

Titre: Techniques de coopération dans les réseaux à radio cognitive :
Title: conception et évaluation des performances

Auteur: Wael Jaafar
Author:

Date: 2014

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Jaafar, W. (2014). Techniques de coopération dans les réseaux à radio cognitive :
conception et évaluation des performances [Thèse de doctorat, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/1522/>

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/1522/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: David Haccoun, & Wessam Ajib
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TECHNIQUES DE COOPÉRATION DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE:
CONCEPTION ET ÉVALUATION DES PERFORMANCES

WAEL JAAFAR
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

TECHNIQUES DE COOPÉRATION DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE:
CONCEPTION ET ÉVALUATION DES PERFORMANCES

présentée par : JAAFAR Wael

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiæ Doctor
a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

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

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

M. AJIB Wessam, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. CARDINAL Christian, Ph.D., membre

M. FORTIER Paul, Ph.D., membre

DÉDICACE

À ma famille,

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude à mes directeurs de recherche, Dr. David Haccoun, professeur au département génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal et Dr. Wessam Ajib, professeur au département informatique de l'Université du Québec à Montréal, pour leurs orientations, leurs conseils, leur disponibilité et leur soutien moral et financier tout au long de mon travail de doctorat.

Mes sincères remerciements aux membres du jury pour l'intérêt porté à mon travail en acceptant son évaluation.

Je dédie ce travail à ma famille, tout particulièrement à mes parents Youssef et Aida qui n'ont jamais cessé de me pousser vers la perfection et le succès durant toutes les phases de ma vie.

Enfin, je remercie tous mes collègues du département de génie électrique et mes amis partout dans le monde d'avoir fait de ma vie une si belle expérience durant toutes ces années. Je citerai pour mémoire Jihed, Amine, Olfa, Ali, Sami, Liwa, Éric, Bilel, Radhouen, mon équipe de volleyball, et plein d'autres.

À vous tous, mille mercis !

RÉSUMÉ

La technologie de radio cognitive permet aux usagers sans licence (appelés usagers secondaires) de transmettre dans les bandes de fréquences avec licence, sans dégrader la qualité de service des transmissions des usagers avec licence (appelés usagers primaires).

Afin d'éviter l'interférence indésirable aux récepteurs primaires, les émetteurs secondaires doivent réduire leurs puissances de transmission. Cette limitation de puissance génère généralement des performances secondaires dégradées. Combiner la technologie à radio cognitive à d'autres technologies de transmission émergentes comme la coopération et la technologie des antennes multiples pourrait bénéficier aux transmissions primaires et secondaires.

Dans cette thèse, nous proposons et étudions différentes techniques de coopération pour le réseau à radio cognitive. Certaines techniques exploitent la sélection d'antennes ou bien le pré-codage à un seul relai à plusieurs antennes, alors que d'autres utilisent la sélection de relai(s) lorsque plusieurs relais à une seule antenne sont disponibles pour assister la transmission primaire, la transmission secondaire ou les deux simultanément.

Le problème d'allocation de puissance ou de pré-codage associé est étudié, et les expressions exactes des probabilités de blocage primaire et/ou secondaire ou de capacité ergodique secondaire sont dérivées. Pour certaines des techniques proposées, la connaissance imparfaite des canaux de transmission est prise en compte, modifiant ainsi la résolution du problème d'allocation de puissance ou de pré-codage associé.

Nous montrons par analyse et simulation que chacune des techniques de coopération proposée est capable d'améliorer considérablement la performance secondaire, tout en respectant la qualité de service primaire. Ces performances dépassent d'une manière significative celles des techniques de transmission conventionnelles (techniques coopératives ou non) utilisées dans le contexte du réseau à radio cognitive.

ABSTRACT

Cognitive radio technology allows unlicensed users (called secondary users) to transmit on the licensed frequency bands, without degrading the quality-of-service of the licensed users' transmissions (called primary users). In order to avoid undesirable interference at the primary receivers, the secondary transmitters have to limit their transmit power. This limitation may cause performance degradation for the secondary transmissions. Combining cognitive radio with other emerging technologies, such as user cooperation and multiple antennas may have many benefits on both the primary and secondary transmissions.

