

**Titre:** Modélisation et analyse d'un réseau cognitif sans fil utilisant l'étalement spectral  
Title: l'étalement spectral

**Auteur:** Jérôme Gaveau  
Author:

**Date:** 2014

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Gaveau, J. (2014). Modélisation et analyse d'un réseau cognitif sans fil utilisant l'étalement spectral [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal].  
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/1612/>

## Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/1612/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Christian Cardinal, & David Haccoun  
Advisors:

**Programme:** génie électrique  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MODÉLISATION ET ANALYSE D'UN RÉSEAU COGNITIF SANS FIL UTILISANT  
L'ÉTALEMENT SPECTRAL

JÉRÔME GAVEAU  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
DÉCEMBRE 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

MODÉLISATION ET ANALYSE D'UN RÉSEAU COGNITIF SANS FIL UTILISANT  
L'ÉTALEMENT SPECTRAL

présenté par : GAVEAU Jérôme

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. FRIGON Jean-François, Ph.D., président

M. CARDINAL Christian, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. HACCOUN David, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. NERGUIZIAN Chahé, Ph.D., membre

## REMERCIEMENTS

Dans ces quelques lignes, je tiens à remercier les principales personnes qui m'ont permis de réaliser ce travail.

Tout d'abord, je tiens à remercier mon directeur M. Cardinal et mon codirecteur M. Hacoun, qui m'ont guidé sur les sentiers de la recherche et m'ont permis de mener à bien ce projet. Je les remercie aussi pour l'aide financière qu'ils m'ont fournie.

J'exprime aussi ma gratitude pour l'École Supérieur d'électricité (Supélec) ainsi que pour l'École Polytechnique de Montréal sans lesquelles je n'aurai pu vivre cette expérience de double diplôme passionnante.

Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui été autour de moi pendant ce séjour, je pense à mes colocataires et à mes amis, Alexandre, Aurélien, Adrien, Jonathan, Simon, Jaber, Maxime, Eddy et Sophie.

Enfin, je tiens à remercier ma famille qui m'a soutenu à chaque instant sur tous les plans, Papa, Maman, Fredo et Tiffany.

## RÉSUMÉ

L'objectif est d'étudier l'étalement spectral dans un réseau cognitif sans fil afin de caractériser le concept pour des recherches futures.

La recherche en télécommunication s'oriente vers une utilisation du spectre fréquentiel moins rigide. Des études ont montré que malgré une réservation complète et fixe de cette ressource, son utilisation en reste très inégale ; il y a présence d'encombrements ou d'inactivité en fonction du lieu, des fréquences et de la période. C'est pourquoi l'accès à des usagers non licenciés est très étudié de nos jours. Une grande partie des études s'oriente vers la communication dans les trous de spectre.

Cependant, ces dernières requièrent une complexité importante liée à l'écoute du canal pour éviter les superpositions qui nuiraient à l'usager ayant les droits. De plus, la popularisation d'une telle technique augmenterait les risques de collisions ce qui rendrait l'écoute et la stratégie plus complexe. Nous désirons donc étudier une technique différente qu'est l'étalement de spectre et plus particulièrement le facteur d'étalement permettant cet élargissement spectral.

En effet, le fait de communiquer avec une densité de puissance faible permet la superposition des usagers entre eux. Il y a donc une suppression des écoutes du canal pour éviter les collisions et donc une diminution de la complexité du système vis-à-vis de l'intégration. Malgré les contraintes de puissances appliquées aujourd'hui par les autorités, le concept reste prometteur pour un usage dans les communications de demain.

Dans ce travail, nous étudions le facteur d'étalement nécessaire pour obtenir des interférences blanches et gaussiennes ainsi que pour insérer un usager sous contraintes de qualité de service (Quality of Service (QoS) en anglais) au niveau des usagers ayant les droits. Nous traitons aussi l'influence des divers paramètres du système (diversité, puissance, QoS) ainsi que de la capacité usager que l'on peut obtenir à l'aide de cette technique. Les équations obtenues à l'aide des raisonnements effectués sont ensuite validées par simulations.

## ABSTRACT

The goal of this project is to study spread spectrum technique in a cognitive network in order to understand this paradigm for future research.

Telecommunication is moving toward a flexible use of spectral ressource. It has been shown that even if frequencies are bought, their use is largely unbalanced ; there are overload or inactivity depending on the location, frequencies and time. That is why, unlicensed access to users is very interesting nowadays. A lot of researches deal with the white spectrum holes.

Unfortunately, this approach is linked to a high complexity owing to the sensing of the channels and to avoid collision. Moreover, popularization of such a technique can lead to an increase in the strategic complexity to access the medium. We want to study a different technique than overlay which is underlay. Most specifically, we want to dig into the analysis of the spreading factor allowing this type of insertion.

Communicating with a low spectral density allows superposition of users without the use of sensing techniques. This is leading to a lower complexity. Despite power constraint imposed by authorities this paradigm is very encouraging and deserves a thorough analysis.

In this work, we are going to study the spreading factor which is needed to get white gaussian interference and to allow access to one Secondary user under the quality of service (QoS) constraint from the Primary and the Secondary user. We are discussing the impact of several parameters (diversity, power, QoS) and the user capacity of the system. Finally, theoretical bounds obtained will be verified by simulations.

## TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS . . . . .	iii
RÉSUMÉ . . . . .	iv
ABSTRACT . . . . .	v
TABLE DES MATIÈRES . . . . .	vi
LISTE DES TABLEAUX . . . . .	x
LISTE DES FIGURES . . . . .	xi
LISTE DES ANNEXES . . . . .	xiv
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS . . . . .	xv
<b>CHAPITRE 1 INTRODUCTION . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Concepts de base . . . . .	2
1.1.1 Réseau cognitif . . . . .	2
1.1.2 Qualité de service . . . . .	3
1.1.3 Étalement spectral . . . . .	3
1.2 Description du problème . . . . .	4
1.3 Contributions . . . . .	4
1.4 Plan du mémoire . . . . .	5
<b>CHAPITRE 2 REVUE BIBLIOGRAPHIQUE . . . . .</b>	<b>6</b>
2.1 Taxonomie . . . . .	6
2.1.1 Interweave . . . . .	8
2.1.2 Underlay . . . . .	9
2.2 Principes de l'étalement spectral . . . . .	10
2.2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) . . . . .	10
2.2.2 Direct Sequence Spread Spectrum . . . . .	11
2.2.3 Ultra WideBand (UWB) . . . . .	13
2.2.4 Enjeux actuels de UWB . . . . .	15
2.2.5 Applications . . . . .	15

2.3	Canaux de communication . . . . .	16
2.3.1	Pertes en espace libre . . . . .	16
2.3.2	Évanouissement moyenne échelle . . . . .	18
2.3.3	Évanouissement petite échelle . . . . .	18
CHAPITRE 3 Étude statistique des interférences d'un usager Secondaire au récepteur Primaire . . . . .		20
3.1	Modélisation . . . . .	20
3.1.1	Contexte . . . . .	20
3.1.2	Émission du Secondaire . . . . .	21
3.1.3	Réception au Primaire . . . . .	21
3.1.4	Simulateur utilisé . . . . .	22
3.2	Paramètres de simulation . . . . .	22
3.3	Indicateurs . . . . .	23
3.3.1	Définition d'un processus blanc gaussien . . . . .	23
3.3.2	Critère Gaussien . . . . .	24
3.3.3	Critères de « blancheur » . . . . .	24
3.4	Résultats de simulation . . . . .	27
3.4.1	Analyse de l'indicateur gaussien . . . . .	27
3.4.2	Analyse de l'indicateur d'autocorrélation . . . . .	29
3.4.3	Analyse de l'indicateur d'intercorrélation . . . . .	29
3.5	Conclusion . . . . .	30
CHAPITRE 4 Analyse et Évaluation de l'Interférence Admissible au Primaire et de l'Étalement Spectral du Secondaire . . . . .		32
4.1	Le contexte de transmission . . . . .	32
4.2	Calcul des interférences admissibles au Primary User (PU) . . . . .	33
4.2.1	Définition de la Qualité de Service . . . . .	34
4.2.2	Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (Additif White Gaussian Noise (AWGN)) . . . . .	35
4.2.3	Canal de Rayleigh . . . . .	35
4.2.4	Interprétations des résultats . . . . .	36
4.2.5	Remarque . . . . .	39
4.3	Calcul de la puissance d'émission du Secondary User (SU) . . . . .	39
4.3.1	Calculs de puissance . . . . .	40
4.4	Calcul de l'étalement du SU . . . . .	41
4.4.1	Interférences causées par le SU au récepteur PU . . . . .	41

4.4.2	Canal AWGN . . . . .	41
4.4.3	Canal de Rayleigh . . . . .	42
4.4.4	Interprétations des Résultats . . . . .	43
4.5	Simulations . . . . .	54
4.5.1	Canal AWGN . . . . .	55
4.5.2	Canal Exponentiel . . . . .	56
4.5.3	Bilan des simulations . . . . .	57
4.6	Discussions supplémentaires . . . . .	58
4.6.1	Contrainte de puissance au SU . . . . .	58
4.6.2	Variation des débits binaires . . . . .	59
4.7	Conclusion . . . . .	62
CHAPITRE 5 Capacité en termes d'usagers . . . . .		64
5.1	Contexte de l'étude . . . . .	64
5.2	Les différents types d'accès au médium concernant le Primaire . . . . .	65
5.2.1	Accès Frequency Division Multiple Access (FDMA) . . . . .	65
5.2.2	Accès OFDM . . . . .	67
5.2.3	Accès Code Division Multiple Access (CDMA)-FDMA . . . . .	68
5.3	Interférences . . . . .	68
5.3.1	Interférences au récepteur Primaire . . . . .	69
5.3.2	Inteférences au récepteur Secondaire . . . . .	70
5.4	Modélisation du problème et résolution analytique . . . . .	71
5.4.1	Primaire utilisant le FDMA . . . . .	72
5.4.2	Primaire utilisant la technique Multi-Carrier (MC)-FDMA . . . . .	73
5.4.3	Primaire utilisant la technique OFDM . . . . .	74
5.4.4	Primaire utilisant la technique CDMA-FDMA . . . . .	74
5.5	Interprétations des résultats . . . . .	76
5.5.1	Influence de $S_pNR$ . . . . .	76
5.5.2	Influence de la QoS . . . . .	79
5.5.3	Influence de l'étalement du Secondaire . . . . .	82
5.5.4	Influence de la diversité . . . . .	85
5.5.5	Discussions supplémentaires . . . . .	89
5.6	Simulations . . . . .	89
5.6.1	PU FDMA . . . . .	90
5.6.2	PU CDMA . . . . .	91
5.7	Conclusion . . . . .	93

CHAPITRE 6 Conclusion . . . . .	95
6.1 Synthèse des travaux . . . . .	95
6.2 Limitations des solutions proposées . . . . .	96
6.3 Améliorations futures . . . . .	97
6.3.1 Ajout de codage correcteur d'erreur . . . . .	97
6.3.2 Stratégie . . . . .	100
6.3.3 Coopération . . . . .	101
6.3.4 Informations sur l'état du système . . . . .	101
RÉFÉRENCES . . . . .	102
ANNEXES . . . . .	106
B.1 Calcul de la transformée de Fourier inverse d'un trapèze . . . . .	107
B.2 Lien avec le problème . . . . .	108
B.2.1 Calcul de la valeur $\Gamma_c$ . . . . .	109
B.2.2 Calcul de la pente $p$ . . . . .	109
C.1 Indicateur Gaussien . . . . .	110
C.2 Indicateur sur l'autocorrélation . . . . .	111
C.3 Indicateur sur l'Intercorrélation . . . . .	112
D.1 Fonction Q . . . . .	114
D.2 Probabilité d'erreur en Binary Phase Shift Keying (BPSK) . . . . .	114
D.3 De la loi de Rayleigh à la loi exponentielle . . . . .	115
E.1 Canal exponentiel . . . . .	117
G.1 Canal AWGN . . . . .	121
G.2 Canal exponentiel . . . . .	122
H.1 Canal AWGN . . . . .	123
H.2 Canal Rayleigh . . . . .	124
I.1 Variation de la QoS au PU . . . . .	126
I.1.1 Le PU utilise FDMA . . . . .	126
I.1.2 Le PU utilise CDMA . . . . .	126
I.2 Variation de la QoS au SU . . . . .	126
I.2.1 Le PU utilise FDMA . . . . .	126
I.2.2 Le PU utilise CDMA . . . . .	126
I.3 Variation de la diversité au PU . . . . .	127
I.3.1 Le PU utilise FDMA . . . . .	127

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Paramètres de simulation pour le critère Gaussien en fonction de $r_c$ . . . . .	28
Tableau 4.1	Paramètres de la simulation pour l' $INR$ . . . . .	36
Tableau 4.2	Valeurs en $S_pNR$ des asymptotes pour les différents types de canaux . . . . .	38
Tableau 4.3	Paramètres de la simulation pour l' $INR$ avec diversité au PU . . . . .	38
Tableau 4.4	Valeur de $1/\beta$ lorsque le PU utilise la diversité . . . . .	38
Tableau 4.5	Paramètres d'affichage des résultats . . . . .	44
Tableau 4.6	Comparaison de $\tau$ avec la probabilité d'erreur pour $T_{p(s)} = 0.99$ . . . . .	54
Tableau 4.7	Calcul de $T$ et de la valeur $S_pNR$ de l'asymptote verticale relatifs à la probabilité d'erreur moyenne $\tau$ dans un canal de Rayleigh . . . . .	54
Tableau 4.8	Paramètres de simulations . . . . .	55
Tableau 4.9	Paramètres d'affichage des résultats . . . . .	58
Tableau 5.1	Paramètres d'affichage dans un contexte sans diversité . . . . .	77
Tableau 5.2	Valeurs limites du nombre d'usagers . . . . .	77
Tableau 5.3	Valeurs limites du nombre d'usagers . . . . .	79
Tableau 5.4	Paramètres d'affichage dans un contexte sans diversité . . . . .	79
Tableau 5.5	Nombre d'usagers - FDMA . . . . .	80
Tableau 5.6	Nombre d'usagers-CDMA . . . . .	81
Tableau 5.7	Paramètres d'affichage . . . . .	82
Tableau 5.8	Nombre d'usagers . . . . .	83
Tableau 5.9	Nombre d'usagers - cas CDMA . . . . .	84
Tableau 5.10	Paramètres d'affichage . . . . .	85
Tableau 5.11	Nombre d'usagers - cas FDMA . . . . .	86
Tableau 5.12	Nombre d'usagers-cas CDMA . . . . .	88
Tableau 5.13	Paramètres d'affichage -cas FDMA . . . . .	90
Tableau 5.14	Paramètres d'affichage-cas CDMA . . . . .	92
Tableau C.1	Paramètres de simulation pour le critère Gaussien en fonction de $r_c$ . . . . .	111
Tableau C.2	Paramètres de simulation pour le critère d'autocorrélation en fonction de $r_c$ . . . . .	112
Tableau F.1	Valeurs de la simulation . . . . .	119
Tableau H.1	Paramètres de simulations . . . . .	123
Tableau H.2	Paramètres de simulations . . . . .	124
Tableau I.1	Paramètres de simulations . . . . .	126
Tableau I.2	Paramètres de simulations . . . . .	127

## LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Taxonomie . . . . .	6
Figure 2.2	Illustration des différents termes concernant le partage des ressources dans un réseau cognitif . . . . .	7
Figure 2.3	Spectre OFDM . . . . .	11
Figure 2.4	Illustrations de l'étalement fréquentiel avec un code Pseudo Noise (PN) de taille 16 . . . . .	12
Figure 2.5	Schéma de la trame de symboles IR UWB . . . . .	15
Figure 3.1	Schéma Émission du SU . . . . .	21
Figure 3.2	Chaîne de réception au Primaire . . . . .	21
Figure 3.3	Illustration de la sélection de la bande du Primaire . . . . .	22
Figure 3.4	Comparaison des densités de probabilité . . . . .	24
Figure 3.5	Autocorrélation . . . . .	25
Figure 3.6	Observation de l'indicateur gaussien en fonction de $r$ . . . . .	28
Figure 3.7	Observation de l'indicateur d'intercorrélation lorsque le SU émet sur une voie avec $r = 11\%$ . . . . .	29
Figure 4.1	Illustration des différents liens de communications et interférences. . . . .	33
Figure 4.2	Limite de l' $I_pNR$ au PU en fonction du $S_pNR$ . . . . .	36
Figure 4.3	Limite de l' $INR$ au PU avec de la diversité en fonction du $S_pNR$ . . . . .	39
Figure 4.4	$G_s$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas . . . . .	44
Figure 4.5	$S_sNR$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas . . . . .	45
Figure 4.6	$S_sNR$ en fonction du $S_pNR$ lorsque $G_s$ est multiplié par 2 . . . . .	46
Figure 4.7	$G_s$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas avec diversité au SU . . . . .	47
Figure 4.8	$S_sNR$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas avec diversité au SU . . . . .	48
Figure 4.9	$G_s$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux types de canaux avec diversité au PU . . . . .	49
Figure 4.10	$S_sNR$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas avec diversité au PU . . . . .	50
Figure 4.11	$G_s$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas avec diversité au SU et au PU . . . . .	51
Figure 4.12	$S_sNR$ en fonction du $S_pNR$ pour les deux cas avec diversité au SU et au PU . . . . .	51
Figure 4.13	Variation de $T_p$ . . . . .	52
Figure 4.14	Variation de $T_s$ . . . . .	53
Figure 4.15	Simulations avec un canal AWGN . . . . .	56

Figure 4.16	Simulations avec un canal de Rayleigh	57
Figure 4.17	Variation de $G_s$ et de $S_sNR$ avec limite de puissance au SU	59
Figure 4.18	Étude variation du taux d'information	61
Figure 4.19	Étude variation de $W_p/W_s$	62
Figure 5.1	Répartition des PUs en FDMA	66
Figure 5.2	Répartition des PUs en MC-FDMA avec 2 canaux chacun	66
Figure 5.3	Répartition des PUs en OFDM avec 2 canaux chacun	67
Figure 5.4	Répartition des PUs en CDMA-FDMA	68
Figure 5.5	Modélisation des interférences au PU non étalé	69
Figure 5.6	Modélisation des interférences au PU étalé	70
Figure 5.7	Modélisation des interférences au SU après désétalement	71
Figure 5.8	Variation de $N_s$ et de $S_sNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $S_pNR$ lorsque le PU utilise FDMA	78
Figure 5.9	Variation de $N_s$ et de $S_pNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $S_pNR$ lorsque le PU utilise CDMA	79
Figure 5.10	Variation de $N_s$ et de $S_sNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de QoS lorsque le PU utilise FDMA	81
Figure 5.11	Variation de $N_s$ et de $S_sNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de QoS lorsque le PU utilise CDMA	82
Figure 5.12	Variation de $N_s$ et de $S_sNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $G_s$ lorsque le PU utilise CDMA	84
Figure 5.13	Variation de $N_s$ et de $S_pNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $G_s$ lorsque le PU utilise CDMA	85
Figure 5.14	Variation de $N_s$ et de $S_pNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $L_p$ et $L_s$ lorsque le PU utilise FDMA	87
Figure 5.15	Variation de $N_s$ et de $S_pNR$ en fonction de $N_p$ pour différentes valeurs de $L_p$ et $L_s$ lorsque le PU utilise CDMA	88
Figure 5.16	Probabilité d'erreur au PU et au SU pour différentes valeurs de $G_s$ dans le cas FDMA	91
Figure 5.17	Probabilité d'erreur au PU et au SU pour différentes valeurs de $S_pNR$ dans le cas CDMA	92
Figure 6.1	Variation des bornes sur $d_{free}$ en fonction de $R_c$	100
Figure B.1	Densité Spectrale de Puissance (DSP) en forme de trapèze	107
Figure C.1	Observation de l'indicateur gaussien en fonction de $r_c$ pour différentes valeurs de $r$ le SU émet sur ses deux voies	110

Figure C.2	Observation de l'indicateur gaussien en fonction de $r$ lorsque le SU émet sur une voie . . . . .	110
Figure C.3	Observation de l'indicateur gaussien en fonction de $r_c$ pour différentes valeurs de $r$ . . . . .	111
Figure C.4	Observation de l'indicateur d'autocorrélation lorsque le SU émet sur une voie, $r = 11\%$ et $20\%$ . . . . .	112
Figure C.5	Observation de l'indicateur d'intercorrélation lorsque le SU émet sur deux voies, $r = 5\%$ . . . . .	113
Figure C.6	Observation du critère d'intercorrélation lorsque le SU émet sur une voie avec $r = 5\%$ et $10\%$ , filtre racine de cosinus surélevé . . . . .	113
Figure F.1	Taux d'erreur au PU en fonction de $G_s$ du SU . . . . .	120
Figure H.1	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $S_pNR$ lorsque $L_s = L_p = 2$ . . . . .	124
Figure H.2	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $S_pNR$ lorsque $L_s = L_p = 2$ . . . . .	125
Figure I.1	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $N_p$ , $S_pNR = 12 \text{ dB}$ , $L_s = 1$ , $L_p = 1$ , variation de QoS au PU FDMA . . . . .	128
Figure I.2	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $N_p$ , $S_pNR = 12 \text{ dB}$ , $L_s = 1$ , $L_p = 1$ , variation de QoS au PU CDMA . . . . .	129
Figure I.3	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $N_p$ , $S_pNR = 12 \text{ dB}$ , $L_s = 1$ , $L_p = 1$ , variation de QoS au SU FDMA . . . . .	130
Figure I.4	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $N_p$ , $S_pNR = 12 \text{ dB}$ , $L_s = 1$ , $L_p = 1$ , variation de QoS au SU CDMA . . . . .	131
Figure I.5	Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de $N_p$ lorsque la diversité varie au PU . . . . .	132

**LISTE DES ANNEXES**

Annexe A	DSP d'un signal aléatoire rectangulaire . . . . .	106
Annexe B	Calcul de l'autocorrélation d'un signal ayant un trapèze pour densité spectrale de puissance . . . . .	107
Annexe C	Résultats complémentaires du chapitre 3 . . . . .	110
Annexe D	Précisions sur les calculs de probabilités . . . . .	114
Annexe E	Canal avec diversité . . . . .	117
Annexe F	Simulation cas AWGN . . . . .	119
Annexe G	Probabilités d'erreurs . . . . .	121
Annexe H	Simulation $G_s$ : compléments . . . . .	123
Annexe I	Simulations supplémentaires : capacité usager . . . . .	126

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AWGN	Additif White Gaussian Noise (Bruit additif Gaussien Blanc)
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CN	Cognitive Network (Réseau Cognitif)
CR	Cognitive Radio (Radio Cognitive)
DS	Direct Sequence
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcasting
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
FCC	Federal Communication Commission
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
IR	Impulsive Radio
LDPC	Low density parity check
LOS	Line Of Sight
MB-OFDM	MultiBand-OFDM
MC	Multi-Carrier
NB	Narrow Band
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PN	Pseudo Noise
PPM	Pulse Position Modulation
PU	Primary User (Usager Primaire)
QoS	Quality of Service (Qualité de Service)
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SU	Secondary User(Usager Secondaire)
TH	Time Hopping
TIA	Telecommunication Industry Association
UWB	Ultra WideBand

## CHAPITRE 1

### INTRODUCTION

Durant l'année 2002, la Federal Communication Commission (FCC) a publié deux documents importants apportant de nouvelles orientations de recherches dans le domaine des télécommunications.

Le premier [1], concerne des résultats et des conseils sur une vision d'avenir de l'utilisation du spectre. En effet, selon les études du rapport, bien qu'une grande partie du spectre ait été vendue, celui-ci n'en reste pas moins peu utilisé. En d'autres termes, les bandes de fréquences sont détenues par des propriétaires et sont non accessibles par des tiers qui ne possèdent pas de licences pour les utiliser (comme un forfait mobile). Ce système est très rigide et il en résulte une inefficacité spectrale. Il faut donc revoir la manière de les gérer. Les termes importants sont l'accessibilité, la flexibilité et le partage. Ces trois derniers mots sont le résultat d'un concept décrit par Mitola [2] en 1998-99 et nommé *radio cognitive* ( Cognitive Radio (CR)).

Le second document [3] met en place les règles à respecter concernant les télécommunications. La partie 15 de celui-ci autorise l'utilisation des techniques d'étalement très large bande sur le spectre. Ce document indique les limites de puissances à ne pas dépasser. Par exemple, sur la bande (3.1 Ghz – 10.6 Ghz), un Equivalent Isotropic Radiated Power (EIRP) de -41.3 dBm/MHz maximum est autorisé. Cette annonce a eu deux effets contradictoires. Le premier est le développement de sujets de recherches sur le très large bande (Ultra Wide Band (UWB) en anglais) comme la modélisation des canaux dans différents milieux de propagation (intérieurs, extérieurs, industriels), mais aussi des études sur les interférences de ces systèmes très large bande avec les technologies de communications actuelles (WiFi, Digital Video Broadcasting (DVB), réseaux cellulaires) qui fonctionnent dans ces bandes de fréquences. Le deuxième effet est une diminution de l'intérêt de l'UWB dans les réseaux cognitifs de longues et moyennes portées sans fil à cause de la limitation en puissance drastique imposée par la FCC.

Ce mémoire présente l'évaluation d'indicateurs permettant de quantifier les performances de l'étalement spectral et constitue une première démarche d'analyse globale de cette technique appliquée au CDMA dans un contexte cognitif. La particularité et l'intérêt résident dans l'innovation de cet axe de recherche ayant été délaissé par la communauté suite aux limites de puissance d'un système à étalement et à l'expansion des techniques de détections de trous spectraux, appelés blancs de spectre, qui en a résulté. Cette dernière technique peut

s'avérer complexe dû à la nécessité d'écouter continuellement le canal. Elle peut le devenir encore plus si elle est développée et appliquée par de multiples terminaux indépendants partageant les ressources.

## 1.1 Concepts de base

Avant de décrire le problème, il est nécessaire de détailler trois concepts qui constituent les éléments de base du projet afin d'en comprendre les particularités. Le premier rappelle le contexte de l'étude, le second, les limites et le troisième la technique employée.

### 1.1.1 Réseau cognitif

Le terme réseau décrit un système composé d'usagers capables de communiquer entre eux. Le réseau que nous utiliserons sera non centré. Il n'y a pas de regroupement des données en un point particulier, les communications se font entre pairs. Ce réseau possède la particularité d'être partagé par deux groupes d'usagers.

Les éléments du premier groupe sont nommés les usagers Primaires (Primary User (PU) en anglais), ils ont payé pour obtenir un droit de communiquer sur cette bande de fréquence, à cet instant et dans ce lieu. Si ce premier groupe est seul alors le système équivaut aux anciens réseaux et les recommandations de la FCC concernant l'utilisation du spectre ne sont pas appliquées.

Les éléments du deuxième groupe s'appellent les usagers Secondaires (ou SU en anglais, nous garderons cette notation pour le reste du mémoire). Ils ne possèdent pas de licence pour accéder aux ressources du réseau de PUs.

Dans un réseau cognitif, les deux types d'usagers mentionnés utilisent les mêmes ressources. C'est ici qu'entre en compte le terme *cognitif* dans le but d'intégrer le deuxième groupe et de partager les ressources avec le premier. Ce terme se rapporte à la connaissance et à l'apprentissage du contexte pour des émetteurs et récepteurs sans fil. Il est relatif à l'intelligence des terminaux et décrit le concept de Mitola. Le terme de *Radio Cognitive* (que nous noterons CR en anglais) est décrit dans l'article [4] de Haykin. De manière basique, la CR a la capacité d'obtenir des informations sur le médium de communication et le contexte dans le but de s'y adapter et d'effectuer des communications fiables malgré les contraintes imposées par les autres usagers ou le médium de communication.

Le SU n'ayant pas la priorité, il ne doit pas dégrader la qualité des communications des PUs. La quantification de ces limites est pratique et dépend des services utilisés par les usagers. Elle doit être acceptée par les détenteurs des licences. Si c'est le cas, le partage est possible en respectant les contraintes fournies. À l'aide de ces limites et des connaissances

acquises sur le contexte par les technologies cognitives, le SU est capable de repérer des opportunités et de communiquer en même temps et sur la même bande de fréquence que les PUs. Ainsi la flexibilité des règles imposées par la FCC permet le partage du spectre à travers l'accessibilité des CRs et crée une harmonisation dans l'utilisation du spectre.

### 1.1.2 Qualité de service

Pour pouvoir s'insérer correctement, le SU doit connaître les contraintes du système des Primaires. Il ne peut en aucun cas empêcher ou détériorer significativement les communications de PUs. Nous définissons un seuil à partir duquel la communication est considérée comme trop détériorée au PU, la qualité de service (Quality of Service QoS en anglais). Cette valeur peut être définie de plusieurs manières en utilisant des indicateurs de performances qui dépendent des services utilisés. Dans la majeure partie du mémoire, cet indicateur est défini par une probabilité d'erreur. La communication est considérée comme non viable si le taux d'erreur passe au dessus d'une valeur fixée qui est la QoS du système. Il est à noter que cet indicateur peut être différent, par exemple, on peut considérer la capacité du système, le délai de transmission, la latence, la probabilité de panne à la place du taux d'erreur et changer les raisonnements en conséquence.

### 1.1.3 Étalement spectral

Nous avons parlé du contexte, mais nous n'avons pas décrit la méthode d'accès des usagers Secondaires aux ressources des Primaires. Comme il est expliqué dans l'article de Haykin, l'intelligence des CRs peut permettre de détecter des trous dans le spectre, c'est-à-dire des moments et/ou des lieux où les PUs n'utilisent pas les ressources, ce qui se traduit par une non-occupation du spectre et donc un "trou"; ceux-ci sont appelés des blancs de spectre. Une fois ces blancs détectés, l'usager Secondaire peut choisir d'y accéder. Cette méthode est aujourd'hui très étudiée et nécessite une grande complexité pour écouter en permanence le spectre. De plus, il est fort probable que la complexité augmente avec le nombre d'usagers si ceux-ci tentent d'accéder en même temps au médium en utilisant les techniques d'écoute. La partie 15 du rapport de la FCC permet l'utilisation des fréquences licenciées via des techniques d'étalement spectral pour des usagers non licenciés. L'intérêt est de réduire la densité de puissance tout en élargissant la bande spectrale, ce qui permet une superposition avec des usagers utilisant la même technique (SUs) ou avec des usagers en bande étroite (PUs). Lors de la réception au SU, l'usager est capable de récupérer la puissance du signal en le désétaillant (récupération de la densité de puissance initiale) et en étalant les interférences en bande étroite (diminution de leur densité de puissance). Lors de la réception au PU, ce

dernier perçoit une densité d’interférence faible due à l’étalement spectral du SU ce qui ne dégrade pas sa QoS.

Diminuer la densité de puissance peut se traduire de deux manières. Cela peut être à même puissance moyenne soit émettre un pulse très rapide de puissance élevée soit répartir la puissance sur tout le temps symbole en effectuant des variations rapides comme pour la technique d’étalement spectral à séquence direct (Direct Sequence Spread Spectrum Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) en anglais). Nous travaillerons avec le dernier cas. L’usager utilisant cette technique devra connaître le contexte et adapter son étalement spectral dans le but de ne pas dégrader la QoS du Primaire et des autres Secondaires présents. Enfin, les intérêts principaux de l’étalement de spectre, sont l’augmentation de la précision temporelle qui permet de détecter les multi trajets en évitant le fading (superposition d’un grand nombre de multi trajets menant à l’évanouissement du signal), la diminution de puissance des composantes fréquentielles du signal qui permet sa superposition avec d’autres usagers et la diminution de la complexité liée à l’écoute du canal et aux risques de collisions.

## 1.2 Description du problème

Le système étudié est basé sur un concept qui consiste à utiliser simultanément deux technologies d'accès au canal de communication pour deux types d'usagers différents (réseau cognitif). D'un côté il y a les PUs, et de l'autre, les SUs. Le principe est de partager le canal pour que les PUs et SUs communiquent en même temps et sur les mêmes bandes de fréquences. La particularité consiste à répartir les SUs sur une bande très large et à considérer les PUs comme étant en bande étroite. Cet étalement permettrait de réduire la puissance du signal et de faire passer sous le seuil du bruit du Primaire les usagers non licenciés. Cependant, les utilisateurs possédant une licence doivent en permanence avoir une qualité de service satisfaisante. Ils ne doivent pas subir d'interférences destructrices (QoS en dessous d'un seuil défini dans les contrats) de la part des usagers non licenciés. Toutefois, cette superposition dégrade inévitablement le signal du primaire.

Afin de mettre en place la réflexion, le contexte du projet sera plus souple que les règles de la FCC. En effet, un des objectifs est d'ouvrir la réflexion sur ce thème pour de futures recherches.

## 1.3 Contributions

Les contributions obtenues dans ce projet sont les suivantes :

1. Analyse des critères gaussien et blanc des interférences causées par un SU à un récepteur PU en fonction des rapports des largeurs de bandes des deux types d'usagers et de leur position fréquentielle relative. Ceci est nécessaire pour valider les hypothèses d'interférences blanches et gaussiennes utilisées dans les calculs des contributions 2 et 3.
2. Évaluation de l'étalement spectral  $G_s$  d'un SU en fonction du rapport signal à bruit sans interférence au récepteur PU pour deux types de canaux (AWGN, Rayleigh). Description d'une méthode permettant le calcul d'une borne minimale sur  $G_s$  et de l'énergie par symbole du SU sur le bruit thermique ambiant ( $S_sNR$ ) permettant au SU de communiquer sur les mêmes ressources qu'un PU sans diminuer la QoS de ce dernier. Analyse de l'influence des paramètres de QoS, de diversité et des rapports signal à bruit des différents types d'usagers sur la valeur de la borne  $G_s$ .
3. Évaluation de la capacité usager d'un réseau cognitif. Dans la continuité de la contribution 2, nous déterminons une borne maximale sur le nombre  $N_s$  de SUs pouvant partager les ressources spectrales et temporelles en fonction du nombre de PUs actifs dans la bande des SUs. Nous analysons l'impact de la variation des paramètres mentionnés dans la contribution 2 sur la borne de  $N_s$ .

#### 1.4 Plan du mémoire

Ce mémoire est composé de cinq chapitres en plus de celui-ci. Tout d'abord, dans le chapitre 2 nous étudions plus en profondeur certaines notions et définitions liées à l'étude. Les trois chapitres suivants sont classés dans un ordre spécifique d'une situation très précise concernant l'analyse statistique d'interférences provoquées par un SU à un récepteur PU à une situation plus globale traitant de la capacité usagers d'un système. Dans le chapitre 3, nous analysons les limites des hypothèses d'interférences blanches et gaussiennes. Une fois ces limites connues, nous étudions au chapitre 4 l'étalement du SU dans un problème simple comportant une paire de Primaires et une paire de Secondaires pour deux types de canaux de communications. Le chapitre 5 établit la capacité usagers pour un seul type de canal (AWGN). Enfin, le dernier chapitre comporte une conclusion sur le travail effectué et des ouvertures pour la suite de cette recherche qui constitue, comme nous l'avons dit, un début concernant ce problème.

## CHAPITRE 2

### REVUE BIBLIOGRAPHIQUE

Dans cette partie, nous regroupons des informations plus précises liées à la recherche dans le domaine des réseaux cognitifs et du partage des ressources qui ont un rapport avec les concepts de base énoncés dans l'introduction. La première section explique la terminologie employée dans le domaine des réseaux cognitifs, la seconde partie développe les techniques d'étalement spectral. Enfin, nous parlerons des types de canaux de communication considérés.

#### 2.1 Taxonomie

Afin de bien débuter, utiliser des termes spécifiques est d'une grande importance pour orienter et comprendre les recherches. Ces expressions concernent le vocabulaire du partage des ressources dans un système. Elles sont apparues au fur et à mesure, et certains articles comme celui de Qing et Swami [5] les recensent. Le sujet principal est l'accès dynamique au spectre, la figure 2.1 regroupe les différentes terminologies qui découlent de cette expression.

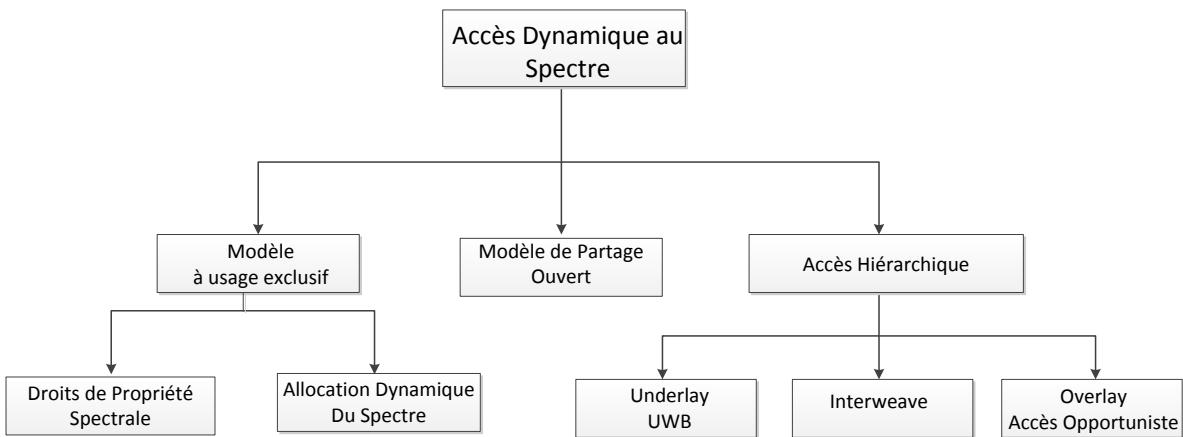


Figure 2.1 Taxonomie

Tout d'abord, du côté du *modèle à usage exclusif* qui reste très peu flexible, le groupe *droit de la propriété spectrale* consiste à laisser aux détenteurs de licences le droit de sous-louer les bandes. La partie *Allocation dynamique de spectre*, plus flexible, permet d'allouer les bandes à des services particuliers, en fonction du temps, des lieux et des statistiques d'occupations

de ces services. On remarque que la première notion représente les systèmes d'aujourd'hui et est destinée à évoluer.

Le *modèle de partage ouvert* est très bien illustré par l'essor du *WiFi* dans les bandes libres. Les terminaux gèrent eux-mêmes l'accès au canal dans les bandes de fréquences allouées.

La partie qui nous intéresse le plus est le *modèle d'accès hiérarchique*. Cela regroupe les termes concernant le partage de spectre entre deux types d'usagers (les Primaires et Secondaires). Dans notre cas, où l'on étale sous le bruit le signal, cela consiste à effectuer de l'*underlay*, cette technique est le plus souvent liée aux techniques très large bande (UWB). Dans la même branche, on retrouve l'*interweave* qui a volontairement été ajoutée par rapport à la figure 1 de l'article [5]. Ce terme plus récent apparaît dans les articles [6, 7, 8]. Avant cela, *overlay* regroupait ce qui se passe dans *interweave*. *Interweave* consiste à placer le signal dans les bandes où le Primaire n'est pas présent. Cela nécessite une écoute permanente du canal, et une détection des trous car une superposition n'est pas permise.

La dernière case concerne l'*overlay*, le Secondaire peut communiquer en même temps que le Primaire et parvient par des techniques cognitives non pas à diminuer sa propre interférence au Primaire mais à maintenir le rapport signal sur bruit plus interférence (Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) en anglais) du Primaire nécessaire pour assurer une qualité de service donnée en émettant sur une partie de ses ressources le signal du PU.

La figure 2.2 regroupe l'explication graphique des trois dernières technologies cognitives avec en haut à gauche l'*interweave*, directement à droite l'*overlay* et en dessous l'*underlay*.

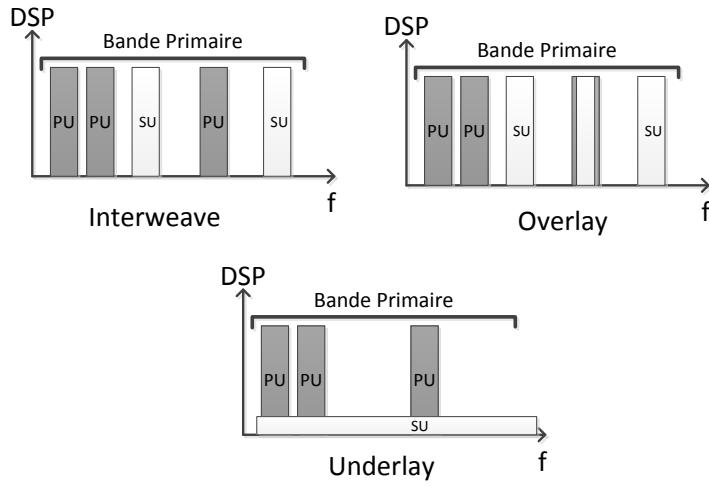


Figure 2.2 Illustration des différents termes concernant le partage des ressources dans un réseau cognitif

La technique *overlay* concerne un problème pour le moment plus théorique où l'on suppose

que le terminal intelligent connaît le message de l'usager Primaire avant l'émission [9]. C'est pourquoi nous allons nous concentrer sur les deux autres techniques *interweave* et *underlay*.

### 2.1.1 Interweave

*Interweave* fut la première technique considérée pour la radio cognitive [2]. De fait, lors de la publication du rapport de la FCC [1] concernant l'existence de trous fréquentiels, temporels et spatiaux son étude fut approfondie. Comme nous l'avons précisé précédemment, aucune superposition du signal Secondaire avec le Primaire n'est permise en *interweave*. En effet, si une collision apparaissait, les signaux possédant des énergies du même ordre de grandeur, les performances des deux systèmes auraient chuté brutalement. Par conséquent, le terminal intelligent doit réaliser une analyse des ressources fréquentielles précise afin de détecter les zones où il peut s'insérer. Cette étape doit être réalisée régulièrement. L'article [8] décrit quelques techniques d'écoute de canal comme la détection d'énergie, de filtre adapté, ou de signal cyclostationnaire. Pour plus de précisions, le lecteur peut se référer à l'article de Yucek et Arslan [10] concernant une revue des différents algorithmes d'écoute de canal.

L'article [9] mentionne que l'écoute nécessite une grande quantité d'information sur l'occupation fréquentielle des usagers Secondaires et Primaires. La complexité du système est liée à cette quantité. De plus, il existe plusieurs difficultés concernant l'analyse fréquentielle. Tout d'abord, le signal perçu à un récepteur est atténué par la distance qui sépare les usagers ainsi que par l'effet d'ombre du milieu de propagation. Plus le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio (SNR) en anglais) à détecter est faible dans une certaine bande de fréquence, plus l'analyse est longue si il n'y a pas d'incertitude sur la mesure. En présence de marges d'erreur, il existe une limite en *SNR* en dessous de laquelle la détection d'interférences est peu fiable même après un temps infini de mesure [11]. Une solution pour combattre ces problèmes de manque de puissance et d'incertitude consiste à utiliser une technique d'écoute coopérative avec d'autres usagers intelligents [12]. Pour être efficace, cette coopération doit tenir compte d'informations statistiquement indépendantes.

Ensuite, l'écoute de canal peut prévenir la superposition lorsqu'un usager Secondaire souhaite utiliser une bande de fréquence. L'usager Primaire pouvant accéder aux ressources quand il le souhaite, cette écoute doit être effectuée régulièrement.

Enfin, la popularisation d'une telle technique peut rendre la probabilité de collision entre Secondaires plus importante. On comprend donc l'importance d'un sondage très fiable du spectre et de la coopération entre les usagers intelligents.

### 2.1.2 Underlay

C'est dans le but d'éviter ces difficultés et cette complexité liées à l'écoute que, dans ce projet, nous nous sommes concentrés sur la technique *underlay*.

La quantité d'information requise par les SUs pour communiquer se limite à la quantité d'interférences causées aux récepteurs PUs, le rapport signal sur bruit au PU et à la connaissance de leurs QoS. *Underlay* ne nécessite pas d'écoute de canal car il s'agit de superposer les usagers Secondaires sur les usagers Primaires en causant des interférences plus faible qu'un certain seuil. Aujourd'hui, ce seuil est fixé aux USA par la FCC (il l'est aussi sur d'autres continents par d'autres agences de régulations) dans certaines bandes de fréquences comme précisé dans la sous section 2.2.3. Ces contraintes limitent son utilisation à des usages à courtes portées.

Si l'on imagine un scénario optimal hors des limites imposées, il est nécessaire, comme nous venons de l'expliquer, de connaître la quantité d'interférence causée au récepteur Primaire afin de toujours respecter la QoS des PUs. C'est dans cette optique que s'inscrit notre projet.

Ce seuil d'interférence est appelé température d'interférence et a d'abord été fixé dans le rapport [1]. Il est défini comme étant la puissance des signaux provenant de sources de bruit et d'interférences à une antenne réceptrice. Cependant, cet indicateur a soulevé de nombreuses questions quant à son efficacité [13, 9]. En effet, il existe des ambiguïtés sur la prise de mesure de ce dernier au niveau des antennes et sur sa fiabilité pour protéger l'usager Primaire. De plus, les scientifiques craignent une généralisation des interférences liées à l'utilisation de ce paramètre et critiquent le manque de rigueur concernant sa spécification. Il est certain que pour autoriser l'implantation de cette technique, la température d'interférence ou bien la quantification de l'interférence admissible est un concept clé à spécifier et à faire valider par tous.

Dans ce projet, nous allons imposer une probabilité d'erreur maximale aux différents récepteurs qui fixera une valeur d'interférence maximale.

L'*underlay* nécessite moins d'informations extérieures que *interweave* pour accéder au spectre. Cependant, l'utilisation de cette technique est généralement liée à l'étalement spectral décrit dans la section 2.2 et aux techniques UWB décrites dans la section 2.2.3. La complexité ne se situe plus au niveau de l'algorithme d'insertion et de l'étude du contexte (comme dans *interweave*) mais au niveau de la réalisation de tels terminaux. En effet, l'utilisation de telles largeurs de bandes requiert beaucoup plus de dynamisme des composants et de nouveaux problèmes, décrits dans la sous section 2.2.4, apparaissent. Un tel étalement confère au système une capacité à lutter efficacement contre les évanouissements (Emami , chapitre 1 [14]) ainsi qu'une résistance aux interférences en bandes étroites [15].

L'écart entre la théorie et la pratique dans la technique UWB est encore grand à cause des

limites physiques des systèmes actuels [15]. Toutefois, cette technologie reste très prometteuse et d'actualité [15], c'est pourquoi l'étude de *underlay* et du facteur d'étalement spectral prend tout son sens.

## 2.2 Principes de l'étalement spectral

Dans le but de comprendre la suite, nous devons introduire les méthodes courantes d'étalement spectral. Tout d'abord, nous présentons le DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum en anglais), ensuite l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing en anglais) et finalement l'UWB. Du point de vue historique, il n'est pas évident de recenser la première intervention concernant l'étalement, néanmoins, on peut définir l'apparition de ces techniques dans la première moitié du XX<sup>e</sup> siècle. Un grand pas dans leur développement eut lieu dans le contexte militaire friand des communications confidentielles et robustes. L'article de Scholtz [16] retrace l'historique sur l'étalement de spectre et quelques précisions temporelles sur les premiers travaux. Concernant les balbutiements de la technologie, il cite le brevet de Guanella [17] datant de 1938 à propos de l'évaluation de la distance en observant l'aller-retour de pulses : le signal contient « de multiples fréquences dont l'énergie est plus faible que l'énergie totale du signal ».

