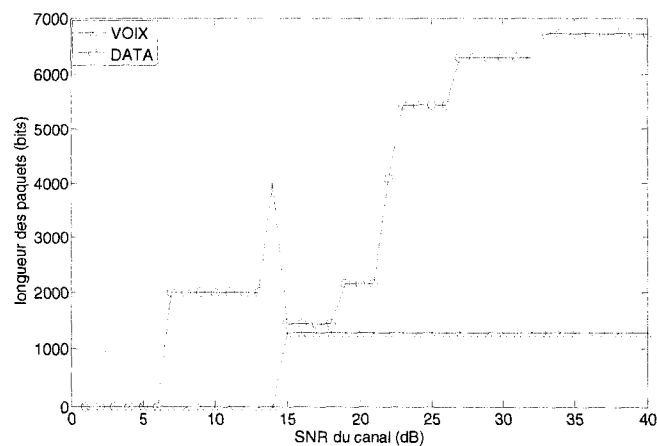
Lorsque le SNR du canal croît, la constellation permise pour transmettre la data augmente (Figure 4.10 (b)). En effet, nous voulons conserver le *BER* égal à une valeur constante, donc lorsque le SNR augmente, M augmente de 4 à 256.

Jusqu'à $\text{SNR} = 6\text{dB}$, la transmission n'est pas possible pour la data, et jusqu'à 14dB , elle n'est pas possible pour la voix (Figure 4.11) (exigences de *BER* plus élevées pour la voix). En fait, dans ce cas, nous ne pouvons pas trouver de facteurs de modulations répondant aux exigences de *BER*, donc M est posé égal à 0. Lorsque la transmission devient possible pour la data (alors qu'elle n'est pas encore possible pour la voix), le temps de transmission de la data passe brusquement de 0 à 1ms (qui correspond au T_{slot}) (Figure 4.10 (c)). Le pic observé à 14dB pour la longueur des paquets et le taux de transmission (Figure 4.10 (a) et Figure 4.11) est dû à un autre changement brutal de la valeur du temps de transmission, au moment où la transmission pour la voix devient possible. Par la suite, le temps de transmission de la voix diminue pour laisser augmenter

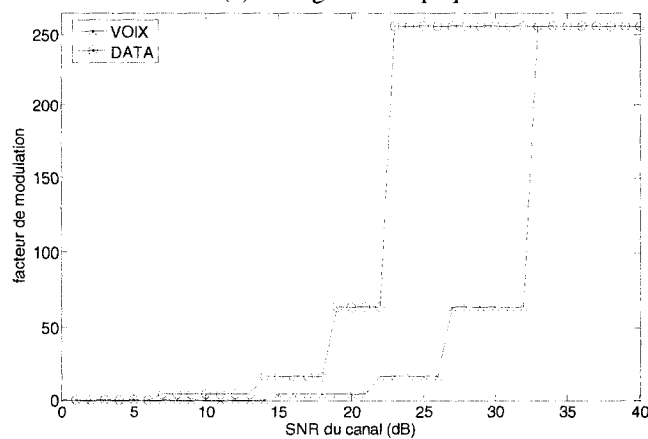
celui de la data, sachant que la somme de ces deux temps fait toujours 1ms (Figure 4.10 (c)).

Cette première étape nous permet de comprendre comment vont évoluer les grandeurs liées à la Qualité de Service dans un canal, lorsque trois contraintes sont imposées lors de la transmission. Il est néanmoins plus intéressant de travailler avec un grand nombre de canaux, afin d'observer le comportement moyen des variables. Ces dernières permettront en effet une étude plus pertinente lors de la comparaison entre multiplexage temporel et spatial.

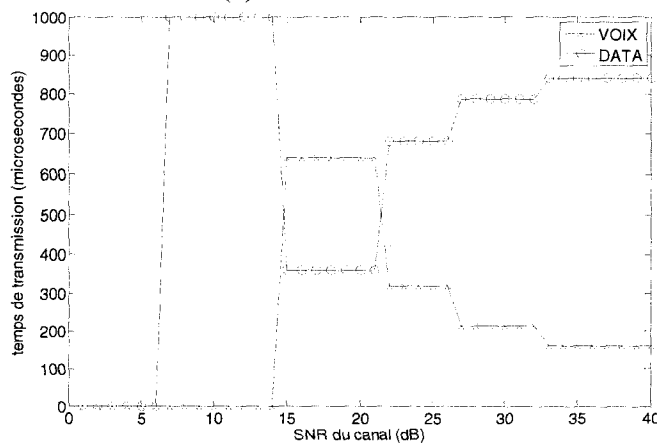
Ainsi nous observons les mêmes évolutions pour n réalisations que pour une réalisation de canal. Nous remarquons que la transmission n'est pas toujours possible pour la voix. La caractéristique du taux de transmission du flux de la data qui permet de respecter les contraintes imposées est une fonction croissante variant de 40 à 340Kbps (Figure 4.13).



(a) Longueur des paquets



(b) Facteurs de modulation



(c) Temps de transmission

Figure 4.10. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas d'une seule réalisation de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$

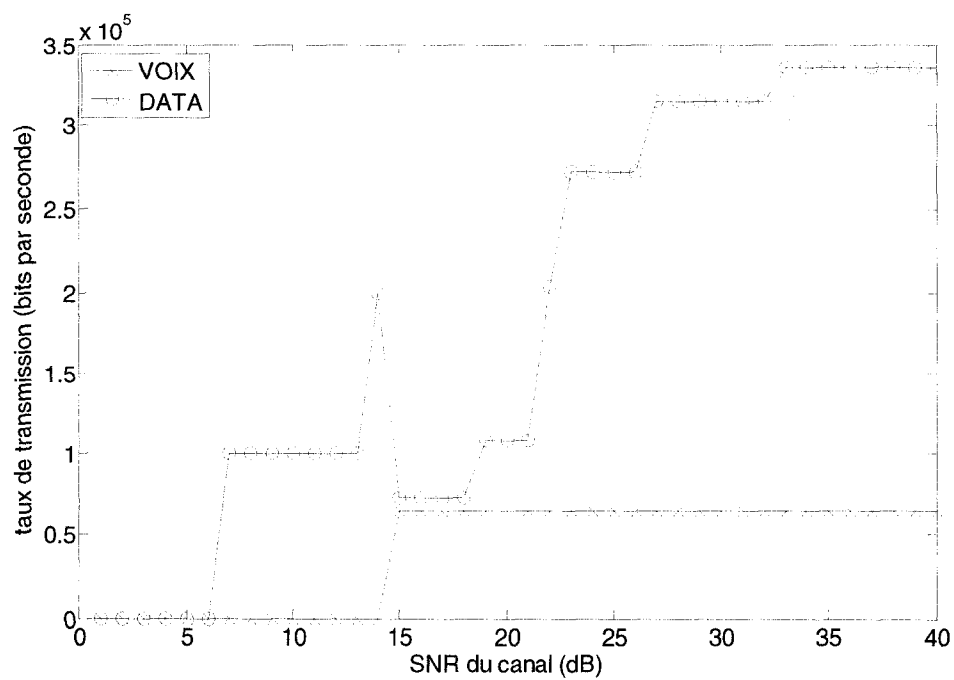
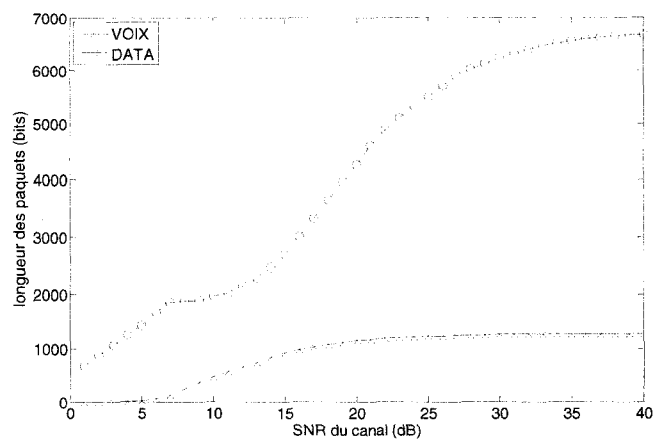
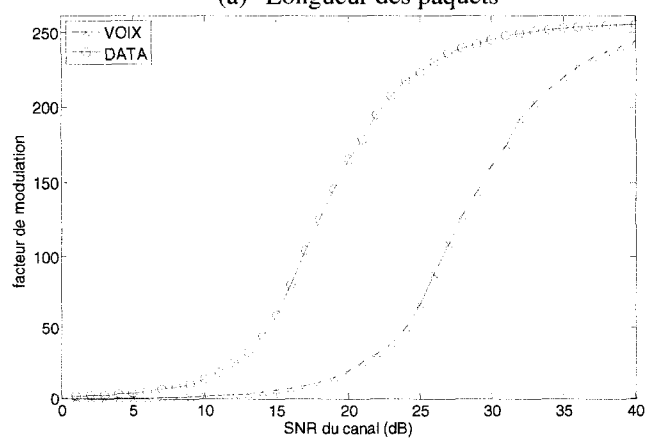


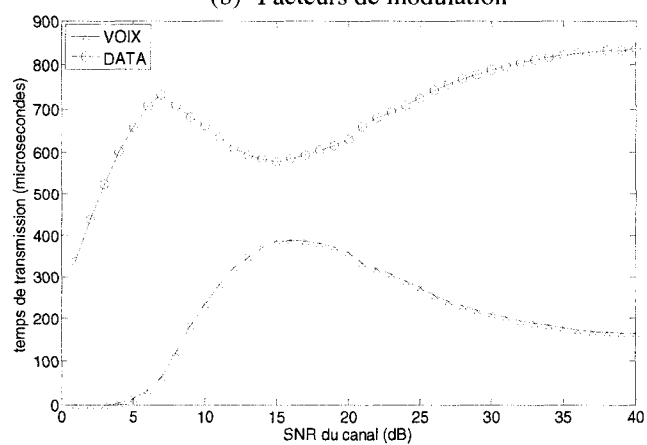
Figure 4.11. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas d'une seule réalisation de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$



(a) Longueur des paquets



(b) Facteurs de modulation



(c) Temps de transmission

Figure 4.12. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$

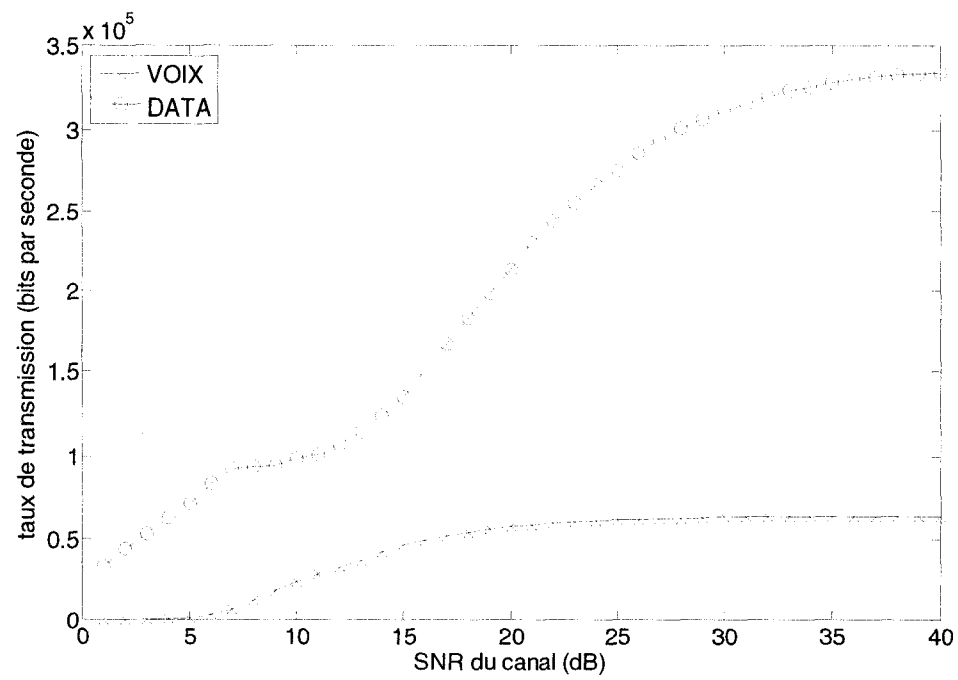


Figure 4.13. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage temporel, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$

4.2.3. Variation des contraintes imposées au système dans le cas du Multiplexage temporel

Dans ce paragraphe nous nous interrogeons sur les conséquences d'un changement des contraintes fixées sur les grandeurs étudiées en 4.2.2. Les observations sont faites dans le cas de n réalisations de canal avec comme hypothèses : $R_{canal} = 1 \text{ MHz}$, $T_{duty cycle} = 20 \text{ ms}$ (temps alloué pour tous les utilisateurs), et $T_{slot} = 1 \text{ ms}$ (temps alloué au total pour la transmission pour un seul utilisateur). Nous nous plaçons dans le cas du flat fading, donc on a $B_C \propto 1/\tau_d$, où B_C est la bande passante du canal et τ_d le délai d'étalement (*spread delay*). Ce délai est habituellement de l'ordre de 10ns, donc il est réaliste de prendre une bande passante de 50MHz

Nous allons étudier la variation de chacune des contraintes, lorsque les deux autres restent fixes. Le Tableau 4.1 présente les évolutions que l'on étudie pour chacune des grandeurs.

$R_{voix,source}$	64 Kbps	32 Kbps	16 Kbps
$BER_{cible,voix}$	10^{-2}	10^{-1}	
$BER_{cible,data}$	10^{-1}	10^{-2}	

Tableau 4.1. Variation des contraintes de QoS pour le Multiplexage Temporel

- **Variation de $R_{voix,source}$** : nous supposons que $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps de transmission et des taux de transmission pour $R_{voix,source} = 64Kbps, 32Kbps$ et $16Kbps$, qui sont données à la Figure 4.14.

Lorsque le taux de transmission imposé à la voix diminue, nous remarquons que les facteurs de modulation permettant de respecter les contraintes ne varient pas puisque le BER cible est le même. Cependant, T_{voix} va diminuer permettant une augmentation de la longueur des paquets et donc du taux de transmission pour le flux de data.