In this dissertation, we propose and investigate different cooperation techniques for the cognitive radio network. Some of the proposed techniques exploit antenna selection or pre-coding at one multi-antenna relay node, while the other proposed techniques use relay(s) selection when several single-antenna relay nodes are available to assist either the primary, the secondary or both transmissions simultaneously.

The associated power allocation problem or pre-coding problem is investigated and the exact expressions of the primary and secondary outage probabilities or the secondary ergodic capacity are derived. For some of the proposed techniques, the imperfect knowledge of the channel states at the secondary transmitters is taken into account, hence modifying the power allocation or pre-coding process.

We show by analysis and simulation that each of the proposed cooperation technique is able to improve significantly the secondary performance with respect to the primary quality-of-service. The realized performances outperform those of conventional transmission techniques used in the context of cognitive radio networks.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES ANNEXES	xiii
LISTE DES SIGLES, ABRÉVIATIONS ET NOTATIONS	xiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Les réseaux à radio cognitive : généralités	1
1.1.1 Réseau à radio cognitive “Interweave”	3
1.1.2 Réseau à radio cognitive “Underlay”	3
1.1.3 Réseau à radio cognitive “Overlay”	3
1.2 Problématiques de recherche dans les réseaux à radio cognitive	4
1.2.1 Détection du spectre (couche physique)	4
1.2.2 Détection du spectre (couche liaison)	4
1.2.3 Allocation des ressources radio	5
1.2.4 Applications et normalisation	5
1.3 Motivations, contributions et organisation de la thèse	6
1.3.1 Motivations	6
1.3.2 Contributions	7
1.3.3 Organisation de la thèse	10
CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE	13
2.1 Protocoles de relayage conventionnels	14
2.1.1 Technique de relayage Amplify-and-Forward (AF)	15

2.1.2	Technique de relayage Decode-and-Forward (DF)	16
2.2	Le relai coopératif	16
2.2.1	Relayage fixe	17
2.2.2	Relayage de Sélection (ou Relayage Incrémental)	17
2.2.3	Relayage via meilleur relai	18
2.3	Les communications coopératives dans le contexte des réseaux à radio cognitive	19
2.4	Les systèmes multi-antennes	23
2.4.1	Gain de réseau	23
2.4.2	Gain de diversité	23
2.4.3	Gain de multiplexage spatial	24
2.4.4	Réduction d'interférence	24
2.5	Les communications multi-antennes dans le contexte des réseaux à radio cognitive	24
2.6	Conclusion	26
CHAPITRE 3 NOUVELLES TECHNIQUES DE COOPÉRATION AVEC RELAI MULTI-ANTENNE DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE		27
3.1	Introduction	27
3.2	Coopération adaptative avec sélection d'antennes au nœud relai	28
3.2.1	Modèle du système	29
3.2.2	Technique proposée (Relayage adaptatif)	29
3.2.3	Sélection d'antenne(s) et allocation de puissance	35
3.2.4	Évaluation des performances et discussion	39
3.2.5	Conclusion	44
3.3	Coopération adaptative avec précodage au nœud relai	45
3.3.1	Modèle du système	46
3.3.2	Technique proposée	47
3.3.3	Détermination des facteurs de pondération BF et allocation de puissance	51
3.3.4	Évaluation des performances et discussion	56
3.3.5	Conclusion	61
3.4	Récapitulatif	61
CHAPITRE 4 NOUVELLES TECHNIQUES DE COOPÉRATION AVEC SÉLECTION DE RELAIS DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE		62
4.1	Introduction	62
4.2	Transmissions coopératives avec sélection de deux relais	62
4.2.1	Modèle du système	63