### 2.2.1 OFDM

L'apparition du concept d'OFDM dans les années 1960 permet la superposition de canaux sans qu'ils interfèrent entre eux comme illustré sur la figure 2.3. On y observe 5 canaux indépendants en noir (au niveau des pics, les canaux n'interfèrent pas entre eux) et le spectre total en bleu. L'accumulation des sous-porteuses conduit à l'étalement spectral.

Chang [18] généralise les signaux qui se superposent en 1966 et la combinaison avec la transformée de Fourier discrète par Weinsten et Ebert [19] en 1970 simplifia le système qui le fut plus encore par l'utilisation de la transformée rapide de Fourier. Une explication plus détaillée de l'histoire est disponible dans l'article de Lasorte, Bames et Refai [20].

Les symboles sont émis sur des sous-porteuses orthogonales entre elles par une opération de transformée de Fourier rapide inverse. L'intérêt réside dans la lutte face aux interférences et dans l'implémentation. Si les bandes des sous-canaux sont inférieures à la bande de cohérence du canal alors le symbole reçu n'interfère pas avec les autres (canal plat en fréquence). Cependant, chaque symbole va subir des évanouissements de *Rayleigh*, mais comme les canaux sont indépendants, on peut faire appel à des techniques de diversité pour surmonter ce problème.

La somme de sinusoïdes pour chaque symbole crée des problèmes de variation de puis-

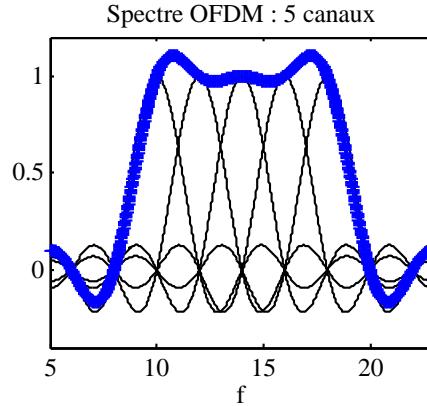


Figure 2.3 Spectre OFDM

sances importantes qui causent des difficultés pour la dynamique du matériel de réception. De plus, il est difficile de garder l'interférence entre porteuses nulle. La solution consiste à ajouter des intervalles de gardes pour rétablir l'orthogonalité, ce qui diminue l'efficacité temporelle.

Aujourd'hui, l'OFDM est présente dans de nombreux systèmes très développés (Wifi, LTE, Wimax) et peut être combinée à la technique décrite dans la section suivante (MC-CDMA).

Concernant OFDM et le concept UWB que nous allons développer dans la section 2.2.3, la technique MultiBand-OFDM (MB-OFDM) a été développée dans le cadre du projet 802.15. Cela consiste à séparer la bande 3.1-10.6 GHz en 14 bandes de 528 MHz, qui conviennent chacune à la notion UWB selon la norme FCC présentée dans la section 2.2.3. Dans la norme MB-OFDM, il y a 120 sous porteuses par bande. Ces 14 bandes sont ensuite séparées en sous-groupes, tel que détaillé dans l'article [21].

### 2.2.2 Direct Sequence Spread Spectrum

Une des premières applications de la méthode par séquence directe (Direct Sequence (DS) en anglais) dans le domaine civil concerna les réseaux cellulaires en 1993 avec l'apparition de la norme IS-95 pour le CDMA émise par la Telecommunication Industry Association (TIA) [22].

Le DSSS est très différent de l'OFDM. Dans une période symbole ( $T_b$ ) est placé, un nombre de fois égal au facteur d'étalement  $G$ , des répétitions de ce symbole de durée  $T_c = T_b/G$ . Ces répétitions, appelées *chips*, sont de même amplitude que le symbole, et possèdent des variations très rapides ( $T_c \ll T_b$ ) diminuant ainsi la densité de puissance. Afin de réaliser l'étalement de spectre, ces *chips* sont modulés par un code pseudo aléatoire (Pseudo Noise (PN) en anglais) composé de  $\{-1,+1\}$ . La figure 2.4 (a) affiche les symboles avant étalement ('+') et la courbe pointillée les mêmes après étalement d'un facteur  $G = 16$  sur un code PN.

Sur la figure 2.4(b), l'impact fréquentiel de l'étalement est visible sur la courbe pointillée foncée qui est la transformation de la densité spectrale en bande étroite après l'étalement. Le filtre utilisé est de type racine de cosinus surélevé.

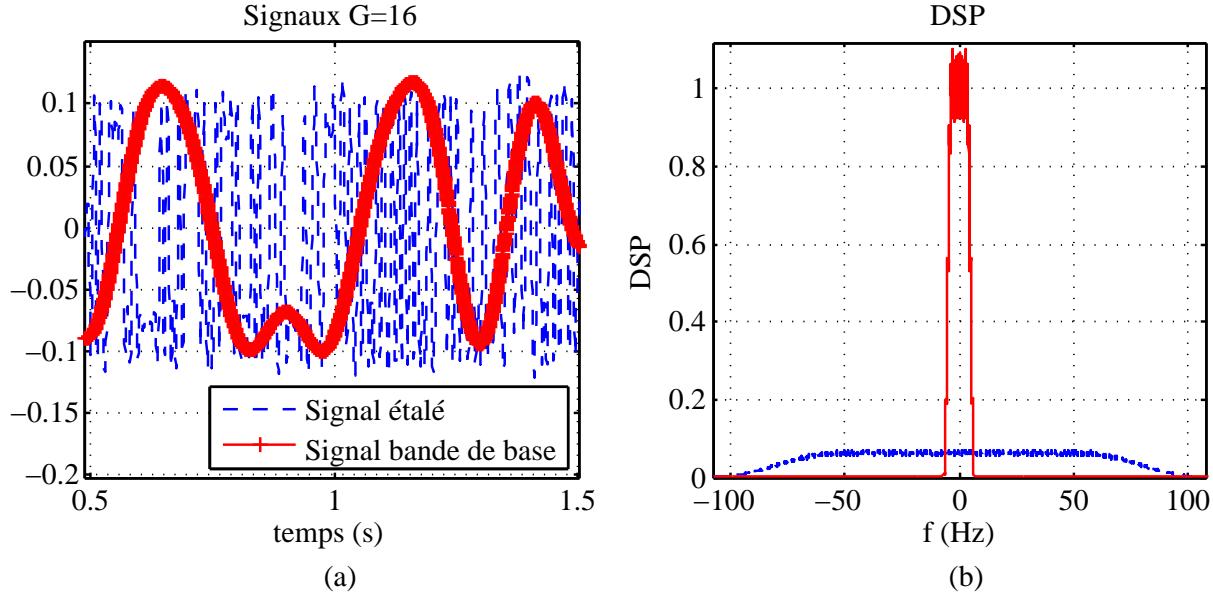


Figure 2.4 Illustrations de l'étalement fréquentiel avec un code PN de taille 16

Le nombre de chips contenus dans la période d'un bit d'information non étalé est appelé gain d'étalement ou de traitement. La formule (2.1) exprime le lien entre le gain d'étalement  $G$ , la bande occupée par le signal avant ( $W$ ) et après l'étalement ( $W_{etale}$ ), ainsi qu'avec le débit d'informations  $R_i$  et le débit de chips  $R_c$ .

$$G = \frac{W_{etale}}{W} = \frac{R_c}{R_i} \quad (2.1)$$

Plutôt que d'être limité en largeur de bande le système est limité en interférences, car il supporte la superposition d'usagers sur la même bande de fréquence. En effet, en réception, l'usager fait l'opération inverse de celle de l'étalement en utilisant le code PN identique à l'émission, ce qui permet de désétailler l'usager et de garder étaisés les autres signaux ainsi que d'étailler les interférences en bandes étroites ; le système est robuste. Au-delà de cette superposition, le récepteur est capable d'annuler les interférences entre symboles, car les codes d'étalement ne sont pas corrélés (ou très faiblement), et de diminuer son impact sur d'autres systèmes avec lesquels il interfère. De plus, l'utilisation d'un récepteur *Rake* permet de récupérer des multi-trajets en exploitant cette non-corrélation. Enfin, l'utilisation des codes d'étalement PN rend très difficile la compréhension du signal par une personne tierce, ce qui

garantit la protection de l'information. Toutes ces informations sont précisées dans le livre de Viterbi [22].

Cette technique est très développée dans les systèmes cellulaires (CDMA2000, WCDMA, IS-95 ) et commence à être combinée avec la technique OFDM (MC-CDMA, 4G).

### Remarque

Lorsque l'on parle du DS/SS dans un contexte multi-usager, on fait référence au DS-CDMA. En plus de multiplier les chips par un code PN, on ajoute un autre code PN pour distinguer les usagers qui sont orthogonaux entre eux, d'où l'apparition du terme CDMA (Code Division Multiple Access en anglais).

### 2.2.3 UWB

Depuis que la FCC a autorisé l'utilisation de certaines bandes de fréquences, l'UWB s'est développé. Dans la figure 1 de l'article de Sipal, Allen, Edwards et Honary [15], on observe les limites en EIRP imposées aux applications UWB sur différents continents. On constate que les contraintes sont assez fortes (-41.3 dBm/MHz) dans la bande 3.1 GHz-10.6 GHz aux USA. Avec un seuil de bruit à -114dBm/MHz, cela laisse une marge de 70 dB de gain pour transmettre le signal, ce qui restreint pour le moment, l'utilisation de cette technique à des distances de l'ordre de 30 m lorsque la fréquence centrale est  $f_c = 3\text{GHz}$  et à 10 m lorsque  $f_c = 10\text{ GHz}$  ([23], p225).

### Définition de la FCC

En 2002, la FCC transmet les contraintes de puissance dans le rapport [3]. De plus, elle définit plusieurs variables. Pour une fréquence porteuse  $f_c$  inférieure à 2.5 GHz, un signal est considéré comme très large bande si sa bande  $W$  est supérieure à 20% de la fréquence porteuse  $f_c$ . Un signal dont la fréquence porteuse est supérieure à 2.5 GHz est considéré très large bande si  $W$  est plus élevée que 500 MHz. Les paramètres utilisés sont les suivants :  $W = f_{max} - f_{min}$  et  $f_c = (f_{max} + f_{min})/2$ .

### Technologies UWB

Les technologies UWB peuvent être classées en trois groupes comme le mentionnent Chiani et Giorgetti [21]. Le premier est la modulation sans porteuse(s), le second et le troisième concernent respectivement la modulation avec porteuse comme le DS/SS développé dans la section 2.2.2 et les techniques OFDM développées dans la section 2.2.1. Nous allons, ici, dé-

velopper le premier groupe.

Les techniques de radio par impulsion (Impulsive Radio (IR)) consistent à émettre des impulsions successives sans porteuse. Chaque pulsation est très courte ce qui rend le signal très large bande. Cette nouveauté fut développée dans le cadre des télécommunications sans fil notamment par Sholtz [24] en 1993 après que les concepts soient devenus publics, car tout se développe depuis les années 50 dans le domaine militaire expliquent Rashvand, Allen et Ghavami [25].

Tout d'abord, considérons les technologies avec un facteur d'utilisation très faible. Le pulse est contenu dans une trame dont la longueur temporelle est bien plus grande que la longueur du pulse (i.e. facteur d'utilisation faible). Le temps du pulse est inférieur à 2% du temps de la trame. Il existe trois méthodes connues pour l'accès multi-usager :

- Le saut de temps (Time Hopping Time Hopping (TH) en anglais) : plusieurs pulses transmettent la même information et chacune possède une position particulière dans la trame qui est régie par un code pseudo aléatoire appelé code de saut temporel (TH code en anglais).
- La séquence directe (DS) : il y a toujours un taux d'utilisation très faible et plusieurs pulses (chips) constituent un symbole d'information (bit). Cette fois-ci, ce n'est pas leur position qui est codée, mais leur amplitude avec un code PN.

Avec ces deux techniques, il est possible de transmettre l'information de trois manières :

- Le Pulse Position Modulation (PPM) consiste à placer le pulse par rapport à une référence temporelle. Un décalage de  $+\delta$  ( $-\delta$ ) dans le temps du pulse par rapport à une référence, entraîne l'émission d'un 1 (0).
- La seconde consiste à changer l'amplitude des pulses (Pulse Amplitude Modulation (PAM)).
- La troisième est une modulation On-Off Keying (OOK).

Les techniques TH et DS peuvent être combinées pour augmenter le gain de traitement.

La figure 2.5 illustre le schéma des symboles IR-UWB des deux premières techniques. Le pulse est rectangulaire,  $T_c$  est le temps de chip qui peut contenir ce dernier,  $T_f$  est le temps de trame, chaque trame contient un pulse maximum ( $T_{pulse}/T_f \ll 1$ ).  $T_b$  est le temps symbole ou du bit.

La troisième manière de transmettre l'information par pulses est la suivante :

- Le facteur d'utilisation n'est plus très faible. Cette technique est similaire à la méthode

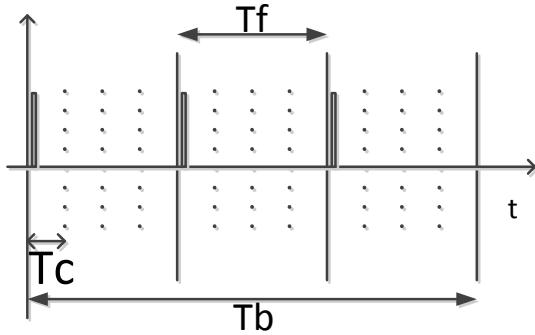


Figure 2.5 Schéma de la trame de symboles IR UWB

DSSS décrite dans la section 2.2.2 sauf que les chips sont des pulses non mises en porteuse.

L'utilisation de pulses avec un facteur d'utilisation faible implique une forte concentration de puissance ; par conséquent, les interférences causées dans les deux premières méthodes peuvent ne pas être gaussiennes. Par exemple, si le temps de trame est de l'ordre de grandeur du temps symbole interférant, le théorème central limite peut ne pas être valide. Cela constitue une difficulté supplémentaire pour la conception des récepteurs [26].

Enfin, il est aussi intéressant de créer des pulses qui s'adaptent au masque de spectre de la FCC [27, 28, 29] dans le but d'optimiser l'utilisation des fréquences.

#### 2.2.4 Enjeux actuels de UWB

La largeur de bande importante de tels systèmes représente des défis technologiques. Dans le cas des systèmes non-OFDM, lorsque la fréquence devient très élevée, le taux de chip augmente ainsi que le taux d'échantillonnage. Il faut donc des convertisseurs analogiques numériques très performants [21]. Cette rapidité implique aussi une synchronisation très précise et une résolution accrue des multi-trajets complexifiant le récepteur [15]. D'autres enjeux concernent la robustesse contre les interférences en bande étroite ainsi que les taux d'informations élevés, la fiabilité et la portée des systèmes [15].

#### 2.2.5 Applications

Bien que l'UWB doive faire face à plusieurs défis technologiques, plusieurs applications futures sont ciblées par ces recherches comme le souligne Chong, Watanabe et Inamura dans [30] ou Rashvand, Allen et Ghavami dans [25].

Du côté des applications multimédias, la contrainte de la FCC oriente les recherches dans les communications à faible portée ainsi que vers les capteurs ou détecteurs sans fil. De plus, la précision temporelle importante permettrait d'effectuer de la localisation précise. Les deux dernières particularités nous permettent de penser que le domaine médical fera partie des applications UWB.

## 2.3 Canaux de communication

Les techniques d'accès au médium de communication utilisées par les PUs et les SUs possèdent des ordres de grandeur de bandes de fréquences très différents, c'est pourquoi l'effet du canal sur chacun des signaux ne sera pas le même. La modélisation de canal, dans le cas UWB, est complexe. La précision temporelle devient très précise ce qui implique que pour avoir une modélisation juste il faut tenir compte de phénomènes spécifiques tels que l'effet filtre des antennes. De plus, le signal ne peut plus être considéré comme étroit et les formules usuelles d'atténuations ne sont plus valides. Cela dépasse largement le cadre de notre étude qui se limitera à modéliser simplement le canal de manière macroscopique comme le fit Gilhousen *et al.* dans [31]. Cependant, avoir des informations sur l'état de l'art lié au milieu de propagation est important dans notre contexte pour comprendre les difficultés et recherches actuelles. La modélisation d'un canal de communication se sépare en trois parties : les pertes en espace libre, qui concernent les très grandes distances, ensuite les pertes moyennes échelles dues aux déplacements sur quelques dizaines de longueurs d'onde, enfin les pertes petites échelles.

### 2.3.1 Pertes en espace libre

Ce sont les pertes qui dépendent de la distance entre les deux usagers qui communiquent. Généralement, elles sont valides en ligne de vue directe (Line Of Sight (LOS)), mais peuvent représenter une atténuation moyenne si ce cas n'est pas présent. Dans l'analyse, il faut considérer les situations en bande étroite (Narrow Band (NB)) et UWB comme nous l'avons précisé plus haut.

#### Bande étroite

On peut considérer la formule (2.2) d'atténuation du gain en fonction de la distance [32, 33].

$$G(d) = G(d_0) - 10 n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right), \text{ (dB)} \quad (2.2)$$

Où  $d_0 = 1 \text{ m}$ ,  $n$  est compris entre 2 et 7 ( $n = 2$ , LOS) et  $G(d_0)$  est le gain mesuré à 1 m de l'antenne émettrice. On peut constater que cette formule ne dépend pas de la direction des antennes. De plus, elle est valide uniquement pour les signaux en bandes étroites. Des modèles déterministes sont connus, mais ils ne correspondent pas aux bandes de fréquences impliquées (Okumura model (jusqu'à 3 GHz), Hata Model (jusqu'à 1.5 GHz), Cost-231 étend Hata jusqu'à 2 GHz comme il est expliqué dans le livre de Molisch [34]).

### Très large bande

Bien souvent, pour commencer une réflexion sur les canaux de communications, la formule de Friis est utilisée (2.3).  $G_{tx}$  et  $G_{rx}$  représentent respectivement les gains des antennes d'émission et de réception.  $P_{tx}$  et  $P_{rx}$  représentent respectivement les puissances des signaux au niveau des antennes d'émission et de réception.  $c$ ,  $f$  et  $d$  représentent respectivement la vitesse de la lumière, la fréquence centrale du signal et la distance entre les deux antennes considérées.

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = G_{tx}G_{rx} \left( \frac{c}{4\pi df} \right)^2 \quad (2.3)$$

Tout d'abord, ceci est valide uniquement pour les signaux en ligne directe et à bandes étroites. De plus, aucune considération de direction n'est incluse. Dans le cas UWB, les antennes ne possèdent pas de gain constant sur toute la bande et selon les informations du livre de De la Roche, Glazunov et Allen [23], il peut être intéressant de considérer les aires effectives ( $A_{rx}$  pour l'antenne de réception et  $A_{tx}$  pour celle d'émission) (2.4) constantes.

$$A_{rx}(f) = G_{rx} \left( \frac{c}{4\pi f} \right)^2 \quad (2.4)$$

En considérant la même formule avec  $A_{tx}(f)$ , on peut réécrire (2.3) :

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = A_{tx}A_{rx} \left( \frac{f}{cd} \right)^2 \quad (2.5)$$

On observe que l'atténuation est inversement proportionnelle à la fréquence. La dépendance en fréquence de la formule de Friis provient des antennes et non de la propagation elle-même. On constate à travers cette courte analyse entre les équations (2.3) et (2.5) qu'étudier un signal très large bande avec la formule (2.3) est très approximatif à cause de l'inconnue sur la dépendance en fréquence qui peut être selon l'hypothèse proportionnelle à  $f^2$  ou  $f^{-2}$ . On comprend aussi qu'il convient d'ajouter une dépendance en fréquence à la propagation. Molisch [32, 35] propose avec l'équation (2.6) de séparer la dépendance en fréquence et la

dépendance en distance. Cela n'est pas encore vérifié, mais cela peut s'avérer intéressant pour étudier la propagation.

$$G(d, f) \approx G(d)G(f) \quad (2.6)$$

En posant :

$$G(f) \approx f^{2\alpha} \quad (2.7)$$

Le facteur  $\alpha$  provient des phénomènes subis par les différents trajets : la diffraction, la réfraction et la réflexion. Chaque phénomène va influencer le signal suivant sa fréquence, et comme UWB couvre un large spectre leur influence dépend de  $f$ . Dans le cas déterministe, le livre [23] mentionne certaines valeurs de  $\alpha$ . Pour une étude plus générale, la valeur de  $\alpha$  peut être une variable aléatoire suivant une loi uniforme comprise entre -2 et 2.

### 2.3.2 Évanouissement moyenne échelle

Pour les moyennes échelles, le modèle est un peu plus simple, car il est semblable dans les deux cas (UWB et NB). L'atténuation peut être modélisée par une variable aléatoire de moyenne nulle et suivant une loi log normale de variance comprise entre 2 et 6 dB pour le cas NLOS (No LOS en anglais) et de 1 à 2 dB pour le cas LOS [35].

### 2.3.3 Évanouissement petite échelle

Comme dans la section 2.3.1, il faut distinguer le cas NB du cas UWB, car les précisions temporelles ne sont pas du tout du même ordre de grandeur. Comme de multiples trajets arrivent au récepteur, la performance de celui-ci va dépendre de sa capacité à récupérer de manière cohérente ces multi-trajets, ou à éviter les interférences entre symboles. Un canal à bande étroite est aussi capable de récupérer des trajets différents si la bande de cohérence est plus faible que sa bande de communication. Rappelons que la bande de cohérence est donnée par la formule suivante [36] :

$$W_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}}$$

Où  $\tau_{RMS}$  est la répartition temporelle de l'énergie des multi-trajets donnée par :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \bar{\tau}^2}$$

Avec :

$$\bar{\tau^n} = \frac{\sum_i |a_i|^2 \tau_i^n}{\sum_i |a_i|^2}$$

- $|a_i|$  est l'amplitude reçue du  $i^e$  trajet.
- $\tau_i$  est le retard du  $i^e$  trajet par rapport au premier.

## Bande étroite

Dans ce cas, les multi-trajets se somment en réception formant une seule composante (canal plat en fréquence) ou plusieurs suivant le retard entre les trajets et la précision temporelle. L'amplitude de cette composante suit une loi de *Rayleigh* dans le cas NB, car on suppose que la sommation des multi-trajets est assez importante pour suivre une loi normale (théorème central limite) dans les deux dimensions ce qui donne la loi mentionnée (voir Annexe D.3).

## Très large bande

Théoriquement, la précision temporelle augmente et il est possible de séparer les différents trajets qui ne se somment plus entre eux. L'atténuation due à leur somme en réception a de moins en moins d'importance au fur et à mesure que la bande du signal augmente. Sipal, Allen et Edwards dans l'article [37] observent la répartition des amplitudes en fonction de la largeur bande du signal dans une pièce de  $25 m^2$ . Sur la figure 1 de l'article, on remarque que plus la largeur de bande du système est importante moins l'évanouissement est visible.

Dans le but de représenter les canaux très large bande, le modèle de Saleh-Valenzuela [38] a été développé dans le cadre 802.15.4a pour modéliser les évanouissements à petite échelle. Cela part du principe que dans un environnement (intérieur) les objets sont regroupés et que les multi trajets arrivent par groupe (Clusters). Dans le modèle, il faut définir les lois de tous les paramètres (délais entre cluster, délais entre multi trajets, profil de puissance des clusters en fonction du délai, profil de puissance des multi trajets en fonction du délai). La lecture de l'article de Molisch *et al.* [39] montre qu'il faut environ une quinzaine de valeurs pour déterminer le modèle complet (pertes en espace libre et pertes petite échelle). Cependant, l'article de Sipal, Allen et Edwards [40] repris dans le livre [23] montre que la forme des clusters provient du diagramme de l'antenne. L'antenne joue le rôle d'un filtre spatial. Par conséquent, le modèle peut être simplifiable en considérant seulement les multi-trajets (sans clusters).

## CHAPITRE 3

### Étude statistique des interférences d'un usager Secondaire au récepteur Primaire

Le but de ce chapitre est d'étudier les propriétés statistiques du signal SU dans la bande PU afin de trouver une valeur d'étalement  $G_s$  à partir de laquelle l'interférence perçue au récepteur Primaire soit blanche et gaussienne. Dans le chapitre suivant, à l'aide de cette hypothèse, il est possible de calculer une borne minimale sur  $G_s$  afin que l'interférence produite par le SU ne dégrade pas les performances requises au PU. Selon Viterbi [41], dans un système de télécommunication, les interférences ne doivent pas être pires qu'un bruit gaussien à puissance équivalente. De plus, la blancheur du bruit est un critère important pour la conception de récepteurs efficaces. Le fait d'étaler le signal permet de se rapprocher de ces conditions. Dans les chapitres suivants du mémoire, nous aurons besoin de connaître une valeur du gain de traitement minimal remplissant ces critères car ils sont la base de nos hypothèses de calcul. Nous tentons donc de déterminer une valeur minimale à cet étalement en étudiant des indicateurs caractérisant les caractères gaussien et blanc des interférences causées par le SU au récepteur PU. Dans le but de rendre l'analyse pertinente, nous appliquons ces mêmes indicateurs à un bruit blanc gaussien reçu par le PU et nous effectuons une comparaison avec ceux appliqués aux interférences.

#### 3.1 Modélisation

##### 3.1.1 Contexte

Afin de quantifier cette valeur minimale d'étalement  $G_s$ , nous étudions une situation basique constituée d'un usager Primaire perturbé par le signal provenant d'un usager Secondaire. L'usager Secondaire émet ce signal sur deux voies en quadratures (notées  $I$  pour *Inphase* et  $Q$  pour *Quadrature*) avec un gain d'étalement  $G_s$  et une fréquence porteuse  $f_s$ . Le récepteur Primaire reçoit l'interférence du SU sur  $I$  et  $Q$  à la fréquence porteuse  $f_p$ . Les deux systèmes ne sont pas synchronisés. Les débits binaires sont les mêmes. Cela n'a pas de conséquences, car nous faisons varier le rapport des largeurs de bandes entre les deux systèmes via le paramètre  $G_s$ . Le bruit thermique généré en tant que signal témoin possède la même variance que l'interférence provenant du SU afin de pouvoir comparer leurs statistiques à puissance équivalente.

### 3.1.2 Émission du Secondaire

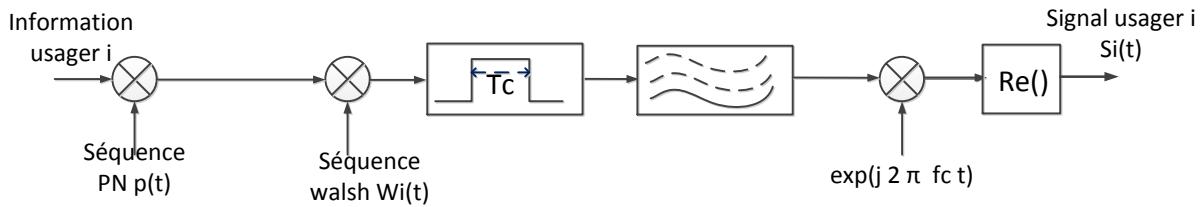


Figure 3.1 Schéma Émission du SU

La figure 3.1 représente la chaîne d'émission du Secondaire, utilisée dans nos simulations, qui applique la technique d'étalement de spectre par séquence directe (DSSS). Tout d'abord, le signal est multiplié par un code PN, le choix de celui-ci est effectué à l'aide de la fonction *rand* dans *Matlab*, ensuite il est multiplié par un code de *Walsh* pour l'usager, cette fonction n'est pas nécessaire dans un contexte à un usager. Ensuite, les *chips* sont filtrés avec des rectangles de taille  $T_c$  puis avec un filtre passe bas pour retirer les lobes secondaires. Cette dernière opération est effectuée pour émettre le signal sur une fréquence porteuse assez faible afin de ne pas augmenter excessivement la complexité des calculs effectués sous *Matlab*. Ces simulations ont aussi été effectuées avec un filtre en racine de cosinus surélevé.

### 3.1.3 Réception au Primaire

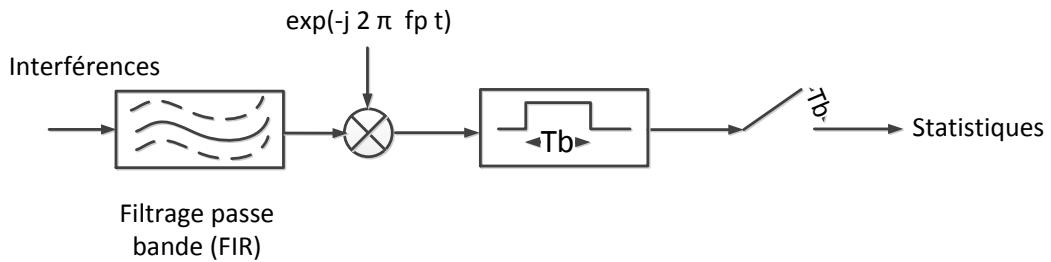


Figure 3.2 Chaîne de réception au Primaire

La figure 3.2 illustre la chaîne de réception au Primaire. Tout d'abord, le signal est filtré autour de la fréquence centrale du PU. Ensuite, le signal est translaté autour de 0 Hz à l'aide d'une exponentielle complexe à la fréquence identique que celle utilisée par l'émetteur PU (démodulation synchrone), puis est filtré avec le formant afin d'éliminer les fréquences

doubles qui apparaissent. Le filtre formant est le même pour les deux types d'usagers. Les statistiques sont obtenues après le sous-échantillonnage et avant la décision. La figure 3.3 est une représentation fréquentielle de la sélection de la bande du Primaire dans la bande du Secondaire et du retour en bande de base.  $f_s$  représente la fréquence porteuse du SU et  $f_p$  la fréquence porteuse du PU.  $W_p$  est la bande du PU et  $W_s$  la bande du SU.

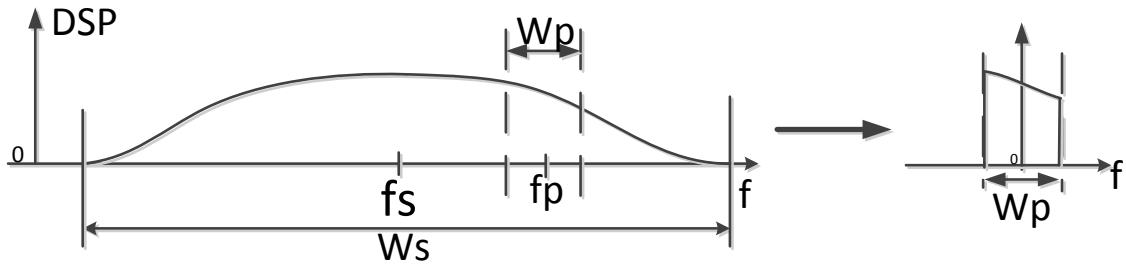


Figure 3.3 Illustration de la sélection de la bande du Primaire

### 3.1.4 Simulateur utilisé

Le logiciel utilisé dans nos simulations est *Matlab*. Par conséquent, le contexte analogique de la simulation est modélisé numériquement. Les systèmes d'émission-réception des PUs et SUs ont été testés séparément. Les probabilités d'erreurs ont été mesurées et comparées à la théorie. Cependant, lors de l'émission avec le SU et de la réception avec le PU il faut bien faire attention à ce que les échelles de temps concordent afin qu'il y ait une cohérence ; il faut que les taux d'échantillonnages soient égaux.

## 3.2 Paramètres de simulation

Le spectre du Secondaire n'est pas exactement un rectangle dans la réalité, il faut donc étudier plusieurs valeurs de  $f_p$  par rapport à  $f_s$ . Nous désirons analyser l'impact de l'étalement sur les interférences dans le but de valider les hypothèses de bruit blanc gaussien nécessaires dans la suite du mémoire. Deux paramètres importants seront nécessaires lors des simulations en plus des paramètres annexes (taille du filtre, nombre d'échantillons par symbole..).

Le premier est le pourcentage de bande occupée par le PU dans la bande du SU :

$$r = \frac{W_p}{W_s} \quad (3.1)$$

Plus cette valeur est élevée, plus le PU occupe un pourcentage important de la bande du Secondaire. Si une valeur minimale de ce paramètre validant les hypothèses (bruit blanc gaussien) est obtenue, avec la connaissance du débit binaire, il sera possible de déterminer une valeur minimale de  $G_s$ .

Le second paramètre représente le décalage de la fréquence centrale du PU par rapport à celle du SU :

$$r_c = \frac{f_p - f_s}{W_s/2} \quad (3.2)$$

Si  $f_p = f_s + W_s/2$  alors  $r_c = 100\%$ , de même si  $f_p = f_s - W_s/2$  alors  $r_c = -100\%$ . Donc plus  $r_c$  est grand en valeur absolue plus la fréquence centrale du PU est éloignée de celle du SU. La valeur de  $r_c$  permettant la validation des hypothèses nous donnera la largeur de bande du Secondaire dans laquelle on peut placer des usagers Primaires tout en causant des interférences blanches et gaussiennes à leurs récepteurs.

### 3.3 Indicateurs

Le but de cette section est de décrire trois indicateurs permettant de comparer la « blancheur » et la distribution des interférences à celles d'un bruit blanc gaussien. Ces trois indicateurs nous donnent des résultats concernant l'autocorrélation, l'intercorrélation et le caractère gaussien des interférences au récepteur Primaire. Ceci est nécessaire pour obtenir une valeur de  $G_s$  minimum et la largeur de bande de SU validant les hypothèses de travail (interférences blanches et gaussiennes) des chapitres suivants. Nous commencerons par définir un signal aléatoire blanc et gaussien, puis nous définirons les indicateurs mentionnés. Enfin, nous interpréterons les résultats.

#### 3.3.1 Définition d'un processus blanc gaussien

Soit un signal aléatoire  $x$  blanc et gaussien.  $x$  peut avoir deux représentations, une complexe (3.3) et une vectorielle (3.4).

$$x = x_I + jx_Q \quad (3.3)$$

$$X = [x_I \ x_Q]^t \quad (3.4)$$

- $x_I$  est la partie en phase de  $x$
- $x_Q$  est la partie en quadrature de  $x$

Un bruit est défini blanc si sa matrice d'autocovariance est diagonale, c'est-à-dire que sa variance est un *Dirac* en 0 (3.5), (3.6) et que son intercovariance est nulle (3.7). Cela se traduit par un spectre de puissance constante. On supposera par la suite qu'il est centré. De plus, il est gaussien si les densités de probabilité des signaux qui le composent suivent une loi normale.

$$E[x_I^2] = \sigma_I^2 \delta(\tau) \quad (3.5)$$

$$E[x_Q^2] = \sigma_Q^2 \delta(\tau) \quad (3.6)$$

$$E[x_Q x_I] = 0, \forall \tau \quad (3.7)$$

### 3.3.2 Critère Gaussien

Pour savoir si l'interférence possède une distribution gaussienne, nous comparons la densité de probabilité du signal (courbe pointillée sur la figure 3.4) à une gaussienne de même variance (trait plein). La différence est représentée par  $e(a_i)$  à l'abscisse  $a_i$ . L'indicateur est l'intégrale de cette erreur absolue  $e(a_i)$  (3.8). Plus cette indicateur est important, moins le signal se comporte de manière gaussienne.

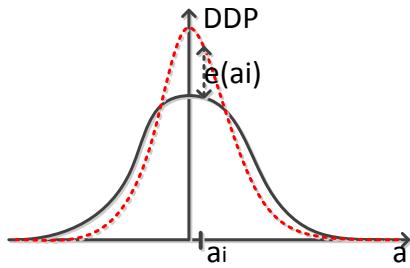


Figure 3.4 Comparaison des densités de probabilité

$$Ind_g = \int_{-\infty}^{\infty} e(a_i) da_i \quad (3.8)$$

### 3.3.3 Critères de « blancheur »

Comme expliqué à la section 3.3.1, un signal blanc se caractérise par un dirac pour l'autocorrélation et par une intercorrélation nulle, ce qui se traduit par un spectre plat sur toute la bande de fréquence. Si le signal blanc est filtré alors ce spectre prend la forme d'un rectangle et l'autocorrélation sera une fonction sinus cardinal ; le passage du signal dans un filtre, lui

fait perdre son critère de « blancheur ». Cependant, lorsque ce signal est sous échantillonné aux instant  $T_b$  (période d'un bit d'information au récepteur PU), l'autocorrélation redevient un *dirac* en  $\tau = 0$ . Les calculs qui suivent représentent le cas où un filtre rectangulaire est utilisé. L'équation (3.9) représente l'autocorrélation du signal avant échantillonnage et après le filtrage en bande de base si ce dernier est plat dans la bande du filtre.

$$R(\tau) = \Gamma(f_p - f_s) W_p \operatorname{sinc}(\pi\tau W_p) \quad (3.9)$$

–  $\Gamma(\cdot)$  représente la densité spectrale de puissance du signal du Secondaire centré en  $f = 0$  (3.10). (la démonstration est fournie en annexe A)

$$\Gamma(f) = \frac{E_s}{G_s} \operatorname{sinc}^2\left(2\pi \frac{f}{W_s}\right) \quad (3.10)$$

–  $E_s$  est l'énergie d'un symbole émis par le SU.

Pour mesurer l'erreur vis-à-vis de l'autocorrélation, on calcule l'autocorrélation du signal échantillonné puis on somme les valeurs absolues pour  $\tau \neq 0$ . On compare ensuite ces valeurs à celles de l'indicateur appliquée à un bruit blanc généré dans *Matlab*. Le calcul de l'indicateur pour l'autocorrélation se fait selon l'équation (3.12). La figure 3.5 (a) représente l'équation (3.9) et 3.5 (b) représente l'équation (3.11).

$$R\left(\frac{k}{W_p}\right) = \Gamma(f_p - f_s) \cdot W_p \cdot \delta(k), \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.11)$$

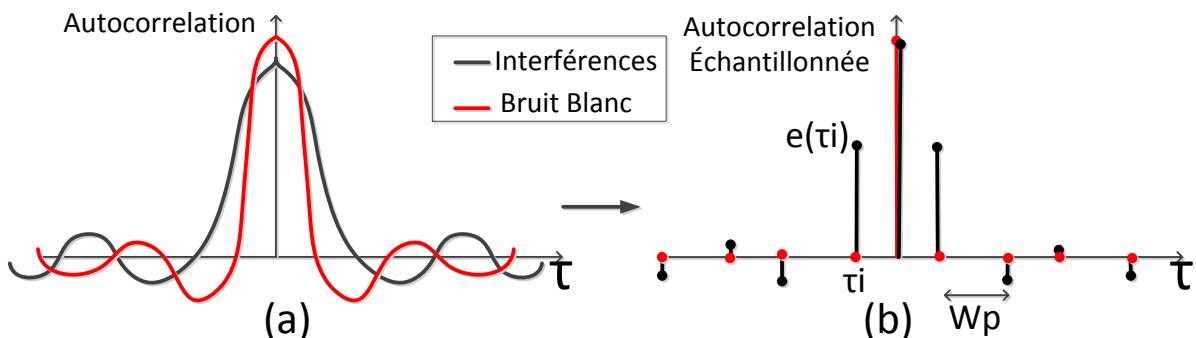


Figure 3.5 Autocorrélation

$$Ind_{auto} = \sum_{i=-N \neq 0}^N |e(\tau_i)| \quad (3.12)$$

–  $e(\tau_i)$  représente la valeur prise par l'autocorrélation à l'abscisse  $\tau_i$ .

De plus, pour caractériser la « blancheur » d'un bruit, il faut observer l'intercorrélation des voies  $I$  et  $Q$  pour voir si elle est nulle. Théoriquement, les voies  $I$  et  $Q$  sont non corrélées, mais ce n'est pas le cas en pratique même pour un bruit blanc, il faut donc examiner son importance par rapport à l'autocorrélation pour voir si elle est négligeable. Plutôt que de faire une étude microscopique, nous allons nous concentrer sur les ordres de grandeur. L'indicateur pour l'intercorrélation est représenté par l'équation (3.13), le signal utilisé est  $x$  provenant de l'équation (3.3).

$$Ind_{inter} = \frac{\max(|R_{x_I x_Q}|)}{\max(|R_{x_I}|)} \quad (3.13)$$

–  $R_{x_I x_Q}$  représente l'intercorrélation des parties réelles et imaginaires.  
–  $R_{x_I}$  représente l'autocorrélation de la partie réelle.

Si ce rapport devient trop grand, c'est que l'importance de l'intercorrélation ne peut être négligée et qu'il ne peut y avoir « blancheur » de celle-ci. La valeur du critère est arbitraire ; dans notre cas, nous prendrons  $Ind_{inter} \leq 0.1$ . Si la largeur de bande du PU est assez faible, on peut approximer le spectre des interférences du SU par un trapèze comme représenté sur la figure B.1 de l'annexe B.

En calculant la transformée de Fourier inverse d'un trapèze ayant pour densité de puissance la partie du sinus cardinal contenue dans la bande du PU, on peut alors connaître la corrélation théorique des interférences au PU (3.14) (les démonstrations sont fournies en annexe B) :

$$\gamma(\tau) = W_p \Gamma(f_p - f_s) \text{sinc}(\pi \tau W_p) + j \frac{pW_p}{2\pi\tau} (\cos(\pi \tau W_p) - \text{sinc}(\pi \tau W_p)) \quad (3.14)$$

–  $p$  est la pente de la densité spectrale (3.10) à la fréquence mentionnée.

$$p = \frac{2\Gamma(f_p - f_s)}{(f_p - f_s) \text{sinc}(2\pi \frac{(f_p - f_s)}{W_s})} \left( \cos \left( 2\pi \frac{(f_p - f_s)}{W_s} \right) - \text{sinc} \left( 2\pi \frac{(f_p - f_s)}{W_s} \right) \right) \quad (3.15)$$

Dans l'équation (3.14), on reconnaît la partie réelle et imaginaire de  $\gamma$  comme étant respectivement l'autocorrélation et l'intercorrélation des interférences au PU. On peut donc

calculer un indicateur théorique qui sera donné par les équations (3.15) et (3.16) (pour le filtre rectangulaire) :

$$Ind_{th} = \frac{\max_{\tau}(\text{Imag}(\gamma(\tau)))}{\max_{\tau}(\text{Re}(\gamma(\tau)))} \quad (3.16)$$

Cet indicateur est valide juste avant l'échantillonnage. Par conséquent, il représente une borne supérieure à la valeur de l'indicateur (3.13) appliqué aux signal interférant, provenant du SU, échantillonné au récepteur PU. En effet, lors de l'échantillonnage,  $\max_{k \in \mathbb{Z}}(\text{Re}(\gamma(kT_b)))$  reste constant tandis que  $\max_{k \in \mathbb{Z}}(\text{Imag}(\gamma(kT_b)))$  peut diminuer car les décalages  $kT_b$  ne prennent pas toutes les valeurs de la fonction continue  $\gamma$  (3.14).

### 3.4 Résultats de simulation

Nous allons observer l'application de ces trois indicateurs aux interférences et à un bruit blanc gaussien au récepteur PU afin de valider les hypothèses de processus blanc et gaussien nécessaires dans les deux chapitres suivants. Les résultats ont été obtenus pour l'émission du SU et la réception du PU sur deux voies en quadratures avec un filtre rectangulaire.

D'autres simulations ont été effectuées avec l'émission du SU sur une seule voie et la réception au PU sur deux voies en quadratures, ainsi qu'avec un filtre de type racine de cosinus surélevé. Afin de ne pas alourdir l'étude, les résultats de ces analyses sont précisés si nécessaires dans le texte et des figures supplémentaires concernant les indicateurs étudiés (autocorrélation, intercorrélation, indicateur de critère gaussien) mais dont l'étude alourdit le rapport sont fournies dans l'annexe C.

Pour rappel, nous avons défini deux paramètres. Le premier,  $r$  (3.1), concerne la largeur de bande relative du Primaire par rapport à celle du Secondaire et le deuxième  $r_c$  (3.2) représente la position relative de la fréquence centrale du PU par rapport au SU. Nous allons examiner les indicateurs en fonction de ces paramètres.

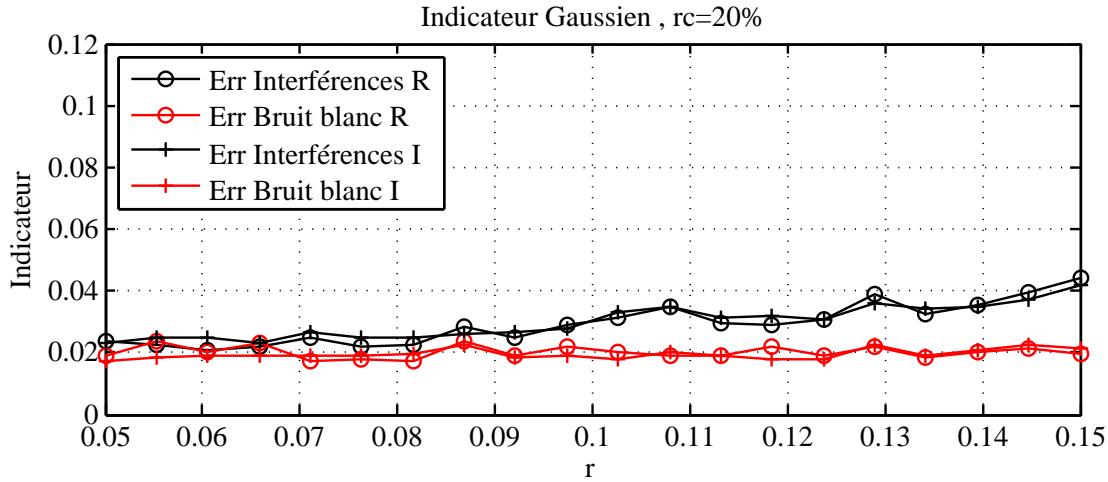
#### 3.4.1 Analyse de l'indicateur gaussien

Comme on peut le voir sur les figures C.1 (a) et (b) de l'annexe C, l'indicateur gaussien est similaire pour les interférences et pour le bruit blanc gaussien pour toute valeur de  $r_c$ . Seul l'écart entre l'indicateur appliqué à un bruit blanc et celui appliqué aux interférences varie avec  $r$ . Par conséquent, nous examinons son évolution en fonction de  $r$  à  $r_c$  fixe sur la figure 3.6. Les paramètres des simulations sont compris dans le tableau 3.1.