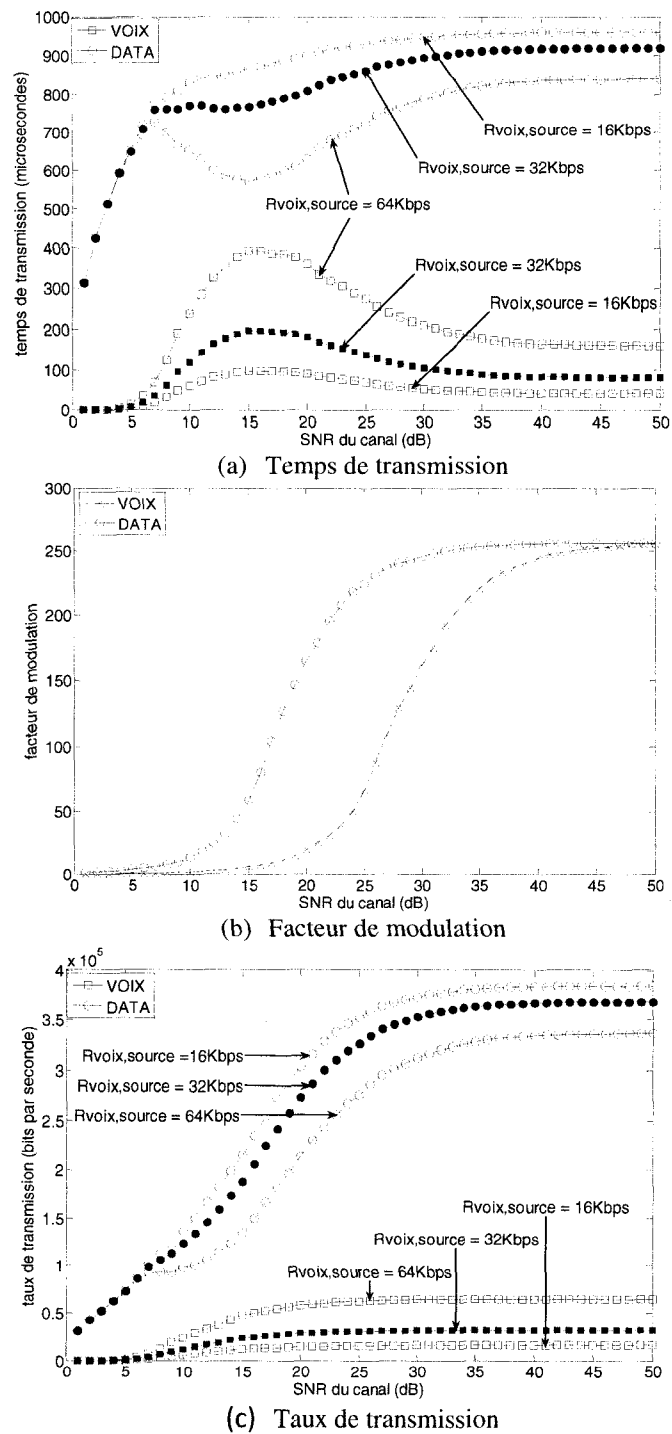
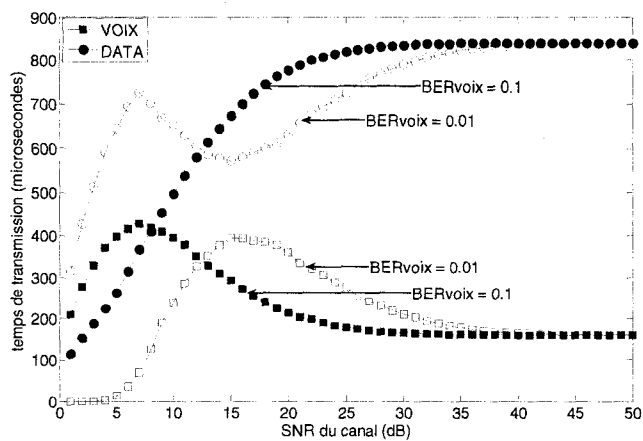


Figure 4.14. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $R_{voix,source} = 64Kbps, 32Kbps$ et $16Kbps$

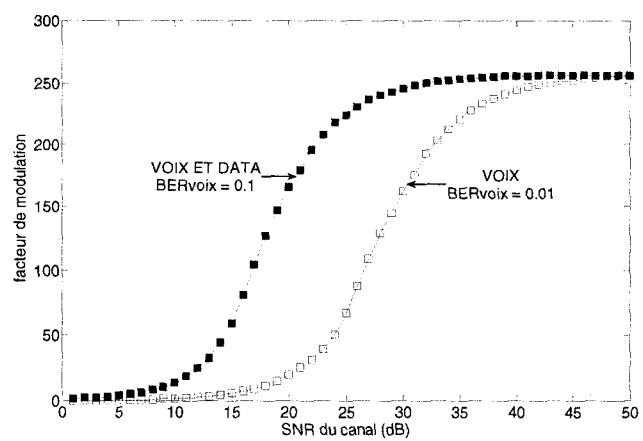
- **Variation de $BER_{cible,voix}$** : nous supposons que $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps de transmission et des taux de transmission pour $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1} , qui sont données à la Figure 4.15.

Lorsque la contrainte de BER fixée pour la voix est plus large (c'est-à-dire lorsque le $BER_{cible,voix}$ augmente), la transmission devient possible pour un SNR plus faible. Ainsi, la transmission est maintenant possible sur plus faible SNR pour $BER_{cible,voix} = 10^{-1}$, ce qui n'était pas le cas pour $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$. Par ailleurs, lorsque le $BER_{cible,voix}$ est moins élevé, le taux de transmission atteignable pour le flux de data est plus élevé pour des SNR compris entre 10 et 35dB (Figure 4.15(c)). Enfin, le facteur de modulation correspondant à un $BER_{cible,voix}$ plus faible augmente plus lentement (pour des SNR plus élevés) (Figure 4.15 (b)).

Les observations faites dans ce mémoire qui concernent des SNR élevés (au-delà de 30dB) permettent d'analyser des tendances et de comparer des comportements différents.



(a) Temps de transmission



(b) Facteur de modulation

Figure 4.15. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

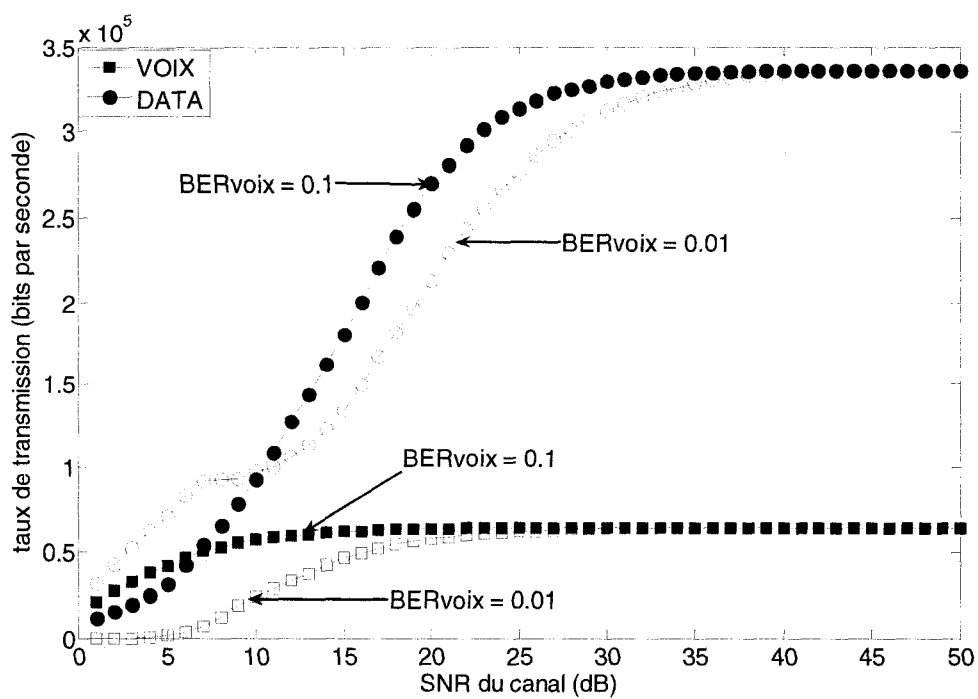
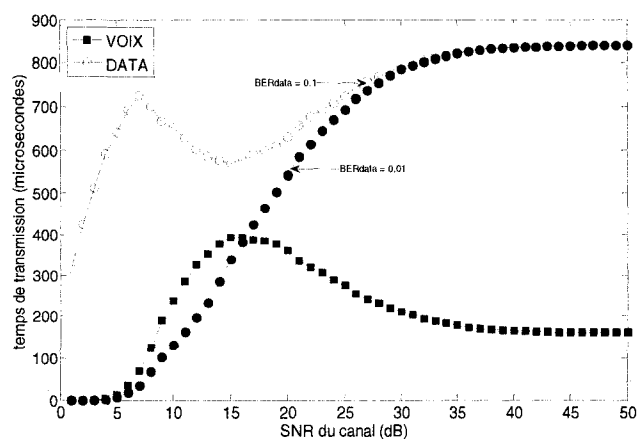


Figure 4.16. Évolution du taux de transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

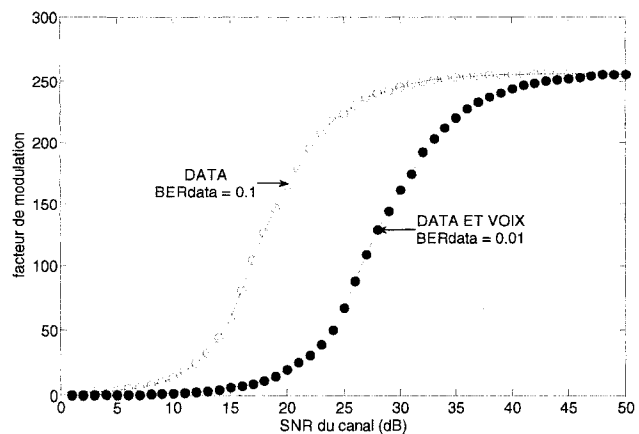
- **Variation de $BER_{cible,data}$** : nous supposons que $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$ et $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps de transmission et des taux de transmission pour $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ et 10^{-2} , qui sont données à la Figure 4.17.

Le temps de transmission pour la voix ne change pas lorsque $BER_{cible,data}$ varie. Par contre, le temps mis par le flux de data pour être transmis augmente moins brutalement à faible SNR lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

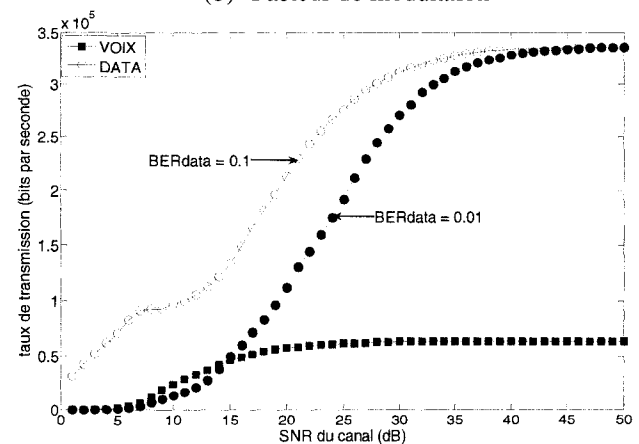
En fait, nous remarquons la présence d'une « décrochement » sur la caractéristique du temps de transmission de la data lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. En effet, toutes les courbes de temps sont censées être translatées dans les SNR lorsque $BER_{cible,data}$ varie, mais il nous faut également prendre en compte deux autres phénomènes : la somme de T_{data} et T_{voix} est constante et égale à T_{slot} , et la transmission du flux de la voix n'est pas toujours possible à faible SNR. Ainsi, lorsqu'elle devient possible, T_{voix} augmente alors que T_{data} a déjà commencé à augmenter, donc T_{data} ne peut que diminuer, d'où le décrochement. Par ailleurs, R_{data} est plus élevé à même SNR lorsque $BER_{cible,data}$ augmente : moins la contrainte sur $BER_{cible,data}$ est forte, et plus nous allons pouvoir transmettre le flux de data à un taux de transmission élevé.



(a) Temps de transmission



(b) Facteur de modulation



(c) Taux de transmission

Figure 4.17. Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage temporel, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

4.2.4. Étude des grandeurs caractéristiques de la transmission en Multiplexage Spatial

Le problème est le même mais nous nous plaçons cette fois dans le cas du multiplexage spatial : les deux flux sont transmis en même temps sur le canal, et c'est la répartition de puissance allouée à chacun d'entre eux qui va varier (Figure 4.7).

Les constantes apparaissant dans les calculs sont identiques au paragraphe 4.2.2 : nous supposons : $R_{canal} = 1 \text{ MHz}$, $T_{duty\ cycle} = 20 \text{ ms}$, et $T_{slot} = 1 \text{ ms}$.

Nous faisons l'hypothèse que les contraintes à respecter sont les mêmes que dans la section 4.2.2., c'est-à-dire, on veut respecter lors de la transmission :

$$R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$$

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}$$

$$BER_{cible,data} = 10^{-1}$$

Là encore, les valeurs de BER sont assez élevées car nous considérons qu'il n'y a pas de codage lors de la transmission. La question que nous nous posons est alors : quel est le taux de transmission maximal que l'on peut donner à la data tout en respectant ces contraintes ?