4.2.2	Sélection de relais, allocation de puissance et mécanisme des transmissions de la technique proposée	65
4.2.3	Évaluation des performances et discussion	68
4.2.4	Conclusion	73
4.3	Transmissions coopératives avec sélection d'un seul relai adaptatif	74
4.3.1	Modèle du système	74
4.3.2	Mécanisme des transmissions de la technique de coopération proposée .	74
4.3.3	Allocation de puissance	78
4.3.4	Étude analytique des probabilités de blocage primaire et secondaire .	80
4.3.5	Évaluation des performances et discussion	85
4.3.6	Conclusion	87
4.4	Récapitulatif	90
 CHAPITRE 5 IMPACT DE LA CONNAISSANCE DES CANAUX D'INTERFÉRENCE SUR LA COOPÉRATION DANS LE RÉSEAU À RADIO COGNITIVE "UNDER- LAY"		91
5.1	Introduction	91
5.2	Modèle du système	93
5.3	Scénario 1 ($B_s \rightarrow \infty, B_{r_k} \rightarrow \infty$)	96
5.4	Scénario 2 ($B_s < \infty, B_{r_k} < \infty$)	99
5.5	Évaluation des performances et discussion	104
5.6	Conclusion	108
 CHAPITRE 6 CONCLUSION		109
6.1	Synthèse des travaux	109
6.2	Limitations et améliorations futures	111
 RÉFÉRENCES		113
ANNEXES		121

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.2	Algorithme de recherche (A1) pour calculer $\gamma_r^{(p)}$	38
Tableau 3.3	Algorithme de recherche (A2) pour calculer $\gamma_r^{(p)}$ et $\gamma_r^{(s)}$	40
Tableau 3.4	Algorithme de recherche (A3) pour calculer $\gamma_s^{(DF)}$ et $\gamma_r^{(DF)}$	56
Tableau 4.1	Algorithme de recherche (A4) pour calculer $\gamma_r^{(p)}$	68
Tableau 4.2	Algorithme de recherche (A5) pour calculer γ_{r_p} et γ_{r_s}	69
Tableau 4.3	Algorithme de recherche (A6) pour calculer $\gamma_s^{(1)}$	79
Tableau 4.4	Algorithme de recherche (A7) pour calculer $\gamma_s^{(2)}$ et γ_{j^*}	81
Tableau 5.1	Algorithme de création du dictionnaire des puissances (A8)	105

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Utilisation du spectre pour les différents types de réseau à radio cognitive (Giupponi et Ibars, 2009a)	2
Figure 2.1	Modèle du système coopératif à un seul relai.	13
Figure 2.2	Techniques de relayage conventionnelles : (a) Amplify-and-Forward; (b) Decode-and-Forward.	15
Figure 2.3	Organigramme de fonctionnement du relayage via meilleur relai.	19
Figure 3.1	Transmissions primaire et secondaire dans un réseau à radio cognitive.	30
Figure 3.2	Probabilité de blocage primaire en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.	41
Figure 3.3	Probabilité de blocage secondaire en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.	42
Figure 3.4	Puissance moyenne requise pour la transmission primaire et puissance moyenne fournie pour la transmission secondaire en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.	43
Figure 3.5	Puissance moyenne consommée par PT et puissance moyenne consom- mée par (ST, RE) en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.	44
Figure 3.6	Probabilité de blocage secondaire en fonction de la position de RE ("Relayage adaptatif"; $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB et $\gamma_p = 20$ dB).	45
Figure 3.7	Organigramme de fonctionnement de la technique de transmission pro- posée.	52
Figure 3.8	Comparaison des techniques de transmission ($M = 2$, $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$).	58
Figure 3.9	Performances de "Tech. prop." en fonction de γ_r^{max} ($M = 2$ et $M = 3$, $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_p = 12$ dB).	59
Figure 3.10	Impact de iCSI sur les performances de "Tech. prop." ($M = 2$, $\gamma_{th}^{(p)} =$ $\gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$).	60
Figure 4.1	Transmissions primaire et secondaire coopératives dans le réseau à radio cognitive.	64
Figure 4.2	$P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différents critères de sélection de relais ($K = 6$).	70
Figure 4.3	$P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différentes valeurs du seuil ε ($K = 4$).	70