Plus  $r$  augmente, c'est à dire plus la largeur de bande du PU est importante par rapport au SU, plus l'écart entre l'indicateur appliqué aux interférences et celui au bruit blanc

Tableau 3.1 Paramètres de simulation pour le critère Gaussien en fonction de  $r_c$ 

$F_{ess}(KHz)$	[8, 2.8]	$G_s$	[20, 7]
$N_{echP}$	20	$r$ (%)	[5, 15]
$W_p$ (Hz)	40	$W_s$ (Hz)	[800, 280]
$f_s$	[2000, 700]	$\beta$	1
$P_s$ (W)	1	$r_c$ (%)	20

Figure 3.6 Observation de l'indicateur gaussien en fonction de  $r$ 

gaussien est important ; le caractère gaussien diminue. Cette observation est encore plus flagrante lorsque le SU émet sur une seule voie, comme l'on peut l'observer sur la figure C.2 de l'annexe C. Lorsque  $r = 10\%$ , l'ajout d'une voie en quadrature fait passer l'erreur relative d'environ 300% sur la figure C.2 à approximativement 30% sur la figure 3.6. Arbitrairement, le choix de  $r < 5\%$  pour justifier le caractère gaussien des interférences acceptables semble judicieux. En effet, en  $r = 5\%$ , l'erreur relative est plus faible, environ 15% sur la figure 3.6 et approximativement 30% dans le cas de l'émission sur une voie de la figure C.2, ce qui est bien faible comparé aux erreurs relatives lorsque  $r > 10\%$  dans le cas d'émission sur une seule voie ( $> 300\%$ ).

De plus, la simulation de la réception d'un signal par le PU avec l'interférence du SU que l'on peut observer sur la figure F.1 en annexe F nous conforte dans ce choix de  $r$ . En effet, on observe le respect de la probabilité d'erreur théorique lorsque  $G_s > 20$  ce qui confirme le caractère gaussien (et blanc) des interférences.

Enfin, lorsque le SU émet sur une seule voie  $I$ , il apparaît des phénomènes de battements des interférences disparaissant lors de l'émission sur deux voies. Autour de ces valeurs de

$r_c$  la distribution des interférences au récepteur PU n'est plus gaussienne. La figure C.3 de l'annexe C met en évidence ce phénomène.

### 3.4.2 Analyse de l'indicateur d'autocorrélation

La variation de l'indicateur de « blancheur » en fonction de  $r$  ou  $r_c$  est toujours la même. Elle est semblable à celle d'un bruit blanc gaussien. Par conséquent, l'impact de la largeur de bande sur cet indicateur au récepteur Primaire semble négligeable pour ces valeurs de  $r$ . La figure C.4 de l'annexe C illustre la variation de l'indicateur en fonction de  $r_c$  pour deux valeurs de  $r$ .

### 3.4.3 Analyse de l'indicateur d'intercorrélation

Comme expliqué à la section 3.3.3, la « blancheur » de l'interférence se définit par un dernier critère : l'intercorrélation des signaux  $I$  et  $Q$  de l'interférence doit être nulle au récepteur PU. Comme elle ne l'est pas vraiment en réalité, on compare les ordres de grandeur entre l'autocorrélation et l'intercorrélation avec l'équation (3.13). Cette partie se base sur une autre approximation qui consiste à assimiler la densité d'interférences à un trapèze si la bande du PU est assez faible devant celle du SU.

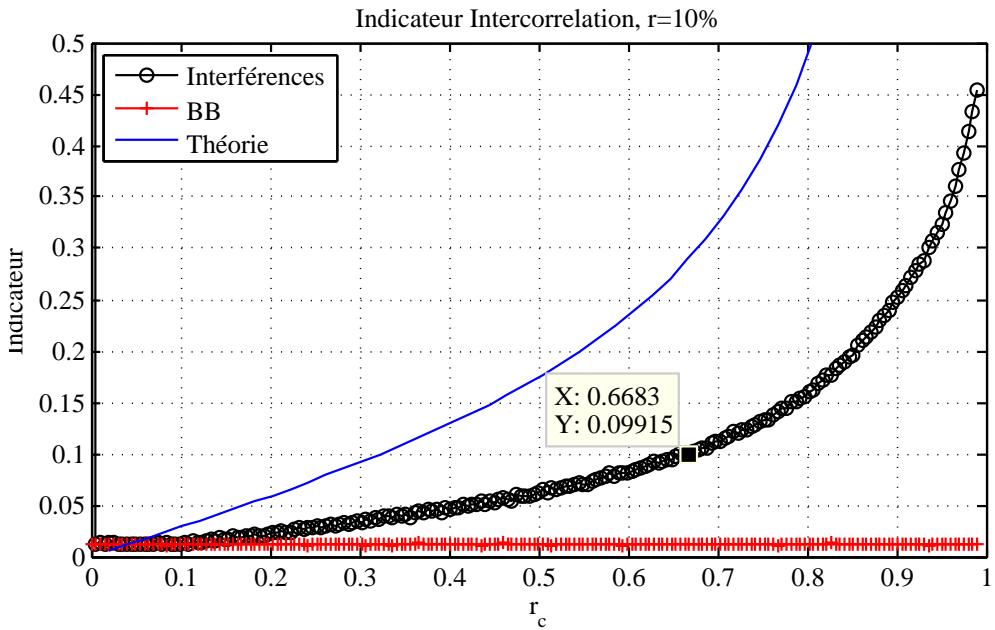


Figure 3.7 Observation de l'indicateur d'intercorrélation lorsque le SU émet sur une voie avec  $r = 11\%$

Sur la figure 3.7, on observe l'indicateur donné par l'équation (3.13) appliqué à un bruit

blanc (courbe '+') et aux interférences du SU (courbe 'o') en fonction de  $r_c$  et pour  $r=10\%$ . Ces courbes sont comparées à la valeur théorique de l'indicateur donné par l'équation (3.16) (courbe trait plein).

Tout d'abord, on remarque que la courbe théorique majore comme prévu (voir section 3.3.3) la courbe des interférences du Secondaire. Cela signifie que l'influence de la pente du spectre du SU devient le facteur de perte du critère de non-corrélation entre  $I$  et  $Q$  au récepteur PU. La courbe concernant l'interférence ('o') dépasse la valeur 0.1 autour de  $r_c = 67\%$ . Comme indiqué dans la section 3.3.3, au-delà de cette valeur de  $r_c$ ,  $I$  et  $Q$  ne sont pas considérés indépendants selon l'indicateur 3.13 ; le signal n'est pas considéré comme blanc au-delà de ces valeurs. Cependant, il peut toujours suivre une distribution gaussienne.

Une diminution de  $r$  entraîne une perception plus « plate » de la densité de puissance au récepteur Primaire ce qui crée une diminution de l'intercorrélation. Lorsque  $r=5\%$ , la nouvelle valeur limite de  $r_c$  devient 80% (figure C.5 de l'annexe C). Le seul moyen de rendre l'intercorrélation nulle est d'avoir un SU très étalé vis à vis du PU.

Le cas où un filtre de type racine de cosinus est à mentionner, car les performances sont bien meilleures qu'avec un filtre rectangulaire ; les interférences sont considérées « blanches » pour toute valeur de  $r_c$  avec  $r = 5\%$  (figure C.6 de l'annexe C).

### 3.5 Conclusion

En voulant vérifier les hypothèses de bruit blanc gaussien, nous avons brièvement étudié plusieurs indicateurs, en particulier le caractère gaussien du bruit et sa « blancheur ». Ces résultats ont été affichés et interprétés en fonction de deux paramètres :  $r$  et  $r_c$ . Ils nous permettent d'obtenir les conditions nécessaires sur  $G_s$  pour valider les hypothèses utilisées dans les chapitres suivants.

Concernant le critère gaussien, plus  $r$  est faible, plus le signal possède une distribution qui tend vers une gaussienne. Ce dernier point est encore amélioré avec l'émission d'interférences sur deux voies. Si on quantifie ce critère à l'aide des valeurs de  $r$ , on peut voir que lorsque  $r \leq 5\%$ , la qualité gaussienne des interférences s'approche de celle d'un bruit thermique modélisé dans *Matlab* avec une erreur relative plus faible que  $\approx 20\%$ .

Pour ce qui est du caractère blanc des interférences, on a remarqué que l'élément perturbateur des indicateurs est principalement la forme du spectre. Concernant l'autocorrélation, l'indicateur donne des résultats similaires pour les interférences et le bruit blanc.

L'intercorrélation est un facteur limitant beaucoup plus important, l'utilisation d'un filtre en racine de cosinus permet de valider le critère d'intercorrélation pour  $r \leq 5\%$  pour toute valeur de  $r_c$ .

On peut ajouter que la superposition d'un signal très étalé à un bruit thermique risque de couvrir les interférences et donc d'atténuer davantage toutes ces contraintes. Les variations du spectre perturbant la « blancheur » ont des chances d'être couvertes par un bruit thermique plus important.

De plus, selon les résultats obtenus avec les indicateurs mentionnés dans cette étude, il est préférable qu'un SU qui désire s'insérer en causant le moins de perturbations possible utilise une émission sur les voies  $I$  et  $Q$  simultanément. Ceci est recommandé afin d'éviter les phénomènes de battements et pour augmenter le caractère gaussien des interférences.

Par conséquent, dans la suite de ce mémoire, l'hypothèse d'interférences « blanches » et gaussiennes sera considérée comme valide si  $W_s \geq 20 W_p$  ( $r \leq 5\%$ ) sur toute la largeur de bande du Secondaire. Cette relation nous permet donc de fixer une valeur de  $G_s$  minimum et de faciliter quelque peu les calculs.

## CHAPITRE 4

### Analyse et Évaluation de l’Interférence Admissible au Primaire et de l’Étalement Spectral du Secondaire

Ce chapitre concerne l’analyse et l’évaluation des interférences admissibles au PU ainsi que de l’étalement spectral du SU. Ce dernier souhaite communiquer sur les mêmes ressources spectrales et temporelles qu’un usager Primaire sans cependant provoquer de dégradation de la QoS. Le SU utilise le concept d’étalement spectral afin de réduire les interférences qu’il cause au récepteur PU. Les objectifs de ce chapitre se rapportent à caractériser ces interférences admissibles au PU, l’étalement minimal d’un SU ainsi que l’influence des paramètres tels que la diversité et la QoS. On supposera les interférences « blanches » et gaussiennes ce qui implique l’utilisation des limites introduites dans le chapitre précédent. De plus, comme le SU se superpose au PU, il diminue les performances de ce dernier. Par conséquent, il est nécessaire de fixer la limite entre une communication nuisible et une autre qui ne l’est pas. Nous fixerons cette limite selon une performance d’erreur (qualité de service du PU) impliquant un niveau de densité d’interférence à ne pas dépasser par le SU.

Dans un premier temps, nous spécifions le contexte de transmission. Dans un second temps, nous calculons les interférences admissibles au PU pour un canal AWGN et un canal Rayleigh. Ensuite, nous encadrons l’énergie par symbole au SU ce qui permet de trouver une valeur minimale de son gain d’étalement  $G_s$ . Dans un quatrième temps, nous interprétons les résultats théoriques et les simulations. Enfin, nous discutons de l’influence de paramètres supplémentaires.

#### 4.1 Le contexte de transmission

Le contexte de transmission est supposé non synchrone entre les deux réseaux. Le Secondaire souhaite communiquer tout en assurant une QoS au Primaire. Nous traduisons cette dernière notion par un taux d’erreur maximum ne devant pas être franchi au récepteur PU. Ce taux d’erreur fixe une quantité d’interférence maximum dans la bande du PU qui ne doit pas être dépassée par la somme de l’interférence provenant du SU et du bruit thermique.

Le SU est capable, à son récepteur, d’étaler l’interférence en bande étroite provenant du PU. Il doit choisir son énergie par symbole et son étalement spectral afin, à la fois, de respecter la QoS du PU mais aussi celle nécessaire à sa propre communication. La QoS du SU sera aussi définie comme un taux d’erreur.

On suppose que les interférences provenant du SU sont blanches et gaussiennes et que le bruit thermique est de même densité aux récepteurs PU et SU.

La figure 4.1 illustre les liens de communication possibles ainsi que les interférences entre les différents usagers du système. Le réseau contient deux paires d'usagers pouvant tous être, soit récepteur, soit émetteur. Les flèches en pointillés concernent les interférences entre les usagers, les flèches pleines à un côté décrivent une communication sur un même réseau et les doubles flèches désignent un échange nécessaire à l'insertion des Secondaires. Le SU a besoin d'une connaissance a priori d'informations de la part du PU ( $S_pINR$ , QoS) pour pouvoir communiquer en même temps et dans la même bande de fréquences dans le but d'éviter la dégradation de la QoS du PU. Afin de ne pas tenir compte de considérations sur la géométrie du problème, tous les canaux sont similaires et de distance égale à l'unité.

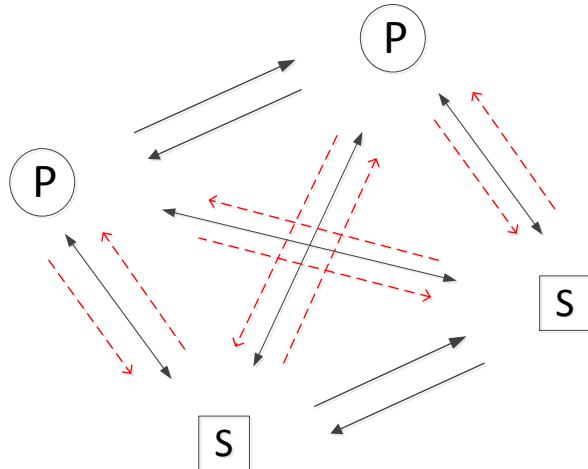


Figure 4.1 Illustration des différents liens de communications et interférences.

## 4.2 Calcul des interférences admissibles au PU

Les détails des calculs de probabilité sont définis à l'annexe D. Nous présentons ici, les résultats de l'analyse des interférences « blanches » et gaussiennes admissibles au PU selon des contraintes de QoS que nous allons détailler pour un canal AWGN et un canal de Rayleigh. Tout d'abord, nous allons définir mathématiquement la QoS, ce qui permet ensuite, de majorer la quantité d'interférence au récepteur Primaire puis, nous analysons les résultats théoriques.

#### 4.2.1 Définition de la Qualité de Service

Considérons le seuil d'erreur maximal  $\tau_p$  toléré au PU, son rapport signal à bruit sans interférence  $S_pNR$  et le même ratio contenant des interférences  $I_p$  blanches et gaussiennes en plus du bruit thermique noté  $S_pINR$ .

$$S_pINR = \frac{S_pNR}{1 + I_pNR} \quad (4.1)$$

L' $I_pNR$  représente le rapport de la densité d'interférences sur la densité de bruit thermique au PU en réception.

Afin de satisfaire le critère de QoS du PU, la probabilité d'erreur (noté  $P_e$ ) au récepteur PU doit être majorée par le taux maximal d'erreur  $\tau_p$  de la manière suivante :

$$P_e(|\alpha|^2 S_pINR) \leq \tau_p \quad (4.2)$$

Où  $|\alpha|^2$  représente la variation de puissance du signal en réception due à la propagation dans le milieu de communication. Cette variation est égale à 1 dans le cas AWGN ou suivre une loi de probabilité (Exponentielle). Dans le cas où  $|\alpha|^2$  suit la loi de probabilité, nous utiliserons un calcul de probabilité de réussite dépendant d'un ratio temporel que nous noterons  $T_p$  pour un PU. La probabilité de réussite s'exprime de la façon suivante :

$$P(a \geq b) \geq T_p \quad (4.3)$$

L'interprétation de (4.3) est la suivante : la probabilité que  $a$  soit supérieur à  $b$  est supérieure à  $T_p$  pourcent du temps.

Par la suite, nous considérerons que le Primaire communique en BPSK cohérent et qu'il existe une valeur  $S_pNR_{min}$  pour que le signal soit décodé en ayant au plus  $\tau_p$  erreurs. La fonction  $Q(\cdot)$  est définie dans l'annexe D. On obtient donc :

$$S_pNR_{min} = \frac{Q^{-1}(\tau_p)}{2} \quad (4.4)$$

Par conséquent, dans le cas d'un canal où la puissance du signal suit une loi de probabilité, la satisfaction du critère de QoS au PU s'exprimera comme la minoration du  $S_pINR$  instantané multiplié par la variation de puissance aléatoire du canal, par le  $S_pNR_{min}$  au moins  $T_p$  pourcent du temps comme écrit dans l'équation suivante :

$$P(|\alpha|^2 S_pINR \geq S_pNR_{min}) \geq T_p \quad (4.5)$$

Nous considérerons que le PU est capable de récupérer de la diversité (noté  $L_p$ ) pour améliorer ses performances.

#### 4.2.2 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN)

En reprenant (4.2) et en sachant qu'en BPSK, la probabilité d'erreur sur un canal AWGN s'écrit (voir annexe D.2) :

$$P_e(|\alpha|^2 S_p INR) = Q\left(\sqrt{2|\alpha|^2 S_p INR}\right) \quad (4.6)$$

De plus, le PU récupère une quantité de diversité  $|\alpha|^2 = L_p$  dans le cas AWGN, par conséquent en utilisant (4.6), on obtient :

$$L_p S_p INR \geq S_p NR_{min} \quad (4.7)$$

Et en utilisant (4.1) et (4.7), on obtient une borne majorant l' $I_p NR$  admissible au récepteur PU dans le cas d'un canal AWGN :

$$0 \leq I_p NR \leq \frac{L_p S_p NR}{S_p NR_{min}} - 1 \quad (4.8)$$

#### 4.2.3 Canal de Rayleigh

Le cas du canal exponentiel correspond au cas où le signal subit des évanouissements de Rayleigh de variance 1 et de moyenne nulle au récepteur primaire.  $|\alpha|^2$  suit une loi exponentielle de paramètre 1 (annexe D.3). De plus, le PU récupère de la diversité notée  $L_p$ . Analysons dans un premier temps la distribution de puissance en réception.  $|\alpha|^2$  contient la somme des  $L_p$  variables exponentielles indépendantes. Par conséquent,  $|\alpha|^2$  suit une loi *gamma* de paramètres  $L_p$  et 1 notée  $\gamma(L_p, 1)$  (voir annexe E.1). Il est possible de développer l'équation (4.5) en utilisant la fonction de répartition complémentaire de  $|\alpha|^2$  (E.6) de l'annexe E et notée  $\Gamma_{L_p}$ . Rappelons que  $\Gamma_L(x) = \frac{\Gamma(x, L)}{(L-1)!}$  où  $\Gamma$  désigne la fonction gamma incomplète supérieure. En reprenant (4.5), on peut réécrire :

$$P\left(|\alpha|^2 \geq \frac{S_p NR_{min}}{S_p INR}\right) \geq T_p = \Gamma_{L_p}\left(\frac{S_p NR_{min}}{S_p INR}\right) \geq T_p \quad (4.9)$$

Puisque la fonction  $\Gamma_{L_p}$  est inversible et décroissante sur  $\mathbb{R}^+$ , (4.9) se transforme en :

$$0 \leq I_p NR \leq \Gamma_{L_p}^{-1}(T_p) \frac{S_p NR}{S_p NR_{min}} - 1 \quad (4.10)$$

#### 4.2.4 Interprétations des résultats

L'intensité maximale d'interférences blanches et gaussiennes a été calculée dans les deux sections précédentes pour un canal AWGN et un canal de Rayleigh. Ces intensités sont relatives à notre définition de la QoS comme un taux d'erreur maximal représenté par l'équation (4.2) pour le canal AWGN et l'équation (4.5) pour le canal de Rayleigh. Afin d'analyser les résultats, nous devons fixer les paramètres  $(\tau_p, T_p)$  spécifiant cette QoS dans nos exemples. Cependant, ce sont les opérateurs (ou les fournisseurs de services) qui spécifieront ces valeurs. Dans un premier temps, nous analysons l'impact de la variation de  $\tau_p$  sur la quantité maximale d'interférences au PU, puis nous effectuons une étude similaire avec la variation du paramètre  $L_p$ .

##### Variation de $\tau_p$

Les paramètres de simulation permettant d'observer la quantité d'interférences maximum au PU sont contenus dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Paramètres de la simulation pour l'*INR*

Paramètres	$\tau_p$	$T_p$	$S_pNR_{min}$ (dB)	$L_p$
Valeurs	$10^{-3}, 10^{-5}, 10^{-7}$	0.99	6.79, 9.59, 11.31	1

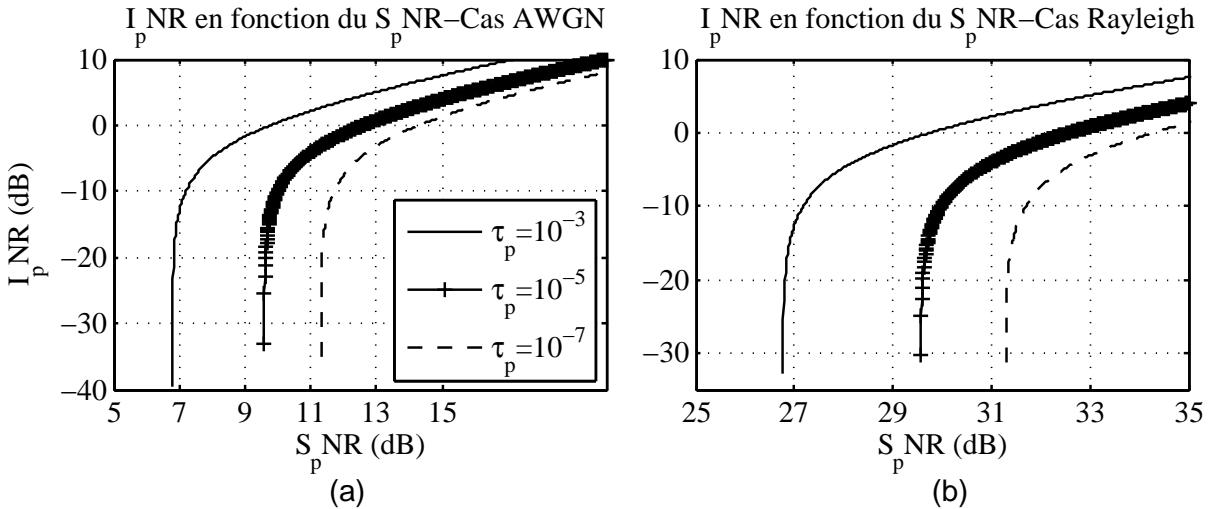


Figure 4.2 Limite de l' $I_pNR$  au PU en fonction du  $S_pNR$

Les courbes (a) et (b) de la figure 4.2 représentent les valeurs maximales du rapport d'interférences sur le bruit thermique au récepteur Primaire ( $I_pNR$ ), pour les deux canaux

mentionnés (AWGN et Rayleigh), que peut recevoir un PU à son récepteur avec les contraintes de QoS utilisées précédemment. En abscisse, il y a le  $S_pNR$  au récepteur Primaire, et en ordonnée il y a l' $I_pNR$  en décibels. On peut observer pour les deux canaux, trois courbes, une pour chaque valeur de  $\tau_p$ , ayant des comportements similaires.

En étudiant l'échelle des abscisses dans les deux cas, tel que prévisible, nous pouvons voir que les valeurs de  $S_pNR$  croissent à mesure que  $\tau_p$  diminue. De plus, à même  $\tau_p$  un écart d'environ 30 dB différencie le cas AWGN du cas Rayleigh. Cela indique une dégradation des performances du PU due aux évanouissements du signal.

En observant les deux inégalités concernant l' $I_pNR$  (4.8) et (4.10), on remarque la présence d'un facteur devant le  $S_pNR$  que nous nommerons  $\beta_A$  pour le canal AWGN,  $\beta_R$  pour le canal de Rayleigh et  $\beta$  lorsque les deux types de canaux sont considérés. La partie droite des inégalités est positive si  $S_pNR > 1/\beta$ , cette inégalité caractérise l'espace où des interférences sont possibles au PU ( $I_pNR > 0$ ).

En ce qui concerne le canal de Rayleigh, plus les évanouissements sont importants et plus  $\beta_R$  est faible, donc il faut un  $S_pNR$  de plus en plus grand pour observer un espace d'interférence accessible au PU. De même manière, quelque soit le type de canal, plus la QoS au PU est importante (plus  $\tau_p$  est faible) et plus  $\beta_R$  et  $\beta_A$  sont faibles. Pour avoir un  $I_pNR$  positif, il faut avoir un  $S_pNR$  suffisamment grand pour que la QoS soit respectée. Enfin, les bornes sur  $I_pNR$  (4.8)(AWGN) et (4.10)(Rayleigh) sont des équations linéaires en  $S_pNR$  où  $\beta$  représente la dérivée par rapport au  $S_pNR$ . Par conséquent, plus la valeur de  $\beta$  est faible plus la croissance de l'espace d'interférences est lente. Les valeurs de  $\beta$  correspondent à l'inverse des asymptotes verticales de  $I_pNR$  dont les valeurs de  $S_pNR$  sont regroupées dans le tableau 4.2. Lorsque le  $S_pNR$  est plus faible que les valeurs mentionnées l'ajout d'interférences au récepteur PU n'est pas possible selon les critères fixés. Même sans interférences, la valeur de  $S_pNR$  ne permet pas au PU de respecter la QoS fixée dans l'exemple.

Dans chaque cas, lorsque des interférences sont possibles, alors leur intensité augmente avec  $S_pNR$ . La valeur de l' $I_pNR$  affiché correspond au cas où l'on maintient la performance du PU la plus faible possible tout en respectant ses critères de QoS. Cette valeur maximale d' $I_pNR$  correspond à un  $S_pINR$  constant au récepteur PU. Par conséquent, si l'on choisit de remplir l'espace d'interférence, la performance au PU reste constante lorsque  $S_pNR$  augmente.

### Variation de $L_p$

Observons l'influence de la diversité sur les interférences acceptables au Primaire. Le tableau 4.3 présente les paramètres de la simulation pour l'analyse de  $I_pNR$ .

Les figures 4.3 (a) et (b) rassemblent les résultats de cette analyse pour les deux types

Tableau 4.2 Valeurs en  $S_pNR$  des asymptotes pour les différents types de canaux

$\tau_p$	AWGN (dB)	Rayleigh (dB) $T_p = 0.99$
$10^{-3}$	6.7895	26.7677
$10^{-5}$	9.5879	29.5661
$10^{-7}$	11.3081	31.2869

Tableau 4.3 Paramètres de la simulation pour l' $INR$  avec diversité au PU

Paramètres	$\tau_p$	$T_p$	$L_p$
Valeurs	$10^{-5}$	0.99	1, 2, 4

de canaux. Les abscisses et les ordonnées sont similaires à la simulation précédente. On note la ressemblance des figures 4.3 et des figures 4.2. On en déduit que la diversité modifie un paramètre qui a une influence similaire à celle de la QoS.

La principale différence avec la situation précédente 4.2.4 provient des rangs de valeurs de  $S_pNR$ . La diversité permet de lutter efficacement contre les évanouissements, par conséquent les valeurs de  $S_pNR$  se chevauchent presque entre les deux types de canaux. Par exemple, le cas  $L_p = 4$  pour le canal de Rayleigh donne une quantité d' $I_pNR$  acceptable du même ordre de grandeur que pour AWGN avec  $L_p = 1$ .

En reprenant la même démarche que dans la partie précédente, observons l'inverse du coefficient  $\beta$  devant le  $S_pNR$ . Comme le montre le tableau 4.4, ce coefficient correspond aux valeurs des asymptotes en termes de  $S_pNR$  et on remarque que la diversité au PU les réduit considérablement ; l'espace d'interférences accessible au PU commence pour de plus faibles valeurs de  $S_pNR$  lorsque  $L_p$  augmente. De plus, l'écart entre le cas AWGN et exponentiel a tendance à se résorber avec la diversité au PU. Pour  $L_p = 1$  il est de 20 dB tandis que pour  $L_p = 4$  il n'est plus que de 7 dB.

Tableau 4.4 Valeur de  $1/\beta$  lorsque le PU utilise la diversité

Cas	Diversité		
	1	2	4
AWGN (dB)	9.58	6.58	3.57
Exponentiel (dB)	29.57	17.87	10.43

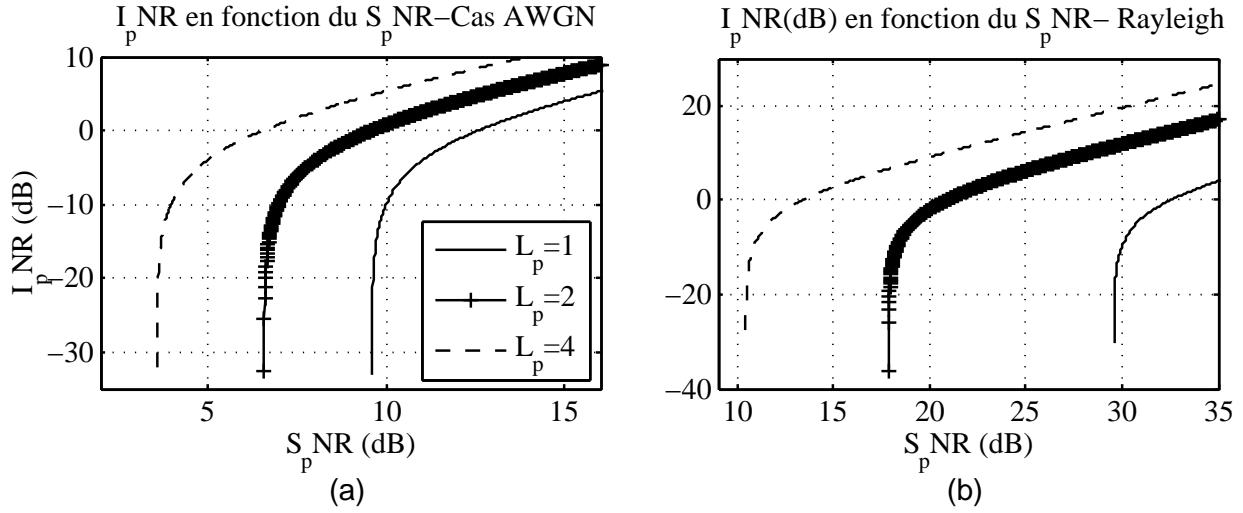


Figure 4.3 Limite de l'*INR* au PU avec de la diversité en fonction du  $S_pNR$

#### 4.2.5 Remarque

La présence des asymptotes verticales observées n'est pas viable dans un monde physique. Avant ces asymptotes verticales, l'interférence admissible au PU est nulle. Dans les systèmes réels, cela doit être une limite plus douce. Cependant, dans certaines situations, le Secondaire ne peut s'insérer si le canal du Primaire est mauvais car le moindre ajout d'interférence diminue la QoS du PU. Toutefois, on voit que si celui-ci peut échanger de l'information selon la QoS fixée, alors il existe un espace d'interférences accessible par les SUs.

### 4.3 Calcul de la puissance d'émission du SU

Pour pouvoir communiquer correctement le SU doit émettre assez de puissance pour être décodé par le récepteur SU selon les contraintes des QoS définies dans la section 4.2.1. Le récepteur SU étale les interférences en bande étroite provenant de l'émetteur PU et reçoit le bruit thermique environnant ( $N_0$ ). Néanmoins, plus sa densité de puissance est grande plus les interférences causées au PU sont importantes. Dans un premier temps, nous réglons son énergie par symbole pour qu'il puisse communiquer et dans un second temps, son étalement pour que sa densité d'interférence au PU ne soit pas supérieure aux valeurs calculées dans la section 4.2. On supposera que le SU connaît le  $S_pNR$  du récepteur PU, sa QoS  $\tau_p$ , ainsi que le comportement du canal entre l'émetteur SU et le récepteur PU.

### 4.3.1 Calculs de puissance

Le rapport signal à bruit au récepteur Secondaire est noté  $S_sNR$  et le taux d'erreur maximal au récepteur SU est noté  $\tau_s$ . Toutes les interférences subies par les usagers sont supposées blanches et gaussiennes. Sous l'hypothèse que les communications se font en *BPSK*, le *SNR* minimum à respecter au récepteur SU est donné par l'équation :

$$S_sNR_{min} = \frac{Q^{-1}(\tau_s)}{2} \quad (4.11)$$

Concernant la définition mathématique de la QoS, le raisonnement de la section 4.2.1 est repris. Les équations (4.2) et (4.5) représentent respectivement les conditions à respecter au récepteur SU pour le canal AWGN et le canal Rayleigh.  $S_pINR$ ,  $\tau_p$ ,  $T_p$  et  $L_p$  deviennent respectivement  $S_sINR$ ,  $\tau_s$ ,  $T_s$  et  $L_s$ .

L'interférence provenant du PU au récepteur SU est étalée par le facteur d'étalement  $G_s$  du Secondaire. Le rapport de ces interférences au récepteur SU sur le bruit thermique ( $I_sNR$ ) peut donc être exprimé de la façon suivante :

$$I_sNR = \frac{S_pNR}{G_s} \quad (4.12)$$

#### Canal AWGN

En utilisant l'équation (4.2) appliquée à un SU ainsi que la limite minimum en  $S_sNR$  (4.11) et l'interprétation mathématique de l'interférence du PU au SU (4.12), on obtient une borne inférieure du  $S_sNR$  lui permettant de respecter la QoS :

$$S_sNR \geq \frac{S_sNR_{min}}{|\alpha|^2} \left( 1 + \frac{S_pNR}{G_s} \right) \quad (4.13)$$

$$|\alpha|^2 = L_s \quad (4.14)$$

#### Canal de Rayleigh

Comme précédemment, en utilisant l'équation (4.5) appliquée à un SU avec la manipulation mathématique décrite dans la section 4.2.3 concernant la somme de lois exponentielles indépendantes ainsi que la limite minimum en  $S_sNR$  (4.11) et l'interprétation mathématique de l'interférence du PU au SU (4.12), on obtient une minoration du  $S_sNR$  lui permettant de respecter la QoS pour un canal de Rayleigh :

$$S_sNR \geq \frac{S_sNR_{min}}{\Gamma_{L_s}^{-1}(T_s)} \left( 1 + \frac{S_pNR}{G_s} \right) \quad (4.15)$$

## 4.4 Calcul de l'étalement du SU

Une fois que le SU a réglé sa puissance d'émission pour respecter les conditions de la section 4.3.1, il doit régler son étalement de manière à suivre la densité d'interférences maximum calculée dans la partie 4.2, car l'objectif consiste à superposer le SU sur le PU en utilisant tout l'espace d'interférence disponible. Si les inéquations (4.8) pour le canal AWGN et (4.10) pour le canal de Rayleigh ne peuvent être respectées par le SU alors ce dernier ne peut communiquer sur les mêmes ressources. Tout d'abord, nous préciserons la valeur des interférences que le SU émet puis, nous calculerons une borne sur le  $S_sNR$  nous permettant d'obtenir une valeur minimale pour le gain de traitement  $G_s$ . Par la suite, nous analyserons les résultats théoriques en faisant varier la QoS, la diversité et les ratios temporels  $(T_p, T_s)$ . Enfin, nous validerons les résultats par simulations et nous discuterons de l'impact de paramètres supplémentaires.

### 4.4.1 Interférences causées par le SU au récepteur PU

L'étalement spectral du SU lui confère une densité de puissance plus faible dans la bande du PU. Cette densité d'interférence perçue par le PU est égale la densité de puissance émise par le SU divisée par le gain de traitement de ce dernier. L'inégalité suivante indique la condition à respecter par le SU et son étalement pour ne pas créer d'interférences nuisibles au PU selon la QoS définie dans la section 4.2.1 :

$$\frac{S_sNR}{G_s} \leq I_pNR \quad (4.16)$$

### 4.4.2 Canal AWGN

En utilisant les équations (4.16) et (4.8) concernant la majoration des interférences et l'équation (4.13) représentant une borne minimale sur  $S_sNR$  pour que le SU communique en respectant sa QoS, on obtient un encadrement pour  $S_sNR$  (4.17) puis une borne minimale pour  $G_s$  (4.19).

$$\frac{S_sNR_{min}}{L_s} \left( 1 + \frac{S_pNR}{G_s} \right) \leq S_sNR \leq G_s I_pNR = G_s \left( \frac{L_p S_pNR}{S_pNR_{min}} - 1 \right) \quad (4.17)$$

En reliant les bornes inférieures et supérieures de (4.17), ce qui signifie que le SU adapte sa puissance, il apparaît que  $G_s$  doit vérifier l'inéquation suivante :

$$G_s^2 I_pNR - G_s \frac{S_sNR_{min}}{L_s} - \frac{S_sNR_{min}}{L_s} S_pNR \geq 0 \quad (4.18)$$

La partie gauche de l'inégalité (4.18) est un polynôme du second ordre en  $G_s$ . En posant

$a = I_p NR$ ,  $b = -\frac{S_s NR_{min}}{L_s}$  et  $c = b S_p NR$ , le comportement de cette équation est analysable. Comme  $a \geq 0$ , et si  $a > 0$  dans le cas où des interférences sont possibles au récepteur PU, alors  $\frac{c}{a} < 0$  et il existe deux solutions ( $\Delta = b^2 - 4ac > 0$ ). Grâce aux relations entre racines et coefficients, on obtient  $G_{s1}G_{s2} = c/a$  ( $G_{s1}$  et  $G_{s2}$  sont les racines du polynôme). Par conséquent, les racines sont de signes opposés et la valeur positive de  $G_s$ , que l'on notera  $G_{s+}$ , est directement calculable (4.19).

$$G_{s+} = \frac{-b + \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{S_s NR_{min}}{2L_s I_p NR} \left( 1 + \sqrt{1 + 4 \frac{L_s \cdot I_p NR \cdot S_p NR}{S_s NR_{min}}} \right) \quad (4.19)$$

Pour que les conditions de l'équation (4.19) et du chapitre précédent concernant les hypothèses d'interférences blanches et gaussiennes, il faut que  $G_s \geq G_{s+} \geq 20$  lorsque les taux de transmissions du PU et SU sont les mêmes. Une différence dans ces débits binaires sera discutée dans la section 4.6.2. L'étalement minimum atteignable avec l'équation (4.19) est représenté par l'égalité (4.20) lorsque  $S_p NR$  tend vers l'infini.

$$G_{min} = \sqrt{S_s NR_{min} S_p NR_{min}} \quad (4.20)$$

#### 4.4.3 Canal de Rayleigh

Dans ce cas, qui est similaire au précédent sur la méthode, on utilise la borne supérieure sur  $I_p NR$  (4.10) et (4.15) pour connaître le  $S_s NR$  maximum ainsi que la borne inférieure sur le  $S_s NR$  (4.16) permettant d'obtenir un encadrement de l'énergie par symbole du PU (4.21) pour en déduire une borne minimale sur  $G_s$  (4.22).

$$\frac{S_s NR_{min}}{\Gamma_{L_s}^{-1}(T_s)} \left( 1 + \frac{S_p NR}{G_s} \right) \leq S_s NR \leq G_s \cdot \left( \frac{\Gamma_{L_p}^{-1}(T_p) \cdot S_p NR}{S_p NR_{min}} - 1 \right) \quad (4.21)$$

La forme de l'inéquation (4.21) est similaire au cas du canal AWGN (4.17), le même raisonnement concernant l'étude d'un polynôme du second ordre est applicable. Cela permet d'obtenir une borne minimale appelée  $G_{s+}$  sachant que  $G_s \geq G_{s+}$  si  $INR > 0$  :

$$G_{s+} = \frac{S_s NR_{min}}{2 \cdot \Gamma_{L_s}^{-1}(T_s) INR} \left( 1 + \sqrt{1 + 4 \frac{\Gamma_{L_s}^{-1}(T_s) \cdot INR \cdot S_p NR}{S_s NR_{min}}} \right) \quad (4.22)$$

Calculons la valeur minimum de la borne (4.22) en faisant tendre  $S_p NR$  vers l'infini :

$$G_{s+} = \sqrt{S_s NR_{min} S_p NR_{min}} \frac{\sqrt{\Gamma_{L_s}^{-1}(T_s) \Gamma_{L_s}^{-1}(T_p)}}{\Gamma_{L_s}^{-1}(T_s)} \quad (4.23)$$

#### 4.4.4 Interprétations des Résultats

Les résultats précédents présentent un encadrement du  $S_sNR$  (4.17) et (4.21) ainsi qu'une borne minimale sur le gain de traitement du SU (4.19) et (4.22) pour le canal AWGN et Rayleigh respectivement. Le SU doit utiliser ces équations si il désire communiquer, à l'aide d'une technique d'étalement spectral, sur les mêmes ressources que le PU tout en respectant les QoS définies dans la section 4.2.1.

Si le SU utilise l'étalement  $G_{s+}$  donné par (4.19) et (4.22) alors il ne bénéficie d'aucune liberté pour son choix de puissance, car les bornes gauche et droite de (4.17) ou (4.21) sont égales. Cependant, comme mentionné plus tôt, les valeurs de  $G_s$  calculées sont des bornes minimales. Si l'usager choisit d'utiliser une valeur plus importante alors le choix de la puissance du SU devient plus large car l'encadrement de  $S_sNR$  n'est plus strict. Dans ce dernier cas, pour être plus précis, si le SU choisit de suivre la borne gauche des inégalités (4.17) ou (4.21), il émet avec le moins d'énergie possible et décide de maintenir sa QoS à sa valeur minimale, tandis que celle du PU s'améliore avec le  $S_pNR$ . Dans l'autre cas extrême, si le SU décide de suivre la borne de droite alors il décide d'améliorer sa QoS et de remplir totalement l'espace d'interférence du PU, c'est-à-dire que  $S_pINR$  reste constant avec l'évolution de  $S_pNR$ .

Les valeurs des paramètres de QoS sont fixées dans les analyses qui vont suivre, cependant, si un tel système est appliqué dans la réalité, leur spécification sera faite par des autorités compétentes (FCC aux États Unis, ANFR en France..) ou par les opérateurs ou les fournisseurs de service.

Tout d'abord, nous étudions l'impact de  $S_pNR$  sur l'étalement  $G_s$  et le  $S_sNR$ , par la suite nous allons observer l'impact de la diversité aux récepteurs SU et PU, ainsi que les variations de QoS et des ratios temporels ( $T_p$  et  $T_s$ ).

#### Evaluation de $G_s$ et $S_sNR$ au SU

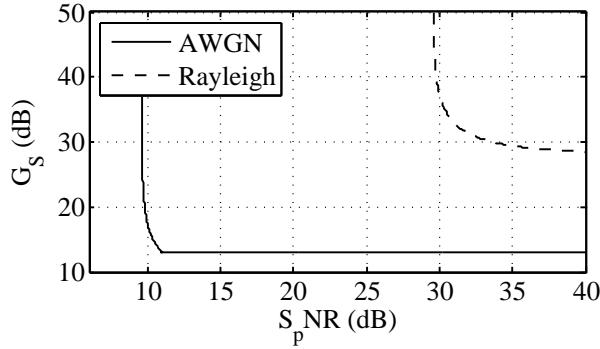
Dans cet exemple, nous allons observer de manière simple la variation de la borne sur le gain d'étalement au SU pour deux types de canaux en fonction du  $S_pNR$ . De plus, nous examinons le comportement du  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$ .

Les paramètres de simulation sont montrés dans le tableau 4.5. Dans le cas du canal de Rayleigh la limite  $G_s < 20$  n'est jamais atteinte car  $G_{min} = 655.7$  (4.20). Par conséquent, on ne peut observer le fait que les bornes de  $S_sNR$  se séparent juste en observant la borne inférieure de  $G_s$ .

Sur la figure 4.4, on observe la variation des gains de traitement lorsque le  $S_pNR$  varie pour le canal de Rayleigh et le canal AWGN. On perçoit deux courbes décroissantes situées

Tableau 4.5 Paramètres d'affichage des résultats

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$T_p$	0.99	$T_s$	0.99
$L_p$	1	$L_s$	1

Figure 4.4  $G_s$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux cas

à des échelles différentes. Chacune des courbes commence par une asymptote verticale située à un emplacement bien particulier (9.59 dB pour AWGN et 29.57 dB pour Rayleigh) correspondant au  $S_pNR$  minimum permettant l'ajout d'interférences au PU dans les conditions du problème. En dessous de la valeur de  $S_pNR$  correspondante à cette asymptote verticale, l'ajout d'interférences n'est pas possible selon les critères de QoS. Par conséquent, il n'y a pas de valeur possible pour  $G_s$ . Les valeurs de ces limites sont contenues dans le tableau 4.4 pour  $L = 1$ .

Lorsque l'ajout d'interférence devient possible  $G_s$  se met à décroître en fonction du  $S_pNR$ , cette diminution entraîne une augmentation de la densité d'interférence au PU qui est acceptable car le  $S_pNR$  augmente. Dans le cas AWGN, on atteint très rapidement après l'asymptote (3.5 dB après) la valeur minimale de  $G_s$  vis-à-vis des interférences ; c'est-à-dire  $G_s = 20$  (chapitre 3). Dans le canal de Rayleigh, cette valeur (4.23) n'est jamais atteinte comme précisé précédemment.

Sur les figures 4.5 (a) et (b), on peut observer la variation du  $S_sNR$ . Lorsque l'insertion du SU est possible, le  $S_sNR$  est une fonction croissante de  $S_pNR$ . En effet, la valeur de  $G_s$  minimum décroît lorsque le  $S_pNR$  augmente ce qui entraîne une augmentation des interférences au récepteur SU qui doit accroître le  $S_sNR$  pour conserver sa QoS. Dans le cas AWGN, quand la limite de  $G_s$  est atteinte, les bornes de  $S_sNR$  ne concordent plus et par conséquent, il existe une zone de variation du  $S_sNR$  (écart entre la borne minimum et maximum sur la figure 4.5(a)). Si la limite basse est utilisée alors le SU fait en sorte de conserver sa QoS au

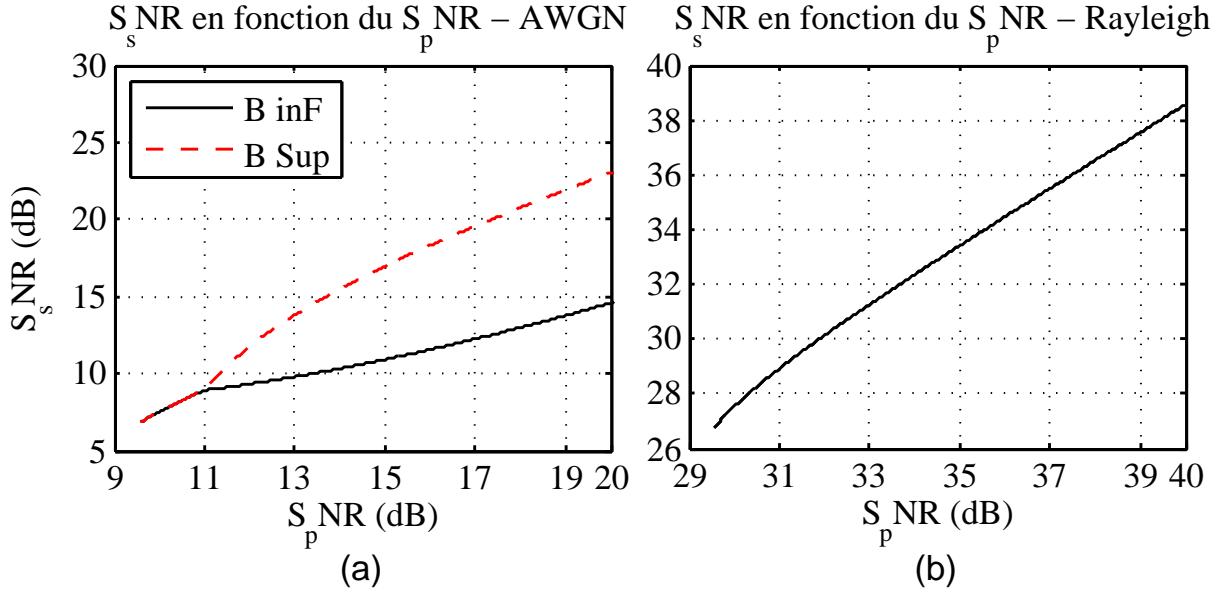


Figure 4.5  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux cas

minimum ( $S_sINR$  constant). Dans le cas contraire, il suit la limite haute, il essaie de remplir l'espace d'interférence du PU et de maintenir la QoS du PU au minimum. Cela signifie que le  $S_pINR$  reste constant à sa valeur la plus faible possible quelque soit le  $S_pNR$ .