Dans le cas du multiplexage spatial, nous avons :

$$T_{voix} = T_{slot} \quad (4.28)$$

et de plus:

$$L_{voix} = R_{source,voix} * T_{dc} \quad (4.29)$$

$$k_{voix} = \frac{L_{voix}}{T_{voix} \cdot R_{canal}} \quad (4.30)$$

$$M_{voix} = 2^{k_{voix}} \quad (4.31)$$

Grâce à ces grandeurs, nous trouvons le facteur de répartition de puissance correspondant à la voix, par la relation :

$$\alpha_{voix} = \frac{(M_{voix}-1)}{3} \frac{M_T}{SNR_{CANAL}} [(H^H * H)^{-1}]_{2,2} \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{voix}}}{\sqrt{M_{voix}-1}} * \log_2 M_{voix} * \frac{BER_{cible,voix}}{4} \right) \right]^2 \quad (4.32)$$

Si α_{voix} n'est pas compris entre 0 et 2, alors la transmission n'est pas possible sous les contraintes fixées. Par ailleurs, on sait que théoriquement, nous devrions avoir :

$$\alpha_{data,theorique} = 2 - \alpha_{voix} \quad (4.33)$$

mais aussi :

$$\alpha_{data,calculé} = \frac{(M_{data}-1)}{3} \frac{M_T}{SNR_{CANAL}} [(H^H * H)^{-1}]_{1,1} \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data}-1}} * \log_2 M_{data} * \frac{BER_{cible,data}}{4} \right) \right]^2 \quad (4.34)$$

Le but est donc de trouver le facteur de modulation M_{data} maximal permettant de vérifier simultanément ces deux équations, tout en validant :

$$0 < \alpha_{data} < 2 \quad (4.35)$$

Pour un SNR_{canal} inférieur à une certaine valeur, on ne peut pas transmettre les deux flux de données en multiplexage spatial tout en respectant les contraintes fixées ci-dessus. Nous verrons que cela va dépendre du BER cible à respecter pour la data : moins il est faible et plus on peut transmettre à faible SNR.

Dans le cas du multiplexage spatial, nous avons, lorsque la transmission est possible :

$$T_{data} = T_{slot} \quad (4.36)$$

Une fois que nous connaissons la valeur de M_{data} , nous pouvons donc en déduire les dernières valeurs que nous cherchons :

$$L_{data} = T_{data} * \log_2(M_{data}) * R_{canal} \quad (4.37)$$

$$R_{data,source} = \frac{L_{data}}{T_{dc}} \quad (4.38)$$

Nous observons alors le comportement de ces différentes valeurs en fonction du SNR du canal, pour $n = 4000$ réalisations de canal. Les résultats sont présentés à la Figure 4.18 pour la longueur des paquets (a), le facteur de modulation QAM (b) et le temps de transmission (c). L'évolution du taux de transmission en fonction du SNR dans le canal est quand à elle présentée à la Figure 4.19.

Nous constatons que le facteur de modulation de la voix M_{voix} est constant et égal à 4 dès que la transmission est possible, alors que M_{data} varie de 4 à 256. Par ailleurs, les temps de transmission évoluent de 0 à 1ms (Figure 4.18 (b) et (c)). Nous observons de plus que la transmission sous les contraintes posées n'est pas possible pour la data lorsque le SNR du canal est inférieur à 15dB environ (Figure 4.19).

Pour comprendre ce phénomène de manière plus précise, nous étudions l'évolution des facteurs de répartition de puissance α_{voix} et α_{data} . Pour cela, nous traçons, d'après les formules 4.32, 4.33 et 4.34, les trois coefficients α_{voix} , $\alpha_{data,theorique}$, et $\alpha_{data,calculé}$ (Figure 4.20).

Nous cherchons, comme détaillé dans la démarche présentée ci-dessus, les valeurs de M_{data} de telle sorte que $\alpha_{data,theorique}$, et $\alpha_{data,calculé}$ soient les plus proches possibles. Nous remarquons que pour des SNR trop faibles, il sera impossible de trouver une telle constellation qui répond à la contrainte du BER pour la data. Dans ce cas, on arrive seulement à respecter les contraintes imposées sur la voix (c'est pourquoi le facteur de modulation commence à augmenter avant celui de la data). Il n'est pas possible de trouver une constellation ayant une valeur de α_{data} qui soit inférieure à 2, et qui soit proche de celle que nous sommes censés trouver grâce à la valeur connue de α_{voix} .

Comme on le voit sur la Figure 4.20, pour $SNR_{canal} > 20\text{dB}$, les valeurs des facteurs de puissance sont pertinentes et sont comprises entre 0 et 2. Les valeurs de $\alpha_{data, théorique}$ et $\alpha_{data, calculé}$ tendent à être égales pour $SNR_{canal} > 32\text{dB}$ et tendent vers 2, alors que la puissance allouée à la voix tend vers 0.

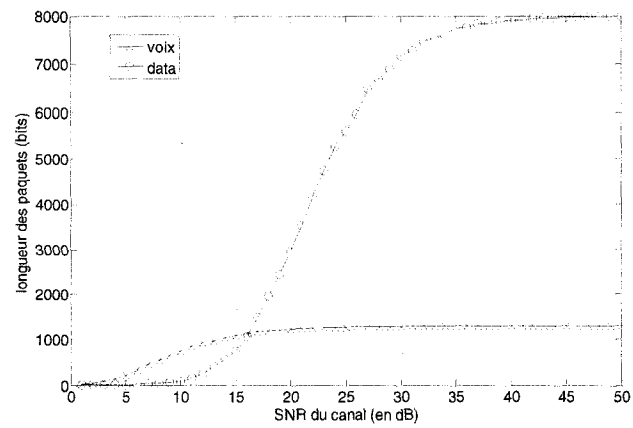
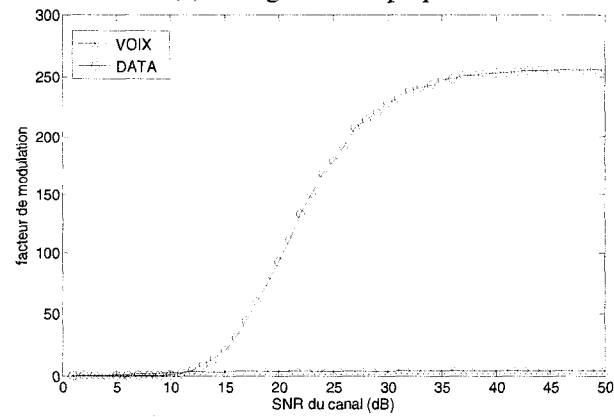
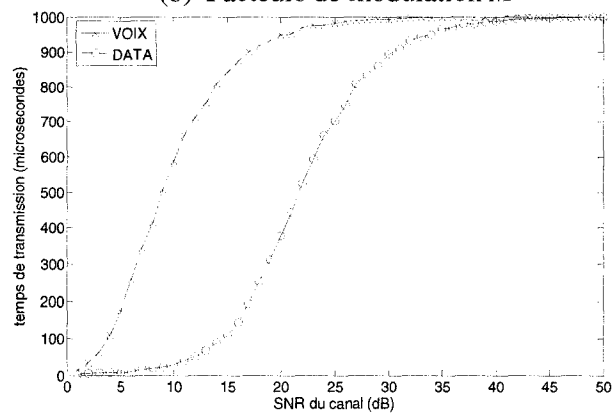
(a) Longueur des paquets L (b) Facteurs de modulation M (c) Temps de transmission T

Figure 4.18. Grandeurs caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$,

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}, \text{ et } BER_{cible,data} = 10^{-1}$$

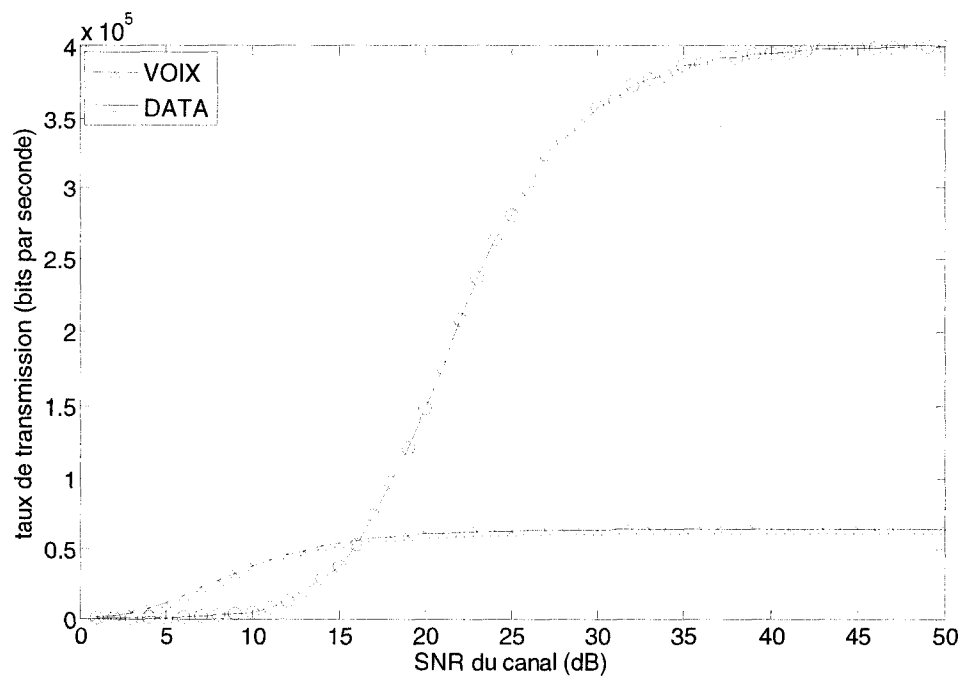


Figure 4.19. Taux de transmission lors de la transmission en multiplexage spatial, dans le cas de $n = 4000$ réalisations de canal, avec les contraintes : $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$

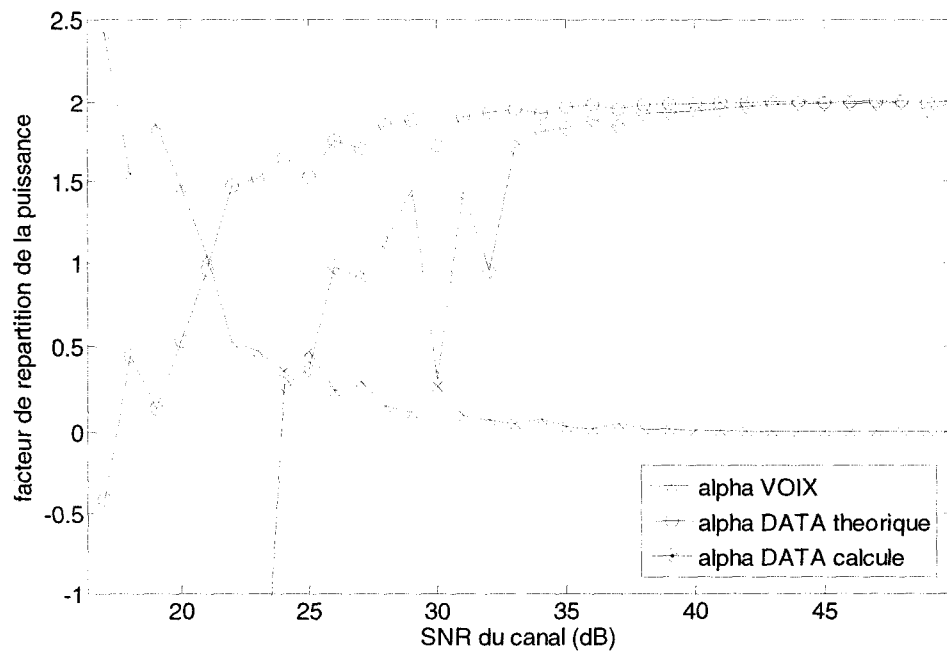


Figure 4.20. Évolution des facteurs de répartition de puissance en multiplexage spatial, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-1}$

4.2.5. Variation des contraintes imposées au système dans le cas du multiplexage spatial

Dans ce paragraphe nous nous interrogeons sur les conséquences d'un changement des contraintes fixées sur les grandeurs étudiées en 4.2.2, selon le Tableau 4.2. Les observations sont faites dans le cas de n réalisations de canal, avec comme hypothèses :

$$R_{canal} = 1 \text{ MHz}$$

$$T_{duty\ cycle} = 20 \text{ ms}$$

$$T_{slot} = 1 \text{ ms}$$

$R_{\text{voix,source}}$	64 Kbps	32 Kbps	16 Kbps
$BER_{\text{cible,voix}}$	10^{-2}	10^{-1}	
$BER_{\text{cible,data}}$	10^{-1}	10^{-2}	

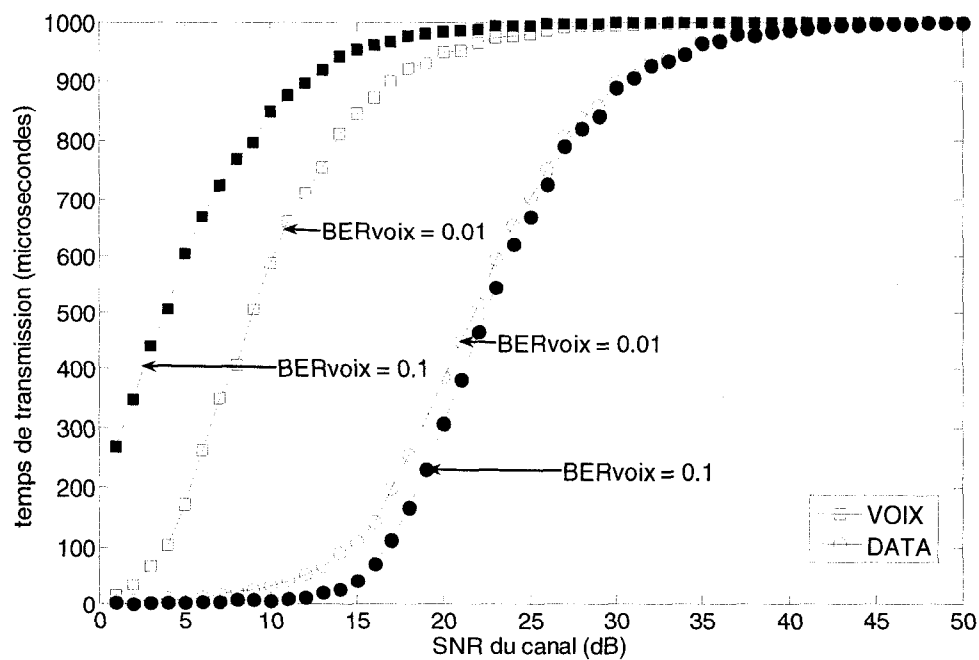
Tableau 4.2. Variation des contraintes de QoS pour le Multiplexage Spatial

- **Variation de $R_{voix,source}$** : nous supposons que $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps de transmission et des taux de transmission pour $R_{voix,source} = 64Kbps, 32Kbps$ et $16Kbps$.