Lorsque  $G_s = G_{s+} > 20$ , il n'y a pas de variation possible de  $S_sNR$ . Cependant, l'usager Secondaire peut choisir d'augmenter volontairement son gain de traitement  $G_s$ , auquel cas, il peut augmenter sa liberté de choix de l'énergie par symboles.

Les figures 4.6 (a) et (b) présentent l'impact d'une multiplication par deux de la borne minimale de  $G_s$  sur le  $S_sNR$  pour les deux canaux étudiés. Les courbes plus épaisses représentent les valeurs minimales et maximales possibles de  $S_sNR$  lorsque  $G_s = 2G_{s+}$ . Tout d'abord, on note l'augmentation de la borne supérieure de  $S_sNR$  dans les deux cas de 3 dB, car  $G_s = 2 G_{s+}$  et qu'elle est proportionnelle à  $G_s$ . De plus, la borne minimale de  $S_sNR$  tend vers une valeur basse à mesure que  $G_s$  augmente. Cette valeur représente le  $S_sNR$  minimum nécessaire au respect de la QoS au récepteur SU. En prenant la borne gauche des équations (4.17) ou (4.21) et enlevant le terme correspondant aux interférences du PU sur le SU on peut calculer la valeur minimale de ce  $S_sNR$  minimum.

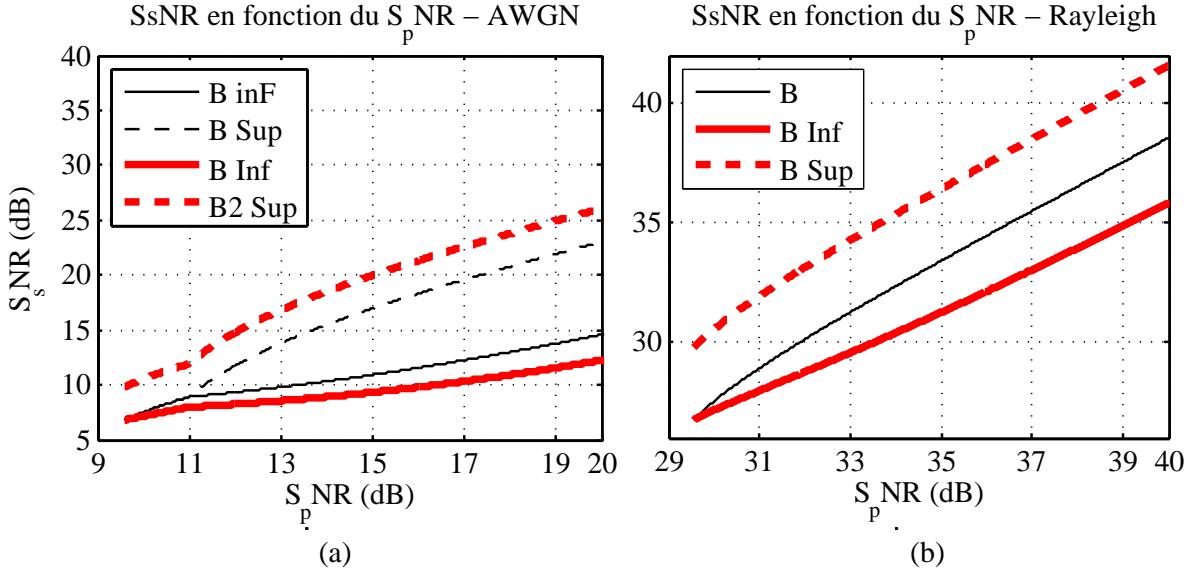


Figure 4.6  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$  lorsque  $G_s$  est multiplié par 2

### Évaluation de $G_s$ et diversité au SU

Dans cet exemple, toujours avec les paramètres du tableau 4.5, nous allons étudier l'impact de la variation de la diversité au niveau du récepteur SU ( $L_s$ ) sur la borne inférieure du gain d'étalement du SU et le  $S_sNR$  pour les deux types de canaux considérés dans ce chapitre.

Les figures 4.7 (a) et (b) présentent la borne minimale sur  $G_s$  dans le cas AWGN (4.19) et de Rayleigh (4.22). Pour chaque canal, les courbes se différencient par la diversité accessible au SU.

Comme précédemment, les ordres de grandeur en  $S_pNR$  ne sont pas les mêmes d'un canal à l'autre. Les évanouissements pour le canal de Rayleigh impliquent un  $S_pNR$  minimum d'accès aux interférences par le SU bien plus important que pour un canal AWGN.

L'augmentation de la diversité au SU permet de diminuer l'étalement. En effet, cette diversité est perçue comme un gain de puissance de la part des récepteurs ce qui permet de lutter plus facilement contre les interférences provenant du PU et donc de diminuer le gain d'étalement. Afin de diminuer l'interférence causée au PU, le SU doit réduire la puissance d'émission comme cela s'observe sur les figures 4.8 (a) et (b) présentant la variation du  $S_sNR$  pour les deux types de canaux et les paramètres de l'exemple. Sur la figure 4.8 (a), on observe, dans le cas AWGN, les bornes inférieures en traits fin et les bornes supérieures traits épais. Cette distinction n'apparaît pas dans le cas Rayleigh car la valeur de  $G_s$  est toujours supérieur à 20.

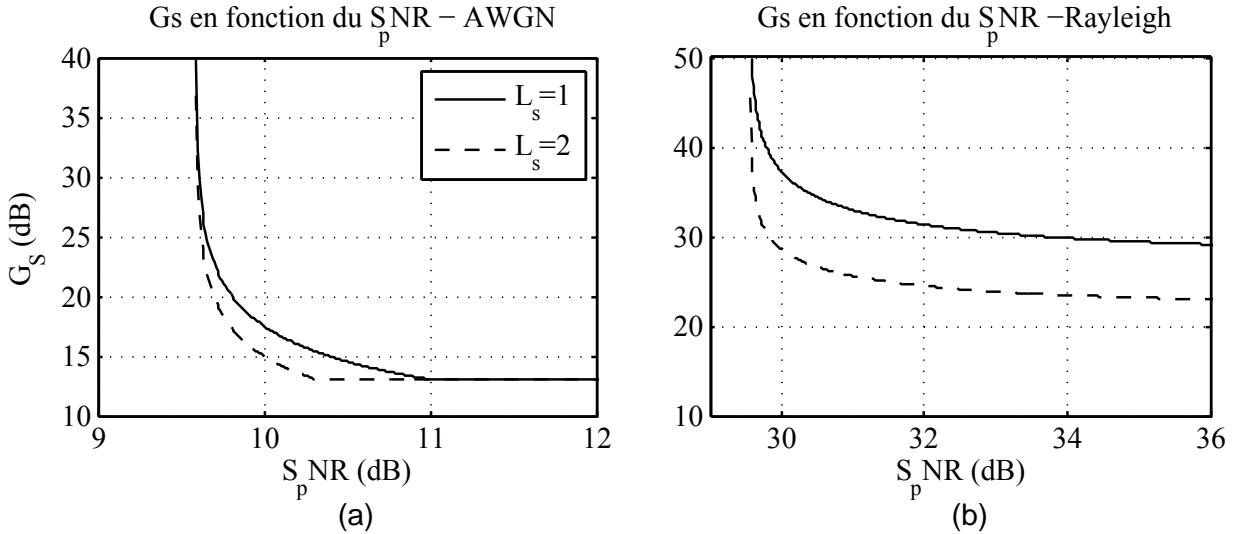


Figure 4.7  $G_s$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux cas avec diversité au SU

On note l'importance de la décroissance de  $G_s$  sur les figures 4.7 (a) et (b) avec l'augmentation de 1 de la diversité au SU et plus particulièrement dans le cas du canal de Rayleigh ( $\approx 6 \text{ dB}$ ) comparé au canal AWGN ( $\approx 2 \text{ dB}$ ). Cette variation est aussi visible sur les courbes de  $S_sNR$  des figures 4.8 (a) et (b). Cela justifie l'importance de la diversité dans un système subissant des évanouissements de Rayleigh.

De plus, sur la figure 4.8 (a), dans le cas du canal AWGN et lorsque  $G_s = 20$ , les bornes supérieures des deux courbes ( $L_s = 1$  et  $2$ ) sont semblables, car la borne droite des équations (4.19) et (4.22) ne dépend pas de  $L_s$ . La zone de variation de puissance du SU s'en retrouve augmentée car la borne minimale de  $S_sNR$  diminue.

Enfin, la diversité du côté du SU n'a aucun impact sur la zone d'accessibilité des interférences par les Secondaires. Celle-ci est définie par la QoS du PU qui dépend uniquement du récepteur PU et du  $S_pNR$ .

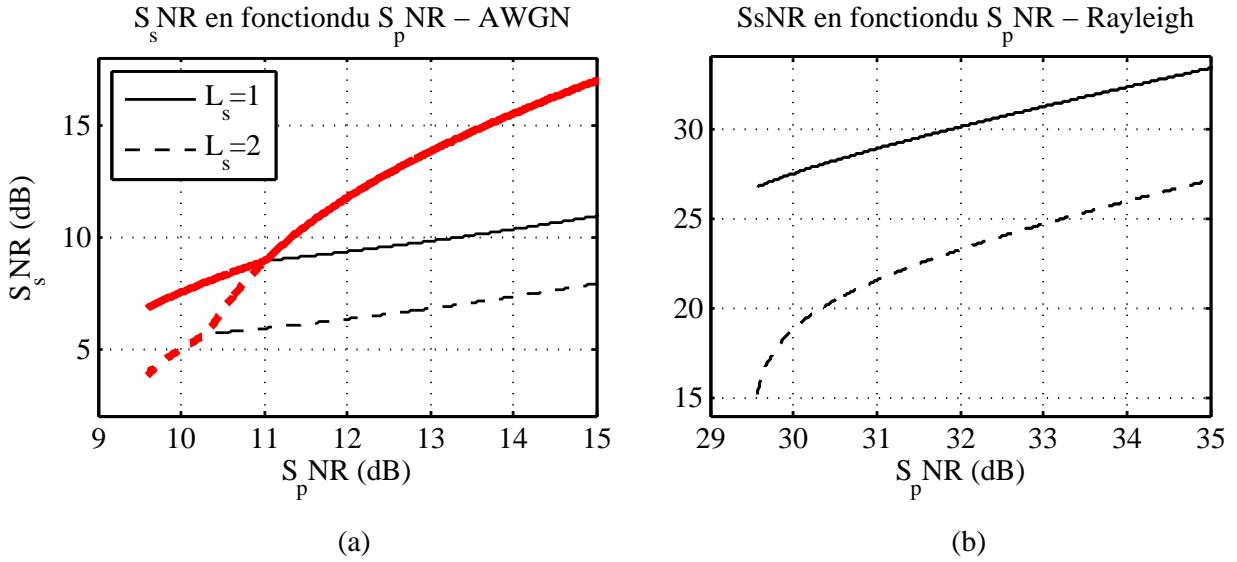


Figure 4.8  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux cas avec diversité au SU

### Évaluation de $G_s$ et diversité au PU

On étudie maintenant l'impact de la diversité  $L_p$  au récepteur Primaire sur la borne minimale de l'étalement du Secondaire  $G_s$  et le  $S_sNR$ . Les paramètres de l'exemple sont contenus dans le tableau 4.5.

Les figures 4.9 (a) et (b) présentent la variation de  $G_s$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux types de canaux et pour deux valeurs de diversité au PU. L'augmentation de la diversité au PU permet d'insérer des usagers plus tôt en terme de  $S_pNR$ . Les asymptotes sont situées aux mêmes valeurs de  $S_pNR$  données par le tableau 4.4. De plus, dans le cas du canal de Rayleigh, la valeur de  $G_s$  minimale est plus faible lorsque  $L_p$  augmente. Dans le cas du canal AWGN on n'observe pas cette diminution de l'asymptote horizontale en  $G_s$  car la valeur minimale permettant les hypothèses de bruit blanc gaussien est supérieure à ces asymptotes.

Concernant le  $S_sNR$  représenté sur les figures 4.10 (a) et (b), on constate aussi la diminution du  $S_pNR$  minimum d'insertion lorsque  $L_p$  augmente. Sur la figure 4.10 (a), les bornes inférieures (courbes plus fines) se rejoignent lorsque  $G_s = 20$  quelque soit  $L_p$ . En effet, les bornes gauches des équations (4.19) et (4.22) ne dépendent pas de  $L_p$  contrairement aux bornes droites. De plus, l'augmentation de la diversité au PU augmente la zone de variation de  $S_sNR$  lorsque le gain d'étalement  $G_s$  est supérieur à la borne minimale ( $G_s = 20 > G_{s+}$ ). Enfin, lorsque  $G_s$  suit la borne minimale  $G_{s+}$  donnée par l'équation (4.19) pour AWGN et par (4.22) pour le cas Rayleigh, le  $S_sNR$  croît avec  $L_p$  car le PU est capable de subir plus d'interférences grâce à sa diversité et le SU doit lutter face aux interférences perçues plus

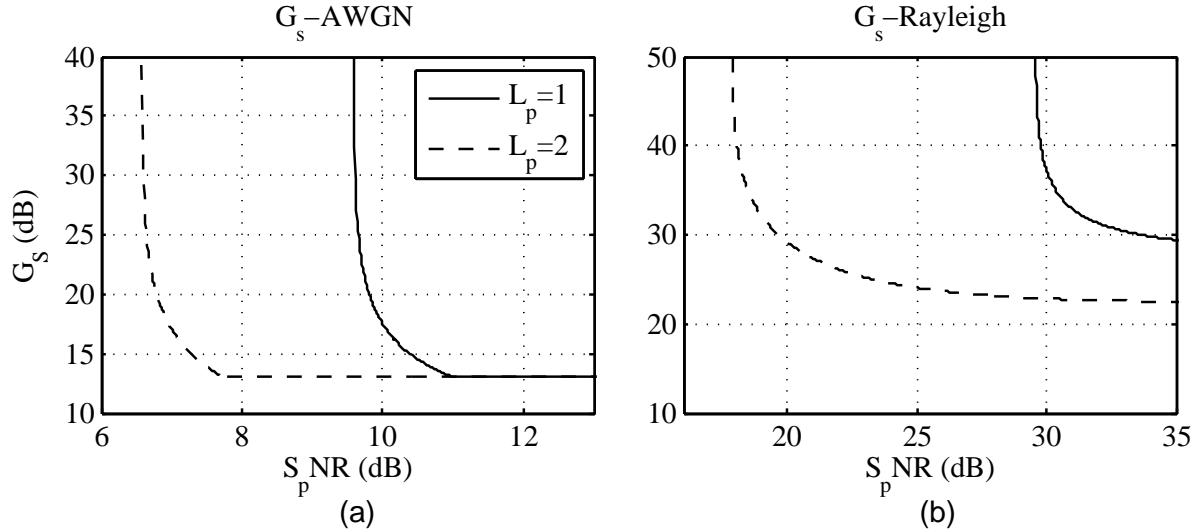


Figure 4.9  $G_s$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux types de canaux avec diversité au PU

élevées à cause d'une diminution de  $G_s$  .

### Évaluation de $G_s$ et QoS

Dans cette partie, on discute de l'impact de la variation de QoS des PUs et des SUs sur le gain  $G_s$  et le  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$ . Sur les figures 4.11 et 4.12, les courbes de la colonne de gauche (a) et (c) représentent la variation de QoS au Primaire et celles de droite (b) et (d) au Secondaire. Sur la figure 4.12, les courbes plus épaisses représentent la borne supérieure du  $S_sNR$ . Notons qu'elles n'apparaissent pas dans le cas de Rayleigh car la valeur de l'étalement minimum  $G_s = 20$  nécessaire à la validation des hypothèses de bruit blanc gaussien n'est pas atteinte dans cet exemple. Par conséquent, la valeur indiquée est toujours la borne minimum  $G_s = G_{s+}$ . Lorsque la QoS est fixe au SU alors  $\tau_s = 10^{-3}$  et lorsqu'elle est fixe au PU  $\tau_p = 10^{-5}$ .

Une diminution de  $\tau_p$ , peut être vue comme une augmentation de la contrainte au PU, et entraîne l'apparition d'une valeur pour  $G_s$  pour de plus grandes valeurs de  $S_pNR$ . Autrement dit, l'entrée du SU dans le réseau se fait pour des valeurs plus importantes de  $S_pNR$  à mesure que  $\tau_p$  diminue. On retrouve les asymptotes de la partie 4.2 dont les valeurs sont contenues dans le tableau 4.2.

Lorsque l'insertion d'un SU est possible, plus la QoS du PU est importante, c'est-à-dire  $\tau_p$  est faible et plus le Secondaire doit diminuer son  $S_sNR$  car l'interférence admissible au PU décroît avec la diminution de  $\tau_p$ . Dans le cas AWGN, lorsque les étalements sont les mêmes ( $G_s = 20$  pour différentes valeurs de  $\tau_p$ ), les bornes minimales sont les mêmes comme

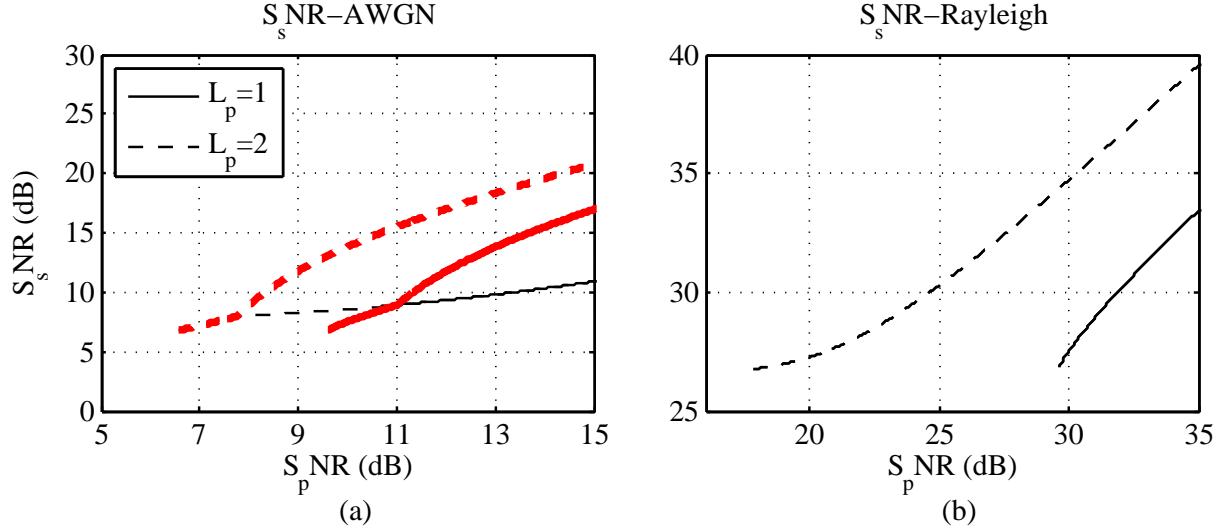


Figure 4.10  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$  pour les deux cas avec diversité au PU

dans l'analyse précédente lorsque  $L_p$  varie. Les bornes maximales diminuent avec  $\tau_p$ , ce qui implique que la liberté de variation du  $S_sNR$  du SU décroît.

Lorsque  $\tau_s$  varie, l'asymptote verticale de  $S_pNR$  d'insertion ne varie plus. Par contre, plus la contrainte est faible au récepteur SU ( $\tau_s$  augmente) plus le gain d'étalement diminue. En effet, la performance désirée étant plus faible, l'étalement des interférences requis au récepteur SU est moins important. Dans le cas du canal de Rayleigh, la variation de  $\tau_s$  fait aussi varier l'asymptote horizontale de  $G_s$ ; plus  $\tau_s$  est faible plus elle est élevée. En ce qui concerne le  $S_sNR$ , un  $\tau_s$  faible requiert une puissance plus importante (ainsi qu'un étalement plus important pour diminuer l'interférence causée au PU) pour satisfaire la QoS au SU. Encore une fois, la zone de variation de  $S_sNR$  dans le cas AWGN diminue lorsque la QoS au SU est plus importante.

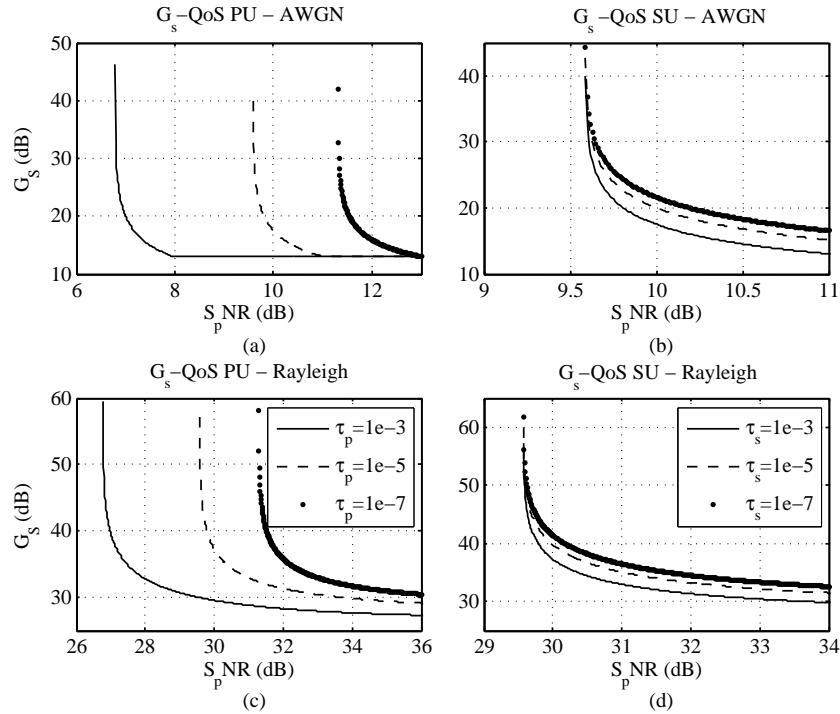


Figure 4.11  $G_s$  en fonction du  $S_p NR$  pour les deux cas avec diversité au SU et au PU

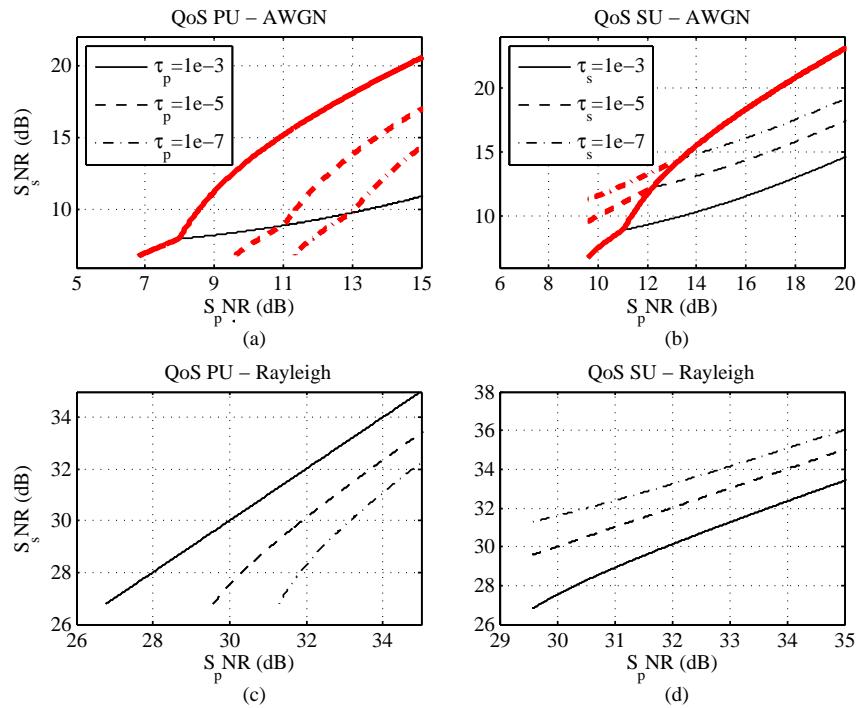


Figure 4.12  $S_s NR$  en fonction du  $S_p NR$  pour les deux cas avec diversité au SU et au PU

## Évaluation de $G_s$ et ratios temporels

Dans le cas du canal de Rayleigh, l'indicateur de performance concerne la probabilité de réussite un certain ratio du temps (4.5). Par conséquent, la valeur donnée par  $\tau_p$  ou  $\tau_s$  ne représente pas la probabilité d'erreur moyenne, mais la probabilité de succès un certain pourcentage du temps. Nous allons donc observer l'influence du ratio temporel dans le cas du canal de Rayleigh sur l'étalement  $G_s$  et le  $S_sNR$  en fonction du  $S_pNR$  au PU. Par exemple, considérons les paramètres de l'analyse fournis au tableau 4.5 : si  $T_p$  varie alors  $T_s = 0.99$  et inversement.

### – variation de $T_p$ et $T_s = 0.99$ :

Sur les figures 4.13 (a) et (b), on observe la variation de  $G_s$  et de  $S_sNR$  lorsque  $T_p$  varie. Lorsque la contrainte de QoS augmente au PU ( $T_p$  augmente) alors la valeur de  $S_pNR$  permettant l'insertion d'un SU augmente. L'écart est environ 10 dB chaque fois. L'impact de cette augmentation est semblable à celui de la diminution de  $\tau_p$  ou de  $L_p$ . Quand la QoS au PU augmente, le SU doit diminuer son énergie par symbole et augmenter son étalement pour diminuer son interférence au PU. La valeur de l'asymptote verticale du  $S_pNR$  d'insertion est donnée par l'équation (4.24).

$$S_pNR_{asymptote} = \frac{S_pNR_{min}}{\Gamma_{L_p}^{-1}(T_p)} \quad (4.24)$$

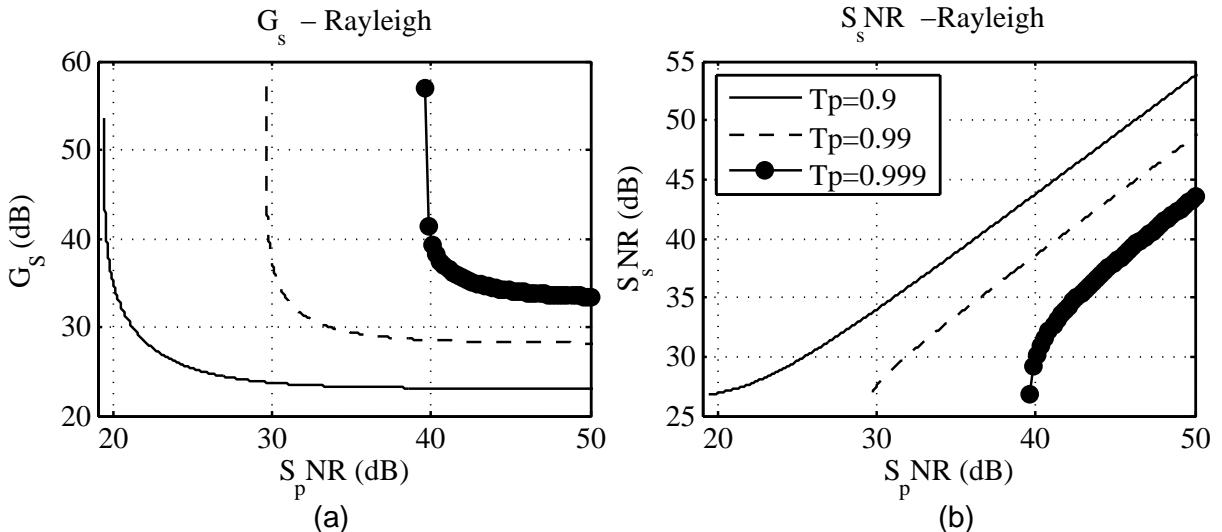


Figure 4.13 Variation de  $T_p$

### – variation de $T_s$ et $T_p = 0.99$

Sur les figures 4.14 (a) et (b), on observe la variation de  $G_s$  et de  $S_sNR$  lorsque  $T_s$  varie. L'augmentation de  $T_s$  a le même effet sur  $G_s$  et le  $S_sNR$  que la diminution de  $\tau_s$  ou de  $L_s$ , seuls les écarts sont différents.

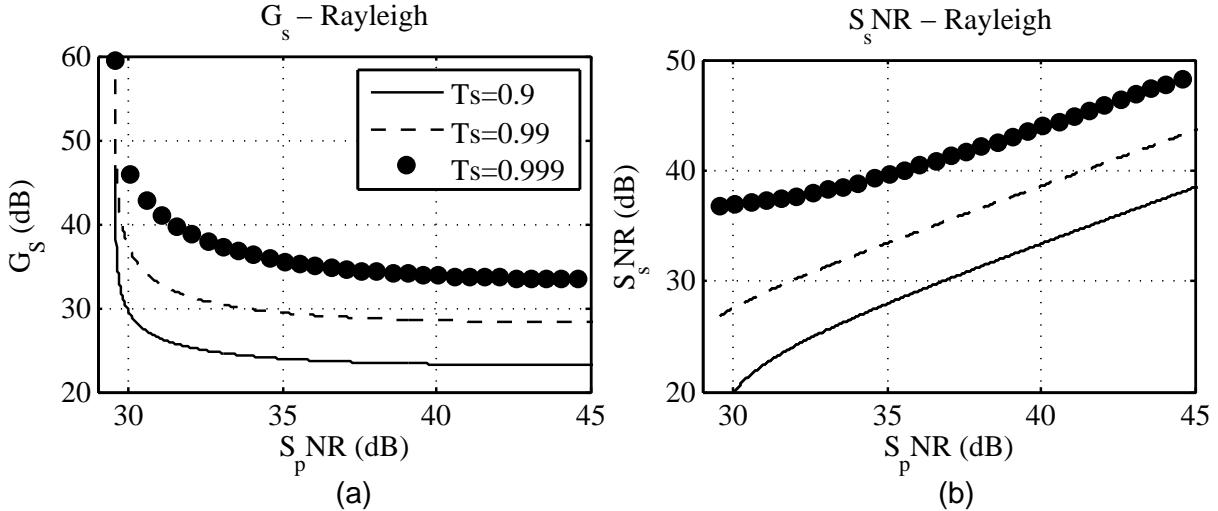


Figure 4.14 Variation de  $T_s$

#### – Précisions sur la QoS :

Dans le cas du canal de Rayleigh la spécification de  $\tau_p$  (ou  $\tau_s$ ) comme taux d'erreur ne suffit pas, il faut ajouter une précision sur le ratio temporel de validité de l'équation (4.5). En effet, selon la valeur de ce ratio, l'erreur moyenne se trouve modifiée. Afin de rester cohérent avec le cas du canal AWGN, nous allons chercher les valeurs de  $T_p$  et  $T_s$  pour que l'erreur moyenne des simulations de la prochaine section correspondent à  $\tau_p$  et  $\tau_s$  respectivement.

Tout d'abord, observons la démarche mathématique et les résultats d'erreur moyenne lorsque, par exemple,  $T = 0.99$ . La méthode qui va suivre est valide pour un PU ou un SU donc les indices ne sont pas précisés. L'équation (4.25) représente la probabilité de réussite  $T$  pourcent du temps et l'inégalité (4.26) représente le  $SINR$  minimum pour avoir un taux  $\tau$  d'erreur moyen dans un canal de Rayleigh lorsque  $L = 1$ .

$$\Gamma_L \left( \frac{SNR_{min}}{SINR} \right) \geq T \quad (4.25)$$

$$SINR \geq \frac{(1 - 2\tau)^2}{1 - (1 - 2\tau)^2} \quad (4.26)$$

En se plaçant à l'égalité et en fixant  $\tau$  on peut trouver la valeur de  $T$  dont nous avons besoin pour atteindre la performance moyenne désirée. On obtient :

$$T = \Gamma_1 \left( \frac{SNR_{min}(1 - (1 - 2\tau)^2)}{(1 - 2\tau)^2} \right) \quad (4.27)$$

Dans le tableau 4.6, nous observons la probabilité d'erreur moyenne lorsque  $T_{p(s)} = 0.99$ .

Tableau 4.6 Comparaison de  $\tau$  avec la probabilité d'erreur pour  $T_{p(s)} = 0.99$

$\tau$	$P_e$
$10^{-3}$	$5.25 \cdot 10^{-4}$
$10^{-5}$	$2.76 \cdot 10^{-4}$
$10^{-7}$	$1.86 \cdot 10^{-4}$

On voit que la valeur moyenne ne correspond pas à  $\tau$ . Le tableau 4.7 montre les valeurs de  $T_{p(s)}$  afin de faire coïncider les valeurs de  $\tau$  avec la probabilité d'erreur moyenne.

Tableau 4.7 Calcul de  $T$  et de la valeur  $S_pNR$  de l'asymptote verticale relatifs à la probabilité d'erreur moyenne  $\tau$  dans un canal de Rayleigh

$\tau$	$T$	$S_pNR$ (dB)
$10^{-3}$	0.98102	23.966
$10^{-5}$	0.99964	44.00
$10^{-7}$	0.99999459	63.979

On remarque que si l'on veut faire correspondre les valeurs de probabilités moyennes avec le paramètre  $\tau$ , il faut diminuer  $T$  lorsque  $\tau = 10^{-3}$  alors que pour les deux autres valeurs, il faut l'accroître.

## 4.5 Simulations

Dans cette section, on valide les valeurs théoriques de la borne minimale du gain  $G_s$  et du  $S_sNR$  calculées dans la section 4.4. Par conséquent, nous allons choisir la valeur de  $G_s$  selon les équations (4.19), (4.22) et la valeur de  $S_sNR$  du SU selon les équations (4.13) et (4.15) pour des canaux AWGN et Rayleigh respectivement. Ensuite, nous allons simuler les interférences selon les hypothèses de bruit blanc et les ajouter au signal qui va être transmis dans les conditions du canal. Finalement, chaque simulation sera comparée à la formule théorique de probabilité d'erreur moyenne pour chaque type de canal. Pour observer si les QoS sont respectées, nous utiliserons les valeurs de  $T_{p(s)}$  et  $\tau_{p(s)}$  du tableau 4.7 dans le cas Rayleigh. Enfin, nous supposerons que lorsque le SU peut diminuer sa puissance il le fait, c'est-à-dire que le  $S_sNR$  suit la borne minimale des inégalités (4.17) et (4.21). Les paramètres de simulation sont contenus dans le tableau 4.8.  $N$  représente le nombre de symboles utilisés pour mesurer la probabilité d'erreur à chaque valeur de  $S_sNR$ .

Tableau 4.8 Paramètres de simulations

$N$	$10^6$	$L_p$	1
$L_s$	1	$\tau_p$	$10^{-5}$
$\tau_s$	$10^{-3}$	$P_{PU}$	1

#### 4.5.1 Canal AWGN

Les figures 4.15 (a) et (b) présentent la probabilité d'erreur au PU et au SU respectivement le tout en fonction du  $S_pNR$ . Les figures 4.15 (c) et (d) présentent respectivement le gain d'étalement  $G_s$  et le  $S_sNR$  utilisés pour obtenir les probabilités d'erreur des figures (a) et (b). La valeur utilisée pour  $G_s$  est donnée par l'équation (4.19) et celle du  $S_sNR$  par la borne gauche de (4.21).

Tout d'abord, sur la figure 4.15 (a), on remarque que lorsque le PU atteint la QoS fixée dans le tableau 4.8 à  $S_pNR = 9.6 \text{ dB}$  (voir tableau 4.4 pour  $L_s = 1 = L_p$ ) alors le SU peut communiquer. Avant cette valeur, la probabilité d'erreur au PU décroît selon  $S_pNR$  mais n'est pas suffisante pour permettre l'interférence par un SU (absence de probabilité d'erreur sur (b)) selon les critères de QoS de l'exemple.

Une fois le SU inséré ( $S_pNR > 9.6 \text{ dB}$ ) en utilisant la borne minimum de  $G_s$  de la figure 4.15 (c) et la borne inférieure de  $S_sNR$  (d), le  $S_pINR$  et le  $S_sINR$  sont constants ce qui explique le maintien de la probabilité d'erreur à une valeur fixe au PU et au SU alors que le  $S_pNR$  augmente. Cependant, lorsque l'étalement atteint la valeur 20 ( $S_pNR = 11 \text{ dB}$  sur (c)) ce dernier devient supérieur à la borne minimum (4.19) ( $G_s > G_{s+}$ ) afin de continuer à respecter les hypothèses (blanches et gaussiennes) concernant les interférences. Par conséquent, le SU possède une liberté de choix de  $S_sNR$  comme nous l'avons expliqué dans la sous section 4.4.4. Dans cet exemple, nous avons choisi d'utiliser la borne gauche de l'inégalité (4.17), ce qui signifie que le SU émet le moins d'énergie par symbole possible pour respecter sa QoS. Cela se traduit par un  $S_sINR$  constant, donc une probabilité d'erreur constante au SU(b) selon le  $S_pNR$  et un  $S_pINR$  croissant (une probabilité d'erreur qui diminue (a)) car le SU décide de ne pas remplir totalement l'espace d'interférence disponible au PU.

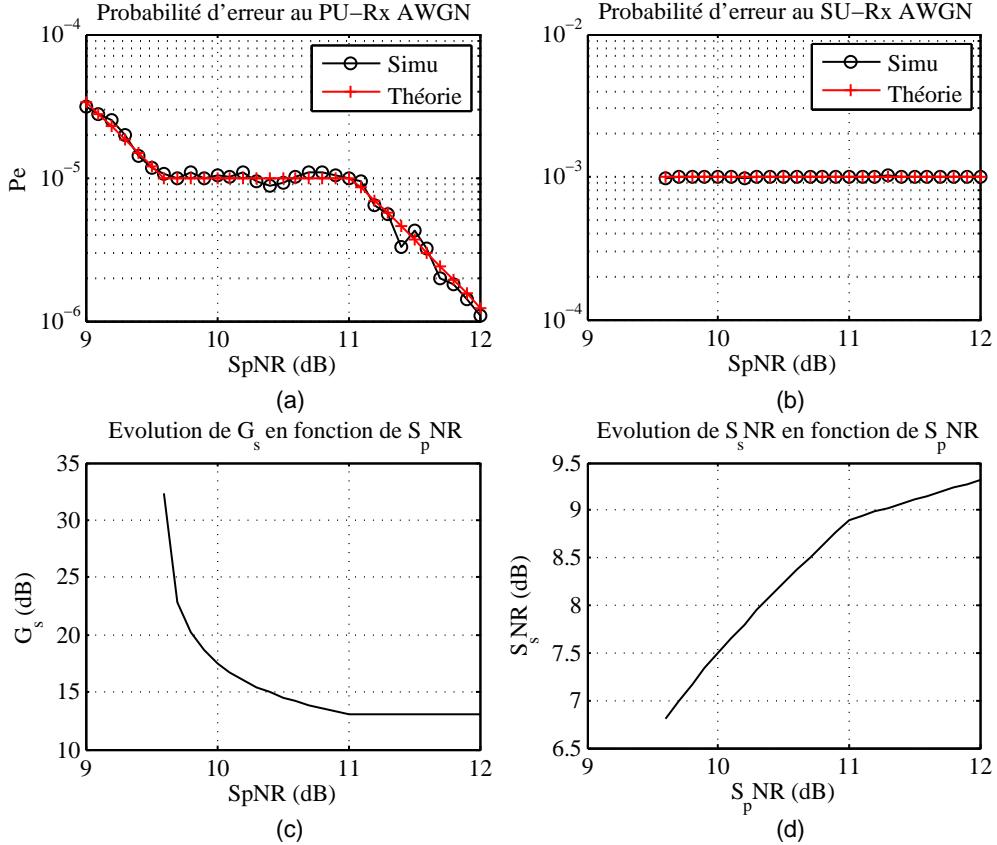


Figure 4.15 Simulations avec un canal AWGN

#### 4.5.2 Canal Exponentiel

La même expérience que précédemment est effectuée avec un canal de Rayleigh. Les figures 4.16 regroupent les résultats organisés comme dans le cas du canal AWGN ; (a) et (b) représentent respectivement la probabilité d'erreur au récepteur PU et SU, tandis que (c) et (d) représentent respectivement le gain de traitement  $G_s$  et le  $S_{sNR}$  utilisés par le SU pour réaliser sa superposition sur les ressources du PU. Les seuils d'erreurs au PU(a) et au SU (b) sont respectés lorsque le SU peut s'insérer (présence de probabilité d'erreur (b) ) à partir de 44.1 dB (voir tableau 4.7). Lorsque le SU est présent, les  $SINR$  sont constants ce qui explique que la QoS est constante. Le SU fait en sorte de remplir tout l'espace d'interférence côté PU tout en minimisant sa QoS. Le SU utilise constamment la borne  $G_s$  minimale (4.22) ainsi que la valeur de  $S_{sNR}$  donnée par les bornes gauche et droite de (4.21) qui sont égales. Par conséquent, il ne possède pas de liberté de choisir son  $S_{sNR}$  dans ce cas très particulier. Cependant, il pourrait augmenter son gain de traitement dans le but d'avoir plus de liberté comme nous l'avons expliqué dans la sous section 4.4.4.

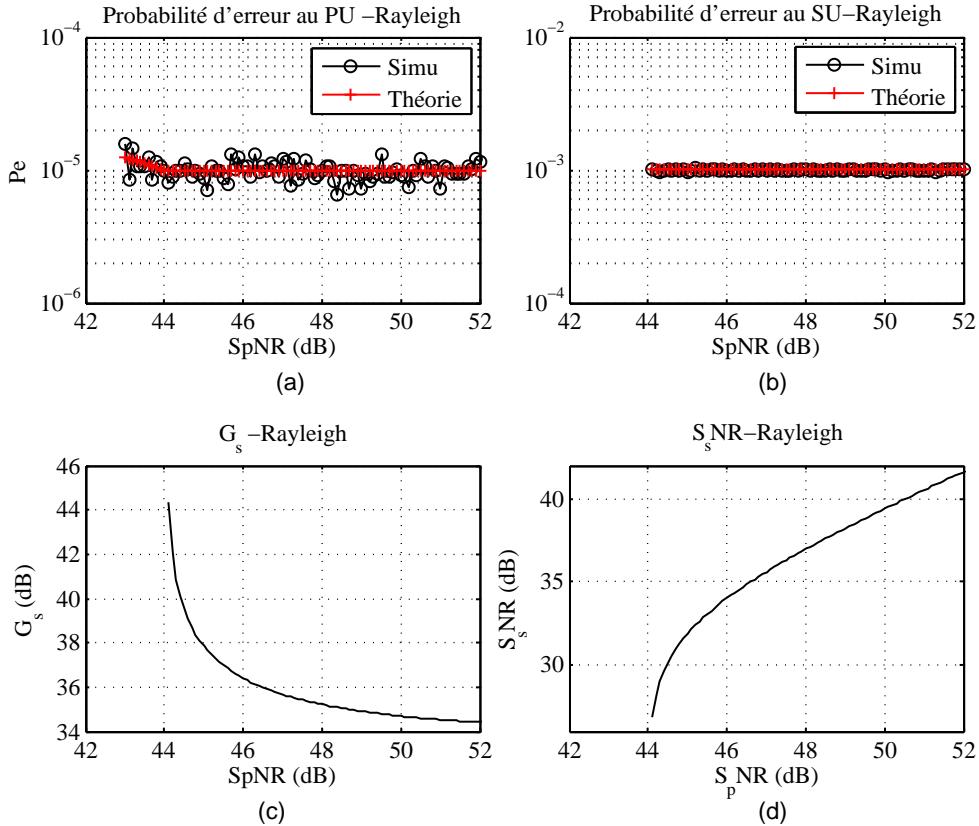


Figure 4.16 Simulations avec un canal de Rayleigh

### 4.5.3 Bilan des simulations

Les équations de la section 4.4 et le raisonnement utilisé pour insérer un SU sur les mêmes ressources que le PU ont été vérifiés par simulation et permettent au système de respecter les QoS de chacun. Le fait que la probabilité d'erreur au SU comme au PU reste constante lorsque tout le monde communique est dû au fait que l'on maintient les *SINR* constants quelque soit le  $S_pNR$ . En d'autres termes, le SU tente d'occuper tout l'espace d'interférence avec les ressources dont il dispose.

Cependant, c'est un cas théorique, dans la réalité, il y a peu de chances que l'usager SU soit seul et puisse profiter de tout l'espace d'interférences. Par conséquent, il devra utiliser un gain d'étalement supérieur à la borne minimale et faire en sorte de minimiser sa propre QoS en diminuant sa puissance ou de minimiser celle du PU (tout en la respectant) et des autres usagers en l'augmentant.

## 4.6 Discussions supplémentaires

Dans cette section, on discute de l'influence de paramètres qui ont été fixés pour simplifier l'étude. Tout d'abord, on observe l'impact de l'ajout d'une contrainte de puissance au SU, ensuite, nous discutons de l'incidence sur le système d'une modification des débits binaires jusque là considérés comme égaux au PU et au SU. Enfin, nous faisons une ouverture sur la variation du nombre d'usagers dans le réseau.

### 4.6.1 Contrainte de puissance au SU

Dans la sous section 4.4.4 traitant de l'analyse des résultats théoriques, quelque soit le cas considéré, la puissance du SU augmente toujours avec le  $S_pNR$  ce qui peut ne pas être le cas dans la réalité. Supposons que cette puissance soit limitée relativement au bruit thermique et appelons cette limite  $\Gamma_s$ . L'objectif est de déterminer la borne minimale sur  $G_s$  tout en tenant compte de cette limite de puissance au SU. La réflexion se fera uniquement dans le cas d'un canal AWGN et avec les paramètres du tableau 4.9.

Tableau 4.9 Paramètres d'affichage des résultats

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$L_p$	1	$L_s$	1 et 2

Tout d'abord, tant que le SU n'a pas atteint sa puissance maximale, le comportement est similaire au problème étudié sans contrainte de puissance et, la borne minimale de l'étalement du SU est donnée par l'équation (4.19) et le  $S_sNR$  nécessaire est encadré selon l'inégalité (4.17). Cependant, lorsque le seuil  $\Gamma_s$  est atteint les valeurs changent. Au récepteur Primaire, il faut respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{\Gamma_s}{G_s} \leq I_pNR \quad (4.28)$$

Le récepteur Secondaire doit faire face aux interférences provenant du PU, ce qui est représenté par l'inégalité suivante :

$$\Gamma_s \geq \frac{S_sNR_{min}}{L_s} \left( 1 + \frac{S_pNR}{G_s} \right) \quad (4.29)$$

Par conséquent, on obtient deux inégalités (4.28) et (4.29) que doit vérifier l'étalement spectral et on doit prendre le maximum de l'une d'elle si  $S_sNR = \Gamma_s$ .

$$G_s \geq \max \left( \frac{\Gamma_s}{I_p NR}, \frac{S_p NR}{\frac{L_s \Gamma_s}{I_p NR} - 1} \right) \quad (4.30)$$

Sur les figures 4.17 (a) et (b), nous observons respectivement le comportement de la borne minimum sur l'étalement spectral  $G_s$  et du  $S_s NR$  lorsque  $\Gamma_s = 7 \text{ dB}$  dans un canal AWGN avec une variation de diversité au SU. On peut remarquer que la grande différence provient d'une croissance de la borne inférieure du gain  $G_s$  à partir d'une certaine valeur de  $S_p NR$ . Cette croissance s'interprète comme la lutte du SU face aux interférences causées par le PU. En effet, le Secondaire ne peut augmenter son énergie par symbole pour maintenir sa QoS. Par conséquent, il doit maintenir le  $S_s INR$  constant en diminuant l'impact des interférences à son récepteur grâce à l'augmentation de l'étalement spectral  $G_s$ . Cette croissance apparaît pour un  $S_p NR$  plus grand lorsque  $L_s$  augmente, car le SU dispose d'un  $S_s INR$  plus important quand la diversité augmente.

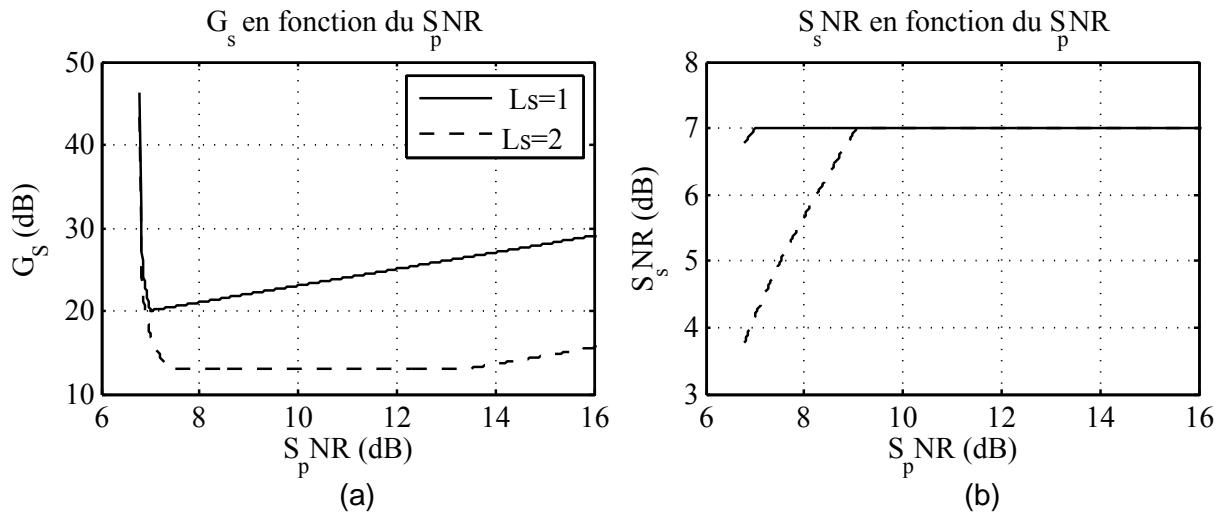


Figure 4.17 Variation de  $G_s$  et de  $S_s NR$  avec limite de puissance au SU

#### 4.6.2 Variation des débits binaires

L'hypothèse utilisée concernant les mêmes débits binaires au SU et au PU est très restrictive. Il est fort probable que le SU communiquera avec des débits binaires plus faibles ou égaux à celui du PU. Si le Secondaire diminue son débit binaire, il pourrait utiliser un étalement plus important (pour accéder à la même largeur de bande qu'auparavant avec la même complexité). Par conséquent, à même énergie par symbole, la densité d'interférence causée au PU diminue si la nouvelle largeur de bande est équivalente au cas antérieur ; le nouveau gain

d'étalement est plus important pour atteindre l'ancienne largeur de bande. S'il augmente son débit binaire et garde la même largeur de bande alors le raisonnement est inverse et le SU cause plus d'interférences au PU. Nous allons observer ces phénomènes et leur impact sur la borne minimale de l'étalement  $G_s$  et le  $S_sNR$  pour permettre au SU de se superposer à un PU. Pour débuter, effectuons un raisonnement mathématique dans le cas du canal AWGN.

Le SU doit respecter l'équation suivante au récepteur pair pour respecter la QoS de sa communication :

$$S_sNR \geq \frac{S_sNR_{min}}{L_s} \left( 1 + K \frac{S_pNR}{G_s} \right) \quad (4.31)$$

Où le facteur  $K$  est le rapport des débits binaires du PU sur le SU.  $K = R_p/R_s$  où  $R_p$  est le débit binaire du PU et l'autre celui du SU.

Il doit aussi respecter le seuil d'interférence nécessaire au bon déroulement des communications des Primaires :

$$\frac{S_sNR}{G_s} \leq I_pNR \quad (4.32)$$

Par conséquent, on peut trouver une borne minimum sur  $G_s$  en tenant compte du facteur  $K$  en résolvant l'équation du second ordre en  $G_s$  comme pour (4.18) si  $I_pNR > 0$  :

$$L_s \frac{INR}{S_sNR_{min}} G_s^2 - G_s - KS_pNR \geq 0 \quad (4.33)$$

Ce qui donne :

$$G_s \geq G_{s+} = \frac{S_sNR_{min}}{L_sINR} \left( \sqrt{1 + 4L_s \frac{K \cdot S_pNR \cdot INR}{S_sNR_{min}}} \right) \quad (4.34)$$

Nous allons analyser la borne minimale sur le gain de traitement  $G_s$  et le  $S_sNR$  pour deux valeurs de  $K$  ( $K = 1$  &  $2$ ). Les paramètres de l'analyse sont contenus dans le tableau 4.9 avec  $L_s = 1$ . Lorsque  $K = 2$ , le taux d'information du SU est deux fois plus faible que celui du PU. Les figures 4.18 (a) et (b) présentent respectivement la variation de la borne minimale de  $G_s$  et du  $S_sNR$  permettant l'insertion du SU sur les ressources du PU en fonction du  $S_pNR$  et pour les deux valeurs de  $K$  discutées. Les courbes plus épaisses de (b) représentent la borne supérieure du  $S_sNR$  et les courbes plus fines la borne inférieure.

Afin de lutter efficacement contre les interférences, le SU doit plus étaler son signal lorsque  $K > 1$  que lorsque  $K = 1$  (voir inéquation (4.31)). En faisant cela, il diminue d'autant plus l'interférence qu'il cause au PU. En observant la figure 4.19 qui présente l'évolution de  $W_p/W_s$  en fonction du  $S_pNR$ , tant que les rapports des largeurs de bande PU et SU ne sont pas égaux (ici  $W_p/W_s = 5\%$ ), la largeur de bande du SU est toujours plus faible quand  $K = 2$

comparativement à  $K = 1$  car, l'étalement n'est pas proportionnel à  $K$ . Par conséquent, comparé au cas où  $K = 1$ , même avec un gain d'étalement un peu plus important, tant que la bande du SU est plus faible, la densité d'interférence au récepteur Secondaire reste plus importante. Ce dernier doit alors augmenter son  $S_sNR$  pour maintenir le  $S_sINR$  constant comme montré à la figure 4.18 (b).

Enfin, à rapport de largeur de bande constant, celui-ci est égal à 5% à partir de  $S_pNR = 8 \text{ dB}$ , on peut constater que les bornes minimales de  $S_sNR$  sur (b) sont semblables car, la valeur des interférences au récepteur SU est la même quelque soit  $K$ . De plus, dans ce cas, lorsque l'on transmet à un débit plus faible ( $K > 1$ ), il y a une plus grande variation de  $S_sNR$  ( $\approx 3 \text{ dB}$  pour  $K = 2$ ) possible que dans le cas où  $K = 1$  à même complexité. En effet, quand  $K = 2$ , l'étalement est plus important et donc la densité d'interférences causées par le SU au PU s'en retrouve plus atténuée autorisant un plus grand  $S_sNR$ .

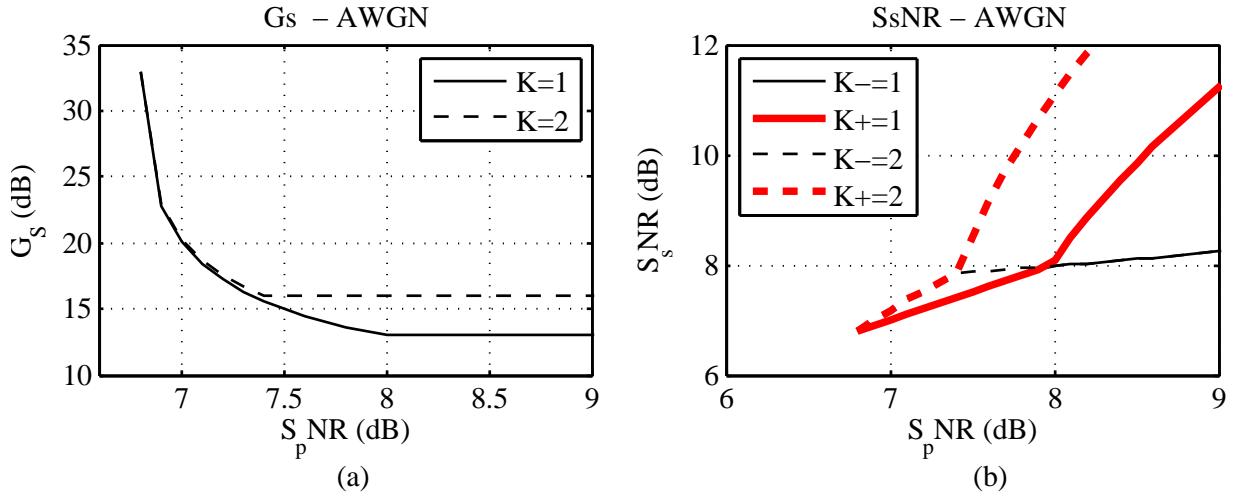


Figure 4.18 Étude variation du taux d'information

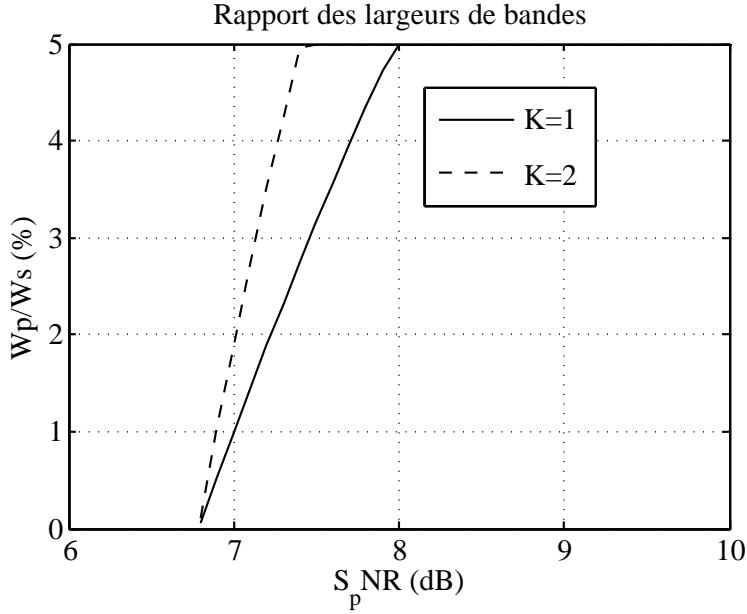


Figure 4.19 Étude variation de  $W_p/W_s$

#### 4.7 Conclusion

Dans le cas où deux PUs (un émetteur et un récepteur) communiquent avec un certain  $S_p NR$ , et deux SUs (un émetteur et un récepteur) désirent communiquer sur les mêmes ressources, nous avons observé l'impact de la QoS, de la diversité, du débit binaire, du ratio temporel sur les interférences admissibles, la borne minimale du gain d'étalement et le  $S_s NR$  nécessaires à cette superposition.

L'augmentation de la diversité ou le relâchement des contraintes de QoS du côté PU permet à un usager SU de s'insérer pour des valeurs plus faibles de  $S_p NR$ , d'augmenter son énergie par symbole et de diminuer son étalement car l'espace d'interférence au PU est plus important. De plus, si la variation de  $S_s NR$  est possible alors cette zone augmente. L'augmentation de la diversité ou le relâchement de la QoS du côté SU ne modifie pas la zone d'accessibilité des interférences, mais permet d'utiliser un étalement plus faible et l'utilisation d'une puissance plus faible car le SU peut accepter plus d'interférences à son récepteur. Si une valeur plus élevée de la borne minimale de  $G_s$  est utilisée, alors le  $S_s NR$  varie entre deux bornes et peut diminuer jusqu'à un seuil minimal fixé par la QoS du récepteur SU.

L'asymptote verticale concernant  $G_s$  observée dans les analyses précédentes est théorique et non atteignable dans la réalité. Cependant, on voit qu'avec des valeurs importantes d'étalement (1000 ou 10000), qui ne sont pas irréalisables comme le souligne Viterbi dans [22], on peut s'approcher de cette asymptote verticale. De plus, la récupération de diversité comme

les multi-trajets ou le codage correcteur d'erreur permettent de réduire cet étalement spectral minimum requis pour effectuer l'insertion du SU sur les ressources du PU.

Le terme opportunité est souvent employé pour parler d'un blanc de spectre (interweave). Or on remarque qu'avec un étalement important, il est possible d'insérer des usagers dans l'espace d'interférence accessible. La quantité d'interférence dépend de la QoS qui doit être définie au préalable. Si l'on part du principe que l'usager prioritaire n'est pas parfait et ne peut faire en sorte d'approcher exactement sa puissance du seuil de fonctionnement minimal alors, il existe un espace même très faible qui peut être comblé par un usager non licencié. L'opportunité devient non plus un espace de spectre, mais un espace d'interférences.

La partie 4.5 a consisté à valider le travail théorique au travers de simulations effectuées sous *Matlab*. Maintenant, il est possible de mieux comprendre la cohabitation deux types d'usagers sur les mêmes ressources spectrales et temporelles. Lorsque le rapport signal à bruit augmente au PU, l'espace d'interférence augmente aussi et permet au SU de diminuer son étalement et d'augmenter sa puissance. Cet espace d'interférence peut être occupé, si l'étalement le permet, par plusieurs usagers Secondaires.

En effet, les équations et raisonnements de cette partie se limitent uniquement à deux usagers PUs et deux usagers SUs. Lorsque le Secondaire utilise une valeur d'étalement supérieure à la borne minimale, il est alors possible d'avoir une liberté sur le  $S_sNR$ . Cette liberté peut s'interpréter comme une capacité supplémentaire à laquelle on peut accéder en transmettant plus d'information ou en ajoutant des usagers SUs et PUs. Le problème de l'ajout de SUs est plus complexe et nous le traitons dans le chapitre suivant.

## CHAPITRE 5

### Capacité en termes d'usagers

Dans ce chapitre, nous étudions le nombre d'usagers Secondaires pouvant communiquer, en utilisant une technique d'étalement spectral, sur les ressources temporelles et fréquentielles d'usagers Primaires actifs. De plus, nous allons observer, comme dans le chapitre précédent, l'influence de paramètres tels que la variation de la QoS, de la diversité, ainsi que la variation du  $S_pNR$  et de l'étalement spectral  $G_s$  du Secondaire sur le nombre de SUs pouvant utiliser les ressources des PUs. Ce chapitre est inspiré de deux articles, le premier de Gyo, Dongwoo et Geun et le second de Gilhousen et al. [42, 31] qui ont permis le fondement de la réflexion. Tout d'abord, nous allons spécifier le contexte de l'étude ainsi que certaines notions de vocabulaire, par la suite nous détaillons les différentes techniques d'accès au spectre des PUs. Dans une troisième section, nous développons les valeurs des interférences perçues aux récepteurs PUs et SUs afin de trouver analytiquement, dans la section 5.4, le nombre d'usagers SUs pouvant communiquer en fonction du nombre d'usagers PUs utilisant les ressources. Dans la section 5.5, nous analysons les résultats théoriques et l'influence des divers paramètres mentionnés précédemment, afin, de mieux comprendre les résultats des simulations de la section 5.6 qui nous permettent de valider la méthode théorique employée dans la section 5.4.

#### 5.1 Contexte de l'étude

Le système est composé de  $N_p$  usagers Primaires et  $N_s$  usagers Secondaires. Les PUs et les SUs possèdent une QoS définie dans la sous section 4.2.1 du chapitre 4 par un taux d'erreur  $\tau_p$  aux PUs et  $\tau_s$  aux SUs. Les canaux de communications sont de type AWGN et les usagers Primaires peuvent utiliser plusieurs techniques d'accès au médium que nous allons détailler dans la section 5.2. Les deux réseaux ne sont pas synchrones et toutes les interférences sont supposées blanches et gaussiennes sur toute la largeur de bande des SUs comme nous l'avons montré dans le chapitre 3.

Par la suite, nous distinguons plusieurs approches de communications. Tout d'abord, si un usager utilise plusieurs canaux séparés en fréquences, la technique est dite multi-porteuses (Multi-Carrier (MC) en anglais), s'ils en utilisent qu'un alors rien n'est spécifié. Toutefois, notons que la technique OFDM contient déjà la notion MC. Si les usagers utilisent la même bande de fréquence et sont séparés par des codes orthogonaux alors, ils utilisent le CDMA.

Une première approche de transmission possible que le PU peut utiliser est FDMA. Cela veut dire que chaque usager Primaire utilise un canal de communication fréquentiel, et que les usagers sont séparés sur des porteuses différentes ; ils ne se chevauchent pas. Une seconde technique consiste à utiliser MC-FDMA, c'est-à-dire que les PUs possèdent plusieurs canaux séparés entre eux en fréquences et que les usagers sont aussi séparés entre eux en fréquences. La troisième technique est l'OFDM-FDMA où chaque usager utilise la technique OFDM pour communiquer et les usagers sont séparés entre eux de manière FDMA ; le terme FDMA est enlevé ensuite, car il est évident. La quatrième technique est le CDMA. Dans ce cas, tous les PUs utilisent la même bande de fréquence. Les usagers sont alors séparés entre eux par des codes d'étalement PN différents. Cette technique ne permet pas aux PUs d'utiliser toute la largeur de bande du SU, il faut ajouter d'autres groupes de CDMA séparés en fréquences. Chaque groupe CDMA de PUs contient un nombre maximum d'usagers. Cette dernière technique sera nommée le CDMA-FDMA

D'autre part, l'usager SU utilise la technique d'étalement spectral avec un gain d'étalement  $G_s$  et une QoS  $\tau_s$ .

L'objectif est de quantifier le nombre d'usagers SUs  $N_s$ , que le système peut accomoder sachant qu'il y a déjà  $N_p$  PUs présents utilisant les mêmes ressources fréquentielles et temporelles. Le nombre de SUs présents ne doit jamais diminuer le nombre de PUs utilisant le médium ni faire passer la QoS des PUs et des SUs au dessus des taux d'erreur  $\tau_p$  et  $\tau_s$  respectivement. Les SUs occupent la largeur de bande en bande de base  $W_s$  et les PUs  $W_p$ . Par conséquent, lorsque le SU s'étale, la largeur de bande du signal passe bande est  $W_s G_s$  (il en est de même, avec les indices  $p$ , pour le PU si ce dernier s'étale). Tout d'abord, étudions la répartition des usagers PUs sur le spectre afin de comprendre le nombre maximum qui peut être contenu dans la bande des SUs. Cela permettra de caractériser ensuite le niveau d'interférence que les PUs imposent aux SUs et réciproquement.

## 5.2 Les différents types d'accès au médium concernant le Primaire

### 5.2.1 Accès FDMA

Dans le cas où les usagers PUs ne sont pas étalés en fréquences, qu'ils transmettent un taux  $R_p$  d'information et qu'ils sont séparés en fréquences, si on fait l'hypothèse simplificatrice que l'usager Secondaire transmet le même débit binaire que le Primaire (i.e.  $W_s = W_p$ , cette hypothèse est discutée dans la section 5.5.5), que son étalement est  $G_s$ , que le roll-off est le même pour tous et que les largeurs de bandes en bande de base sont notées  $W_p$  et  $W_s$  au PU et au SU respectivement, alors le nombre maximum d'usagers PUs contenus dans la bande du SU est donné par l'équation suivante :

$$N_{pmax} = \frac{W_s G_s}{W_p} = G_s \quad (5.1)$$

Si  $N_p > N_{pmax}$ , les usagers supplémentaires n'interfèrentent pas avec le SU.

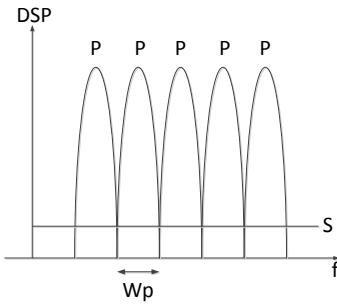


Figure 5.1 Répartition des PUs en FDMA

La figure 5.1 présente les densités spectrales de puissance (DSPs) des PUs séparés selon la technique d'accès au spectre FDMA dans la bande des SUs. Puisque les interférences sont supposées blanches, la densité spectrale du SU est constante sur tout le spectre des PUs.

Un canal FDMA peut ne pas être suffisant pour transmettre efficacement l'information et plusieurs canaux sont alors nécessaires pour chaque usager. On appelle cette technique MC-FDMA. Par exemple, la figure 5.2 présente le cas où l'on attribue 2 canaux à chaque usager PU. Il y a deux fois moins d'usagers que dans le cas précédent. Cependant, le but est de récupérer de la diversité pour faire face aux évanouissements, ou bien de transmettre plus d'information.

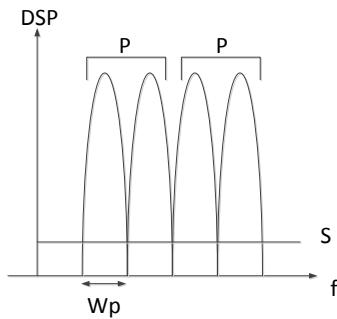


Figure 5.2 Répartition des PUs en MC-FDMA avec 2 canaux chacun

Note : On gardera les notations énoncées dans cette section pour la suite de l'étude.

### 5.2.2 Accès OFDM

Dans le cas d'un accès OFDM au spectre, les canaux d'un même PU se recoupent sans qu'il y ait d'interférences entre porteuses. Cette approche conduit à une amélioration de l'efficacité spectrale. Les usagers entre eux sont séparés en FDMA.  $W_p$  est la bande d'un sous-canal. La figure 5.3 illustre ce principe.

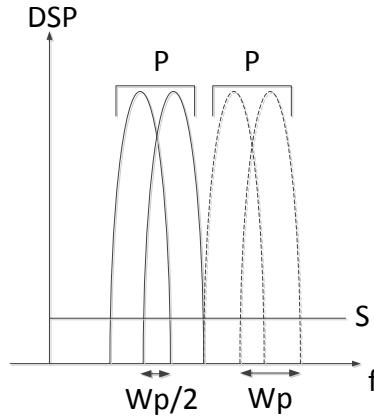


Figure 5.3 Répartition des PUs en OFDM avec 2 canaux chacun

La bande  $W$  occupée pour chaque usager avec  $N_c$  sous-canaux de largeur  $W_p$  s'écrit :

$$W = \frac{(N_c + 1)W_p}{2} \quad (5.2)$$

L'amélioration de l'efficacité spectrale par rapport au cas FDMA pour chaque usager est :

$$A = \frac{N_c W_p}{W} = \frac{2N_c}{N_c + 1} \quad (5.3)$$

On remarque que cette amélioration est proche d'un facteur 2 si  $N_c$  devient très grand devant 1. Le nombre d'usagers Primaires utilisant l'OFDM pouvant être ajouté dans la bande du Secondaire est donné par :

$$N_{pmax} = \frac{W_s G_s}{W} = \frac{2W_s G_s}{W_p (N_c + 1)} \quad (5.4)$$

Si  $N_c = 1$ , on retrouve le même résultat que pour le cas FDMA non multi porteuses.

### 5.2.3 Accès CDMA-FDMA

Lorsque les PUs utilisent une technique d'accès CDMA, ils sont superposés dans les mêmes bandes de fréquences. Il y a un nombre maximal de PUs par porteuse et ce nombre ne doit pas être diminué par l'interférence provenant des SUs. Cette bande de fréquences où sont situés les PUs ne constitue pas la totalité de la largeur de bande du SU qui est au moins 20 fois plus étalé que les PUs, il est donc possible d'utiliser d'autres porteuses pour y placer d'autres groupes de PUs. La figure 5.4 illustre le principe dans le domaine fréquentiel. Précisons que les valeurs de  $G_p$ ,  $W_p$  et  $W_s$  qui sont employées permettent de réaliser une analyse des exemples, cependant, ces paramètres seront fixés selon les besoins des fournisseurs du service de communication. Le nombre de groupes CDMA composés de PUs pouvant occuper la bande des SUs est donné par l'équation suivante :

$$N_{groupe} = \left\lfloor \frac{W_s G_s}{W_p G_p} \right\rfloor \quad (5.5)$$

Si l'on appelle  $N_{pimax}$  le nombre de Primaires maximum dans chaque groupe CDMA, alors le nombre d'usagers dans la bande du Secondaire ne peut excéder :

$$N_{Max} = N_{pimax} N_{groupe} \quad (5.6)$$

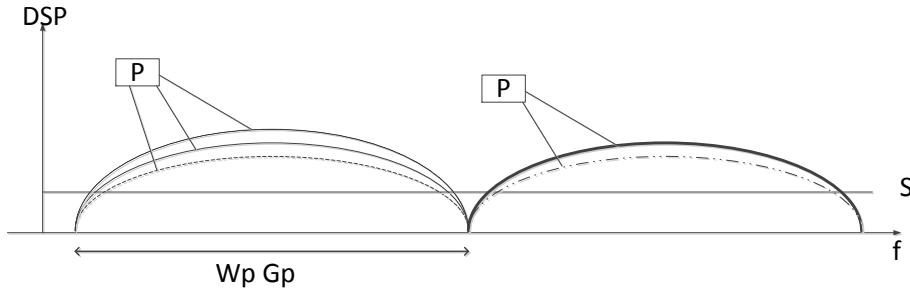


Figure 5.4 Répartition des PUs en CDMA-FDMA

### 5.3 Interférences

Les manières dont les PUs utilisent le spectre viennent d'être décrites. Par conséquent, il est possible de modéliser les interférences perçues aux récepteurs des PUs et SUs selon les techniques employées par les PUs. Ces interférences peuvent être intra (entre SUs ou entre PUs) et inter (entre SU et PU) groupes d'usagers.

Pour simplifier les calculs, nous allons supposer que toutes les interférences causées par chaque PU sont égales et que celles créées par les SUs sont aussi identiques. Dans un premier temps, nous allons décrire les interférences reçues aux récepteurs PUs puis, nous effectuons la même démarche aux récepteurs SUs.

### 5.3.1 Interférences au récepteur Primaire

Lorsqu'un PU est en bande étroite ((MC)-FDMA, OFDM), il perçoit l'interférence du/des Secondaire(s) mais pas des autres PUs.

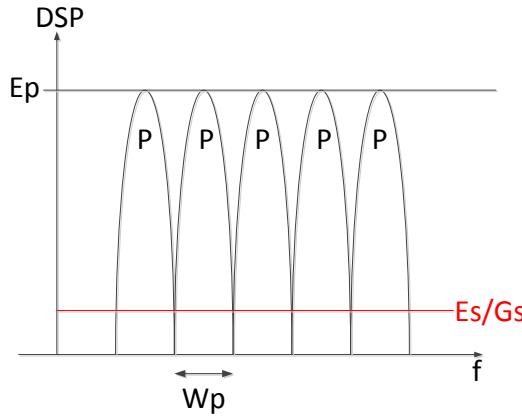


Figure 5.5 Modélisation des interférences au PU non étalé

L'interférence provenant d'un SU (notée  $I_p$ ) aux récepteurs PUs en bande étroite peut s'observer sur la figure 5.5.  $E_p$  représente l'énergie par symbole des PUs et  $E_s$  celle des SUs. L'interférence provenant des SUs est définie mathématiquement à chaque récepteur PU de la manière suivante :

$$I_p = \frac{E_s}{G_s} \quad (5.7)$$

Remarque : S'il y a  $N_s$  usagers Secondaires, il suffit de multiplier  $I_p$  par  $N_s$ .

Si les PUs utilisent une technique d'étalement avec un facteur  $G_p$ , alors ceux qui récupèrent leur signal en se désétalant reçoivent les interférences des PUs et des SUs présents sur les mêmes ressources. La figure 5.6 présente cette situation.  $N_{p_i}$  est le nombre de PUs contenus dans la bande  $i$ .

Soient  $N_p$  PUs et  $N_s$  SUs présents dans la bande spectrale de l'usager Primaire qui récupère son signal en le désétalant, en se basant sur l'hypothèse d'interférences blanches et

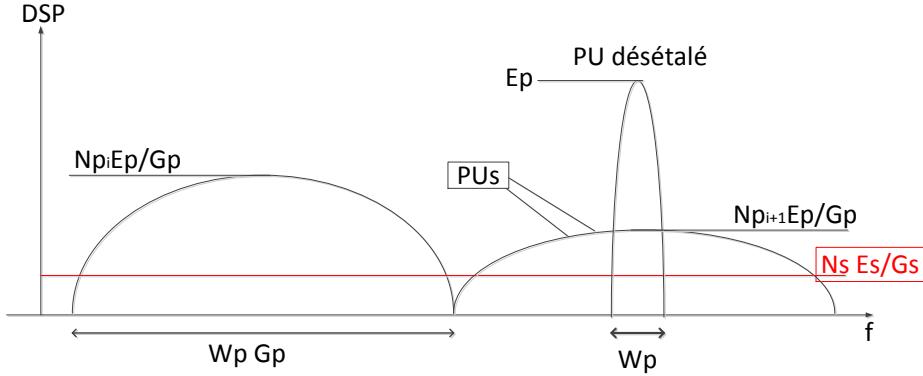


Figure 5.6 Modélisation des interférences au PU étalé

gaussiennes, la valeur des interférences à son récepteur est :

$$I_p = \frac{(N_p - 1)E_p}{G_p} + N_s \frac{E_s}{G_s} \quad (5.8)$$

### 5.3.2 Intéférences au récepteur Secondaire

Après avoir décrit mathématiquement, les interférences perçues aux récepteurs PUs, nous appliquons le même principe aux récepteurs SUs. Les SUs perçoivent les PUs comme des usagers en bande étroite, même si ces derniers sont étalés avec un gain  $G_p$ . Pour bien comprendre le niveau des interférences, il convient de raisonner en fonction du rapport des puissances du signal sur bruit au SU puis de le représenter en fonction du rapport de la densité d'énergie par symbole  $E_s$  sur la densité de bruit plus interférences  $N$ , par la transformation de l'équation (5.9).  $R_s$  représente le débit binaire du SU,  $E_p$  est l'énergie par symbole aux PUs.

$$\frac{P_s}{P_n} \frac{W_s G_s}{R_s} = \frac{E_s}{N} \quad (5.9)$$

Avec :

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s R_s}{N_p \frac{E_p}{G_p} W_p G_p + N_0 W_s G_s + \frac{(N_s - 1)E_s}{G_s} W_s G_s} \quad (5.10)$$

Pour bien comprendre (5.10), représentons la DSP sur la figure 5.7 après le désétalement effectué par un SU. Les PUs sont étalés par le code PN du SU. En utilisant les équations (5.9) et (5.10), on obtient le ratio  $E_s/N$  au récepteurs SUs décrit dans l'égalité (5.11).

$$\frac{E_s}{N} = \frac{P_s}{P_n} \frac{W_s G_s}{R_s} = \frac{E_s}{N_p \frac{E_p}{G_p} \frac{W_p G_p}{W_s G_s} + N_0 + \frac{(N_s - 1)E_s}{G_s}} \quad (5.11)$$

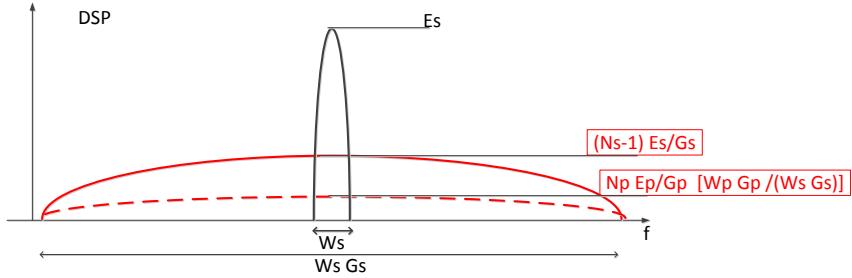


Figure 5.7 Modélisation des interférences au SU après désétalement

Par la suite, nous définissons  $\alpha = \frac{W_p G_p}{W_s G_s}$ , le facteur d'étalement du signal Primaire par le récepteur Secondaire.

#### 5.4 Modélisation du problème et résolution analytique

Après avoir posé les bases de l'analyse dans les sections 5.2 et 5.3, il est possible de décrire mathématiquement le scénario où  $N_p$  PUs utilisent le spectre et  $N_s$  SUs souhaitent utiliser les ressources en même temps en fonction de leur étalement.

L'impact des SUs ne doit pas faire en sorte que le nombre de PUs diminue. De plus, les SUs doivent régler leur nombre  $N_s$  et leur énergie par symbole afin que les QoS des PUs et SUs soient respectées. On suppose que chaque SU utilise le même gain d'étalement  $G_s$  et la même énergie par symbole  $E_s$ .

Le respect de la QoS de chacun impose des contraintes sur les rapports des énergies par symbole sur le bruit plus interférences,  $E_p/N$ , et,  $E_s/N$  aux PUs et aux SUs respectivement. Les transmissions utilisant du BPSK, les rapports signal sur bruit minimums à respecter aux récepteurs sont décrit par les deux égalités suivantes aux PUs et aux SUs respectivement.

$$\gamma_p = \frac{Q^{-1}(\tau_p)}{2} \quad (5.12)$$

$$\gamma_s = \frac{Q^{-1}(\tau_s)}{2} \quad (5.13)$$

Par conséquent, les hypothèses d'interférences blanches et gaussiennes nous permettent d'écrire deux inégalités (5.14) et (5.15) qui doivent être respectées en tout temps aux récepteurs PUs et SUs respectivement.

$$\frac{E_p}{N} \geq \gamma_p \quad (5.14)$$

$$\frac{E_s}{N} \geq \gamma_s \quad (5.15)$$

Ces deux inégalités nous permettent de décrire analytiquement la situation développée dans la section 5.1 pour différentes techniques d'accès au spectre utilisées par le PU. Rapelons que l'objectif est de quantifier le nombre d'usagers  $N_s$  SUs pouvant communiquer en fonction des QoS, des diversités, de l'étalement spectral des SUs  $G_s$ , du  $S_pNR$  sachant qu'il y a déjà  $N_p$  PUs présents utilisant les mêmes ressources fréquentielles et temporelles.

#### 5.4.1 Primaire utilisant le FDMA

Dans cette section, les PUs se partagent la bande de fréquence en utilisant la technique d'accès multiple FDMA décrite à la sous section 5.2.1. Remplaçant la densité de bruit plus interférences  $N$  des inégalités (5.14) et (5.15) par les valeurs obtenues dans les sous sections 5.3.1 et 5.3.2 et tenant compte des diversités aux récepteurs ( $L_p$  au PU et  $L_s$  au SU), (5.14) et (5.15) s'écrivent de la manière suivante :

$$\frac{L_p E_p}{\frac{N_s E_s}{G_s} + N_0} \geq \gamma_p \quad (5.16)$$

$$\frac{L_s E_s}{\frac{(N_s-1) E_s}{G_s} + N_0 + N_p E_p \alpha} \geq \gamma_s \quad (5.17)$$

D'après l'égalité (5.1), les PUs supplémentaires qui font que l'inégalité  $N_p \alpha \leq 1$  n'est plus respectée n'interfèrent pas dans la bande des SUs. Les inégalités (5.16) et (5.17) permettent d'obtenir une borne sur  $E_s/N_0$  comme montré dans l'inégalité (5.18).

$$\frac{\frac{E_p}{N_0} N_p \alpha + 1}{\frac{L_s}{\gamma_s} - \frac{(N_s-1)}{G_s}} \leq \frac{E_s}{N_0} \leq \frac{G_s}{N_s} \frac{E_p}{N_0} \left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right) \quad (5.18)$$

À même débit binaire pour les différents types d'usagers, on a que  $\alpha = 1/G_s$  lorsque les PUs accèdent en FDMA aux ressources. L'encadrement (5.18) permet d'obtenir une borne maximale donnée par (5.19) sur les  $N_s$  SUs pouvant utiliser les ressources spectrales en fonction du nombre d'usagers,  $N_p$ , PUs présents et des paramètres du modèle ( $\tau_s$ ,  $\tau_p$ ,  $G_s$ ,  $L_s$ ,  $L_p$ ,  $S_pNR$ ). L'égalité des débits binaires est évidemment une hypothèse simplificatrice pour l'analyse des résultats. Pour des systèmes réels cette hypothèse ne s'applique pas nécessairement. Nous discutons de l'impact d'une différence de ces taux entre les types d'usagers dans la sous section 5.5.5.

$$0 \leq N_s \leq \left( \frac{G_s L_s}{\gamma_s} + 1 \right) \frac{\left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right)}{\frac{L_p}{\gamma_p} + \frac{N_p}{G_s}} \quad (5.19)$$

Dans l'inégalité (5.19), le terme  $E_p/N_0$  représente le rapport signal sur bruit aux récepteurs PUs sans les interférences. On note que le nombre  $N_s$  de SUs dépend étroitement de la différence entre l'inverse du rapport signal à bruit minimum aux PUs (5.12) et de l'inverse du rapport signal à bruit perçu sans les interférences. Par conséquent, les SUs vont s'insérer dans cet écart grâce à leur étalement spectral  $G_s$  élevé.

De la même manière que dans le chapitre précédent, l'inégalité (5.18) permet de trouver une borne minimale sur  $G_s$ . En effectuant la même résolution que dans la sous section 4.4.2 du chapitre 4, on obtient une borne minimale sur  $G_s$  donnée par (5.21). Posons :

$$A = \frac{S_p NR}{N_s} \left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{S_p NR} \right) \quad (5.20)$$

(5.20) permet de simplifier la borne inférieure sur  $G_s$  de la manière suivante :

$$G_s \geq \frac{\gamma_s}{2L_s A[(Ns - 1)A + 1]} \left[ 1 + \sqrt{1 + 4AL_s N_p \frac{S_p NR}{\gamma_s [(Ns - 1)A + 1]^2}} \right] \geq 20 \quad (5.21)$$

Tout d'abord, si  $N_p = N_s = 1$  la formule (5.21) est similaire à celle du chapitre précédent (4.19). Dans le cas où  $W_p = W_s$  en bande de base, le nombre maximal de PUs présents dans la bande fréquentielle des SUs est égal à  $G_s$ . Si le gain  $G_s$  obtenu par le calcul de (5.21) est tel que  $N_p > G_s$ , alors certains PUs ne sont pas contenus dans la bande du SU et donc cette valeur d'étalement est surestimée. Par conséquent, lors des simulations, la performance des SUs sera supérieure à celle espérée car les interférences subies aux récepteurs SUs seront plus faibles que prévu. Par la suite, nous raisonnons avec l'inégalité (5.19) et  $G_s$  devient un paramètre du modèle afin d'éviter cette erreur d'appréciation.

#### 5.4.2 Primaire utilisant la technique MC-FDMA

Tout comme dans la sous section précédente, les PUs partagent toujours les ressources en FDMA sauf que chaque PU possède plusieurs canaux leur permettant d'émettre le même débit binaire  $R_p$ . Celui-ci a donc deux choix : le premier est d'augmenter son débit binaire en émettant des messages différents sur chacun des canaux, le deuxième est de répéter l'information sur les canaux, en augmentant sa diversité si, ces derniers subissent des évanouissements indépendants. Le choix des stratégies dépend du contexte dans lequel se trouve l'usager. Dans les deux cas, les PUs utilisent plusieurs sous-porteuses ( $N_c$ ). Le problème est similaire au cas précédent et l'équation ((5.19)) devient :

$$0 \leq N_s \leq \left( \frac{G_s L_s}{\gamma_s} + 1 \right) \frac{\left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right)}{\frac{L_p}{\gamma_p} + \frac{N_c \cdot N_p}{G_s}} \quad (5.22)$$

Le nombre maximum de PUs qui peuvent communiquer dans la bande du Secondaire respectent la contrainte suivante :

$$N_c \cdot N_p \leq \frac{W_s G_s}{W_p} \quad (5.23)$$

Les inégalités (5.22) et (5.23) concatènent les deux stratégies mentionnées possibles. Tout d'abord le PU peut faire varier sa diversité fréquentielle ou non. Ensuite, il peut répéter l'information sur plusieurs porteuses ( $N_c > 1$ ) en augmentant  $L_p$ . Chaque PU supplémentaire ajoute  $N_c$  porteuses interférant avec les SUs ce qui réduit le nombre  $N_s$  maximum. L'évolution de  $N_s$  est similaire au cas précédent, mais avec une contraction de l'échelle  $N_p$  car moins de Primaires peuvent s'ajouter dans la bande du SU.

#### 5.4.3 Primaire utilisant la technique OFDM

Ce cas est similaire aux deux précédents à la différence où il y a une amélioration de l'efficacité spectrale du système PU par l'utilisation de la technique OFDM combinée à une séparation des usagers sur le spectre de type FDMA ( voir la sous section 5.2.2). Il est donc nécessaire d'adapter la valeur de  $\alpha$  (voir équation (5.24)) définie dans la sous section 5.3.2 de la manière suivante :

$$\alpha = \frac{(N_c + 1)W_p}{2G_s W_s} = \frac{N_c + 1}{2G_s} \quad (5.24)$$

Le nombre maximum de PUs interférant dans la bande du Secondaire respecte toujours l'équation (5.23) et en réutilisant l'équation (5.22), on obtient une majoration de  $N_s$  lorsque les PUs utilisent la technique OFDM (5.25).

$$0 \leq N_s \leq \left( \frac{G_s L_s}{\gamma_s} + 1 \right) \frac{\left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right)}{\frac{L_p}{\gamma_p} + \alpha N_p} \quad (5.25)$$

#### 5.4.4 Primaire utilisant la technique CDMA-FDMA

Dans cette analyse, le PU est étalé de la même manière que le SU mais sur une bande beaucoup plus faible (20 fois moins grande au minimum pour respecter les hypothèses de bruit blanc gaussien définies dans le chapitre 3). De plus, les différents groupes CDMA de PUs

sont répartis sur le spectre avec une technique de type FDMA comme expliqué dans la sous section 5.2.3. Utilisant les mêmes notations que dans la partie précédente, et en considération les calculs d’interférences de la sous section 5.3.2, on obtient les deux inégalités (5.14) et (5.15).

$$\frac{L_p E_p}{\frac{N_s E_s}{G_s} + N_0 + \frac{(N_p-1)E_p}{G_p}} \geq \gamma_p \quad (5.26)$$

$$\frac{L_s E_s}{\frac{(N_s-1)E_s}{G_s} + N_0 + N_p \frac{E_p}{G_p} \alpha} \geq \gamma_s \quad (5.27)$$

Le nombre d’usagers SU va dépendre du groupe de PUs qui contient le plus d’usagers car, c’est ce groupe qui va imposer l’espace d’interférences minimal aux SU. Si, lors de l’ajout des PUs, chaque groupe est entièrement rempli avant le suivant, alors l’espace d’interférence devient minimal, voire nul dès que le premier groupe de PUs est rempli. À l’opposée, en supposant que les usagers PUs se répartissent équitablement dans tous les groupes disponibles, l’espace d’interférence diminuera moins vite que dans le cas précédent.

Appelons le nombre maximum d’usagers PUs dans les groupes  $N_{pmax}$  et le nombre d’usagers contenus dans la bande la plus remplie  $N_{pimax}$  tel que  $N_{pimax} \leq N_{pmax}$ . Le nombre total de PUs contenus dans la bande des SU est noté  $N_p$ . Puisque c’est le groupe de PUs qui contient le plus d’usagers ( $N_{pimax}$ ) qui contraint l’espace d’interférence accessible par les SU, l’inégalité (5.26) devient :

$$\frac{L_p E_p}{\frac{N_s E_s}{G_s} + N_0 + \frac{(N_{pimax}-1)E_p}{G_p}} \geq \gamma_p \quad (5.28)$$

Grâce aux inégalités (5.28) et (5.27), il est possible d’encadrer le rapport  $E_s/N_0$  :

$$\frac{\frac{E_p N_p}{N_0 G_p} \alpha + 1}{\frac{L_s}{\gamma_s} - \frac{(N_s-1)}{G_s}} \leq \frac{E_s}{N_0} \leq \frac{G_s E_p}{N_s N_0} \left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{N_{pimax}-1}{G_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right) \quad (5.29)$$

Ce qui donne en reliant les termes opposés :

$$0 \leq N_s \leq \left( \frac{G_s L_s}{\gamma_s} + 1 \right) \frac{\left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{N_{pimax}-1}{G_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right)}{\frac{L_p}{\gamma_p} + \frac{\alpha N_p - N_{pimax} + 1}{G_p}} \quad (5.30)$$

Où  $\alpha = W_p G_p / W_s G_s$ . Le groupe avec le plus de PUs impose  $N_{pimax}$ . La méthode qui consiste à répartir les usagers équitablement entre les groupes est celle qui fait augmenter cette valeur le plus lentement.

$N_{pmax}$  ne peut dépasser une certaine valeur limitée par la valeur de l’interférence possible dans chaque bande de PUs. Celle-ci pourrait dépendre du SU mais il ne doit pas diminuer

la performance du PU. Cette valeur provient de l'inégalité (5.28) en enlevant l'influence du Secondaire :

$$\frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{N_{pmax} - 1}{G_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \geq 0 \quad (5.31)$$

On obtient donc le nombre maximal de PUs dans chaque groupe CDMA :

$$N_{pmax} = \left\lfloor \left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{E_p/N_0} \right) G_p + 1 \right\rfloor \quad (5.32)$$

## 5.5 Interprétations des résultats

L'objectif de cette section est d'analyser les résultats théoriques concernant la borne maximale de  $N_s$  et l'encadrement de  $S_sNR$  obtenus dans la section 5.4 pour divers types d'accès du PU aux ressources fréquentielles. Ces techniques d'accès au spectre par le PU étant très variés, il convient de les étudier en deux groupes. Le premier concerne les techniques de type FDMA (FDMA, MC-FDMA, OFDM) et le second le CDMA (CDMA, CDMA-FDMA). Les trois techniques du premier groupe sont similaires et par conséquent, on étudiera seulement FDMA. La différence entre les techniques FDMA et CDMA réside dans le nombre d'usagers PUs ayant accès à la bande du SU. Pour le deuxième groupe, on se concentre sur la technique CDMA-FDMA avec répartition équitable des usagers PUs.