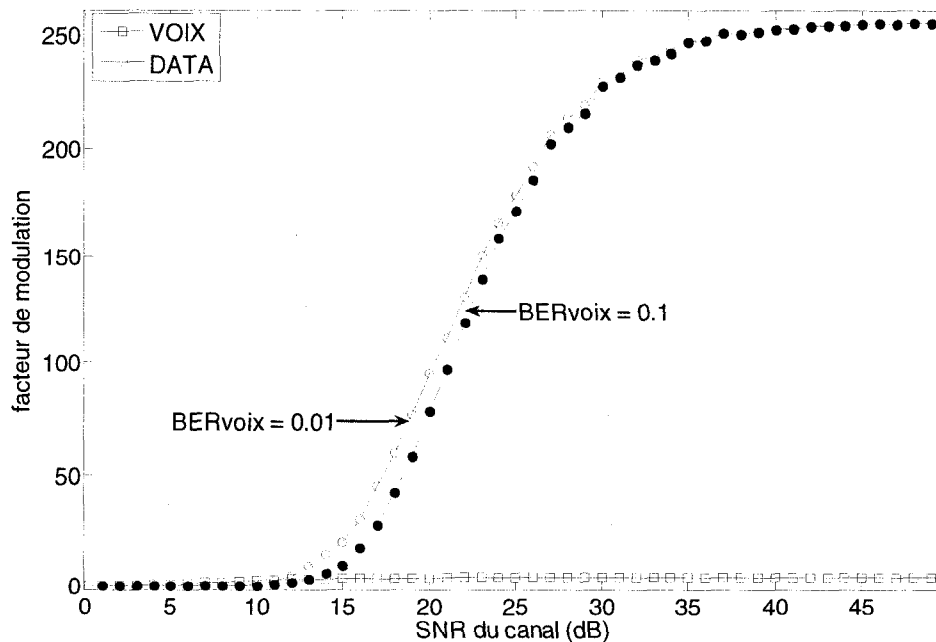
Il n'y a aucune modification de T_{data} , T_{voix} , M_{data} et R_{data} lorsque $R_{voix,source}$ varie en multiplexage spatial. Ceci est dû au fait que dans tous les cas $M_{voix} = 4$.

- **Variation de $BER_{cible,voix}$** : nous supposons que $R_{voix,source} = 64 Kbps$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps et des taux de transmission et des facteurs de répartition de puissance pour $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1} . Les résultats sont donnés dans la Figure 4.21.

Lorsque le BER cible pour la voix passe de 10^{-2} à 10^{-1} dans les contraintes, il va y avoir peu de conséquences importantes. Nous remarquons toutefois que le temps de transmission pour la voix va être plus faible à SNR égal lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ (Figure 4.21(a)). La modification de cette contrainte va modifier les valeurs de α_{data} et α_{voix} théoriques, cependant la valeur de $\alpha_{data, calculé}$ ne varie pas significativement.

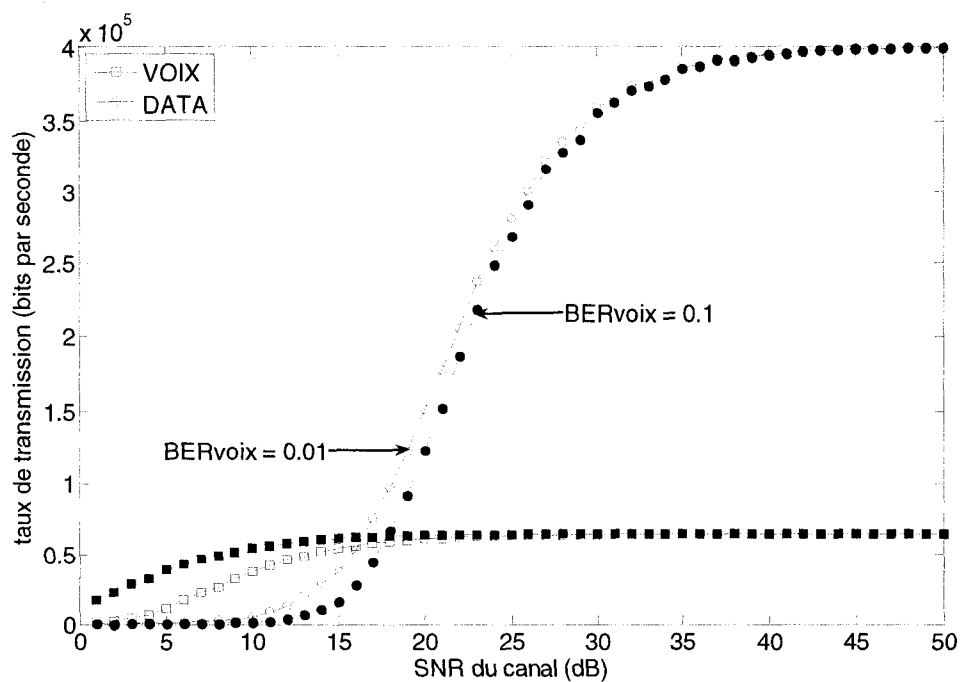


(a) Temps de transmission

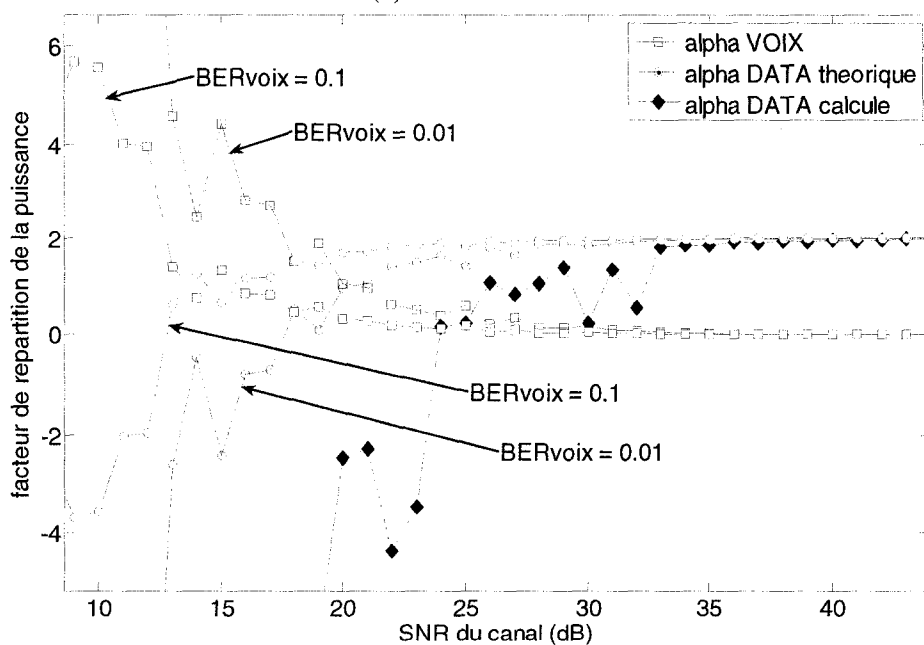


(b) Facteurs de modulation

Figure 4.21. (a) et (b) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}



(c) Taux de transmission



(d) Facteur de répartition de puissance

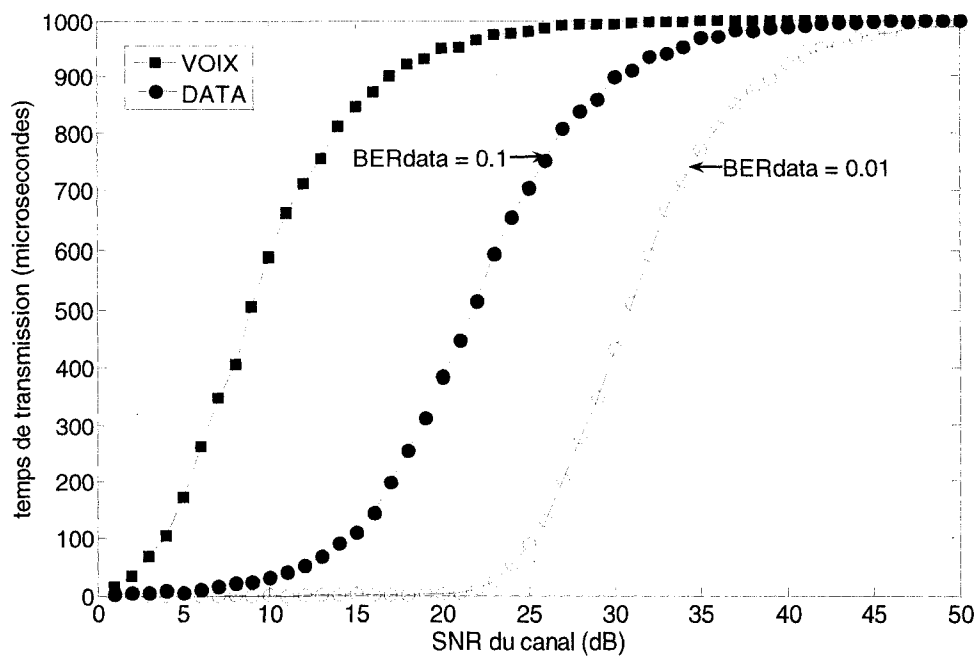
Figure 4.21. (c) et (d) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

- **Variation de $BER_{cible,data}$** : nous supposons que $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$ et $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$. Nous observons les caractéristiques des facteurs de modulation, des temps et des taux de transmission et des facteurs de répartition de puissance pour $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ et 10^{-2} . Les résultats sont donnés dans la Figure 4.22.

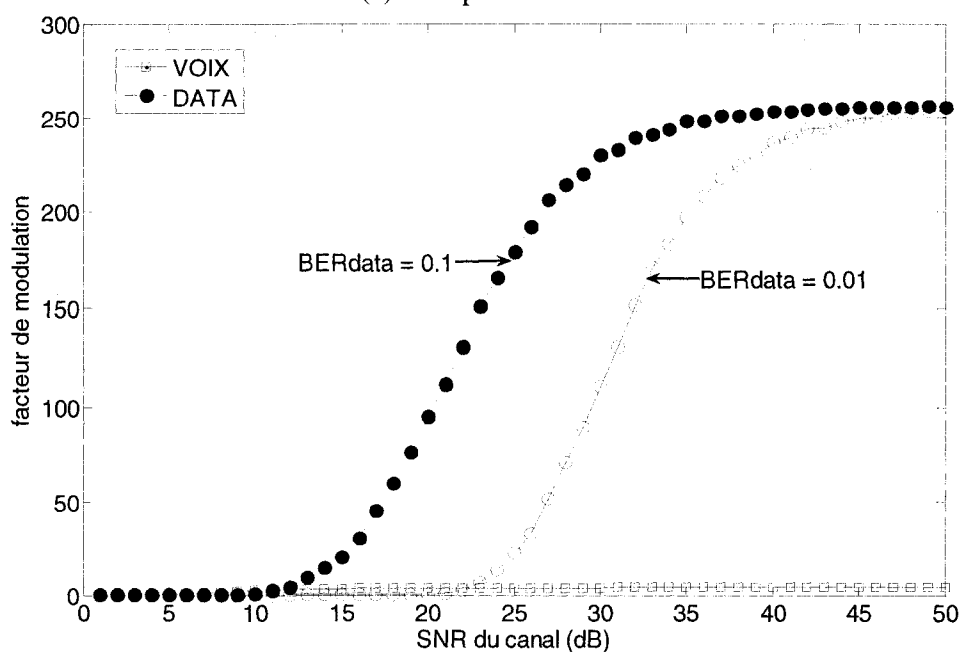
Lorsque la contrainte sur le BER cible de la data est modifiée, cela va engendrer des variations seulement sur les grandeurs se rapportant au flux de data. Ainsi, le temps de transmission de la data est plus élevé lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-1}$, pour un même SNR de canal (Figure 4.22(a)).

De même, le facteur de modulation M_{data} va croître pour des SNR plus faibles lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-1}$. Ainsi, pour $BER_{cible,data} = 10^{-1}$, $M_{data} = 225$, alors que pour $BER_{cible,data} = 10^{-2}$, $M_{data} = 100$, lorsque SNR = 30dB (Figure 4.22(b)).

Il en résulte que plus $BER_{cible,data}$ est élevé, plus le taux de transmission pour le flux de la data va être élevé (Figure 4.22(c)). Lorsque $BER_{cible,data}$ augmente, la transmission va être possible pour des SNR plus faibles. Ainsi, comme le montre la Figure 4.22(d), pour $BER_{cible,data} = 10^{-1}$, la différence entre les facteurs $\alpha_{data,calculé}$ et $\alpha_{data,théorique}$ est inférieure à 0.2 dès SNR = 33dB, alors que pour $BER_{cible,data} = 10^{-2}$, ce n'est le cas que lorsque SNR > 43dB.