Nous allons observer l'influence de la variation du  $S_pNR$ , de la QoS et de la diversité des deux types d'usagers ainsi que de l'étalement  $G_s$  des SUs sur les bornes obtenues de  $N_s$  et  $S_sNR$  en fonction de  $N_p$ . Le taux de transmission de l'information est le même pour tous les usagers. Comme dans les analyses précédentes du chapitre 4, les paramètres de l'étude sont fixés, cependant, il revient aux fournisseurs de services ou aux autorités de les spécifier.

### 5.5.1 Influence de $S_pNR$

Dans cet exemple, on étudie la variation du nombre de SUs,  $N_s$ , étalés avec un gain  $G_s$  et de leur  $S_sNR$  en fonction du nombre de PUs,  $N_p$ , utilisant les mêmes ressources spectrales pour trois valeurs de  $S_pNR$ . L'étude sera séparée en deux parties. Tout d'abord, on observe le comportement des variables mentionnées pour les types d'accès FDMA puis, pour les types d'accès CDMA des PUs. De plus, les paramètres de cette analyse sont contenus dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1 Paramètres d'affichage dans un contexte sans diversité

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$G_p$ (PU-CDMA)	128	$G_s$	2560
$S_pNR$ (dB)	[10, 15, 20]	$L_p = L_s$	1

## PU-FDMA

Les figures 5.8 (a) et (b) présentent respectivement l'influence de la variation du  $S_pNR$  à la fois sur le nombre d'usagers SUs mais aussi sur la variation du  $S_sNR$  le tout en fonction de  $N_p$ . Sur la figure (a), l'écart concernant  $N_s$  est plus important entre  $S_pNR = 10$  dB et  $S_pNR = 15$  dB qu'entre 15 dB et 20 dB. Ceci provient de la proximité entre le  $S_pNR$  et la limite de respect de la QoS du PU qui donne  $S_pNR = 9.6$  dB en utilisant l'équation (5.12) et les paramètres de l'exemple. Par la suite, on constate que des mêmes écarts en  $S_pNR$  n'augmentent pas aussi significativement la marge  $N_s$  pour de plus grandes valeurs de  $S_pNR$ .

$N_s$  est une fonction décroissante de  $N_p$  contrairement au  $S_sNR$ . Si le nombre de Primaires augmente alors les interférences aux Secondaires augmentent aussi ce qui limite l'insertion de ces derniers, qui, pour faire face aux interférences, augmentent leur énergie par symbole. Ensuite, une augmentation du  $S_pNR$  permet une variation semblable du  $S_sNR$  ce qui permet de tolérer plus d'interférences pour chacun des usagers.

Les valeurs observées de  $N_s$  sont des bornes supérieures et lorsqu'elles sont atteintes la valeur en  $S_sNR$  est très fortement contrainte entre deux bornes très proches (5.18). Sur la figure 5.8 (b) seule la borne inférieure est affichée car l'autre est similaire. Les légères différences de valeurs entre les deux bornes proviennent de la valeur entière de  $N_s$ . Le tableau 5.2 donne les valeurs extrêmes prises par  $N_s$  dans cet exemple.

Tableau 5.2 Valeurs limites du nombre d'usagers

$S_pNR(dB)$	10	15	20
$N_{smax}$	48	381	486
$N_{smin}$	4	37	48
$N_{pmax}$	2560	2560	2560

## PU-CDMA-FDMA

Les figures 5.9 (a) et (b) présentent l'évolution des mêmes variables que précédemment lorsque le PU utilise le type d'accès CDMA aux ressources. Les usagers se répartissent équitablement selon tous les groupes disponibles dans la bande du SU. On constate, sur la figure (a), comme dans le cas FDMA, une décroissance  $N_s$  en fonction de  $N_p$ . Les valeurs initiales

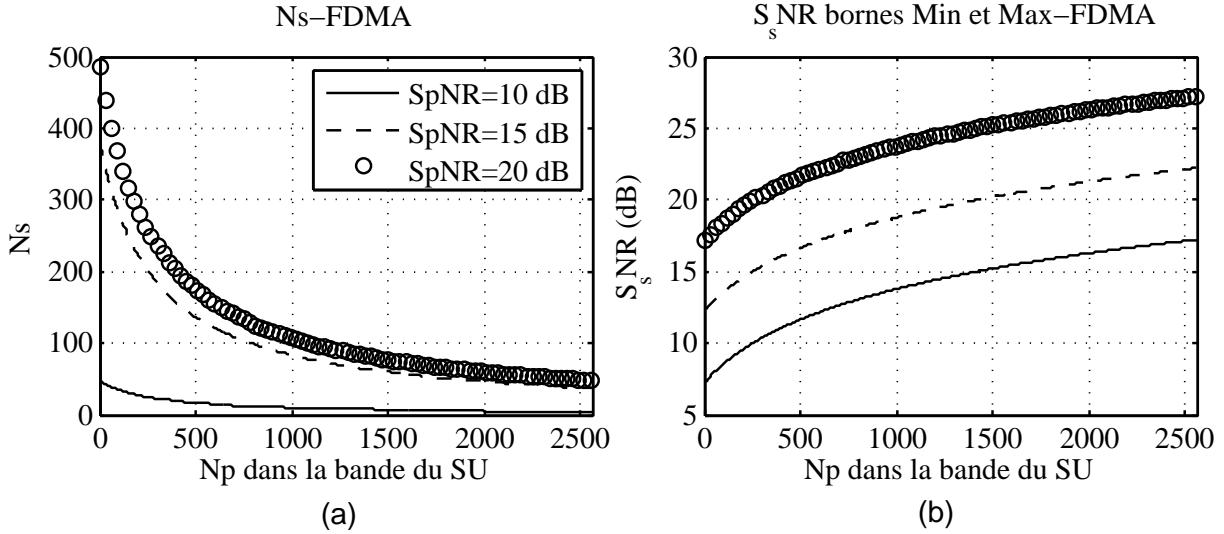


Figure 5.8 Variation de  $N_s$  et de  $S_sNR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $S_pNR$  lorsque le PU utilise FDMA

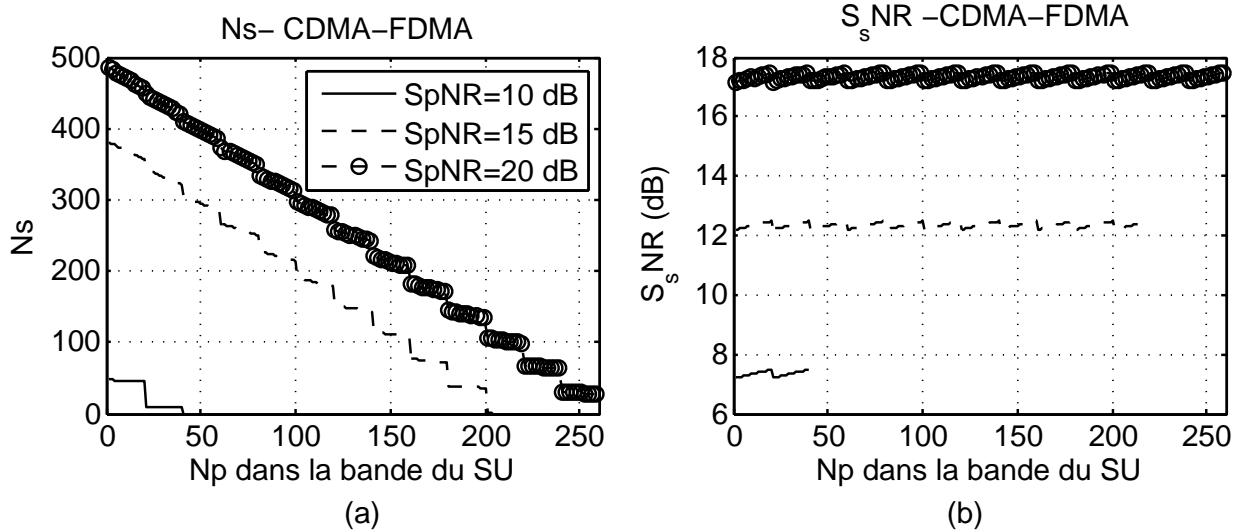
de  $N_s$  sont les mêmes que dans le cas FDMA. Le tableau 5.1 regroupe les valeurs utilisées pour l'analyse.

Les différences proviennent du nombre maximal de Primaires pouvant interférer dans la bande du Secondaire, de l'évolution de  $S_sNR$  et de l'allure des courbes en escalier pour  $N_s$  et en dents de scie pour  $S_sNR$ . La variation de  $S_pNR$  change le nombre de PUs maximal pouvant être présents au même moment dans chaque groupe (voir égalité (5.32)) et par conséquent le nombre total d'usagers dans la bande du SU. Le tableau 5.3 regroupe les valeurs du nombre maximal d'usagers PUs par groupe en fonction du  $S_pNR$  ainsi que le nombre de SUs pouvant être présent lorsque cette valeur est atteinte. Dans le cas où  $S_pNR = 15$  dB le gain de traitement des SUs n'est pas assez élevé pour exploiter l'espace d'interférence lorsque  $N_{pimax} = N_{pmax}$  (lorsque  $N_p \geq 204$  dans l'exemple). Pour comprendre ce comportement, il faut analyser la formule (5.30). Si un groupe CDMA est rempli par les PUs et, que dans les conditions du problème le numérateur est très petit alors, une valeur trop faible de  $G_s$  ne permet pas d'avoir de valeur entière pour  $N_s$ .

On notera la constance du  $S_sNR$  qui peut s'expliquer par le fait que les usagers PUs ajoutés interfèrent avec les usagers de leur groupe en plus des SUs ce qui oblige ces derniers à maintenir leur puissance. En d'autres termes, ce qui a été enlevé en nombre  $N_s$  de SUs est compensé par l'ajout de PUs et, par conséquent, l'interférence subite aux PUs est maintenue presque constante. La forme en dents de scie vient du fait que le groupe limitant (contenant  $N_{pimax}$  PUs) est augmenté de façon périodique.

Tableau 5.3 Valeurs limites du nombre d'usagers

$S_pNR(dB)$	10	15	20
$N_{pmax}$	40	220	260
$N_s$	9	0	28

Figure 5.9 Variation de  $N_s$  et de  $S_pNR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $S_pNR$  lorsque le PU utilise CDMA

### 5.5.2 Influence de la QoS

Dans cette section, nous étudions l'influence des valeurs de  $\tau_p$  et  $\tau_s$  sur le nombre d'usagers SUs pouvant accéder aux ressources des PUs tout en respectant les contraintes de QoS des deux types d'usagers. Comme dans l'exemple précédent, nous allons étudier le cas FDMA et CDMA concernant le type d'accès aux ressources fréquentielles des PUs. Les paramètres de l'analyse sont contenus dans le tableau 5.4. Lorsque  $\tau_p$  varie alors  $\tau_s = 10^{-3}$  et dans l'autre cas  $\tau_p = 10^{-5}$ .

Tableau 5.4 Paramètres d'affichage dans un contexte sans diversité

$G_p$ (PU-CDMA)	128	$G_s$	2560
$S_pNR$ (dB)	12	$L_p = L_s$	1

## PU-FDMA

Les figures 5.10 illustrent l'évolution du nombre d'usagers  $N_s$  de SUs sur (a) et (b) interférent avec un certain nombre  $N_p$  de PUs se répartissant sur le spectre en utilisant la technique FDMA ainsi que l'évolution du  $S_pNR$  sur (c) et (d) nécessaire à cette insertion. Les figures 5.10 (a) et (c) de la colonne de gauche contiennent l'influence de  $\tau_p$  et les figures 5.10 (b) et (d) de la colonne de droite contiennent l'influence de  $\tau_s$ .

Lorsque la QoS du PU varie ((a) et (c)), la valeur de  $S_pNR$  minimum pour l'insertion des SUs varie, ce qui a une influence importante sur le nombre d'usagers SUs pouvant utiliser les ressources. Ceci est conforme à l'analyse de la variation du  $S_pNR$  présentée à la sous section 5.5.1.

Lorsque la contrainte sur la QoS est relâchée au PU ( $\tau_p$  augmente), l'espace d'interférence accessible par le SU s'accroît permettant ainsi d'ajouter des SUs et l'obligeant à augmenter sa puissance pour compenser cet ajout d'interférence provenant des SUs supplémentaires. Lorsque la QoS est relâchée au SU ( $\tau_s$  augmente), il est possible d'ajouter des SUs et ces derniers doivent diminuer leur puissance afin de ne pas augmenter l'interférence causée aux PUs. Le tableau 5.5 récapitule les valeurs prises par  $N_s$  ( $Np_{Max} = 2560$  dans tous les cas présentés).

Tableau 5.5 Nombre d'usagers - FDMA

$\tau_p$	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-7}$
$Ns_{max}$	374	228	78
$Ns_{min}$	64	22	5
$\tau_s$	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-7}$
$Ns_{max}$	228	119	80
$Ns_{min}$	22	11	8

## PU-CDMA/FDMA

Les figures 5.11 présentent les mêmes variables et influences des paramètres de QoS que précédemment lorsque le PU utilise le CDMA. La variation de  $\tau_s$  visible sur les figures (b) et (d) a un impact qualitatif similaire au cas du partage des ressources FDMA par les PUs (voir figures 5.10). La variation de  $\tau_p$  visible sur les figures (a) et (c) entraîne une variation du nombre maximum de PUs dans chaque groupe CDMA tout comme lorsque le  $S_pNR$  varie (voir figures 5.9). Le raisonnement qualitatif quant à la position des courbes les unes par rapport aux autres est le même que dans le cas FDMA (figures 5.10). Le tableau 5.6 récapitule les valeurs extrêmes du nombre d'usagers pour cet exemple. Dans ce cas, le nombre

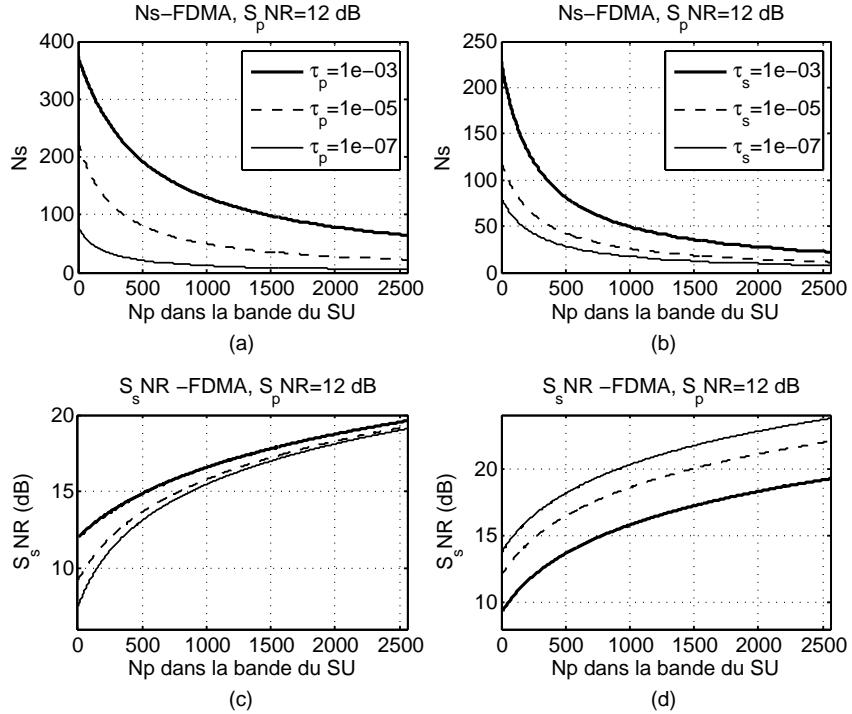


Figure 5.10 Variation de  $N_s$  et de  $S_s NR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de QoS lorsque le PU utilise FDMA

d'usagers SUs pouvant accéder aux ressources lorsque tous les PUs les utilisent dépend de l'espace d'interférence laissé après remplissage du groupe par ces derniers. Si la somme des interférences des PUs dans un même groupe occupe tout l'espace disponible, alors même un étalement très important du Secondaire ne lui permettrait pas de s'insérer, ce qui peut impliquer  $Ns_{min} = 0$ .

Tableau 5.6 Nombre d'usagers-CDMA

$\tau_p$	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-7}$
$Ns_{max}$	374	228	78
$Ns_{min}$	14	35	20
$Np_{max}$	380	120	40
$\tau_s$	$10^{-3}$	$10^{-5}$	$10^{-7}$
$Ns_{max}$	228	119	80
$Ns_{min}$	35	18	12
$Np_{max}$	120	120	120

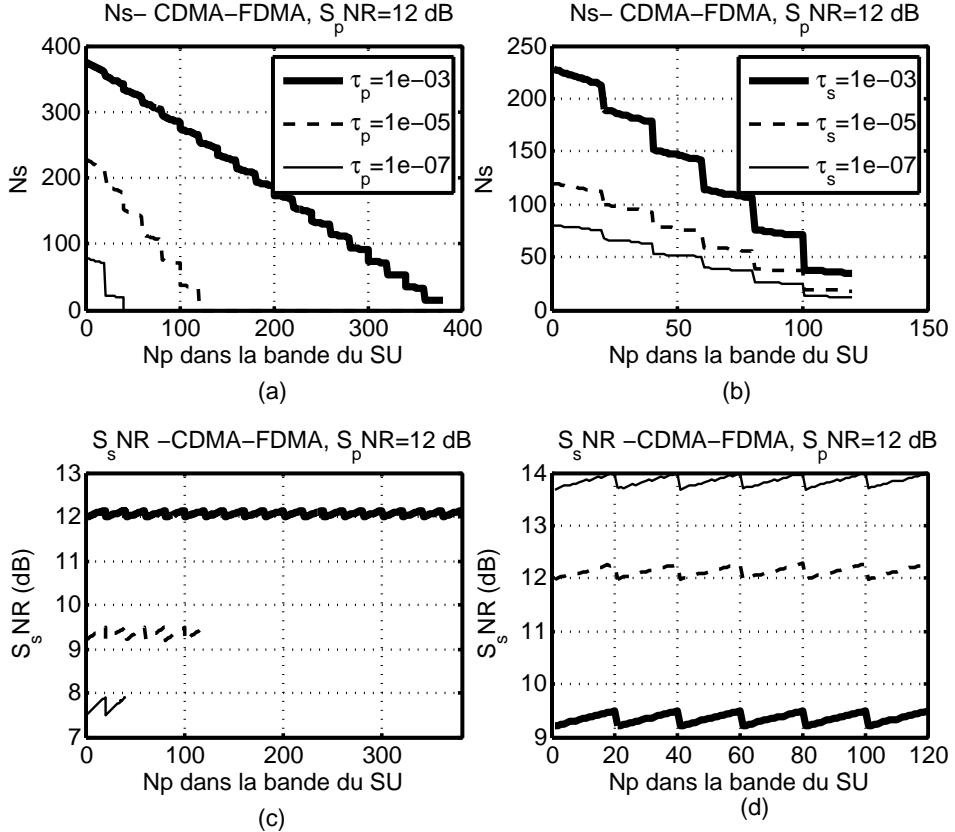


Figure 5.11 Variation de  $N_s$  et de  $S_sNR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de QoS lorsque le PU utilise CDMA

### 5.5.3 Influence de l'étalement du Secondaire

Dans cet exemple, nous allons observer l'influence de l'étalement spectral  $G_s$  du Secondaire sur le nombre d'usagers  $N_s$  pouvant partager les ressources de  $N_p$  PUs ainsi que sur le  $S_sNR$  requis pour obtenir ces valeurs. Comme dans les exemples précédents, les PUs peuvent partager les ressources spectrales en FDMA ou en CDMA. Les paramètres de l'analyse sont contenus dans le tableau 5.7.

Tableau 5.7 Paramètres d'affichage

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$G_p$ (PU-CDMA)	128	$G_s$	2560, 5120, 12800
$S_pNR$ (dB)	12	$L_p = L_s$	1

## PU-FDMA

Les figures 5.12 (a) et (b) présentent respectivement la variation de  $N_s$  et du  $S_sNR$  en fonction du nombre d'usagers PUs utilisant les ressources pour différentes valeurs de  $G_s$ . L'augmentation de l'étalement du Secondaire  $G_s$  permet d'accroître le nombre  $N_p$  de PUs pouvant interférer dans la bande du SU. En effet, à même taux de transmission,  $N_{pmax} = G_s$ , cette augmentation permet, pour chaque valeur de  $N_p$ , d'augmenter significativement  $N_s$  (figure (a)) car chaque SU diminue l'interférence qu'il émet aux PUs ainsi que l'interférence qu'il reçoit des PUs et des SUs lorsqu'il se déséteale .

Les variations des bornes minimales de  $S_sNR$  visibles sur la figure 5.12 (b) sont différentes. En effet, plus  $G_s$  est important et plus la croissance de  $S_sNR$  est lente. Le gain d'étalement étant plus élevé, la capacité du système augmente obligeant les SUs à diminuer leur puissance pour ne pas augmenter la valeur des interférences ajoutées aux PUs. Cette diminution de  $S_sNR$  est aussi possible car les SUs luttent mieux face aux interférences quand  $G_s$  augmente. Avec les paramètres de l'exemple, la valeur maximum de  $S_sNR$  est la même dans les trois cas, représentant alors une limite maximum au-delà de laquelle les QoS des PUs et SUs ne peuvent plus être respectées. Le tableau 5.8 regroupe les valeurs extrêmes de  $N_s$  pour les différents  $G_s$ . On peut remarquer l'importance des valeurs obtenues qui sont dues à la grandeur de  $G_s$ . En effet, pour superposer un système de SUs sur un système de PUs il faut que  $G_s > 20W_pG_p/W_s$  selon l'étude du chapitre 3. De plus, plus le SU est étalé et plus il y a un nombre important,  $N_p$ , de PUs pouvant s'insérer sur sa largeur de bande.

Tableau 5.8 Nombre d'usagers

$G_s$	2560	5120	12800
$Ns_{max}$	228	456	1142
$Ns_{min}$	22	45	113
$Np_{max}$	2560	5120	12800

## PU-CDMA

Les figures 5.13 présentent l'évolution des mêmes variables que précédemment pour différentes valeurs de  $G_s$  lorsque les PUs utilisent le CDMA pour accéder aux ressources. L'impact de  $G_s$  sur  $N_s$  visible sur la figure 5.13 (a) est similaire au cas précédent : plus  $G_s$  est important, plus le nombre  $N_p$  de PUs pouvant interférer dans la bande des SUs est important et plus  $N_s$  est important.

Le  $S_sNR$ , visible sur les courbes 5.13 (b), (c) et (d) pour les différentes valeurs de  $G_s$ , est compris dans les mêmes plages de valeurs quelque soit  $G_s$  comme dans le cas FDMA et il

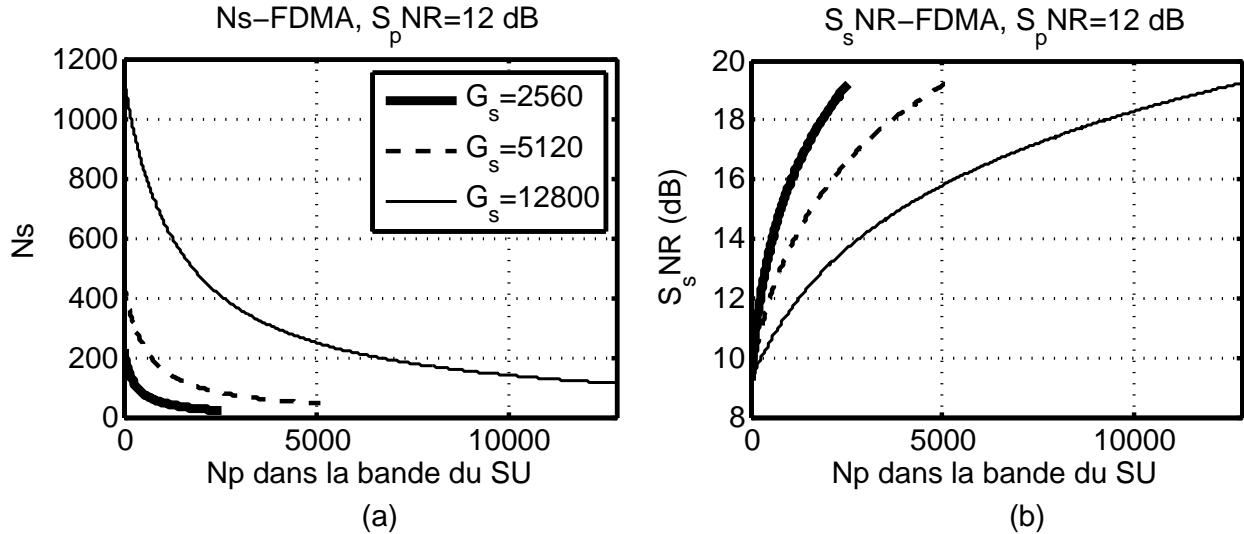


Figure 5.12 Variation de  $N_s$  et de  $S_s$  NR en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $G_s$  lorsque le PU utilise CDMA

se comporte en dents de scie comme dans les analyses précédentes. L'abscisse est contractée (ou dilaté) en fonction du nombre de PUs pouvant être présents dans la bande fréquentielle du SU. Le tableau 5.9 regroupe les valeurs extrêmes de  $N_s$  et  $N_p$  prises dans l'exemple.

Tableau 5.9 Nombre d'usagers - cas CDMA

$G_s$	2560	5120	12800
$N_s_{max}$	228	456	1142
$N_s_{min}$	35	71	177
$N_p_{max}$	120	240	600

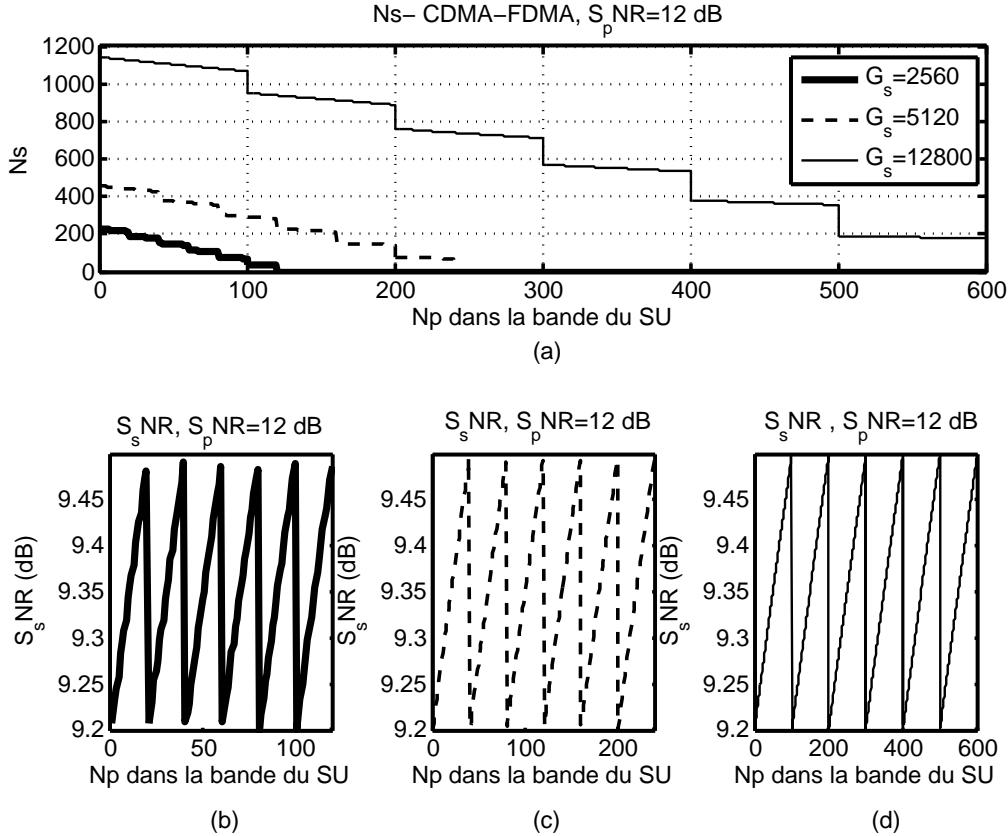


Figure 5.13 Variation de  $N_s$  et de  $S_p NR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $G_s$  lorsque le PU utilise CDMA

#### 5.5.4 Influence de la diversité

Dans cet exemple, nous allons discuter de l'influence de la diversité aux récepteurs SUs et PUs sur la capacité usager (PUs et SUs) du système et sur le  $S_s NR$  lorsque ces derniers partagent les mêmes ressources spectrales et temporelles. Le tableau 5.10 présente les paramètres utilisés dans cet exemple. Lorsque l'on fait varier la diversité d'un des usagers, celle de l'autre est égale à l'unité.

Tableau 5.10 Paramètres d'affichage

$G_p$ (PU-CDMA)	128	$G_s$	2560
$S_p NR$ (dB)	12	$\tau_p$	$10^{-5}$
		$\tau_s$	$10^{-3}$

## PU-FDMA

Les figures 5.14 montrent la variation de  $N_s$ , visible sur (a) et (b) et du  $S_sNR$ , sur (c) et (d), avec les figures 5.14 (a) et (c) illustrant l'impact de  $L_p$  et les figures 5.14 (b) et (d) celle de  $L_s$ .

L'augmentation de la diversité au Primaire permet d'accroître  $N_s$  (figure 5.14 (a)). En effet, le PU est capable de récupérer plus d'énergie et par conséquent, l'espace d'interférence accessible par les SUs s'en trouve amélioré. L'augmentation de  $N_s$  impose aux SUs de communiquer avec une puissance plus importante (figure 5.14 (c)) ce qui est possible car, les PUs disposent de plus d'énergie au récepteur.

L'augmentation de  $L_s$  permet aussi une plus grande capacité de SUs tel que montré sur la figure 5.14 (b). Le comportement du  $S_sNR$  relativement à la diversité  $L_s$  sur la figure 5.14 (d) est opposé à celui relatif à la diversité  $L_p$  de la figure 5.14 (c), car le Secondaire, lorsque  $L_s$  augmente, bénéficie d'un gain d'énergie lui permettant d'augmenter la capacité du système tout en diminuant son énergie par symbole pour respecter la QoS des PUs. Le tableau 5.11 regroupe les valeurs extrêmes de  $N_s$  ( $N_{pmax} = 2560$  dans notre exemple).

Tableau 5.11 Nombre d'usagers - cas FDMA

$L_p$	1	2	4
$N_{smax}$	228	382	459
$N_{smin}$	22	69	140
$L_s$	1	2	4
$N_{smax}$	228	455	911
$N_{smin}$	22	45	90

## PU-CDMA

Les figures 5.15 présentent les mêmes informations que précédemment pour le cas des PUs utilisant CDMA avec (a) et (c) illustrant l'influence de  $L_p$  et, (b) et (d) l'influence de  $L_s$ . Aux valeurs près, les mêmes comportements que précédemment concernant  $N_s$  (figures 5.15 (a) et (b)) et  $S_sNR$  (figures 5.15 (c) et (d)) apparaissent. De plus, nous observons toujours ce comportement en dents de scie dû à la variation de nombre de PUs dans le groupe de Primaires CDMA en contenant le plus ( $N_{pmax}$ ).

La différence avec le cas précédent où les PUs utilisent la technique de répartition FDMA provient du nombre maximum d'usagers  $N_p$  que peut contenir la bande des SUs. En effet, la variation de  $L_p$  entraîne une modification du nombre d'usagers PUs dans chaque groupe, due à une amélioration de  $N_{pmax}$  (équation (5.32)) faisant ainsi varier l'abscisse comme lorsque

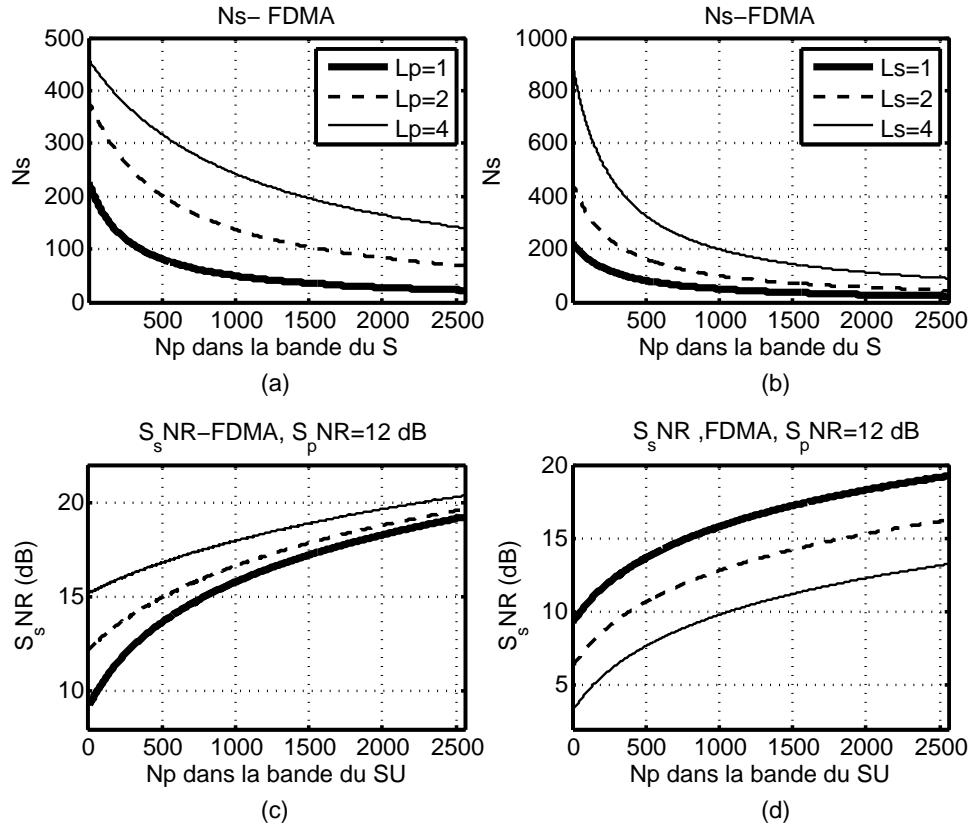


Figure 5.14 Variation de  $N_s$  et de  $S_pNR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $L_p$  et  $L_s$  lorsque le PU utilise FDMA

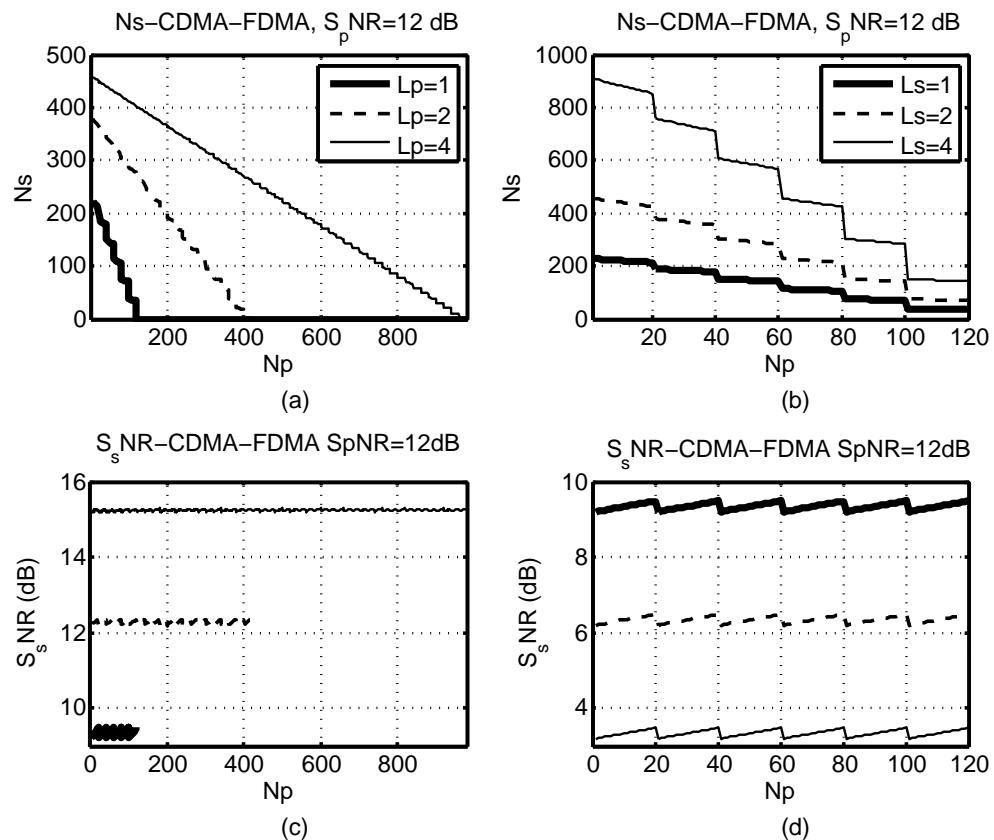
le  $S_pNR$  (sous section 5.5.1) ou  $\tau_p$  (sous section 5.5.2) varie. Le tableau 5.12 regroupe les valeurs extrêmes observées dans ce cas particulier.

Tableau 5.12 Nombre d'usagers-cas CDMA

$L_p$	1	2	4
$Ns_{max}$	228	382	459
$Ns_{min}$	35	1	2
$Np_{max}$	120	420	980

$L_s$	1	2	4
$Ns_{max}$	228	455	911
$Ns_{min}$	35	71	142
$Np_{max}$	120	120	120

Figure 5.15 Variation de  $N_s$  et de  $S_p NR$  en fonction de  $N_p$  pour différentes valeurs de  $L_p$  et  $L_s$  lorsque le PU utilise CDMA

### 5.5.5 Discussions supplémentaires

#### Variation du débit binaire

Dans le contexte précédent, le débit binaire est le même aux PUs comme aux SUs (i.e.  $W_p = W_s$ ), ce qui est très restrictif et peu probable. En reprenant la discussion 4.6.2 du chapitre 4, lorsque le SU utilise un débit tel que  $W_s < W_p$ , un gain d'étalement plus important est nécessaire afin d'atteindre la même complexité ( $G_s W_s$  équivalent) que lorsque  $W_s = W_p$ . Par conséquent, à même  $G_s W_s$ , l'interférence observée au PU diminue quand  $W_s$  décroît et le SU peut augmenter son énergie par symbole, ce qui augmente davantage la capacité du système.

Dans le cas où les PUs se répartissent avec la technique FDMA, il suffit de modifier la valeur  $\alpha = W_p/(W_s G_s)$  utilisée dans la section 5.4.1 ( $G_p = 1$ ), ce qui transforme la majoration de  $N_s$  de l'inégalité (5.19) comme suit :

$$0 \leq N_s \leq \left( \frac{G_s L_s}{\gamma_s} + 1 \right) \frac{\left( \frac{L_p}{\gamma_p} - \frac{1}{\frac{E_p}{N_0}} \right)}{\frac{L_p}{\gamma_p} + \frac{N_p W_p}{W_s G_s}} \quad (5.33)$$

Dans la majoration (5.33), lorsque  $G_s W_s$  obtenu avec le nouveau débit binaire, tel que  $W_s < W_p$ , est le même qu'avec  $W_s = W_p$ , la nouvelle valeur de  $G_s$  est plus élevée que la précédente. Par conséquent, le dénominateur  $L_p/\gamma_p + N_p W_p/(W_s G_s)$  est similaire à celui du cas où  $W_s = W_p$  ( $W_p/W_s G_s$  n'est pas modifié) alors que le numérateur est proportionnel à  $G_s$ .

Dans le cas CDMA, il suffit de transformer  $\alpha = (W_p G_p)/(W_s G_s)$  dans l'inégalité (5.30) et d'effectuer un raisonnement similaire.

#### Autres types de canaux

Dans ce chapitre, nous n'avons pas considéré un canal de Rayleigh. Il est cependant possible d'en déduire les effets en utilisant les équations (5.14) et (5.15) et en effectuant une probabilité de réussite sur ces inégalités comme dans le chapitre 4 et en utilisant la définition de la QoS de la section 4.2.1. La suite du raisonnement est similaire à celui de la section 5.4. Il est à noter que cette méthode (avec utilisation de probabilité de réussite) est générale et peut être appliquée à tout canal dont on peut connaître la fonction de répartition de la puissance.

## 5.6 Simulations

Dans cette section, plusieurs résultats de simulations sont présentés afin de valider les bornes (5.19), (5.30) sur  $N_s$  et les bornes (5.18), (5.29) concernant le  $S_s NR$  dans les cas des

Primaires utilisant FDMA et CDMA respectivement. Par souci de concision, nous présentons un résultat dans le cas FDMA et un autre dans le cas CDMA, d'autres résultats sont placés en annexes I concernant la variation de QoS ( $\tau_s$  et  $\tau_p$ ) et de diversité ( $L_s$  et  $L_p$ ) pour les deux types d'accès aux ressources des PUs. L'objectif est d'afficher les probabilités d'erreurs aux récepteurs PUs et SUs en fonction de  $N_p$  afin de vérifier que les QoS sont bien respectées. Les simulations sont effectuées sous *Matlab* et les interférences provenant des PUs ou des SUs sont modélisées par un processus blanc et gaussien conformément aux résultats du chapitre 3.

### 5.6.1 PU FDMA

Les figures 5.16 présentent la probabilité d'erreur aux PUs ((a) et (c)) et aux SUs ((b) et (d)) lorsque l'on fait varier la quantité  $N_p$  des PUs contenus dans la bande spectrale des SUs pour deux valeurs différentes de  $G_s$ . Les figures (a) et (b) illustrent le cas où  $G_s = 2560$  et les figures (c) et (d) celui où  $G_s = 5120$ . Les valeurs de  $N_s$  et  $S_sNR$  sont données par les équations (5.19) et (5.18) respectivement. Les paramètres de la simulation sont contenus dans le tableau 5.13. La simulation s'approche de la théorie à la variance près, ce qui est dû au nombre d'échantillons  $N = 10^6$  de la simulation. De faibles variations sont observables au niveau de la théorie, mais la QoS théorique n'est jamais dépassée. Elles sont la conséquence des prises de valeurs entières de  $N_p$ , ce qui implique que la borne gauche et droite de (5.18) ne sont plus égales et donc que la valeur prise par  $S_sNR$  permet une amélioration de la QoS au PU ou au SU si ce dernier suit la valeur gauche ou droite de l'encadrement (5.18) respectivement. Enfin, on remarque la variation du nombre de PUs en abscisse dépendante de  $G_s$ .

Tableau 5.13 Paramètres d'affichage -cas FDMA

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$S_pNR$ (dB)	12	$G_s$	2560 & 5120
$L_p$	1	$L_s$	1

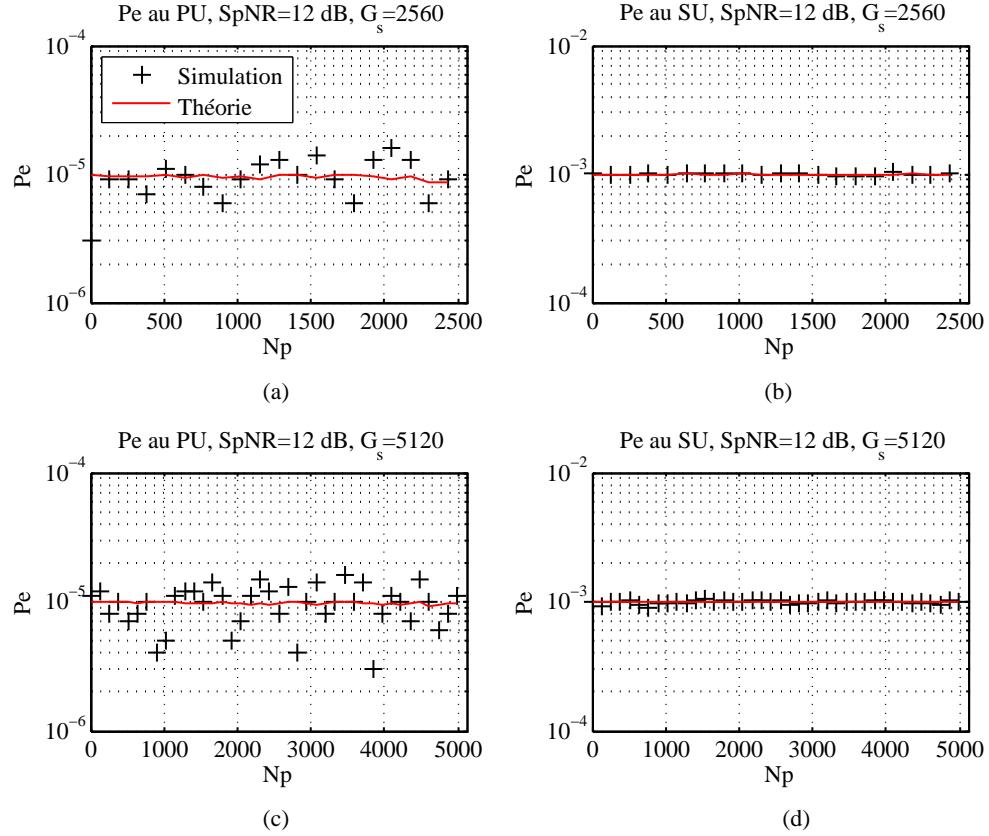


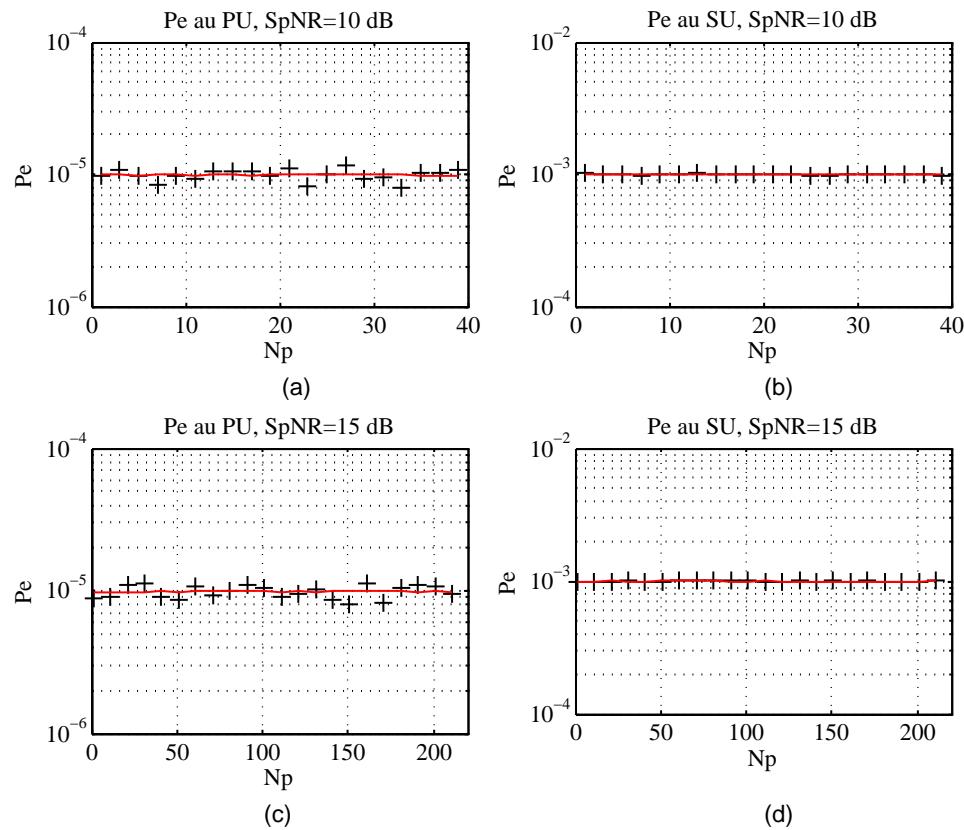
Figure 5.16 Probabilité d'erreur au PU et au SU pour différentes valeurs de  $G_s$  dans le cas FDMA

### 5.6.2 PU CDMA

Dans cette simulation, nous présentons dans les figures 5.17, les probabilités d'erreur lorsque les PUs utilisent la technique CDMA pour deux valeurs de  $S_pNR$ . Les figures 5.17 (a) et (b) présentent respectivement les probabilités d'erreur au PUs et au SUs lorsque  $S_pNR = 10 \text{ dB}$  et les figures (c) et (d) ces mêmes probabilités d'erreur lorsque  $S_pNR = 15 \text{ dB}$ . Les inégalités utilisées sont (5.30) pour le choix de  $N_s$  et (5.18) pour le choix de  $S_sNR$  permettant la superposition de  $N_s$  SUs sur les ressources des  $N_p$  PUs. Les paramètres de simulation sont contenus dans le tableau 5.14. Les QoS fixées au PU et au SU sont respectées. De plus, on peut aussi observer la variation du nombre d'usagers PUs dans la bande du SU. En effet, plus le  $S_pNR$  est important, plus le nombre maximum de PUs tolérés par groupe CDMA augmente.

Tableau 5.14 Paramètres d'affichage-cas CDMA

$\tau_p$	$10^{-5}$	$\tau_s$	$10^{-3}$
$S_pNR$ (dB)	10,15	$G_s$	2560
$L_p$	1	$L_s$	1

Figure 5.17 Probabilité d'erreur au PU et au SU pour différentes valeurs de  $S_pNR$  dans le cas CDMA

## 5.7 Conclusion

L'analyse de la capacité usager Primaire et Secondaire du système apporte une dimension supplémentaire dans l'étude et l'analyse de l'impact de l'étalement spectral dans un réseau cognitif sans fil. Tout d'abord, nous avons étudié les équations analytiques obtenues dans la section 5.4 afin de comprendre l'influence des paramètres utilisés ( $S_pNR, \tau_p, \tau_s, L_p, L_s, G_s$ ) sur la borne maximale du nombre  $N_s$  de SUs partageant les ressources avec  $N_p$  PUs et sur la valeur  $S_sNR$  permettant l'usage de cette borne. Notons que lorsque la borne maximale de  $N_s$  est utilisée, les valeurs gauches et droites de (5.18) (cas FDMA) et (5.29) (cas CDMA) sont égales. Si une valeur plus faible que  $N_s$  est utilisée alors une liberté sur  $S_sNR$  est possible et ce, de la même manière que lorsque l'on prend  $G_s$  plus grand que la borne minimale (voir figures 4.6) présentée au chapitre précédent.

Les deux cas étudiés (FDMA et CDMA) conduisent à des résultats ayant des ordres de grandeur similaires mais, avec des variations différentes. Dans le cas d'un canal AWGN, l'utilisation d'une répartition des PUs par la technique FDMA conduit à des résultats souvent supérieurs au cas CDMA en termes de capacité usagers (SU et PU) car nous n'avons pas tiré profit des avantages de l'étalement face aux multi-trajets et aux évanouissements. Ces deux méthodes d'accès au spectre sont difficilement comparables à partir de cette étude. Cependant, on peut déjà obtenir un ordre de grandeur de la capacité usagers ainsi que l'effet des paramètres de la modélisation sur  $N_s$  et  $S_sNR$ .

En ce qui concerne l'impact des paramètres mentionnés, l'assouplissement des contraintes aux récepteurs des SUs ou PUs (FDMA ou CDMA) peut se traduire par, une augmentation de la diversité ( $L_p$  et  $L_s$ ), une augmentation de  $\tau$  ( $\tau_p$  et  $\tau_s$ ) et une augmentation de  $S_pNR$ . Lorsque ces contraintes se relâchent au récepteur PU, on constate une augmentation de la capacité en terme d'usagers SUs et aussi le fait que ces derniers doivent augmenter leur puissance pour faire face aux interférences des usagers supplémentaires. Cette augmentation de  $E_s$  est possible car les PUs disposent de plus de libertés (Énergie ou QoS) pour faire face aux interférences. Ce relâchement des contraintes aux récepteurs SUs entraîne aussi une amélioration de la capacité de SUs et oblige ces derniers à utiliser moins de puissance dans le but de superposer plus d'usagers sans augmenter la quantité d'interférences au PUs. Dans le cas CDMA, le relâchement des contraintes aux récepteurs PUs permet d'augmenter le nombre d'usagers Primaire dans chaque groupe CDMA.

La variation de  $G_s$  est particulière car, lorsque celui-ci augmente, la largeur de bande des SUs augmente. Les SUs se superposent à plus de PUs dans les deux cas étudiés (FDMA ou CDMA). Cette augmentation de  $G_s$  améliore la capacité du système ( $N_s$ ) proportionnellement à  $G_s$ .

Les simulations présentées suite à l'analyse des résultats théoriques valident le raisonnement et les formules déduites de celui-ci dans la section 5.4. Des résultats supplémentaires tenant compte de la variation des QoS et des diversités sont présentés dans l'annexe I. On constate le potentiel de l'utilisation de l'étalement spectral pour le SU lui permettant de communiquer par-dessus les ressources du Primaire tout en adaptant l'intensité des interférences qu'il émet en fonction des contraintes des PUs et des SUs. Cette étude nous présente un ordre de grandeur du maximum d'usagers que peut contenir une cellule, bien évidemment le contexte n'est jamais aussi parfait et le nombre réel a de fortes chances d'être différent. Toutefois, cela procure une idée sur les valeurs de l'influence (et de l'importance) de la variation de certains paramètres tels que la diversité, la QoS et l'étalement spectral sur la capacité usager pouvant conduire à l'adoption de certains comportements intelligents de la part des SUs.

## CHAPITRE 6

### Conclusion

#### 6.1 Synthèse des travaux

Trois grandes parties ont été étudiées dans ce projet. Tout d'abord, dans le chapitre 3, nous avons validé les hypothèses d'interférences blanches et gaussiennes. Dans cette analyse, on en déduit que pour un filtre en racine de cosinus surélevé, un gain d'étalement relatif du SU d'au moins 20 fois celui du PU est nécessaire afin de valider, sur toute la largeur de bande utilisée par le SU, le caractère gaussien et « blanc » des interférences au récepteur PU. Ces hypothèses nous ont permis d'effectuer l'analyse mathématique de deux situations.

La première situation, qui constitue le contenu du chapitre 4, étudie la superposition d'un SU sur les ressources temporelles et fréquentielles d'un PU avec deux types de canaux différents (AWGN, Rayleigh). Dans un premier temps, nous avons étudié les valeurs d'interférences blanches et gaussiennes admissibles au récepteur PU, puis nous nous sommes servi de cette limite pour contrôler les interférences produites par le SU. Tout cela a permis l'évaluation d'une borne minimale sur le gain d'étalement du SU afin qu'il respecte la QoS du PU ainsi que la sienne. L'analyse des résultats et l'observation des simulations ont validé l'étude du concept et détaillé l'impact des paramètres  $(\tau_p, \tau_s, S_pNR, L_s, L_p)$  de la modélisation sur le comportement du SU à adopter. Le relâchement des contraintes dans le système peut s'interpréter aux deux récepteurs comme une augmentation de  $\tau$  ou de  $L$ . S'il s'effectue du côté PU, cela permet à un usager SU de s'insérer pour des valeurs plus faibles de  $S_pNR$  et de diminuer son gain d'étalement car l'espace d'interférence au PU est plus important. Par conséquent, comme le SU lutte moins efficacement face aux interférences, il doit alors augmenter son énergie par symbole  $E_s$ . Le relâchement des contraintes du côté SU ne modifie pas la zone d'accessibilité des interférences, mais permet d'utiliser un gain d'étalement plus faible et doit utiliser une puissance plus faible car le SU bien qu'il puisse accepter plus d'interférences à son récepteur, doit diminuer celle qu'il cause au PU.

La deuxième situation expliquée dans le chapitre 5 est le développement de la première. Nous ajoutons des PUs et observons ce qui se passe sur le nombre maximum de SUs pouvant communiquer sur les mêmes ressources. À l'instar de la première situation, nous avons évalué l'impact des paramètres du modèle sur le comportement des variables du système ( $N_s, S_sNR$ ). Le relâchement des contraintes s'interprète de la même manière que précédemment et, qu'il s'effectue aux PUs ou aux SUs, permet l'augmentation de la capacité usager du système.

De plus, la puissance du SU augmente si ce relâchement se produit côté PU car comme la capacité du système augmente tout comme l'espace d'interférence au PU, le SU doit faire en sorte de lutter face aux interférences ajoutées. Si ce relâchement des contraintes se produit du côté SU, ce dernier peut accepter plus d'interférences et doit diminuer sa puissance pour que tous les SUs supplémentaires puissent se superposer ensemble sans augmenter l'interférence causée aux PUs.

L'usage de valeurs minimales de  $G_s$  (chapitre 4) ou maximales de  $N_s$  (chapitre 5) est très restrictif pour le choix de  $S_sNR$  par le SU. Nous avons pu observer dans le chapitre 4, que si ce dernier utilise des valeurs différentes des bornes dans les ensembles définis par les inégalités alors, le SU dispose de libertés dans le choix de  $S_sNR$ . Ces libertés sont augmentées avec le relâchement des contraintes à l'un ou l'autre des usagers.

Nous avons donc observé que le concept d'étalement permet d'utiliser les ressources spectrales en même temps que des PUs. Le gain d'étalement permet de manière douce de créer de l'interférence sans la nécessité d'utiliser des techniques d'écoutes complexes. Le problème est que cette complexité se retrouve aujourd'hui dans la conception des terminaux et la description des canaux de transmission très large bande. La beauté de la technique d'étalement spectral réside dans la douceur de l'interférence créée et l'adaptabilité du système aux interférences. Ceci provient du fait que chacun prend sur lui une fraction de l'interférence ajoutée. Nous avons décrit un système adaptatif au sens de l'étalement spectral pour les SUs mais rigide concernant la QoS avec les taux d'erreurs. Les contraintes imposées par la FCC en terme de puissance sont aujourd'hui aussi très rigides. Il y a encore du chemin vers cette adaptabilité et cette élasticité qui entourent les concepts phares comme le CDMA et qui sont oubliés par des paradigmes comme *interweave* qui réalisent difficilement que la perfection (interdiction de collision) nécessite une complexité importante. Dans les années à venir, il sera possible de répondre aux exigences du très large bande et c'est pourquoi la compréhension des comportements de l'accès par étalement de spectre est primordiale afin de choisir les paramètres du SU en fonction des données du contexte lui permettant l'accès simultané aux ressources du PU. Cependant, dans ce projet, nous avons développé des cas idéaux avec certaines hypothèses pouvant constituer des limitations dans les solutions proposées.

## 6.2 Limitations des solutions proposées

Afin de bien interpréter les résultats, il est nécessaire de les placer dans leur contexte et de signaler les limites des hypothèses utilisées et des résultats obtenus.

Dans le chapitre 3, l'étude des statistiques a été faite sur un signal émis par un seul SU et sans la présence de bruit thermique au récepteur PU en plus des interférences. Cependant, il

est possible que la présence de bruit blanc en plus des interférences ainsi que l'ajout d'usagers ne soit pas néfaste aux critères statistiques requis. En effet, l'ajout de signal bruité amplifie le caractère gaussien et couvre les parties variables du spectre qui provoquent la coloration des interférences.

Dans le chapitre 4 et 5, nous avons supposé que le SU occupe tout l'espace d'interférence admissible au PU. C'est un comportement idéaliste optimisant l'usage des ressources fréquentielles par les SUs. Cependant, pour ce faire, il faut que les connaissances requises par le SU ( $S_pNR$ ,  $\tau_p$ ,  $I_pNR$ ) soient tout à fait exactes car aucune erreur ne lui est permis. Pour remédier à ce problème, il est judicieux d'utiliser des marges sur les paramètres estimés afin de ne pas risquer de diminuer la QoS des PUs. De plus, nous avons aussi supposé la parfaite orthogonalité des codes d'étalement PN, avec eux même quel que soit le décalage, et entre les codes d'étalement des différents usagers qu'ils soient Secondaires ou Primaires. Dans la réalité cette orthogonalité dépend des performances du code d'étalement PN employé, mais elle n'est jamais parfaitement nulle ce qui peut entraîner des diminutions de performances surtout lors de la superposition de nombreux usagers comme nous l'avons fait.

Les solutions abordées dans le chapitre 5 sur la capacité usager sont des limites et, ne représentent pas exactement les performances d'un système réel. De plus, les hypothèses concernant des densités d'interférences égales provenant de chaque types d'usagers et le même comportement de tous les Secondaires et Primaires, bien que simplificatrices, sont peu probables. Cependant, les valeurs obtenues sont l'image d'un ordre de grandeur qui pourrait permettre le développement, de la thématique et des normes en vigueur, ainsi que de la compréhension des comportements *underlay* intelligents.

Nous avons étudié, quelque soit le chapitre, des cas très statiques qui ne tiennent pas compte de certains aspects contenus dans la liste non exhaustive suivante : différents comportements usagers, dispositions et déplacements des usagers dans l'espace, portée spatiale, quantité et types de données transférées, d'une définition de la QoS autre que le taux d'erreur, des normes actuelles, des erreurs sur les connaissances à priori des paramètres des PUs nécessaires à l'insertion des SUs. Si cette idée est développée, il faudra prendre en considération tous ces cas et bien d'autres...

### 6.3 Améliorations futures

#### 6.3.1 Ajout de codage correcteur d'erreur

Un aspect important qui n'a pas été discuté est l'utilisation des codes correcteurs d'erreur et plus particulièrement leur usage au récepteur SU. Nous avons parlé des systèmes de communication sans nous intéresser à une forme autre que la répétition pour le codage. Il est aussi

possible d'ajouter du codage correcteur d'erreur au SU sans modifier son étalement et donc l'interférence qu'il crée au PU. Tout d'abord, expliquons le principe du codage concaténé. Cette partie est inspirée du chapitre 13 du livre de Proakis [36].

### Le codage concaténé

On sait que le codage d'étalement du CDMA consiste à étaler un bit d'information sur  $G$  chips. Maintenant, ajoutons un code linéaire  $(n_1, k)$  tel que l'on code  $k$  bits d'information sur  $n_1$  bits de code. Puis étalons chaque bit de code sur  $n_2$  chips tel que  $n_2 \cdot n_1 = kG$ , on conserve donc le gain d'étalement par la concaténation des deux codes.

### Compromis répétition/codage

En effectuant du codage concaténé, on diminue le gain d'étalement, par conséquent, la capacité du SU à étaler les interférences à son récepteur diminue. L'idée consiste à augmenter le  $S_sINR$  au récepteur SU avec le gain d'étalement puis à utiliser le gain de codage convolutionnel ensuite.

### Approche mathématique avec le codage convolutionnel

Le codage convolutionnel est très puissant, car les performances ne sont pas limitées par la distance minimum des mots de code, mais plutôt par la distance libre  $d_{free}$  qui est bien souvent plus grande que la première. De plus, il est possible de gagner en modularité en utilisant la perforation. L'avantage est que la performance du nouveau code perforé équivaut à celle d'un code de taux de codage équivalent sans perforation (p497, [36]).

L'avantage d'une concaténation est obtenu si la probabilité d'erreur avec le code concaténé ( $P_{e_{SU}C}$ ) est plus faible que la probabilité d'erreur avec uniquement de l'étalement ( $P_{e_{SU}}$ ) comme montré dans l'inégalité (6.1).

$$P_{e_{SU}C} < P_{e_{SU}} \quad (6.1)$$

Si la transmission s'effectue en BPSK,  $P_{e_{SU}}$  s'écrit :

$$P_{e_{SU}} = Q \left( \sqrt{\frac{2S_sNR}{1 + \frac{S_pNR}{G}}} \right) \quad (6.2)$$

On peut borner  $P_{e_{SU}C}$  avec la formule (6.3) tirée de [36] (p535).

$$P_{e_{SU}C} \leq B_{d_{free}} Q(2d_{free}R_cS_sINR) \quad (6.3)$$

Où  $B_{d_{free}}$  est le nombre de bits d'informations non nuls associés au mot de code de poids  $d_{free}$  divisé par le nombre de bits d'informations par unité de temps. Pour simplifier le raisonnement supposons que  $B_{d_{free}} \approx 1$ .

On désire observer la valeur de  $d_{free}$  minimum pour un certain taux de codage  $R_c$  nécessaire pour avoir un intérêt de remplacer de l'étalement par du codage. Ensuite, nous allons comparer celle-ci aux valeurs de  $d_{free}$  possibles théoriques pour de tels taux de codage  $R_c$ . Cela nous permet d'obtenir la borne (6.4) sur  $d_{free}$  en utilisant l'équation (6.1) :

$$d_{free} \geq \frac{1}{R_c} \frac{1 + \frac{S_p NR}{R_c G}}{1 + \frac{S_p NR}{G}} \quad (6.4)$$

Par la suite, calculons les valeurs de  $d_{free}$  atteignables avec les codes convolutionnels pour les valeurs de  $R_c$ . Pour ce faire, nous employons deux bornes. La première est la borne de Heller (1968) (6.5) tirée du livre [36], elle est utile pour les codes avec un taux  $1/n$ . La seconde borne (6.6) est celle tirée de l'article de Daut, Modestino et Wismer [43], qui est utile pour les codes avec un taux de codage  $k/n$ .

$$d_{free} \leq \min_{l \geq 1} \left\lfloor \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} (K + l - 1)n \right\rfloor \quad (6.5)$$

–  $K$  est le nombre de registres à décalage total du codeur.

$$d_{free} \leq \min_{l \geq I} \left\lfloor \frac{2^{l-1}}{2^l - b} (K + l - 1) \frac{n}{b} \right\rfloor \quad (6.6)$$

$$I = \begin{cases} 1, & K < 2b - 1 \\ b, & K \geq 2b - 1 \end{cases} \quad (6.7)$$

Sur la figure 6.1, on observe la variation des bornes mentionnées dans les équations (6.4) ( $d_{free}$  minimum) et (6.6) + (6.7) (Borne  $d_{free}$ ) en fonction de  $R_c$ . Le gain d'étalement considéré au récepteur SU est  $G = 200$  et il y a  $K = 6$  registres dans l'encodeur. Il y a deux groupes de courbes correspondant aux deux types de bornes affichées.

Le groupe  $d_{free}$  minimum correspond aux valeurs de  $d_{free}$  minimums nécessaires avec le taux de codage en abscisse et le reste en étalement. Les différentes courbes correspondent à différentes valeurs d'interférences subies par le SU.

Le groupe Borne  $d_{free}$  correspond aux bornes de  $d_{free}$  sur un code convolutionnel de taux  $R_c$  avec 6 registres. La différence entre les trois courbes est la valeur de  $n$ .

On peut remarquer que pour des taux de codage convolutionnel assez élevés, il semble qu'il existe une zone dans laquelle changer de l'étalement pour du codage impute peu aux performances directes (sans tenir compte des effets du canal) de l'étalement. De plus, dans

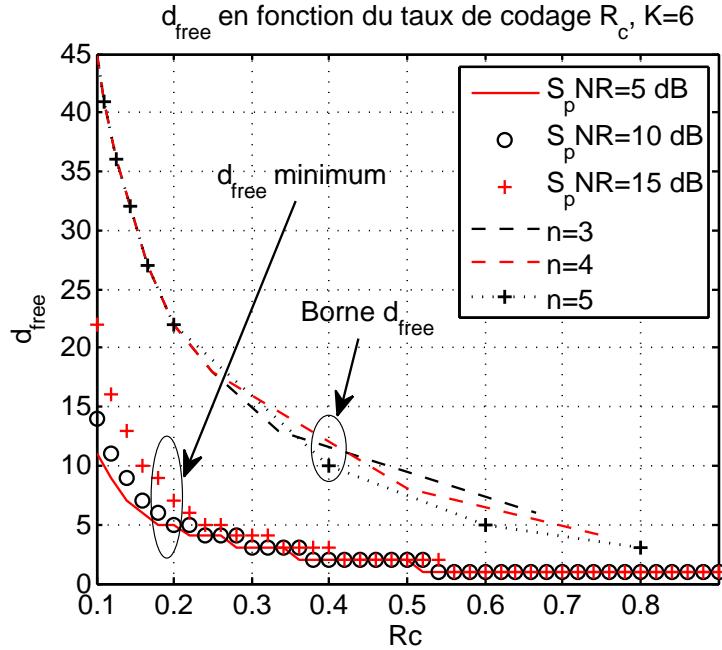


Figure 6.1 Variation des bornes sur  $d_{free}$  en fonction de  $R_c$

cette zone il existe une marge entre la distance libre nécessaire et celle atteignable. Celle-ci peut être augmentée en fonction de l'encodeur. L'existence de cette marge nous indique que l'utilisation d'un code convolutionnel nous apporte un gain sûr sans baisser significativement les performances de l'étalement, et ce, pour une large gamme d'interférences.

### 6.3.2 Stratégie

Le canal de communication varie dans le temps et il faut souvent ajouter une stratégie de communication dynamique. L'emploi d'une technique d'étalement permet de lutter efficacement face aux interférences et aux canaux multi-trajets sans forcément employer une technique de variation de puissance dynamique. De plus, dans un cadre cognitif, l'étalement permet d'éviter le *sensing* permanent du canal. Toutefois, il requiert certaines informations de la part du Primaire ( $SNR$ , QoS). On comprend donc que la complexité non utilisée pour l'écoute du canal peut être mise au profit de la simplification du système ou bien dans une autre technique dynamique. La variation du gain de traitement et du gain de codage constitue une approche intéressante.

### 6.3.3 Coopération

Un réseau cognitif ne se résume pas à un groupe de Primaires et de Secondaires uniquement, mais aussi aux possibilités d'améliorations qui y sont liées. La coopération entre usagers est une vision d'avenir dans le contexte intelligent comme montré dans la thèse de Jaafar [44]. Le fait que les terminaux soient capables de communiquer ensemble permet de tirer des avantages de chacun, mais pas chacun pour soi. L'ajout de cette technique à un système permet d'en augmenter sa capacité.

### 6.3.4 Informations sur l'état du système

L'étude menée dans ce mémoire a été réalisée dans un cas idéaliste pour en étudier le concept. Lorsque l'on travaille avec un canal de Rayleigh, on suppose que l'on peut calculer les statistiques du canal car on en possède l'information. De plus, l'usager Secondaire peut s'insérer grâce à des informations sur le contexte telles que la QoS du Primaire, son *SNR*, l'interférence du SU perçue par le PU par exemple. Dans la réalité obtenir ces informations est complexe et l'obtenir de manière fiable, encore plus. En effet, afin d'avoir les bonnes informations pour communiquer celle-ci doit d'abord être transmise de manière fiable, ensuite elle doit être traité, mais au moment où elle est utilisée, est-elle similaire à ce qui a été reçu l'instant auparavant ? C'est pourquoi il faut tenir compte de cette difficulté dans l'étude future de ce concept.

## RÉFÉRENCES

- [1] FCC. "FCC spectrum policy task force : Report of the pectrum efficiency working group". Novembre 2002.
- [2] J. Mitola and G. Q. Jr. Maguire. "Cognitive radio : making software radios more personal". *Personal Communications, IEEE*, 6(4) :13–18, 1999.
- [3] FCC. "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems". 2002.
- [4] S. Haykin. "Cognitive radio : brain-empowered wireless communications". *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 23(2) :201–220, 2005.
- [5] Zhao Qing and A. Swami. "A survey of dynamic spectrum access : Signal processing and networking perspectives". In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on*, volume 4, pages IV–1349–IV–1352.
- [6] Hong Xuemin, Wang Cheng-Xiang, Chen Hsiao-Hwa, and Zhang Yan. "Secondary spectrum access networks". *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, 4(2) :36–43, 2009.
- [7] A. Giorgetti, M. Varrella, and M. Chiani. "Analysis and performance comparison of different cognitive radio algorithms". In *Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management, 2009. CogART 2009. Second International Workshop on*, pages 127–131.
- [8] Song Min, Xin Chunsheng, Zhao Yanxiao, and Cheng Xiuzhen. "Dynamic spectrum access : from cognitive radio to network radio". *Wireless Communications, IEEE*, 19(1) :23–29, 2012.
- [9] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa. "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios : An information theoretic perspective". *Proceedings of the IEEE*, 97(5) :894–914, 2009.
- [10] T. Yucek and H. Arslan. "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications". *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, 11(1) :116–130, 2009.
- [11] R. Tandra and A. Sahai. "SNR walls for signal detection". *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 2(1) :4–17, 2008.
- [12] S. M. Mishra, A. Sahai, and R. W. Brodersen. "Cooperative sensing among cognitive radios". In *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, volume 4, pages 1658–1663.
- [13] Paul J Kolodzy. "Interference temperature : a metric for dynamic spectrum utilization". *International Journal of Network Management*, 16(2) :103–113, 2006.

- [14] Shahriar Emami. *"UWB Communication Systems : Conventional and 60 GHz : Principles, Design and Standards"*. Springer, 2013.
- [15] V. Sipal, B. Allen, D. Edwards, and B. Honary. "Twenty years of ultrawideband : Opportunities and challenges". *Communications, IET*, 6(10) :1147–1162, 2012.
- [16] R. A. Scholtz. "The origins of spread-spectrum communications". *Communications, IEEE Transactions on*, 30(5) :822–854, 1982.
- [17] G. Gustav. "Distance determining system", 1941.
- [18] Robert W Chang. "Synthesis of band limited orthogonal signals for multichannel data transmission". *Bell System Technical Journal*, 45(10) :1775–1796, 1966.
- [19] S Weinstein and Paul Ebert. "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform". *Communication Technology, IEEE Transactions on*, 19(5) :628–634, 1971.
- [20] N. LaSorte, W. J. Barnes, and H. H. Refai. "The history of orthogonal frequency division multiplexing". In *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE*, pages 1–5.
- [21] Marco Chiani and Andrea Giorgetti. "Coexistence between uwb and narrow-band wireless communication systems". *Proceedings of the IEEE*, 97(2) :231–254, 2009.
- [22] A.J. Viterbi. *"Cdma : Principles of Spread Spectrum Communication"*. ADDISON WESLEY Publishing Company Incorporated, 1995.
- [23] Guillaume De la Roche, Andres Alayon Glazunov, and Benjamin Hugh Allen. *"LTE-advanced and next generation wireless networks : channel modelling and propagation"*. John Wiley & Sons Ltd, Chichester, U.K., 2013.
- [24] R. A. Scholtz. "Multiple-access with time-hopping impulse modulation". *Communications on the Move - Milcom 93 : 1993 Ieee Military Communications Conference, Conference Record, Vols 1-3*, pages 447–450, 1993. Bz65d Times Cited :25 Cited References Count :0.
- [25] H. F. Rashvand, B. Allen, and M. Ghavami. "Editorial : Ultra wideband systems technologies and applications". *Communications, IEE Proceedings-*, 153(1) :81–82, 2006.
- [26] N. C. Beaulieu and S. Niranjan. "Uwb receiver designs based on a gaussian-laplacian noise-plus-mai model". *Communications, IEEE Transactions on*, 58(3) :997–1006, 2010.
- [27] Yang Liuqing and G. B. Giannakis. "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come". *Signal Processing Magazine, IEEE*, 21(6) :26–54, 2004.
- [28] B. Parr, Cho ByungLok, K. Wallace, and Ding Zhi. "A novel ultra-wideband pulse design algorithm". *Communications Letters, IEEE*, 7(5) :219–221, 2003.

- [29] Xiliang Luo, Liuqing Yang, and Georgios B. Giannakis. "Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios". *Communications and Networks, Journal of*, 5(4) :344–353, 2003.
- [30] Chong Chia-Chin, F. Watanabe, and H. Inamura. "Potential of uwb technology for the next generation wireless communications". In *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006 IEEE Ninth International Symposium on*, pages 422–429.
- [31] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, Jr. Weaver, L. A., and III Wheatley, C. E. "On the capacity of a cellular cdma system". *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 40(2) :303–312, 1991.
- [32] A. F. Molisch. "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling". *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 54(5) :1528–1545, 2005.
- [33] Theodore S. Rappaport. *"Wireless communications : principles and practice"*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, N.J., 2nd edition, 2002.
- [34] Andreas F. Molisch and IEEE Communications Society. *"Wireless communications"*. IEEE Press ; John Wiley & Sons, New-Jersey Chichester, England, 2005.
- [35] A. F. Molisch. "Ultra-wide-band propagation channels". *Proceedings of the IEEE*, 97(2) :353–371, 2009.
- [36] John G. Proakis. *"Digital communications"*. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. McGraw-Hill, Boston ; Toronto, 4th edition, 2001. 00025305 John G. Proakis. – ill. ; 24 cm. – Bibliographie : p. 963-992.
- [37] V. Sipal, B. Allen, and D. Edwards. "Exploration of nakagami fading in ultra-wideband wireless channels". *Electronics Letters*, 47(8) :520–521, 2011.
- [38] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela. "A statistical model for indoor multipath propagation". *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2) :128–137, 1987.
- [39] A. F. Molisch, D. Cassioli, Chong Chia-Chin, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H. G. Schantz, K. Siwiak, and M. Z. Win. "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels". *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(11) :3151–3166, 2006.
- [40] V. Sipal, B. Allen, and D. Edwards. "Effects of antenna impulse response on wideband wireless channel". In *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, pages 129–132.
- [41] A. J. Viterbi. "Wireless digital communication : a view based on three lessons learned". *Communications Magazine, IEEE*, 29(9) :33–36, 1991.

- [42] Kim Il Gyu, Kim Dongwoo, and Jeong Dong Geun. "Spectrally overlaid narrow-band and wide-band cdma systems". *Communications Letters, IEEE*, 1(3) :74–76, 1997.
- [43] David G Daut, James W Modestino, and L Wismer. "New short constraint length convolutional code constructions for selected rational rates". *Information Theory, IEEE Transactions on*, 28(5) :794–800, 1982.
- [44] W. Jaafar. "Techniques de coopération dans les réseaux à radio cognitive : conception et évaluation des performances". 2014.
- [45] David Tse and Pramod Viswanath. "*Fundamentals of wireless communication*". Cambridge University Press, Cambridge, U.K., 2005. 013118377 David Tse and Pramod Viswanath. – ill. ; 26 cm Bibliographie : p. 546-553.

## ANNEXE A

### DSP d'un signal aléatoire rectangulaire

On suppose que le Secondaire émet des rectangles (chips) de longueur  $T_c$  (notons  $H$  la transformée de Fourier des rectangles). La moyenne du signal est nulle et la séquence des symboles est une variable aléatoire de variance  $\sigma_c^2$  et d'autocovariance  $\gamma_c$ . Calculons la DSP (noté  $\Gamma$ ) d'un tel signal à l'aide de la formule de Bennett (1958).

$$\Gamma(f) = \frac{1}{T_c} |H(f)|^2 \sigma_c^2 + \frac{1}{T_c} |H(f)|^2 \sum_{n \neq 0} \gamma_c(n) \exp(-2j\pi f n T_c) \quad (\text{A.1})$$

En supposant l'autocorrélation nulle pour des décalages différents de  $n = 0$  (on peut le justifier par l'utilisation des code PN) on peut simplifier l'équation (A.1) en :

$$\Gamma(f) = \frac{1}{T_c} |H(f)|^2 \sigma_c^2 \quad (\text{A.2})$$

La transformée de Fourier prise en valeur absolue et mise au carré des formants rectangulaires de taille  $T_c$  est :

$$|H(f)|^2 = T_c^2 \text{sinc}(\pi f T_c)^2 \quad (\text{A.3})$$

De plus, la variance  $\sigma_c^2$  dans le cas BPSK lorsque le Secondaire est étalé avec un coefficient  $G_s$  et émet une énergie  $E_s$  sur les symboles est :

$$\sigma_c^2 = \frac{E_s}{T_s} \quad (\text{A.4})$$

Et,

$$T_c = \frac{T_s}{G_s} \quad (\text{A.5})$$

Par conséquent, la densité spectrale de puissance du signal Secondaire devient :

$$\Gamma(f) = \frac{E_s}{G_s} \text{sinc}(\pi f T_c)^2 \quad (\text{A.6})$$

## ANNEXE B

### Calcul de l'autocorrélation d'un signal ayant un trapèze pour densité spectrale de puissance

La figure B.1 représente la DSP d'un trapèze de largeur  $W_p$ , de hauteur au centre  $\Gamma_c$  et de pente  $p$ . Le but est de calculer la transformée de Fourier inverse qui donne alors la corrélation complexe (noté  $\gamma$ ) d'un tel signal, qui comprend dans sa partie réelle, l'autocorrélation, et dans sa partie imaginaire l'intercorrélation.

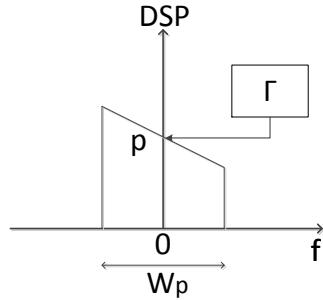


Figure B.1 DSP en forme de trapèze

#### B.1 Calcul de la transformée de Fourier inverse d'un trapèze

Commençons par calculer la transformée de Fourier inverse du trapèze représentée sur la figure B.1. La nouvelle variable est  $\tau$  qui est le décalage temporel de la corrélation :

$$\gamma(\tau) = \int_{-W_p/2}^{W_p/2} (\Gamma_c + pf) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (B.1)$$

La linéarité de l'intégrale nous permet de séparer (B.1) en deux termes tels que :

$$\gamma(\tau) = A(\tau) + B(\tau) \quad (B.2)$$

$$A(\tau) = \int_{-W_p/2}^{W_p/2} \Gamma_c \exp(j2\pi f\tau) df \quad (B.3)$$

$$B(\tau) = \int_{-W_p/2}^{W_p/2} pf \exp(j2\pi f\tau) df \quad (B.4)$$

On obtient avec l'équation (B.3) :

$$A(\tau) = \Gamma_c W_p \operatorname{sinc}(\pi W_p \tau) \quad (\text{B.5})$$

Effectuons une intégration par partie pour calculer l'équation (B.4).

$$B(\tau) = p \left( \left[ \frac{f \exp(j2\pi f\tau)}{j2\pi\tau} \right]_{-W_p/2}^{W_p/2} - \int_{-W_p/2}^{W_p/2} \frac{\exp(j2\pi f\tau)}{j2\pi\tau} df \right) \quad (\text{B.6})$$

Ce qui donne :

$$B(\tau) = p \left( \frac{W_p}{2} \frac{1}{j2\pi\tau} 2 \cos(\pi\tau W_p) - \frac{1}{j2\pi\tau} \frac{1}{j2\pi\tau} 2j \sin(\pi\tau W_p) \right) \quad (\text{B.7})$$

$$B(\tau) = \frac{pW_p}{j2\pi\tau} (\cos(\pi\tau W_p) - \operatorname{sinc}(\pi\tau W_p)) \quad (\text{B.8})$$

La formule (B.8) ne possède pas de points particuliers, car elle prolongeable par continuité en  $\tau = 0$ , elle est donc définie sur  $\mathbb{R}$ . On sait que la partie réelle représente l'autocorrélation et la partie imaginaire l'intercorrélation, on observe tout de suite que la pente du spectre va contribuer à l'intercorrélation.

On obtient donc grâce à (B.8), (B.5) et (B.2) :

$$\gamma(\tau) = \Gamma_c W_p \operatorname{sinc}(\pi W_p \tau) + \frac{pW_p}{j2\pi\tau} (\cos(\pi\tau W_p) - \operatorname{sinc}(\pi\tau W_p)) \quad (\text{B.9})$$

## B.2 Lien avec le problème

Les équations précédentes ont été calculées avec certains paramètres comme la pente  $p$  ou  $\Gamma_c$  qui n'ont pas encore de valeurs car nous n'avons pas mis en place le contexte. On étudie un trapèze censé représenter l'interférence en bande de base au Primaire. Ce trapèze provient de la partie de la bande du Secondaire qui a été sélectionnée selon la largeur de bande du Primaire et sa fréquence centrale  $f_p$ . Nous avons rappelé que la DSP du Secondaire est donnée par l'équation (A.6). Si l'on centre cette fonction en  $f_s$ , la fréquence centrale du SU, alors la DSP de celui-ci s'écrit :

$$\Gamma_s(f) = \Gamma(f - f_s) = \frac{E_s}{G_s} \operatorname{sinc}(\pi(f - f_s)T_c)^2 \quad (\text{B.10})$$

Dans la suite, on suppose que la largeur de bande du PU est assez faible pour considérer la DSP dans sa bande comme un trapèze en prenant la valeur de la pente au centre de sa bande.

### B.2.1 Calcul de la valeur $\Gamma_c$

En utilisant l'hypothèse précédente et l'équation (B.10), on obtient la valeur recherchée :

$$\Gamma_c = \Gamma_s(f_p) = \frac{E_s}{G_s} \operatorname{sinc}(\pi(f_p - f_s)T_c)^2 \quad (\text{B.11})$$

Or en utilisant le paramètre  $r_c$  donné par (3.2) on obtient :

$$\Gamma_c = \Gamma_s(f_p) = \frac{E_s}{G_s} \operatorname{sinc}(\pi r_c)^2 \quad (\text{B.12})$$

### B.2.2 Calcul de la pente $p$

Le calcul de la pente  $p$  se fait en la valeur  $f_p$  de  $\Gamma_s$ .

$$p = \left. \frac{d\Gamma(f)}{df} \right|_{f_p - f_s} \quad (\text{B.13})$$

En utilisant l'équation (A.6) :

$$\frac{d\Gamma(f)}{df} = \frac{E_s}{G_s} \frac{dsinc^2(\pi f T_c)}{df} \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{d\Gamma(f)}{df} = \frac{E_s}{G_s} \frac{2}{f} \operatorname{sinc}(\pi f T_c) (\cos(\pi f T_c) - \operatorname{sinc}(\pi f T_c)) \quad (\text{B.15})$$

En utilisant les équations (B.13), (B.14) et (B.15) et le fait que  $T_c = 2/W_s$

$$p = \frac{E_s}{G_s} \frac{2}{f_p - f_s} \operatorname{sinc} \left( \frac{2\pi(f_p - f_s)}{W_s} \right) \left[ \cos \left( \frac{2\pi(f_p - f_s)}{W_s} \right) - \operatorname{sinc} \left( \frac{2\pi(f_p - f_s)}{W_s} \right) \right] \quad (\text{B.16})$$

On reconnaît encore le paramètre donné par (3.2) :

$$p = \frac{E_s}{G_s} \frac{2}{f_p - f_s} \operatorname{sinc}(\pi r_c) [\cos(\pi r_c) - \operatorname{sinc}(\pi r_c)] \quad (\text{B.17})$$

Ou encore en utilisant (B.12) :

$$p = \frac{4}{W_s \cdot r_c} \cdot \Gamma_c \cdot [\cos(\pi r_c) - \operatorname{sinc}(\pi r_c)] \quad (\text{B.18})$$

En remplaçant (B.18) et (B.12) dans (B.9) on obtient l'équation finale désirée. L'indicateur (3.16) est obtenu en calculant les maximums des équations précédentes lorsqu'elles sont échantillonnées en  $1/W_p$ .

## ANNEXE C

### Résultats complémentaires du chapitre 3

#### C.1 Indicateur Gaussien

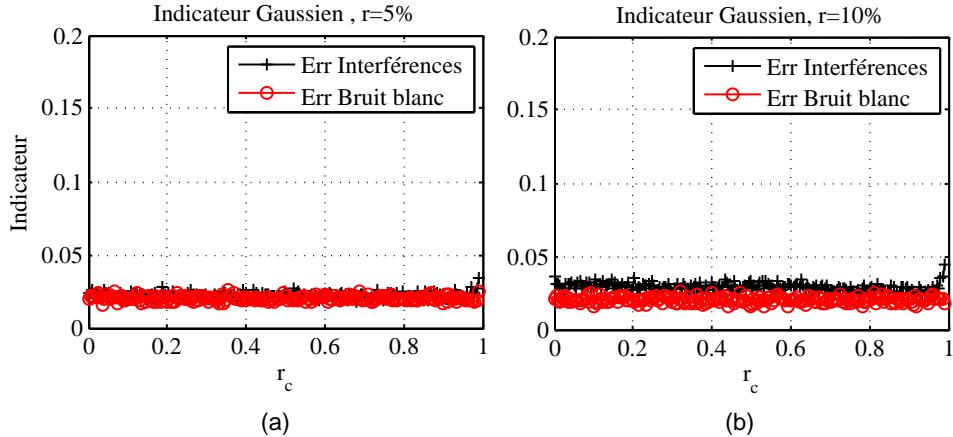


Figure C.1 Observation de l'indicateur gaussien en fonction de  $r_c$  pour différentes valeurs de  $r$  le SU émet sur ses deux voies

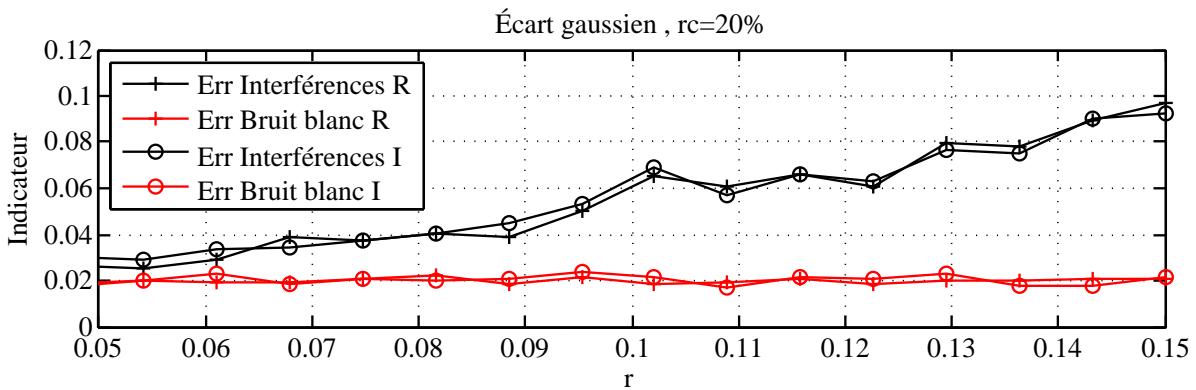


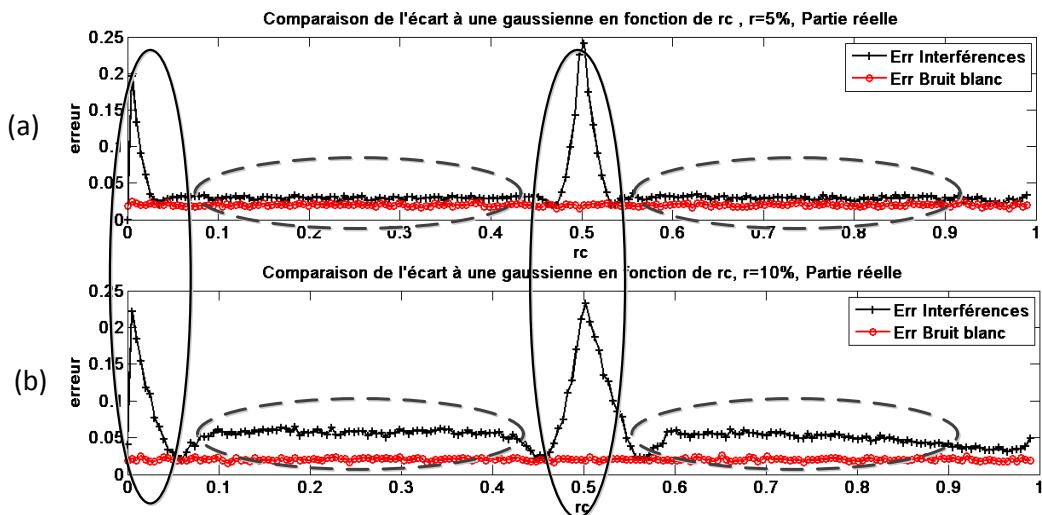
Figure C.2 Observation de l'indicateur gaussien en fonction de  $r$  lorsque le SU émet sur une voie

Sur la figure C.3, on observe l'indicateur gaussien dans le cas d'une émission du SU sur une seul voie. Les paramètres de Simulation sont situés dans le tableau C.1.

Tableau C.1 Paramètres de simulation pour le critère Gaussien en fonction de  $r_c$ 

$F_{ess}(KHz)$	8 et 4	$G_s$	20, 10
$N_{echS}$	20	$r$ (%)	5,10
$N_{echP}$	400, 200	$N$	100 000
$W_p$ (Hz)	40	$W_s$ (Hz)	800,400
$f_s$	2000,1000	$\beta$	1
$P_s$ (W)	1	$r_c$ (%)	$0 \Rightarrow 90$

- $F_{ess}$  représente la fréquence d'échantillonnage de la simulation.
- $N_{ech}$  est le nombre d'échantillons par symbole de l'usager mentionné en indice.
- $N$  est le nombre de symboles émis lors de la simulation.
- $P_s$  est la puissance d'émission du SU.

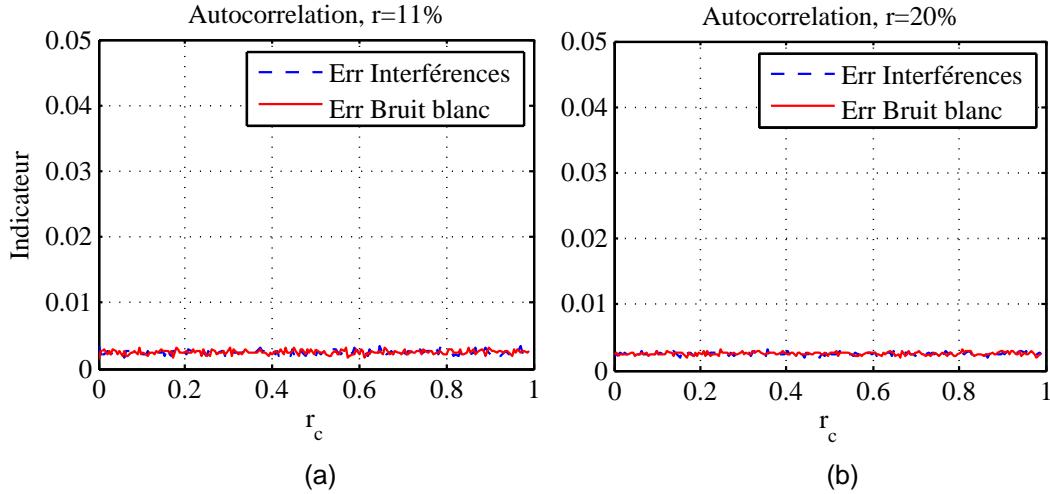
Figure C.3 Observation de l'indicateur gaussien en fonction de  $r_c$  pour différentes valeurs de  $r$ 

## C.2 Indicateur sur l'autocorrélation

Tableau C.2 Paramètres de simulation pour le critère d'autocorrélation en fonction de  $r_c$ 

$F_{ess}(\text{kHz})$	2	$G_s$	10
$N_{echS}$	20	$r_c(\%)$	$0 \Rightarrow 99$
$W_p (\text{Hz})$	20	$W_s (\text{Hz})$	200
$f_s$	500	$\beta$	1
$N$	100000	$N_{echP}$	200
$P_s(\text{W})$	1	$r(\%)$	11

- $N$  nombre de symboles émis pour la simulation

Figure C.4 Observation de l'indicateur d'autocorrélation lorsque le SU émet sur une voie,  $r = 11\%$  et  $20\%$ 

### C.3 Indicateur sur l'Intercorrélation

Pour obtenir la figure C.5, les paramètres utilisés sont les mêmes que dans le tableau C.2 mais avec  $G_s = 20$  et  $W_s = 400 \text{ Hz}$ .