(a) Temps de transmission



(b) Facteur de modulation

Figure 4.22. (a) et (b) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

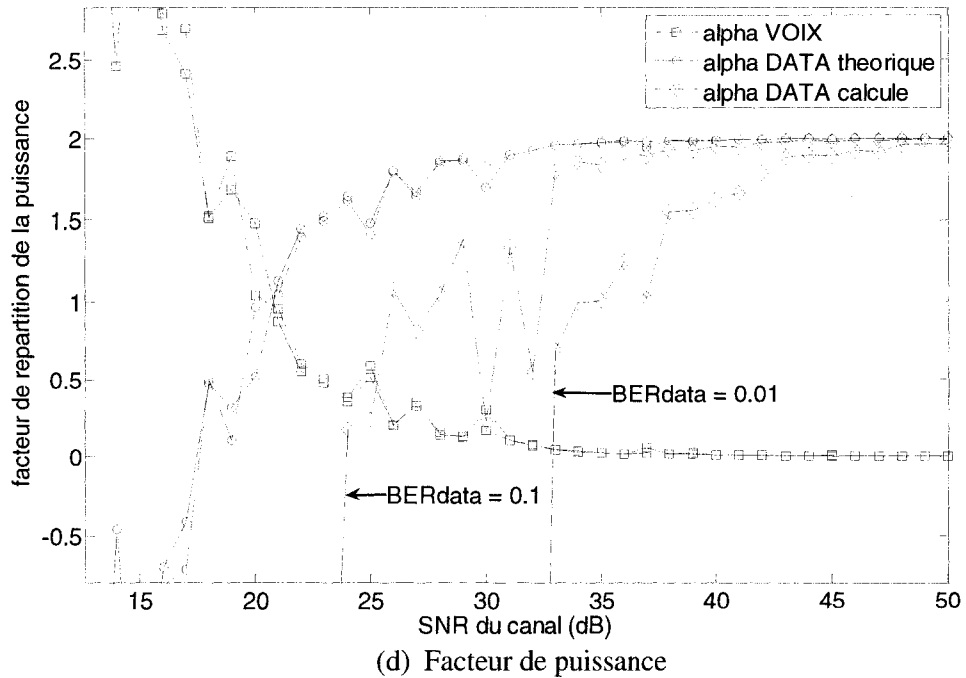
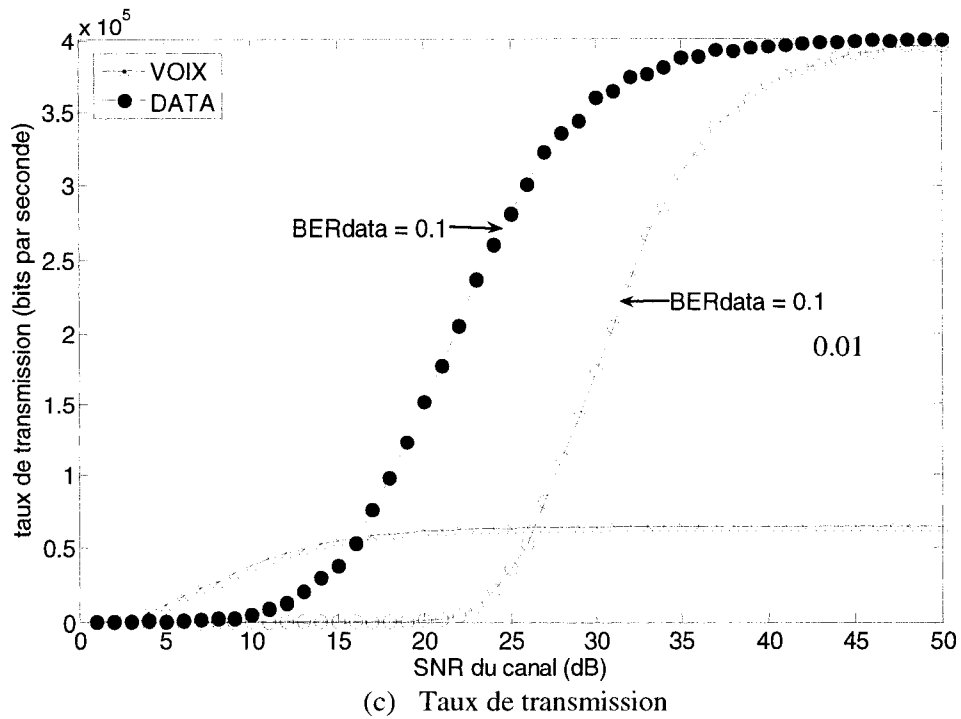


Figure 4.22. (c) et (d) Évolution des caractéristiques de la transmission en multiplexage spatial, pour n réalisations de canal, lorsque $BER_{cible,data} = 10^{-2}$ et 10^{-1}

4.3. Choix entre Multiplexage Temporel et Multiplexage Spatial pour l'optimisation de la transmission

La question initiale que nous nous posons est de savoir à quel taux de transmission, au maximum, nous sommes capables de transmettre le flux de la data, tout en respectant les contraintes fixées.

Le but est de trouver la méthode de transmission qui maximise le taux de transmission alloué au flux de data. Nous comparons donc le multiplexage temporel et le multiplexage spatial pour différentes contraintes.

Nous rappelons les étapes principales de résolution du problème pour chacune des deux méthodes.

En multiplexage temporel, nous avons la relation fondamentale $T_{data} + T_{voix} = T_{slot}$

- Grâce à $R_{voix,source}$ nous calculons L_{voix}
- Pour chaque SNR de canal, nous déduisons de $BER_{cible,voix}$ la constellation pour la voix correspondante : M_{voix}
- De L_{voix} et M_{voix} , nous déduisons T_{voix} et donc T_{data}
- Nous déduisons M_{data} correspondant
- Nous en déduisons $R_{data,source}$

En multiplexage spatial, nous avons la relation fondamentale $\alpha_{data} + \alpha_{voix} = 2$

- Nous déduisons de $R_{source,voix}$ et T_{slot} la constellation pour la voix : M_{voix}
- Pour chaque SNR de canal, nous déduisons de $BER_{cible,voix}$ et M_{voix} la valeur de α_{voix}
- Nous pouvons en déduire α_{data} et on calcule M_{data} correspondant
- Nous en déduisons $R_{data,source}$

- Dans un premier temps, nous supposons que :

$$R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$$

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}$$

$$BER_{cible,data} = 10^{-1}$$

Le débit de transmission possible pour les deux méthodes est présenté à la Figure 4.23.

Nous en concluons que pour respecter au mieux les contraintes données ci-dessus, il vaudra mieux transmettre en multiplexage temporel jusqu'à $SNR = 25\text{dB}$, et en multiplexage spatial pour des SNR plus élevés. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que le phénomène de diversité est présent dans le multiplexage temporel, or elle est moins importante à faible SNR , donc le multiplexage temporel est optimal à faible SNR .

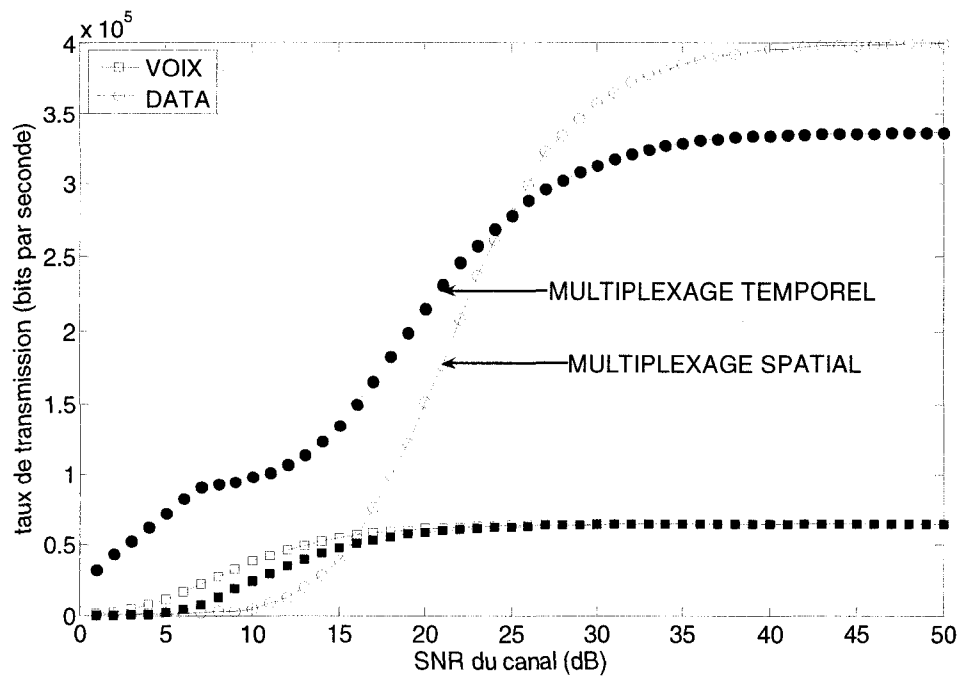


Figure 4.23. Taux de transmission en Multiplexage Temporel et en Multiplexage spatial lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.

- Nous supposons dans un deuxième temps que :

$$R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$$

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}$$

$$BER_{cible,data} = 10^{-2}$$

Le BER cible pour le flux de data est plus faible que dans notre première résolution.

Les débits de transmission sont comparés à la Figure 4.24. Nous en concluons que pour respecter au mieux les contraintes données ci-dessus, il vaudra mieux transmettre en multiplexage temporel de SNR = 7dB à SNR = 35dB, et en multiplexage spatial pour des SNR plus élevés. Nous notons que le BER cible à respecter pour le flux de data est plus faible. Nous observons que dans ce cas, le multiplexage spatial est optimal à partir d'un SNR plus élevé.

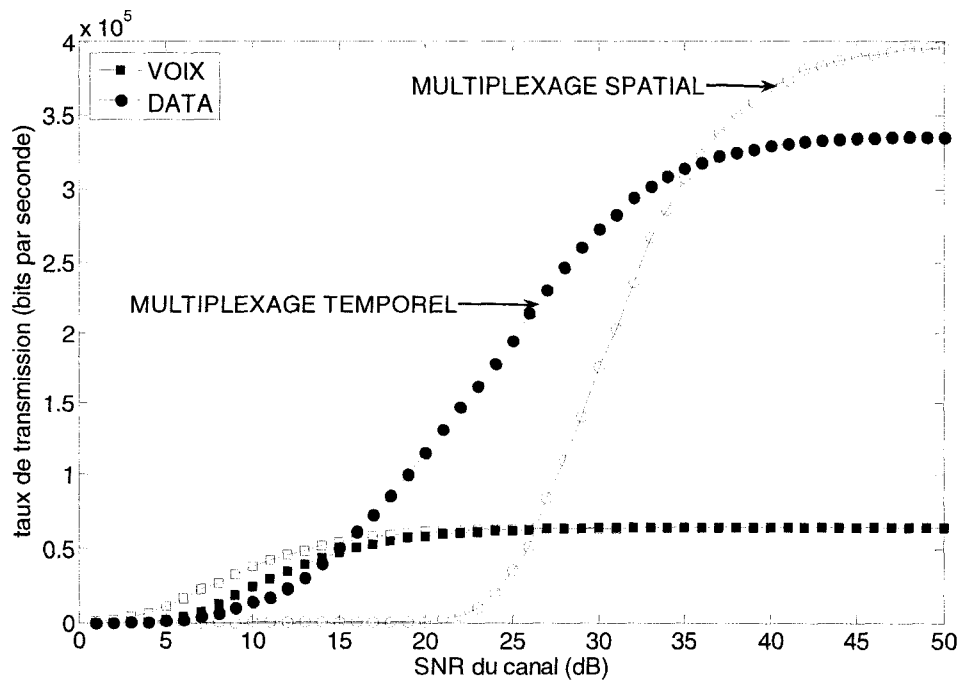


Figure 4.24. Taux de transmission en Multiplexage Temporel et en Multiplexage spatial lorsque $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$, et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

4.4. Optimisation du problème de transmission en double dimension (spatiale et temporelle simultanément)

4.4.1. Principe de l'algorithme

Nous supposons toujours que nous avons les expressions suivantes pour les SNR en sortie des antennes de réception :

$$SNR_1 = 2 \cdot \alpha \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}$$

$$SNR_2 = 2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{SNR_{CANAL}}{M_T} \cdot \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}$$

Le but de cette partie est d'utiliser les deux dimensions (temporelle et spatiale) lors de la résolution de notre problème de transmission. Au lieu de considérer d'une part une variation du temps alloué à chaque flux, et d'autre part une variation de la puissance, nous introduisons un nouveau facteur de répartition temporelle β , qui nous permettra de prendre en compte simultanément les deux dimensions.

Le schéma de la Figure 4.25 permet de mieux comprendre cette nouvelle modélisation du problème.

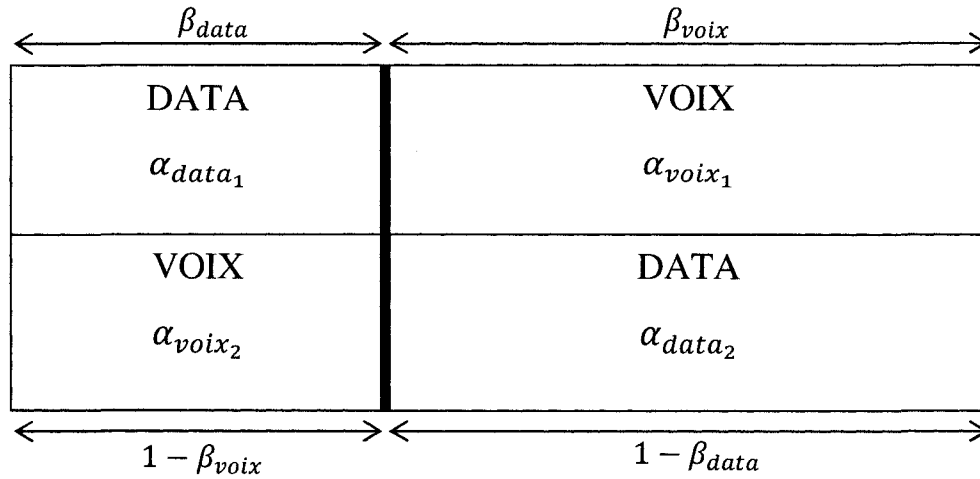


Figure 4.25. Schématisation de la transmission lorsque les deux dimensions varient (spatiale et temporelle)

Nous en déduisons les relations suivantes :

$$\alpha_{data} + \alpha_{voix} = 2 \quad (4.39)$$

$$\begin{cases} \alpha_{data,1} + \alpha_{data,2} = \alpha_{data} \\ \alpha_{voix,1} + \alpha_{voix,2} = \alpha_{voix} \end{cases} \quad (4.40)$$

$$\begin{cases} \alpha_{data,1} + \alpha_{voix,2} = 1 \\ \alpha_{data,2} + \alpha_{voix,1} = 1 \end{cases} \quad (4.42)$$

$$\begin{cases} \alpha_{data,1} + \alpha_{voix,2} = 1 \\ \alpha_{data,2} + \alpha_{voix,1} = 1 \end{cases} \quad (4.43)$$

et nous avons :

$$\begin{cases} 0 < \beta_{data} < 1 \\ 0 < \beta_{voix} < 1 \\ \beta_{data} + \beta_{voix} = 1 \end{cases} \quad (4.44)$$

À l'antenne réceptrice 1, nous pouvons exprimer le BER pour chaque flux en fonction des facteurs de répartition de puissance (α) et de temps (β) :

$$BER_{data,1} = \beta_{data} \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}\right)}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{data}^{-1}} \cdot \alpha_{data,1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}}} \right) \right] \quad (4.45)$$

$$BER_{voix,1} = \beta_{voix} \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix}^{-1}} \cdot \alpha_{voix,1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}}} \right) \right] \quad (4.46)$$

De même, à l'antenne réceptrice 2, nous avons :

$$BER_{data,2} = (1 - \beta_{data}) \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{data}}}\right)}{\log_2 M_{data}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{data}^{-1}} \cdot \alpha_{data,2} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}}} \right) \right] \quad (4.47)$$

$$BER_{voix,2} = (1 - \beta_{voix}) \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix}^{-1}} \cdot \alpha_{voix,2} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}}} \right) \right] \quad (4.48)$$

et nous avons :

$$\begin{cases} BER_{data,calculé} = BER_{data,1} + BER_{data,2} & (4.49) \\ BER_{voix,calculé} = BER_{voix,1} + BER_{voix,2} & (4.50) \end{cases}$$

Ces deux taux d'erreur doivent être les plus proches possibles des BER cibles de la data et de la voix.

Nous pouvons inverser les équations (4.45) à (4.48) pour obtenir les expressions des facteurs de répartition de puissance en fonction des BER cibles à atteindre.

À l'antenne 1, nous obtenons :

$$\alpha_{data,1} = \frac{(M_{data}-1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data}-1}} \cdot \log_2 M_{data} \cdot \frac{BER_{data,1}}{4 \cdot \beta_{data}} \right) \right]^2 \quad (4.51)$$

$$\alpha_{voix,1} = \frac{(M_{voix}-1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{voix}}}{\sqrt{M_{voix}-1}} \cdot \log_2 M_{voix} \cdot \frac{BER_{voix,1}}{4 \cdot \beta_{voix}} \right) \right]^2 \quad (4.52)$$

et à l'antenne 2 :

$$\alpha_{data,2} = \frac{(M_{data}-1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data}-1}} \cdot \log_2 M_{data} \cdot \frac{BER_{data,2}}{4 \cdot (1-\beta_{data})} \right) \right]^2 \quad (4.53)$$

$$\alpha_{voix,2} = \frac{(M_{voix}-1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{voix}}}{\sqrt{M_{voix}-1}} \cdot \log_2 M_{voix} \cdot \frac{BER_{voix,2}}{4 \cdot (1-\beta_{voix})} \right) \right]^2 \quad (4.54)$$

Lorsque $\beta_{voix} = 0$ ou 1 (donc $\beta_{data} = 1$ ou 0 respectivement), nous retrouvons le cas du multiplexage spatial étudié dans la partie 4.2.4.

Le principe de l'algorithme construit pour résoudre le problème de transmission sous les contraintes posées se déroule comme suit pour chaque réalisation du canal :

- **1^{ère} étape** : nous cherchons le facteur de modulation pour la voix qui vérifie la contrainte sur $R_{voix,source}$.

Pour β_{voix} variant entre 0 et 1 nous effectuons les deux étapes suivantes :

- **2^{ème} étape** : nous cherchons tous les couples $(\alpha_{voix,1}, \alpha_{voix,2})$ qui vérifient la contrainte sur le $BER_{voix,cible}$.

En effet, nous avons, grâce aux équations 4.46, 4.48 et 4.50 :

$$\begin{aligned}
 BER_{voix,calculé} &= BER_{voix,1} + BER_{voix,2} \\
 &= \beta_{voix} \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix} - 1} \cdot \alpha_{voix,1} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{1,1}}} \right) \right] \\
 &\quad + (1 \\
 &\quad - \beta_{voix}) \cdot 4 \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{voix}}}\right)}{\log_2 M_{voix}} \cdot \left[Q \left(\sqrt{\frac{3}{M_{voix} - 1} \cdot \alpha_{voix,2} \cdot \frac{SNR_{canal}}{M_T} * \frac{1}{[(H^H * H)^{-1}]_{2,2}}} \right) \right]
 \end{aligned}$$

À cette étape, le but est de trouver le plus petit couple $(\alpha_{voix,1}, \alpha_{voix,2})$ qui minimise l'écart entre $BER_{voix,calculé}$ et $BER_{voix,cible}$. Nous connaissons donc à la fin de cette étape $\alpha_{voix} = \alpha_{voix,1} + \alpha_{voix,2}$.

- **3^{ème} étape** : nous en déduisons les valeurs calculées (théoriques) des facteurs de répartition de puissance grâce à 4.39, 4.42 et 4.43 :

$$\alpha_{data,theorique} = 2 - \alpha_{voix}$$

$$\alpha_{data,1,theorique} = 1 - \alpha_{voix,2}$$

$$\alpha_{data,2,theorique} = 1 - \alpha_{voix,1}$$

Le but est alors de trouver le facteur de modulation pour la data qui minimise l'écart entre les valeurs théoriques et expérimentales des facteurs de répartition de puissance.

Nous calculons les valeurs expérimentales grâce aux formules 4.51 et 4.53 :

$$\alpha_{data,1,calculé} = \frac{(M_{data} - 1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{1,1} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data} - 1}} \cdot \log_2 M_{data} \cdot \frac{BER_{data,1}}{4 \cdot \beta_{data}} \right) \right]^2$$

$$\alpha_{data,2,calculé} = \frac{(M_{data} - 1)}{3} \cdot \frac{M_T}{SNR_{canal}} \cdot [(H^H * H)^{-1}]_{2,2} \cdot \left[Q^{-1} \left(\frac{\sqrt{M_{data}}}{\sqrt{M_{data} - 1}} \cdot \log_2 M_{data} \cdot \frac{BER_{data,2}}{4 \cdot (1 - \beta_{data})} \right) \right]^2$$

Nous minimisons successivement $|\alpha_{data,1,theorique} - \alpha_{data,1,calculé}|$ et $|\alpha_{data,2,theorique} - \alpha_{data,2,calculé}|$. Nous obtenons les valeurs de $\alpha_{data,1,calculé}$ et $\alpha_{data,2,calculé}$ qui sont les plus proches des valeurs théoriques.

Nous pouvons donc ensuite calculer $\alpha_{data,calculé} = \alpha_{data,1,calculé} + \alpha_{data,2,calculé}$. La valeur minimale de $|\alpha_{data,theorique} - \alpha_{data,calculé}|$ correspond finalement au facteur de modulation optimal.

Enfin, nous en déduisons le taux de transmission de la data.

- **4^{ème} étape** : les trois étapes précédentes sont réalisées pour β_{voix} variant de 0 à 1 (au sens strict) : pour chacune de ces valeurs, et pour chaque SNR, on trouve un

taux de transmission maximum. Nous cherchons alors la valeur de β_{voix} qui maximise cette série de $R_{data,source}$, à un SNR donné pour la moyenne de toutes les itérations des canaux. Ainsi, pour chaque SNR de canal, nous effectuons la moyenne (sur le nombre de canaux) des valeurs de $R_{data,source}$ trouvées par les étapes 1 à 3. Nous obtenons un tableau contenant les neuf valeurs de $R_{data,source}$, pour chaque β_{voix} (variant de 0,1 à 0,9), et pour chaque SNR, comme le montre le Tableau 4.3.

Nous choisissons alors le maximum des taux de transmission, qui est associé à une valeur optimale de β_{voix} . Les résultats sont présentés dans le Tableau 4.4. Nous retrouvons les valeurs choisies à l'étape précédente. Nous avons donc trouvé la valeur du facteur de répartition de temps qui maximise le taux de transmission pour le flux de data, pour chaque valeur de SNR.

	SNR = 8dB	SNR = 12dB	SNR = 19dB	SNR = 28dB	SNR = 39dB	SNR = 59dB
β_{voix}	Rdata	Rdata	Rdata	Rdata	Rdata	Rdata
0,1	129000	232000	352000	375500	395500	399500
0,2	135000	233000	352500	373000	395500	400000
0,3	133000	231000	358000	373000	393500	399000
0,4	131500	229000	359000	370000	395000	399500
0,5	130500	221500	354000	374000	392500	399500
0,6	130000	230000	362500	377500	389500	400000
0,7	128500	226500	362000	382000	395500	400000
0,8	131000	231000	363500	378500	393000	399500
0,9	125000	225500	365000	373500	393000	400000

Tableau 4.3. Exemple : valeurs maximales de $R_{data,source}$ pour β_{voix} variant de 0,1 à 0,9 et SNR pour six valeurs de SNR différentes.

SNR (dB)	Rdata	β_{voix}
1	0	0.9
2	0	0.9
3	0	0.9
4	12000	0.9
5	34000	0.9
6	56000	0.4
7	75000	0.4
8	135000	0.2
9	144500	0.2
10	195000	0.8
11	243500	0.2
12	233000	0.2
13	279000	0.5
14	265000	0.9
15	307000	0.4
16	323000	0.2
17	338500	0.2
18	343000	0.3
19	365000	0.9
20	359000	0.6
21	362000	0.8
22	367500	0.6
23	372500	0.8
24	380500	0.7
25	373500	0.1
26	380500	0.1
27	381000	0.8
28	382000	0.7
29	383500	0.9
30	381000	0.9
31	386000	0.9
32	389000	0.1
33	387500	0.8
34	392500	0.1
35	388000	0.1
36	395500	0.1
37	394500	0.1
38	391000	0.3
39	395500	0.7
40	399000	0.3
41	397500	0.7
42	398500	0.7
43	399500	0.7
44	399000	0.7
45	399500	0.1
46	399500	0.2
47	399000	0.8
48	399500	0.6
49	400000	0.9
50	400000	0.7

Tableau 4.4. Exemple : valeur optimale de $R_{data,source}$ et de β_{voix} correspondante pour SNR variant de 0 à 50dB.

4.4.2. Résultats

Nous utilisons l'algorithme décrit dans la partie précédente, pour $n = 200$ itérations de canal. Nous supposons que : $R_{canal} = 1 \text{ MHz}$, $T_{duty\ cycle} = 20 \text{ ms}$, et $T_{slot} = 1 \text{ ms}$.

Dans un premier temps, nous faisons l'hypothèse que les contraintes à respecter sont les mêmes que dans la section 4.2.2., c'est-à-dire, on veut respecter lors de la transmission :

$$\begin{aligned} R_{voix,source} &= 64 \text{ Kbps} \\ BER_{cible,voix} &= 10^{-2} \\ BER_{cible,data} &= 10^{-1} \end{aligned}$$

Les résultats sont présentés aux Figures 4.26 et 4.27. La Figure 4.26 nous montre l'évolution du taux de transmission optimal pour le flux de la data. Grâce à la Figure 4.27, nous observons que le taux de transmission trouvé grâce à cette méthode est largement meilleur que celui correspondant au multiplexage spatial et au multiplexage temporel, dès que le SNR est supérieur à 8dB. $R_{data, source}$ a tendance à tendre vers 400kbps pour des SNR supérieurs à 35dB, ce qui était déjà observable pour les multiplexages temporel et spatial.

Les deux méthodes étudiées en 4.2.2 et 4.2.4 (multiplexage temporel et multiplexage spatial), prises séparément, formaient des cas extrêmes du problème de transmission étudié, et le fait de les considérer en même temps dans la résolution améliore grandement les résultats. Nous avons établi une méthode double-dimensionnelle qui permet d'optimiser le choix des grandeurs reliées à la transmission. Cette méthode

forme un compromis entre les deux méthodes étudiées au préalable où nous maximisons à la fois le facteur de répartition de puissance et celui de temps.

Il en résulte que nous sommes capables de transmettre les deux flux de données, en respectant les contraintes fixées, et en optimisant le taux de transmission à la source pour le flux en Best Effort (data). Nous avons répondu à la problématique de départ.

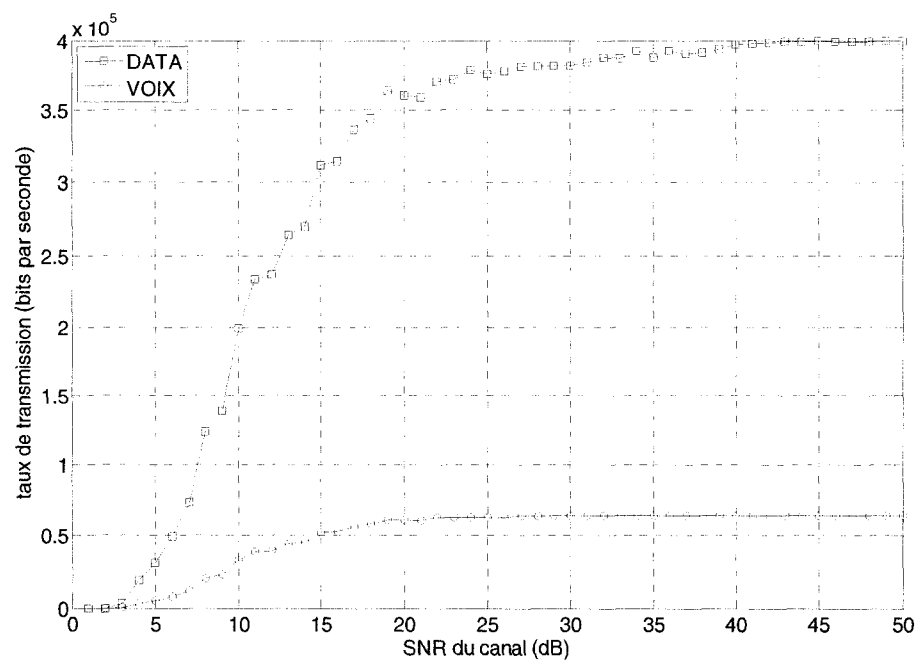


Figure 4.26. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de canal, dans le cas de la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), pour $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.