Sur la figure C.6, on observe l'intercorrélation des interférences au récepteur PU utilisant un filtre en racine de cosinus surélevé.

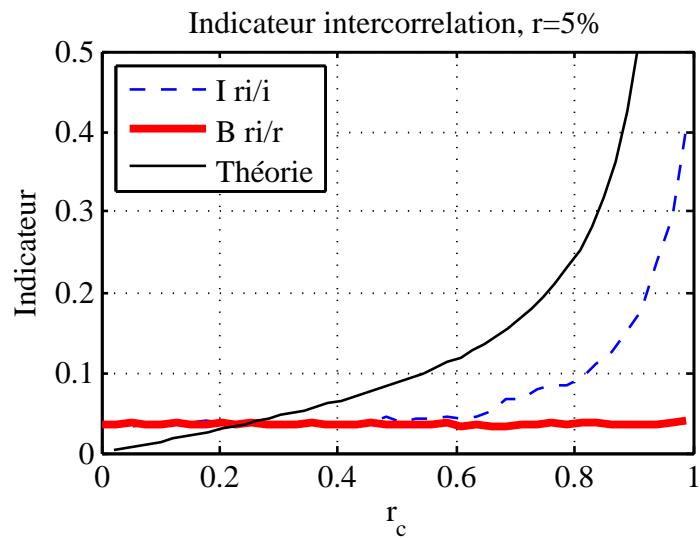


Figure C.5 Observation de l'indicateur d'intercorrélation lorsque le SU émet sur deux voies,  $r = 5\%$

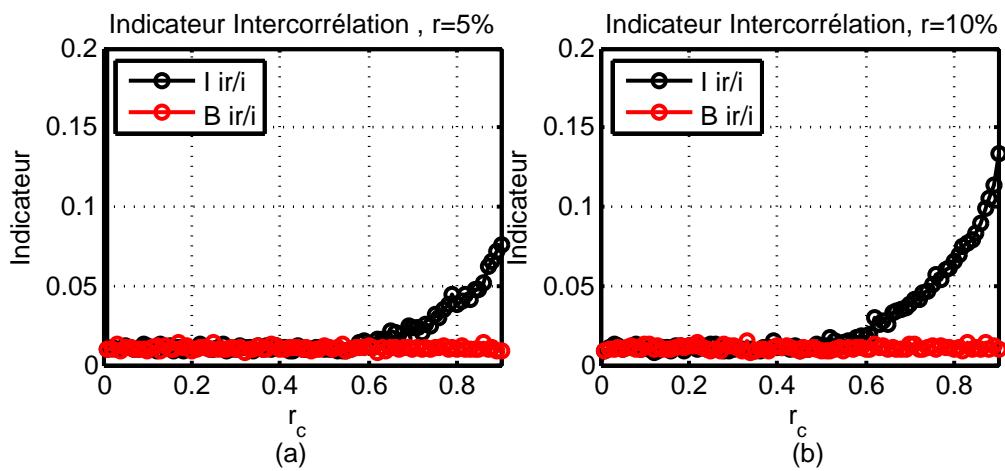


Figure C.6 Observation du critère d'intercorrélation lorsque le SU émet sur une voie avec  $r = 5\%$  et  $10\%$ , filtre racine de cosinus surélevé

## ANNEXE D

### Précisions sur les calculs de probabilités

Dans toute cette partie l'utilisation de la fonction  $P(\cdot)$  signifie probabilité.

#### D.1 Fonction Q

La fonction Q est définie pour une loi normale et sur  $\mathbb{R}$ . Supposons que  $x$ , une variable aléatoire (v.a.), suive une loi normale centrée et normalisée et  $a \in \mathbb{R}$  alors Q est définie comme ceci :

$$Q(a) = P(x \geq a) = \int_a^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (\text{D.1})$$

De même manière si x suit une loi normale de moyenne  $\mu$  et de variance  $\sigma^2$  alors :

$$P(x \geq a) = \int_a^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (\text{D.2})$$

En effectuant le changement de variable  $u = \frac{(x-\mu)}{\sigma}$  on obtient :

$$P(x \geq a) = \int_{\frac{(a-\mu)}{\sigma}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = Q\left(\frac{a-\mu}{\sigma}\right) \quad (\text{D.3})$$

#### D.2 Probabilité d'erreur en BPSK

Soit x une v.a. représentant deux états  $H_1$  (le signal  $x_1$  est émis) et  $H_0$  (Le signal  $x_0$  est émis) avec équiprobabilité. L'observation  $y$  peut appartenir à deux régions ( $R_1$  pour  $H_1$  et  $R_0$  pour  $H_0$ ) qui vont nous permettre de prendre une décision, c'est à dire de savoir si ce qui est émis est  $x_1$  ou  $x_0$ .

La probabilité d'erreur s'écrit :

$$P_e = P(H_0) \int_{H_1} P(y|H_0) dy + P(H_1) \int_{H_0} P(y|H_1) dy \quad (\text{D.4})$$

La variable d'observation dans notre cas s'écrit comme la somme du signal x d'énergie  $E_b$  par symbole et d'un bruit blanc additif gaussien  $n$  de variance bilatérale  $N_0/2$ .

$$y = x + n \quad (\text{D.5})$$

Par conséquent, on sait que :

$$\int_{H_1} P(y|H_0)dy = \int_{H_1} P_n(y - x_0)dy = \int_{H_0} P(y|H_1)dy \quad (D.6)$$

L'égalité (D.6) est due au fait que la constellation est symétrique et que les signaux sont équiprobables. De plus, on connaît la densité  $P_n$  car le bruit est supposé blanc et gaussien et on sait que comme le signal est de moyenne nulle que :

$$\int_{H_1} P(y|H_0)dy = \int_{-\frac{x_0}{\sqrt{N_0/2}}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = Q\left(-\frac{x_0}{\sqrt{N_0/2}}\right) \quad (D.7)$$

Ce qui donne en sachant que  $x_0 = -x_1 = -\sqrt{Eb}$

$$P_e = Q\left(-\frac{x_0}{\sqrt{N_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2Eb}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{2SNR}\right) \quad (D.8)$$

### D.3 De la loi de Rayleigh à la loi exponentielle

Lorsque l'on dit que le signal subit des évanouissements de Rayleigh, cela veut dire que son amplitude suit une loi de Rayleigh qui provient d'un complexe ayant ses deux composantes i.i.d suivant une loi normale. De plus, nous savons dans ce cas que la puissance suit une loi exponentielle. Ces notions sont utiles dans le mémoire c'est pourquoi nous refaisons le cheminement mathématique de la loi normale à la loi exponentielle.

Tout d'abord, posons trois variables aléatoires A, B et Z distinctes des valeurs qu'elles peuvent prendre que l'on notera en minuscule. Les variables sont définies comme suit :

$$z \in \mathbb{C}, (a, b) \in \mathbb{R}^2 \text{ i.i.d. } \sim N(0, \sigma^2) \mid z = a + jb \quad (D.9)$$

La densité de A, B est :

$$p_A(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) = p_B(x), \quad x \in \mathbb{R} \quad (D.10)$$

La densité de probabilité de Z est :

$$p_Z(z) = p_{A,B}(a, b) = p_A(a)p_B(b) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2\sigma^2}\right) \quad (D.11)$$

Ce qui donne :

$$p_Z(z) = \frac{1}{\pi\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{\|z\|^2}{\sigma_z^2}\right), \quad \sigma_z^2 = 2\sigma^2 \quad (D.12)$$

Par la suite, tout se passe avec des changements de variables. Établissons le lien entre la loi de rayleigh et la loi d'un vecteur complexe avec des composantes i.i.d. normales.

Posons :

$$a = r \cos(\theta), b = r \sin(\theta), r \in \mathbb{R}^+, \theta \in [0, 2\pi[ \quad (\text{D.13})$$

Effectuons le changement de variable :

$$\int \int_{\mathbb{R}^2} p_{A,B}(a, b) dadb = \int_{\mathbb{R}^+} \int_{[0, 2\pi[} p_{A,B}(r, \theta) r dr d\theta \quad (\text{D.14})$$

L'apparition du  $r$  dans l'intégrale de la deuxième partie est due au *Jacobien* lors du changement de variable (D.13).

$$\int \int_{\mathbb{R}^2} p_{A,B}(a, b) dadb = \int_{\mathbb{R}^+} p_Z(r) r dr \int_{[0, 2\pi[} d\theta \quad (\text{D.15})$$

Ce qui donne finalement la densité de probabilité concernant la variable d'amplitude  $r$  :

$$\int \int_{\mathbb{R}^2} p_{A,B}(a, b) dadb = \int_{\mathbb{R}^+} \frac{2r}{\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma_z^2}\right) dr \quad (\text{D.16})$$

On retrouve la loi de Rayleigh concernant l'amplitude :

$$p_R(r) = \frac{r}{\phi} \exp\left(-\frac{r^2}{2\phi}\right), \phi = \sigma_z^2/2 \quad (\text{D.17})$$

Continuons notre démarche pour atteindre la densité de probabilité de puissance en effectuant un autre changement de variable  $u = r^2$  :

$$\int_{\mathbb{R}^+} \frac{2r}{\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma_z^2}\right) dr = \int_{\mathbb{R}^+} \frac{1}{\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{u}{\sigma_z^2}\right) du \quad (\text{D.18})$$

On retrouve la loi exponentielle concernant la puissance :

$$p_P(p) = \lambda \exp(-\lambda p), \lambda = 1/\sigma_z^2 \quad (\text{D.19})$$

Généralement, on utilise une loi de rayleigh de paramètre 1 ce qui donne la densité de probabilité de la puissance suivante :

$$p_P(p) = \exp(-p) \quad (\text{D.20})$$

## ANNEXE E

### Canal avec diversité

Lorsque l'on somme des variables aléatoires indépendantes, le comportement aléatoire de cette somme peut changer comme dans le cas d'une somme de variable indépendantes et identiquement distribuées suivant une loi exponentielle dans le cas d'un canal de Rayleigh.

#### E.1 Canal exponentiel

Soient les variables aléatoires i.i.d.  $\alpha_i$  suivant une loi exponentielle de paramètre 1. Nommons  $\alpha_T$ , la somme de ces variables pour tout  $i$  jusqu'au degré de diversité  $L$ .

$$\alpha_T = \sum_i^L \alpha_i \quad (\text{E.1})$$

On sait que pour obtenir la loi de  $\alpha_T$ , on peut faire les produits de convolutions de  $\alpha_i$   $L - 1$  fois. Effectuons ce produit de convolution deux fois :

$$P_2 = p_{\alpha_i} \otimes p_{\alpha_i}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{\alpha_i}(\tau) p_{\alpha_i}(x - \tau) d\tau = \exp(-x) \int_0^x d\tau = x \exp(-x) \quad (\text{E.2})$$

Effectuons-le une deuxième fois :

$$P_3 = p_{\alpha_i} \otimes P_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} P_2(\tau) p_{\alpha_i}(x - \tau) d\tau = \exp(-x) \int_0^x \tau d\tau = \frac{x^2}{2} \exp(-x) \quad (\text{E.3})$$

On voit bien apparaître les termes (une démonstration par récurrence n'est pas nécessaire) de la fonction gamma qui a pour forme :

$$\gamma(x, L, 1) = x^{L-1} \frac{\exp(-x)}{(L-1)!} \quad (\text{E.4})$$

Donc :

$$p_{\alpha_T}(x) = \gamma(x, L, 1) \quad (\text{E.5})$$

Pour obtenir la fonction de répartition complémentaire, il faut intégrer une nouvelle fois :

$$P(\alpha_T \geq x) = \int_x^{+\infty} \gamma(x, L, 1) = \frac{\Gamma(x, L)}{(L-1)!} \quad (\text{E.6})$$

$\Gamma$  désigne la fonction gamma incomplète supérieure et est une fonction connue que l'on peut exprimer sous forme de somme en effectuant des intégrations par parties. *Matlab* est capable d'inverser directement cette fonction. Dans le mémoire nous notons  $\frac{\Gamma(x, L)}{(L-1)!} = \Gamma_L(x)$ .

## ANNEXE F

### Simulation cas AWGN

La simulation présentée dans cette annexe est importante car elle a été réalisé avec le simulateur du chapitre 3. D'une part elle valide la structure des chaînes d'émissions employées dans l'étude des interférences mais aussi elle valide le caractère « blanc » et gaussien lorsque l'étalement spectral du SU  $G_s$  est supérieur à 20 lorsque les taux d'informations sont les mêmes au PU et au SU. Le tableau F.1 regroupe les paramètres de la simulation.

Tableau F.1 Valeurs de la simulation

$S_pNR(\text{dB})$	8	$S_sNR(\text{dB})$	8
$L_p$	1	$L_s$	1
$QoS_p$	$10^{-3}$	$S_pNR_{min}(\text{dB})$	4.9
$S_sNR_{min}(\text{dB})$	$S_sNR$		

Avec ces paramètres, on trouve que  $G_s \geq 19.63$  pour avoir un taux d'erreur plus faible que  $10^{-3}$ . On peut observer sur la figure F.1 la variation du taux d'erreur au PU en fonction de l'étalement du SU. La courbe épaisse horizontale située à  $P_e = 10^{-3}$  représente la limite de QoS au PU comme au SU. La courbes en pointillés fin représente le taux d'erreur binaire sans interférences au PU tandis que celle en pointillés épais représente le taux d'erreur au PU avec les interférences du SU.

On remarque que les courbes théoriques et de simulations se superposent correctement. On observe surtout la décroissance du taux d'erreur au PU avec l'augmentation de l'étalement. La théorie est respectée dans ce cas très simple, donc on peut supposer que les interférences sont blanches et gaussiennes.

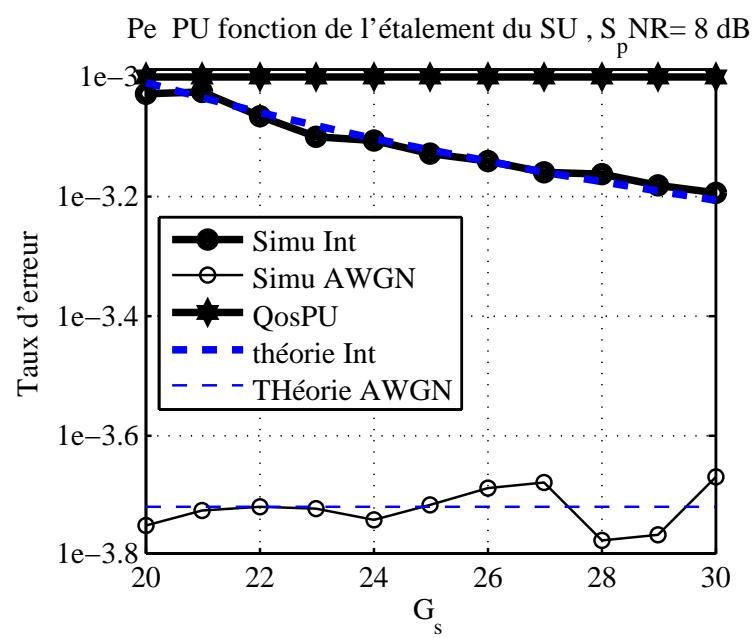


Figure F.1 Taux d'erreur au PU en fonction de  $G_s$  du SU

## ANNEXE G

### Probabilités d'erreurs

Dans cette section, nous affichons les méthodes employées pour calculer les probabilités d'erreurs de la partie 4.5 du chapitre 4. Tout d'abord, commençons par définir certains termes.  $L_p$  et  $L_s$  désignent la diversité au PU et au SU respectivement. Les rapports signal sur bruit plus interférence sont donnés par les formules suivantes :

$$S_pINR = \frac{S_pNR}{1 + S_sNR/G_s} \quad (G.1)$$

$$S_sINR = \frac{S_sNR}{1 + S_pNR/G_s} \quad (G.2)$$

#### G.1 Canal AWGN

Dans ce cas, voici les signaux transmis en tenant compte des interférences blanches et gaussiennes.

$$y_{Rx}SU = y_{Tx}SU + \sqrt{\frac{N_0}{2}}n_b + \sqrt{\frac{E_p}{2G_s}}n_I \quad (G.3)$$

- $y_{Rx}SU$  les données reçues au SU.
- $y_{Tx}SU$  les données émises au SU.
- $n_b$  et  $n_I$  sont des processus aléatoires blancs et gaussiens de moyenne nulle et de variance 1.

$$y_{Rx}PU = y_{Tx}PU + \sqrt{\frac{N_0}{2}}n_b + \sqrt{\frac{E_s}{2G_s}}n_I \quad (G.4)$$

- $y_{Rx}PU$  les données reçues au PU.
- $y_{Tx}PU$  les données émises au PU.
- $n_b$  et  $n_I$  sont des processus aléatoires blancs et gaussiens de moyenne nulle et de variance 1.

La probabilité d'erreur est calculée respectivement au SU et au PU :

$$P_{SU} = Q(\sqrt{2L_sS_sINR}) \quad (G.5)$$

$$P_{PU} = Q(\sqrt{2L_p S_s INR}) \quad (G.6)$$

## G.2 Canal exponentiel

La puissance du canal est encore modifiée avec une variable aléatoire suivant une loi de puissance exponentielle de paramètre 1.

$$y_R x SU = \beta y_{Tx} SU + \sqrt{\frac{N_0}{2}} n_b + \sqrt{\frac{E_p}{2G_s}} n_I \quad (G.7)$$

–  $\beta$  désigne une variable aléatoire gaussienne complexe circulaire et symétrique tout comme  $n_I$  et  $n_b$ .

$$y_{Rx} PU = \beta y_{Tx} PU + \sqrt{\frac{N_0}{2}} n_b + \sqrt{\frac{E_s}{2G_s}} n_I \quad (G.8)$$

Dans ce cas, la décision est prise sur les statistiques suffisantes.

$$\tilde{y}_{Rx} SU = \frac{\beta^*}{||\beta||} y_{Rx} SU \quad (G.9)$$

$$\tilde{y}_{Rx} PU = \frac{\beta^*}{||\beta||} y_{Rx} PU \quad (G.10)$$

Notons  $\alpha = ||\beta||$  qui suit une loi de Rayleigh. Les autres statistiques ne sont pas changées. Encore une fois, s'il y a de la diversité, il faut recommencer  $L$  fois les processus du dessus et sommer.

On sait que :

$$P_\alpha L(x) = \gamma(x, L, 1) \quad (G.11)$$

Donc on peut calculer la probabilité d'erreur moyenne :

$$P_k(S_k INR) = \int_0^{+\infty} Q(\sqrt{2x S_k INR}) P_\alpha L(x) dx \quad (G.12)$$

Ce qui donne selon[45] ( p62) :

$$P_k(S_k INR) = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{L-1-i}{i} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^i \quad (G.13)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}} \quad (G.14)$$

## ANNEXE H

### Simulation $G_s$ : compléments

Dans cette annexe nous afficherons les résultats concernant les simulations de validation des équations du chapitre 4. Nous effectuons les simulations pour une diversité supérieure à 1 dans les cas de Rayleigh et AWGN.

#### H.1 Canal AWGN

Nous allons observer les probabilités d'erreur au PU et au SU lorsqu'une diversité de deux est obtenue pour chaque usager. Les paramètres sont contenus dans le tableau H.1. On peut observer les résultats sur la figure H.1.

Tableau H.1 Paramètres de simulations

$N$	$10^6$	$L_p$	2
$L_s$	2	$\tau_p$	$10^{-5}$
$\tau_s$	$10^{-3}$	$P_{PU}$	1

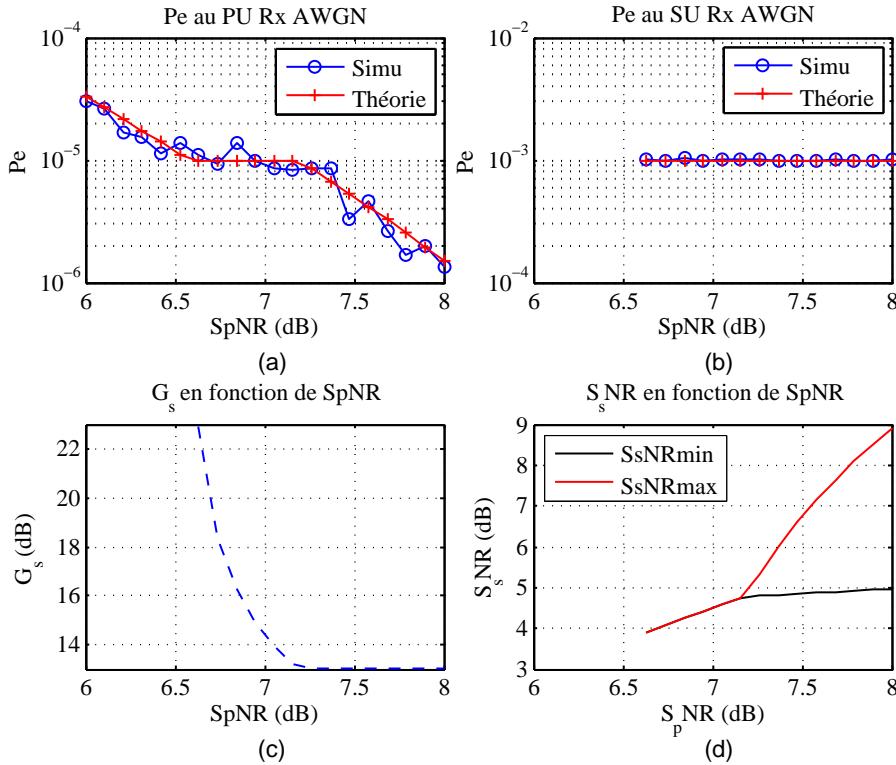


Figure H.1 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $S_pNR$  lorsque  $L_s = L_p = 2$

## H.2 Canal Rayleigh

Nous effectuons la même opération que précédemment avec un canal de Rayleigh. Les paramètres sont contenus dans le tableau H.1. Il faut cependant modifier les valeurs de  $T_p$  et  $T_s$  pour obtenir la QoS désirée. On utilise la même méthode qu'avec les équations (4.26) et (4.27) pour obtenir  $T_{s(p)}$  et la valeur de l'asymptote en  $S_pNR$ . La différence provient du calcul de la probabilité d'erreur où l'on utilise (G.13). Le tableau H.2 regroupe les valeurs calculées pour atteindre les performances moyennes d'erreurs. Le calcul de la borne d'insertion en  $S_pNR$  avec les valeurs du tableau donne 21.34 dB.

Tableau H.2 Paramètres de simulations

$N$	$2.10^6$	$L_p$	2
$L_s$	2	$\tau_p$	$10^{-5}$
$\tau_s$	$10^{-3}$	$P_{PU}$	1
$T_s$	0.9459	$T_p$	0.9979

La figure H.2 regroupe les résultats de probabilités d'erreurs ainsi que l'étalement et le  $S_sNR$  utilisés. On peut observer la borne d'insertion correspondant à la valeur calculée

ainsi que les probabilités d'erreurs qui satisfont les QoS. Contrairement au cas précédent, la probabilité d'erreur ne diminue plus après insertion. La borne minimum  $G_s = 20$  n'est jamais atteinte, par conséquent les bornes de  $S_sNR$  sont toujours égales ce qui implique que les  $SINR$  sont constant. Pour faire un rappel, si les bornes ne sont plus égales alors il y a une marge sur le  $S_sNR$ . On peut choisir la valeur minimum pour maintenir le  $S_sINR$  constant ou la borne maximum pour maintenir le  $S_pINR$  constant.

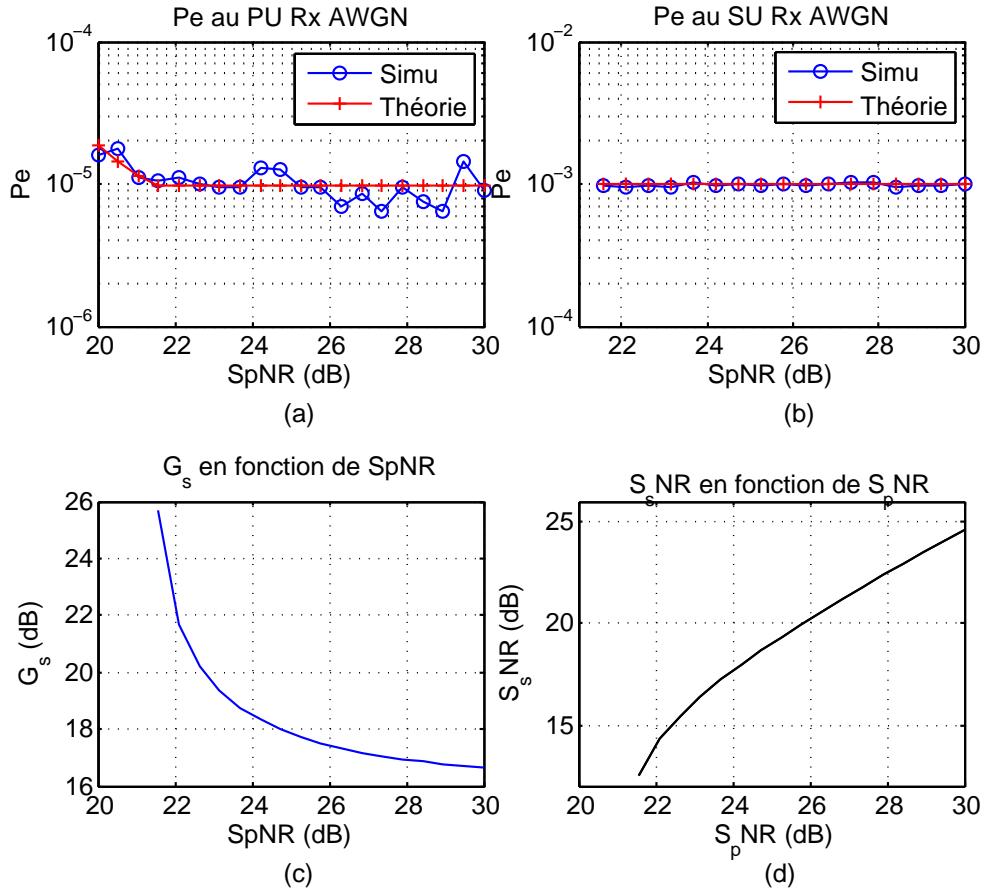


Figure H.2 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $S_pNR$  lorsque  $L_s = L_p = 2$

## ANNEXE I

### Simulations supplémentaires : capacité usager

Dans cette annexe, nous allons afficher les résultats supplémentaires validant les équations (5.18)(FDMA) et (5.29)(CDMA) concernant la valeur de  $S_sNR$  et (5.19)(FDMA) et (5.30)(CDMA) concernant la valeur de  $N_s$ .

#### I.1 Variation de la QoS au PU

Le tableau I.1 regroupe les paramètres des simulations.

Tableau I.1 Paramètres de simulations

$N$	$[10^4, 10^5, 10^6]$	$L_p = L_s$	1
$G_p$	128	$\tau_p$	$[10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}]$
$\tau_s$	$[10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}]$	$G_s$	2560

##### I.1.1 Le PU utilise FDMA

La figure I.1 regroupe les résultats de cette partie.

##### I.1.2 Le PU utilise CDMA

La figure I.2 regroupe les résultats de cette partie.

#### I.2 Variation de la QoS au SU

Le tableau I.1 regroupe les paramètres des simulations.

##### I.2.1 Le PU utilise FDMA

La figure I.3 regroupe les résultats de cette partie.

##### I.2.2 Le PU utilise CDMA

La figure I.4 regroupe les résultats de cette partie.

### I.3 Variation de la diversité au PU

Le tableau I.2 regroupe les paramètres des simulations.

Tableau I.2 Paramètres de simulations

$N$	$[10^4, 10^5, 10^6]$	$L_p$	2, 4
$G_p$	128	$\tau_p = \tau_s$	$10^{-3}$
$L_s$	2, 4	$G_s$	2560

#### I.3.1 Le PU utilise FDMA

Seul ces résultats seront affichés, car l'influence de la diversité n'apparaît pas sur les courbes de probabilités d'erreurs ce qui fait qu'elles sont toutes similaires.

La figure I.5 présente les résultats pour le cas mentionné. Ils sont les mêmes pour tous les autres avec les valeurs du tableau I.2.

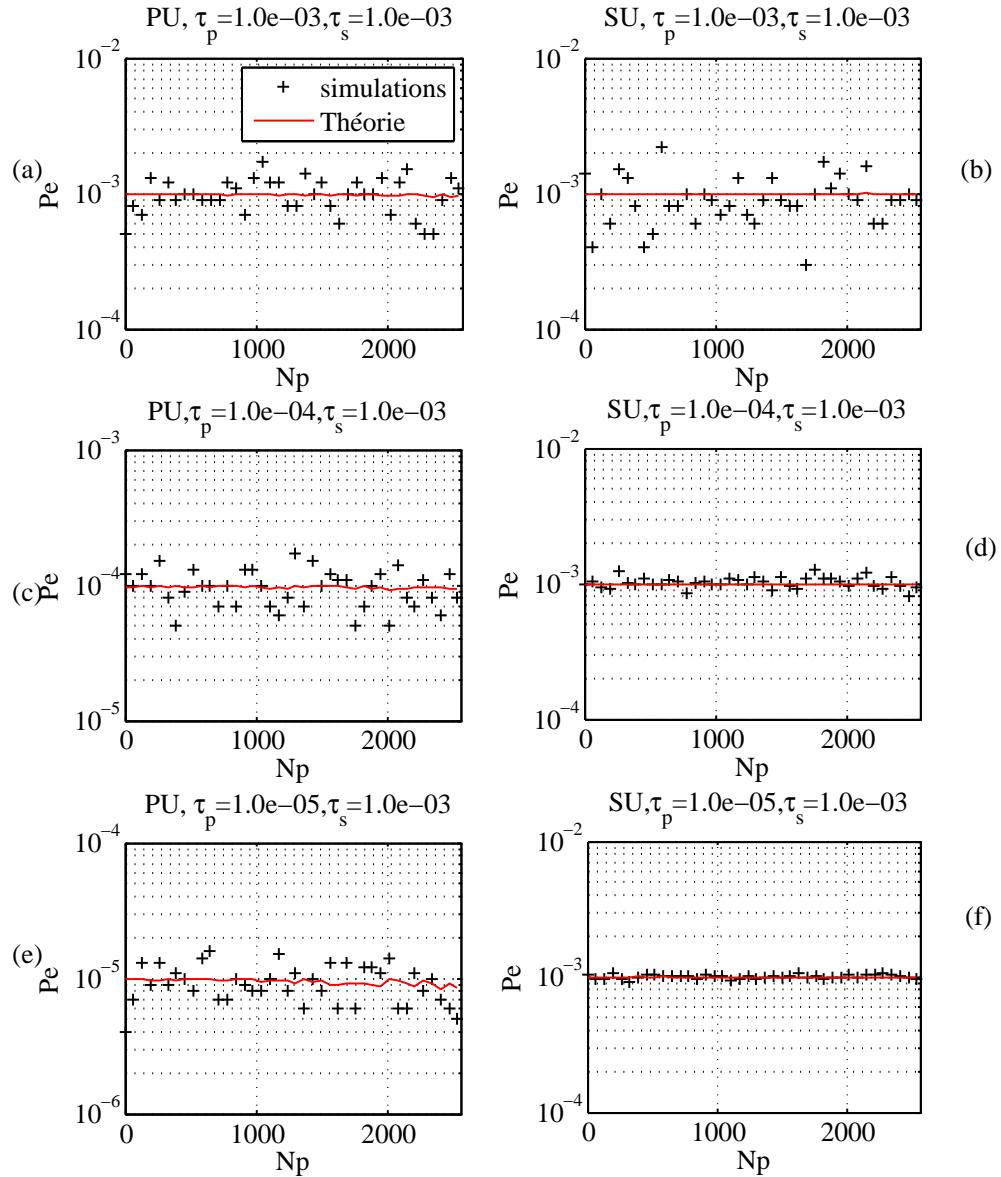


Figure I.1 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $N_p$ ,  $S_pNR = 12 \text{ dB}$ ,  $L_s = 1$ ,  $L_p = 1$ , variation de QoS au PU FDMA

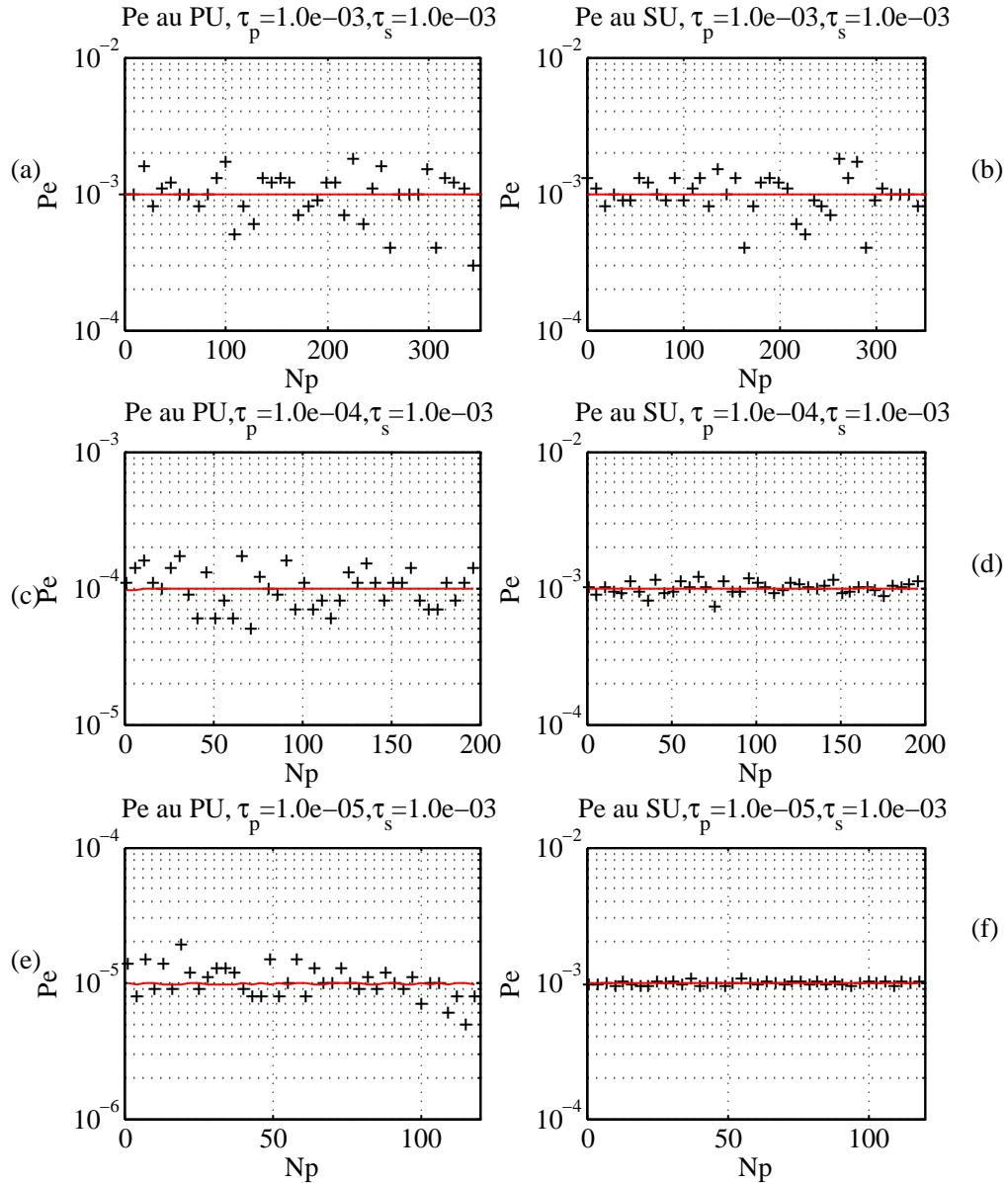


Figure I.2 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $N_p$ ,  $S_pNR = 12 \text{ dB}$ ,  $L_s = 1$ ,  $L_p = 1$ , variation de QoS au PU CDMA

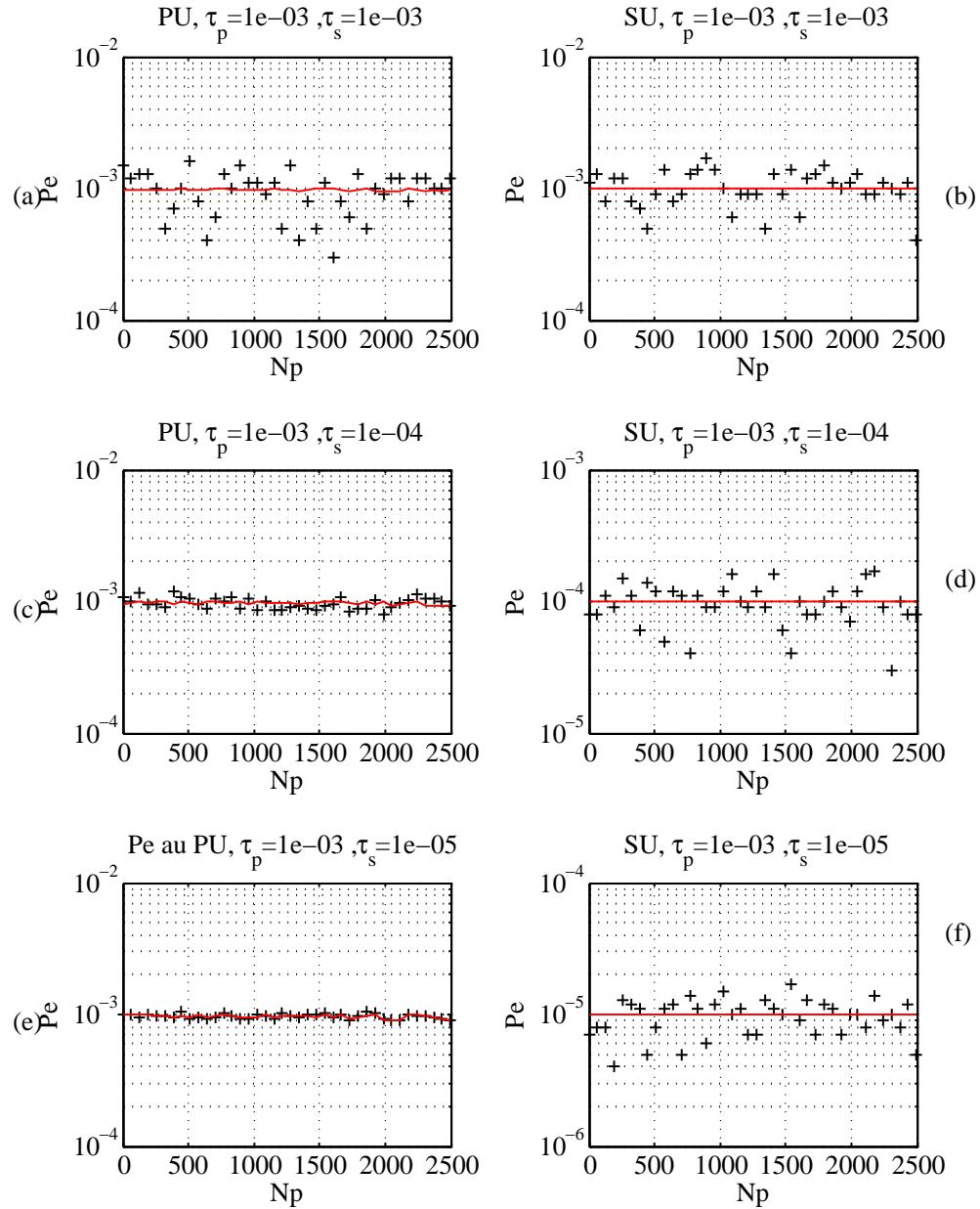


Figure I.3 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $N_p$ ,  $S_pNR = 12 \text{ dB}$ ,  $L_s = 1$ ,  $L_p = 1$ , variation de QoS au SU FDMA

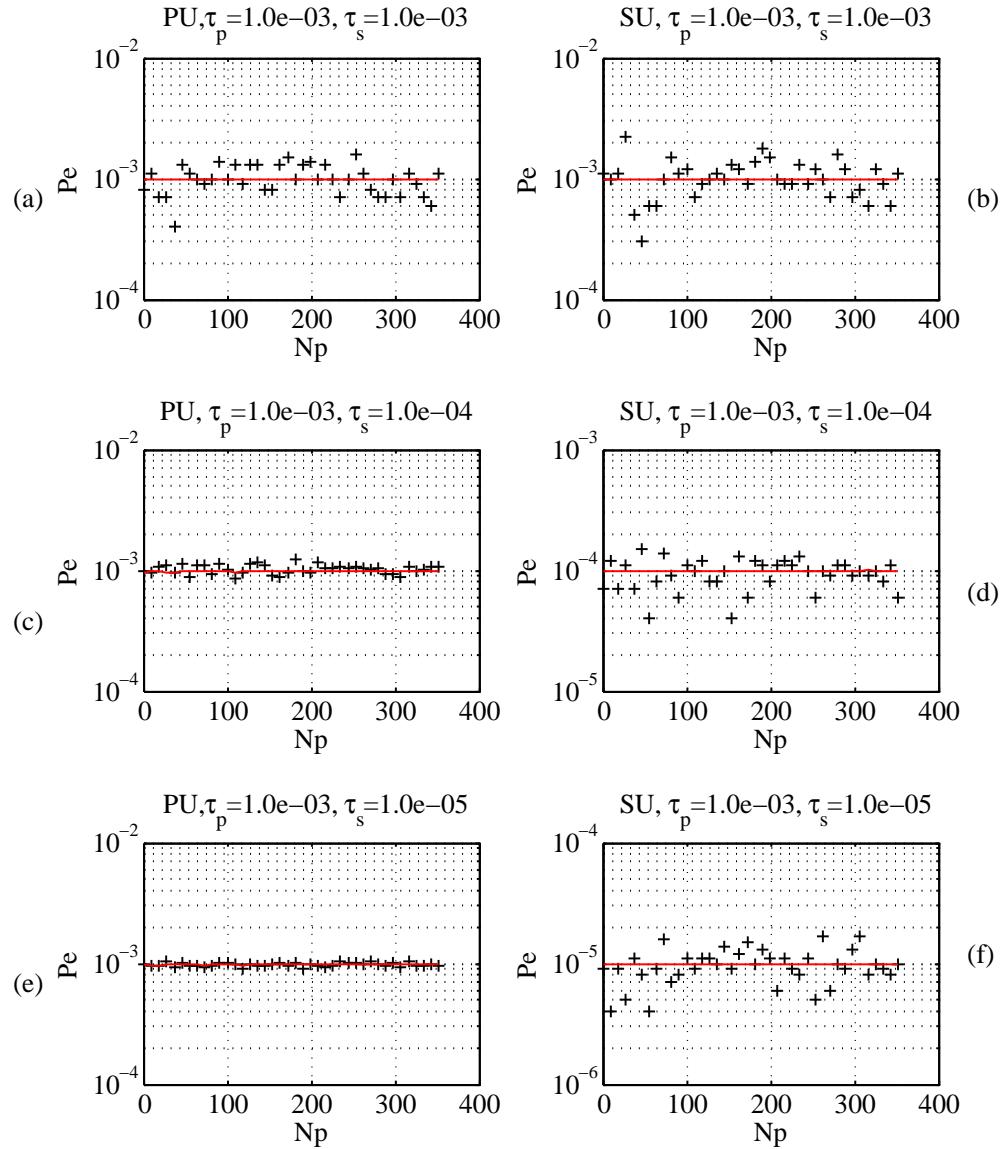


Figure I.4 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $N_p$ ,  $S_pNR = 12 \text{ dB}$ ,  $L_s = 1$ ,  $L_p = 1$ , variation de QoS au SU CDMA

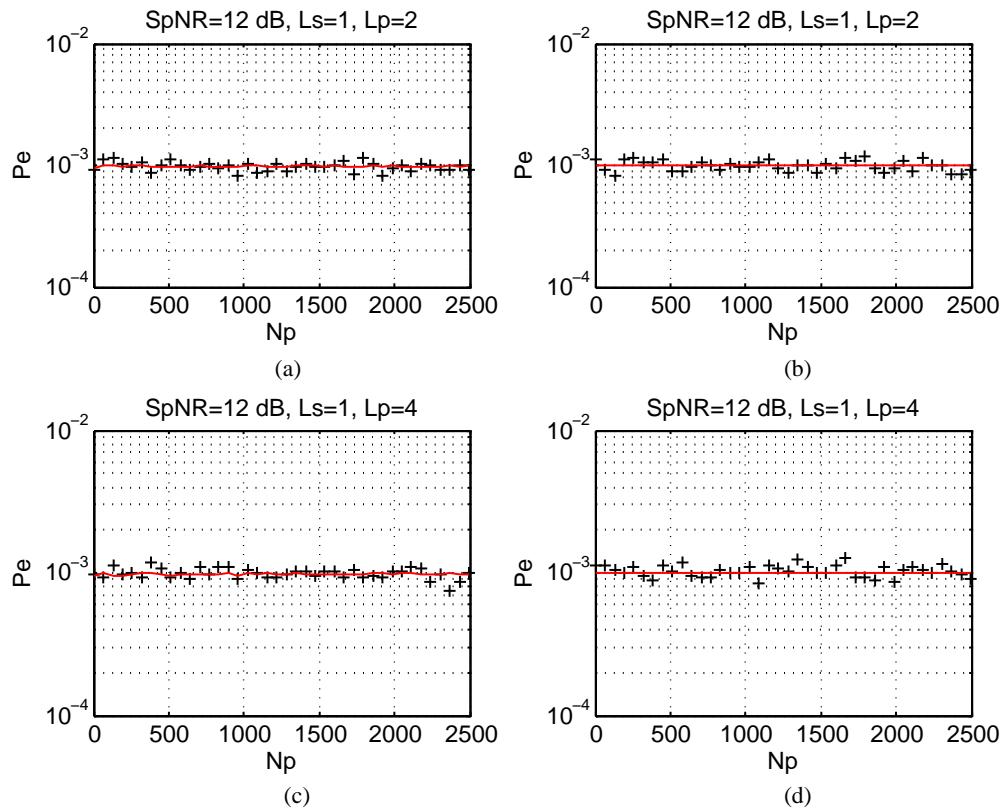


Figure I.5 Taux d'erreurs aux PU et au SU en fonction de  $N_p$  lorsque la diversité varie au PU