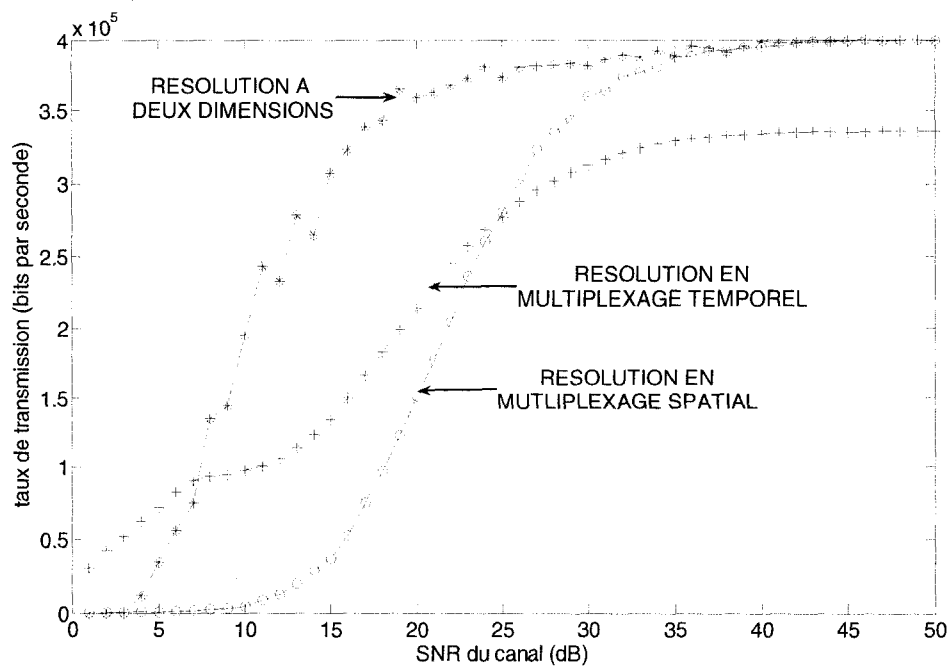


Figure 4.27. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de canal : comparaison entre la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), le multiplexage spatial et le multiplexage temporel. Cas où $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.

Dans un deuxième temps, nous supposons que les contraintes à respecter lors de la transmission sont:

$$R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$$

$$BER_{cible,voix} = 10^{-2}$$

$$BER_{cible,data} = 10^{-2}$$

Le BER à atteindre pour la data est donc plus faible que dans le cas précédent, et nous nous demandons quelle influence cela aura sur nos résultats. Les résultats sont présentés aux Figures 4.28. et 4.29. La Figure 4.28 nous montre l'évolution du taux de transmission optimal pour le flux de la data. La Figure 4.29 nous fournit les mêmes renseignements que la Figure 4.27 : le taux de transmission trouvé grâce à cette méthode est largement meilleur que celui correspondant au multiplexage spatial et au multiplexage temporel, pour tous les SNR. $R_{data, source}$ a tendance à tendre vers 400kbps pour des SNR supérieurs à 35dB (ce qui, cette fois, n'était pas le cas pour les multiplexage temporel).

Nous comparons alors les résultats pour les BER cibles différents. Ils sont donnés dans la Figure 4.30. Elle permet de comparer le taux de transmission du flux de data optimal trouvé dans les deux cas. Nous en concluons que pour un BER cible moins faible, le taux de transmission atteignable sera plus élevé. Ainsi, pour SNR = 20dB, $R_{data | BER_{cible,data}=0.01} = 332 \text{ Kbps}$ et $R_{data | BER_{cible,data}=0.1} = 361 \text{ Kbps}$, soit une amélioration de 29Kbps. Pour SNR = 24dB, l'amélioration est de 36.2Kbps, puisque $R_{data | BER_{cible,data}=0.01} = 342,5 \text{ Kbps}$ et $R_{data | BER_{cible,data}=0.1} = 378,7 \text{ Kbps}$.

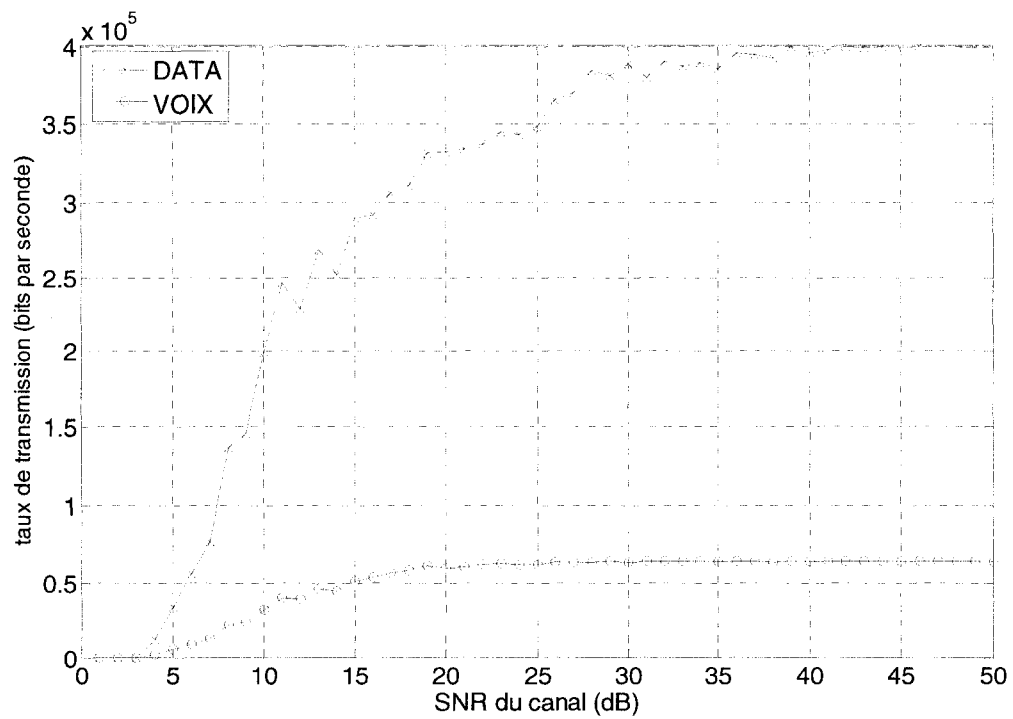


Figure 4.28. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de canal, dans le cas de la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), pour $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

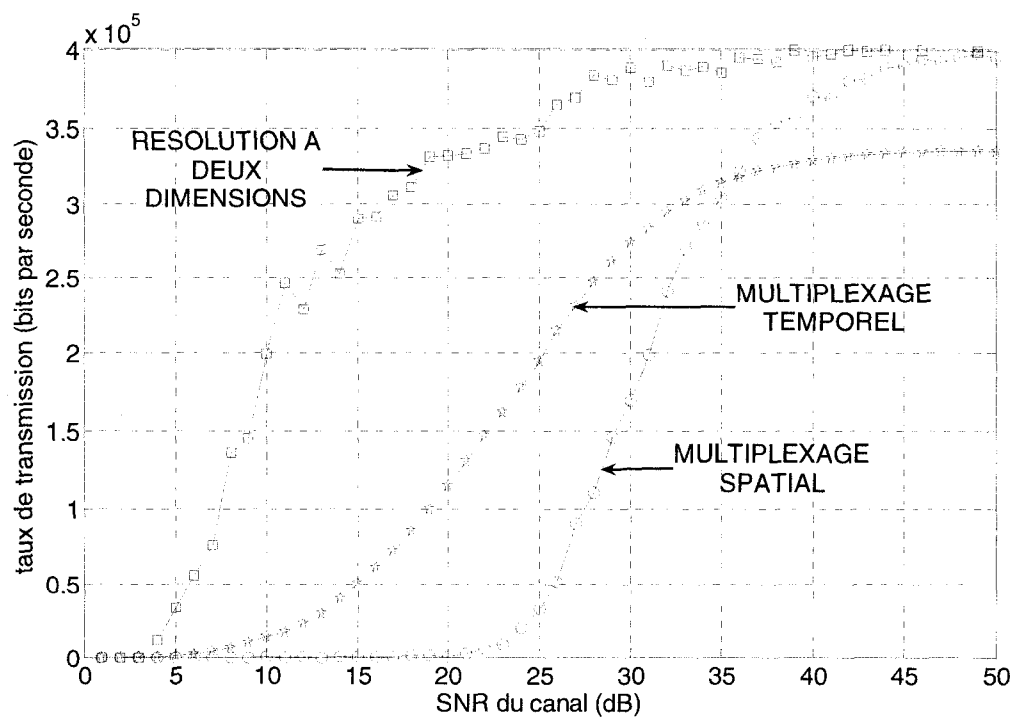


Figure 4.29. Taux de transmission du flux de data et de voix en fonction du SNR de canal : comparaison entre la résolution à deux dimensions (spatiale et temporelle), le multiplexage spatial et le multiplexage temporel. Cas où $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

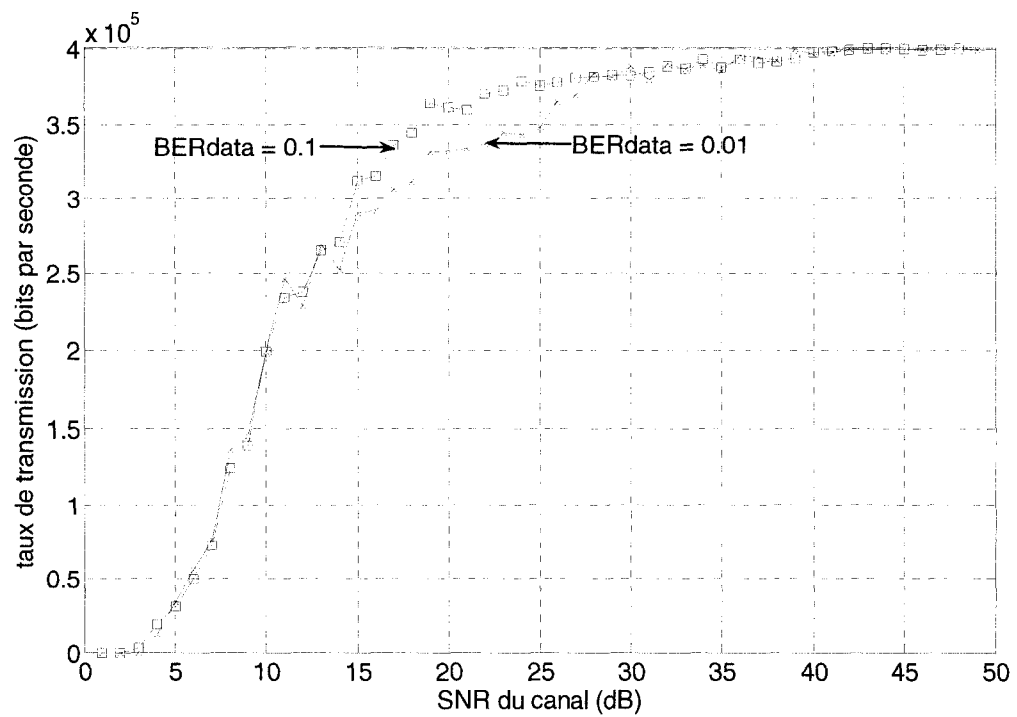


Figure 4.30. Taux de transmission du flux de data en fonction du SNR de canal : comparaison entre le cas où $BER_{cible,data} = 10^{-1}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

CHAPITRE 5:

CONCLUSION

Dans ce mémoire, nous avons analysé la transmission de deux flux de données distincts à travers un canal MIMO sans-fil : nous avons considéré un flux de données pures (appelé data) et un flux de données audio (appelé voix). En posant une contrainte de taux d'erreur admissible pour chacun de ces flux, et un taux de transmission à la source pour le flux de la voix, nous avons réussi à caractériser la transmission de ces deux Classes de Service en termes de satisfaction de la Qualité de Service.

Nous avons étudié trois méthodes différentes pour la transmission. La première, le multiplexage temporel, consiste en l'envoi des deux CoS l'une après l'autre. Le multiplexage spatial permet d'envoyer les flux en même temps, à puissance variable. Ces deux méthodes sont les cas extrêmes de la troisième, où nous considérons les deux dimensions (spatiale et temporelle) simultanément.

Nous avons montré que le multiplexage temporel sera meilleur que le multiplexage spatial à bas SNR : le taux de transmission que l'on peut assigner à la source au flux de data est en effet supérieur à celui du multiplexage spatial, pour des SNR faibles. Ce dernier se révèle optimal pour des SNR plus élevés. La valeur du SNR pour lequel le multiplexage spatial devient la méthode de transmission optimale dépend essentiellement du BER cible imposé pour le flux de data (plus il est grand, plus le multiplexage spatial devient meilleur pour de faibles SNR).

Nous avons également prouvé que la méthode de résolution à double dimension était optimale et permettait d'atteindre un taux de transmission pour le flux de data

supérieur aux deux méthodes précédentes. Nous arrivons toujours à trouver des facteurs de répartition spatiale et temporelle qui optimisent cette valeur de $R_{data,source}$.

Nous avons donc résolu le problème soulevé au début de ce mémoire : nous sommes capables de transmettre deux flux de données différents en respectant un certain nombre de contraintes fixées par l'utilisateur (liées à la Qualité de Service), tout en optimisant la transmission.

Lors de cette étude, nous sommes arrivés progressivement à l'élaboration de la résolution du problème en double dimension. Au départ, la validation du modèle théorique nous a amené naturellement à l'étude séparée du multiplexage temporel puis spatial. Le problème soulevé était alors de se demander dans quelle mesure nous étions encore capable d'améliorer l'optimisation de la transmission.

Différentes ouvertures sont envisageables dans le cadre de ce mémoire. Ces méthodes sont généralisables pour un plus grand nombre de Classes de Service : données ftp, audio, images... Nous pourrions imaginer donner des priorités plus ou moins importantes à tous ces flux. Par ailleurs, une étude pour plusieurs utilisateurs du réseau est possible. Nous nous sommes concentrés sur une transmission point-à-point qui n'impliquait pas de choix d'utilisateur prioritaire. Enfin, les mêmes développements pourraient être réalisés pour d'autres types de canaux et de configuration MIMO (notamment un nombre différents d'antennes à l'émission et à la réception).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Luis M. Correia, *Mobile Broadband Multimedia Networks: Techniques, Models and Tools for 4G*, Academic Press, 2006.
- [2] Rahim Tafazolli, *Technologies for the Wireless Future: Wireless World Research Forum (WWRP), Volume 2*, John Wiley & Sons, 2006. Vol. 2006.
- [3] David Tse, *Fundamentals of wireless communications*, Cambridge, 2005.
- [4] Jack Salz, "Digital transmission over cross-coupled linear channels", *Bell System Technical Journal*, July-August 1985, Vol. 64.
- [5] J.H. Winters, "On the capacity of radio wireless communication systems with diversity in a rayleigh fading environment". *IEEE J.Select.Areas Commun.* June 1987, Vols. 5, no.5, pp. 871 - 878.
- [6] J.H.Winters, J.Salz and R.D.Gitlin, "The capacity increase of wireless systems with antenna diversity", *Princeton, NJ: Proc. of the 26th Annual Conference on Information Science and Systems*, March 1992.
- [7] William Webb, *Wireless Communications: The Future*, John Wiley & Sons, 2007.
- [8] Antony Oodan, *Telecommunications Quality of Service Management: From Legacy to Emerging Services*, IET, 2003.
- [9] (CCITT) International Telegraph and Telephone Consultative Committee, "General quality of service parameters for communication via public data networks", Octobre 1992, Vol. X.140.
- [10] (ITU), International Telecommunication Union. "Terms and definitions related to quality of service and network performance including dependability", 1994, Vol. E.800.
- [11] Site Internet de Michelle Blanc, Management de Projet,
<http://www.michelleblanc.com/2007/09/10/gestion-de-projet-et-balancoire/>

- [12] N. Chiurtu, B. Rimoldi, E. Telatar, "On the capacity of multi-antenna gaussian channels", *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory 2001*. June 2001, Vol. p. 53.
- [13] Alkan Soysal, Sennur Ulukus, "Optimum Power Allocation for Single-User MIMO and Multi-User MIMO-MAC with Partial CSI", *IEEE Asilomar Conference*, 2006.
- [14] Nihar Jindal, Wonjong Rhee, Sriram Vishwanath, Syed Ali Jafar, Andrea Goldsmith, "Sum Power Iterative Water-Filling for Multi-Antenna Gaussian Broadcast Channels", *IEEE Transactions on Information Theory*. April 2005, Vols. 51, no. 4.
- [15] Pramod Viswanath, David Tse, Venkat Anantharam, "Asymptotically Optimal Water-filling in Vector Multiple-Access Channels", *IEEE Trans. on Information Theory*. January 2001, Vols. 47, no. 1.
- [16] Wei Yu, Wonjong Rhee, Stephen Boyd, John M.Cioffi, "Iterative Water-filling for Gaussian Vector Multiple-access Channels", *IEEE Trans. on Information Theory*. January 2004, Vols. 50, no.1.
- [17] Syed Ali Jafar, Andrea Goldsmith, "Transmitter Optimization and Optimality of Beamforming for Multiple Antenna Systems", *IEEE Trans. on Wireless Communications*. July 2004, Vols. 3, no. 4.
- [18] Liang, Jing Liang and Qilian, "SVD-QR-T FCM Approach for Virtual MIMO Channel Selection in Wireless Sensor Networks", *International Conference on Wireless Algorithms, Systems and Applications*. 2007.
- [19] M. Ching-Shyang, W. Yeong-Cheng, and C. Jiunn-Tsair, "Structure-based water-filling algorithm in multipath mimo channels", *Proc. IEEE (ICASSP '04), Int. Conf. on Acoust., Speech, Signal Processing*. May 2004, Vols. 2, pp. 317 - 323.
- [20] Alkan Soysal, Sennur Ulukus, "Optimality of Beamforming in fading MIMO multiple-access channels", *Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore*. January 2007.

- [21] —. "Asymptotic Optimality of Beamforming in Multi-user MIMO-MAC with No or Partial CSI at the transmitters", *Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore*. January 2007.
- [22] Wei Yu, Wonjong Rhee, John M.Cioffi, "The optimality of beamforming in Uplink Multiuser Wireless Systems", *IEEE Trans. on Wireless Comm.* January 2004, Vols. 3, no. 1.
- [23] David Haccoun, *Théorie des Communications - Support du Cours ELE6703 de l'Ecole Polytechnique de Montréal*. Montréal : Presses Internationales Polytechnique, Janvier 2007.
- [24] Jean Conan, *Radiocommunications mobiles, système et conception, partie 1 - Support du cours ELE6708 de l'Ecole Polytechnique de Montréal*, Montréal : Presses Internationales Polytechnique, 2001.
- [25] P.Rung. *Analyse et évaluation des performances d'erreur du codage spatio-temporel en blocs pour des systèmes de communication sans-fil dans des canaux à évanouissements, Mémoire de maîtrise*. Canada : Ecole Polytechnique de Montréal, 2003.
- [26] Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar, Dhananjay Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [27] David Parera, *Etude de la capacité du lien ascendant d'un système MIMO multi-usagers, Mémoire de maîtrise*. Canada : Ecole Polytechnique de Montréal, 2007.
- [28] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-Shan Shiu, Peter J.Smith, Ayman Naguib. "From theory to practice: an overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. April 2003, Vols. 21, no. 3.
- [29] E.Biglieri, "Fading Channels : information-theoretic and communications aspects", *IEEE Trans. Inform. Theory*. Octobre 1998, Vols. 44, no 6, pp. 2619-2692.
- [30] Philip A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels". *IEEE Trans. on Communication*, Dec. 1963, vol.11, no 4.

- [31] L. Ozarow, S. Shamai, A. Wyner, "Information theoretic considerations for cellular mobile radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.* Apr. 2002, Vols. 43, no. 2, pp. 359-378.
- [32] T. Marzetta and S. Shamai, "Multiuser capacity in block fading with no channel state information", *IEEE Trans. Inform. Theory.* Apr. 2002, Vols. 48, no. 4, pp. 938 - 942.
- [33] C. Komninakis, "A fast and accurate rayleigh fading simulator", *Proc. IEEE (GLOBECOM '03) Global Telecommunications Conference.* Dec. 2003, Vols. pp. 432 - 437.
- [34] D. Chizhik, J. Ling, P. Wolniansky, R. Valenzuela, N. Costa and K. Huber. "Multiple-Input-Multiple-Output measurements and modeling in Manhattan", *IEEE J. Select. Areas Commun.* Apr. 2003, Vols. 21, no. 3, pp. 321 - 331.
- [35] D. Le Guennec, *Théorie de l'information, Support de Cours.* Paris : Supélec, 2004.
- [36] John G. Proakis, *Digital Communications.* 4th Edition, McGraw Hill Higher Education, 09/2000.
- [37] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication.* New-York : John Wiley and Sons, 1968.
- [38] Stephen G. Wilson, *Digital Modulation and Coding .* Prentice-Hall, 1996.
- [39] David Haccoun, *Détection, décision, estimation des signaux - Support du cours ELE6701A de l'Ecole Polytechnique de Montréal.* Montréal : Presses internationales Polytechnique, Août 2006.
- [40] Jianha Lu, K. B. Letaief, Justin C-I Chuang, and Ming L. Liou, "M-PSK and M-QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts", *IEEE Trans. on Comm.* February 1999, Vols. 47, no. 2.
- [41] Young-il Shin, Tae-Sung Kang, Hyung-Myung Kim, "An efficient resource allocation for multi-user MIMO-OFDM systems with zero-forcing beamformer", *The*

18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2007.

[42] Daewon Song, Chang Wen Chen, "QoS Guaranteed SVC-based Video Transmission over MIMO Wireless Systems with Channel State Information", *IEEE*. 2006.

[43] Jia Tang, Xi Zhang, "Cross-Layer-Based Modeling for Quality of Service Guarantees in Mobile Wireless Networks", *IEEE Communications Magazine*. January 2006.

[44] Dapeng Wu, Rohit Negi, "Effective Capacity: A Wireless Link Model for Support of Quality of Service", *IEEE Trans. on Wireless Communications*. July 2003, Vols. 2, no. 4.

[45] Jia Tang, "Effective Bandwidth-Based QoS Provisioning for Real-Time Audio/Video Streaming over MIMO-OFDM Wireless Networks", *IEEE International Parallel and Distributed Processing Symposium*. 2005.

[46] R.B.Ertel, P. Cardieri, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications*. February 1998, Vol. 98.

[47] Emre Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels", *European Trans. Telecomm.*, 1999.

[48] Sennur Ulukus, Alkan Soysal, "Transmit Directions and Optimality of Beamforming in MIMO-MAC with partial CSI at the transmitters", *Conference on Information and Systems*. March 2005.

[49] G.J Foschini, M.J Gans, "Wireless Personal Communications". *Chapter 6 - On limits of wireless communications in a fading environment when Using Multiple Antennas*. Kluwer Academic Publishers, 1998.

[50] Aradhana Narula, M.J.Lopez, M.D.Trott, G.W.Wornell, "Efficient Use of Side Information in Multiple-Antenna Data Transmission over Fading Channels", *IEEE Journal on selected Areas in Communications*. October 1998, Vols. 16, no. 8.

Annexe A :
Résultats des simulations de la résolution en Multiplexage Temporel

SNR	Rdata	SNR	Rdata
1	31130	26	288230
2	42470	27	295730
3	51930	28	302060
4	62010	29	307780
5	71560	30	312850
6	82460	31	317100
7	90360	32	320810
8	93060	33	324070
9	94580	34	326660
10	98070	35	328740
11	100860	36	330400
12	106250	37	331780
13	113500	38	332670
14	123150	39	333410
15	134390	40	334090
16	149760	41	334450
17	165870	42	334820
18	183030	43	335020
19	198980	44	335190
20	214940	45	335330
21	230950	46	335480
22	245640	47	335680
23	257530	48	335760
24	268430	49	335840
25	277670	50	335840

Tableau A.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage temporel, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.

SNR	Rdata	SNR	Rdata
1	0	26	213890
2	0	27	230820
3	100	28	246540
4	260	29	260110
5	860	30	272860
6	1970	31	283280
7	3940	32	293970
8	6820	33	301970
9	10010	34	308660
10	13640	35	313660
11	17360	36	318150
12	22760	37	322290
13	29910	38	324820
14	40080	39	327020
15	50490	40	329290
16	61060	41	330780
17	72660	42	331980
18	85100	43	332730
19	99490	44	333470
20	114540	45	334130
21	131040	46	334670
22	146830	47	335130
23	161830	48	335470
24	177940	49	335600
25	194500	50	335600

Tableau A.2 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage temporel, lorsque $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

Annexe B :
Résultats des simulations de la résolution en Multiplexage Spatial

SNR	Rdata	SNR	Rdata
1	200	26	305800
2	400	27	324000
3	600	28	334400
4	800	29	347800
5	500	30	361600
6	800	31	362700
7	2200	32	373500
8	2600	33	376600
9	3800	34	380000
10	4300	35	388000
11	9100	36	384800
12	11900	37	391600
13	22400	38	394000
14	27000	39	394000
15	39900	40	395200
16	56500	41	393600
17	77500	42	398000
18	96000	43	397900
19	126400	44	398000
20	160100	45	398000
21	171300	46	400000
22	197200	47	397600
23	226800	48	399600
24	267700	49	399600
25	277100	50	398800

Tableau B.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage spatial, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-1}$.

SNR	Rdata	SNR	Rdata
1	0	26	51100
2	0	27	89800
3	0	28	109900
4	0	29	145600
5	0	30	169600
6	0	31	198000
7	0	32	240800
8	0	33	268400
9	0	34	286800
10	100	35	304400
11	0	36	322000
12	100	37	343600
13	0	38	353200
14	200	39	357200
15	100	40	370400
16	100	41	368400
17	500	42	380000
18	1000	43	381200
19	800	44	388000
20	700	45	390000
21	2300	46	394400
22	5400	47	392000
23	8500	48	395200
24	20400	49	397200
25	33300	50	395200

Tableau B.2 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, dans le cas du multiplexage spatial, lorsque $R_{voix,source} = 64 Kbps$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

Annexe C :
Tableaux de valeurs des simulations pour la résolution à deux dimensions

SNR	Rdata	SNR	Rdata
1	0	26	365000
2	0	27	369500
3	0	28	383500
4	12000	29	381000
5	34000	30	388000
6	56000	31	379000
7	76000	32	390000
8	136000	33	387000
9	145000	34	389000
10	198500	35	385000
11	245500	36	395000
12	228500	37	394000
13	268500	38	392000
14	252000	39	399500
15	289500	40	396000
16	291500	41	397500
17	306000	42	399500
18	311000	43	399000
19	331500	44	399500
20	332000	45	400000
21	334000	46	399500
22	337000	47	400000
23	344500	48	400000
24	342500	49	399000
25	348000	50	400000

Tableau C.1 : Valeurs de $R_{data,cible}$ pour SNR variant de 1 à 50dB, lorsque $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.

SNR	β_{voix}	SNR	β_{voix}
1	0.9	26	0.3
2	0.9	27	0.5
3	0.9	28	0.7
4	0.9	29	0.8
5	0.9	30	0.6
6	0.9	31	0.9
7	0.9	32	0.9
8	0.8	33	0.7
9	0.3	34	0.7
10	0.6	35	0.6
11	0.4	36	0.7
12	0.2	37	0.2
13	0.5	38	0.6
14	0.2	39	0.5
15	0.6	40	0.9
16	0.2	41	0.3
17	0.9	42	0.1
18	0.2	43	0.3
19	0.2	44	0.3
20	0.1	45	0.6
21	0.2	46	0.7
22	0.2	47	0.8
23	0.2	48	0.6
24	0.4	49	0.9
25	0.3	50	0.9

Tableau C.2 : Valeurs de β_{voix} pour SNR variant de 1 à 50dB, lorsque $R_{voix,source} = 64 \text{ Kbps}$, $BER_{cible,voix} = 10^{-2}$ et $BER_{cible,data} = 10^{-2}$.