Figure 4.4	$P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différentes valeurs du nombre de relais disponibles K	71
Figure 4.5	$P_{out,s}$ en fonction de la position du relai dans le plan (X, Y) ($\gamma_p = 20$ dB).	71
Figure 4.6	$P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour des distances d_0 différentes ($K = 4$).	72
Figure 4.7	Organigramme des transmissions selon la technique proposée.	78
Figure 4.8	Probabilités de blocage en fonction de γ_p , $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$ et $K = 2$	87
Figure 4.9	Impact du nombre des relais K sur les probabilités de blocage primaire et secondaire en fonction de γ_p , $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$ et $\varepsilon = 0.5\%$	88
Figure 4.10	Probabilités de blocage de “Tech. prop.” en fonction de γ_p pour différentes valeurs de ε , $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$ et $K = 2$	89
Figure 5.1	Transmissions dans le réseau à radio cognitive coopératif avec K noeuds relais et N transmissions primaires.	94
Figure 5.2	Comparaison des performances des scenarios en fonction de Q	106
Figure 5.3	Impact de plusieurs paramètres sur la capacité ergodique secondaire.	107
Figure 5.4	Impact de ε en fonction de Q	107

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Démonstration du Lemme 1	121
Annexe B	Développement de l'éq.(4.5)	122
Annexe C	Développement de l'éq.(4.11)	123
Annexe D	Développement de l'éq.(4.34)	125
Annexe E	Développement des éqs.(4.38)-(4.39)	126
Annexe F	Démonstration du Lemme 2	128
Annexe G	Développement de l'éq.(5.20)	131
Annexe H	Développement de l'éq.(5.35)	132
Annexe I	Développement de l'éq.(5.37)	135
Annexe J	Démonstration du Lemme 3	136

LISTE DES SIGLES, ABRÉVIATIONS ET NOTATIONS

AF	Amplification et transmission (Amplify-and-Forward)
AWGN	Bruit blanc additif et Gaussien (Additive White Gaussian Noise)
BF	Formation des faisceaux (Beam-Forming)
BS	Station de base (Base Station)
cdf	Fonction de répartition (cumulative distribution function)
CF	Compression et transmission (Compress-and-Forward)
CR	Radio cognitive (Cognitive Radio)
CRN	Réseau à radio cognitive (Cognitive Radio Network)
CSI	État du canal (Channe State Information)
DF	Décodage et transmission (Decode-and-Forward)
D-STC	Codage spatio-temporel distribué (Distributed Space-Time-Coding)
DPC	Codage brouillon (Dirty Paper Coding)
i.i.d.	indépendants et identiquement distribués (independent and identically distributed)
i.ni.d.	indépendants et non-identiquement distribués (independent and non-identically distributed)
JML	Détection à maximum de vraisemblance conjointe (Joint Maximum Likelihood)
LTE	Évolution à long terme (Long Term Evolution)
MIMO	Système à antennes d'émission et de réception multiples (Multiple-Input-Multiple-Output)
MISO	Système à plusieurs antennes d'émission et une seule antenne de réception (Multiple-Input-Single-Output)
MRC	Combinaison à ratio maximal (Maximum Ratio Combining)
OC	Détection à combinaison optimale (Optimum Combining)
OC-SIC	Détection à combinaison optimale-annulation d'interférence successive (Optimum Combining-Successive Interference Cancellation)
OFDM	Multiplexage en division de fréquences orthogonales (Orthogonal-Frequency-Division-Multiplexing)
pdf	Fonction de densité de probabilité (probability density function)
PT, ST	Émetteur primaire (Primary Transmitter), émetteur secondaire (Secondary Transmitter)

PR, SR	Récepteur primaire (Primary Receiver), récepteur secondaire (Secondary Receiver)
PU	Usager primaire (Primary User)
QoS	Qualité de service (Quality of service)
RE	Notation du relai
SIC	Annulation d'interférence successive (Successive-Interference-Cancellation)
SINR	Rapport signal-à-interférence-plus-bruit (Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio)
SIMO	Système à une seule antenne d'émission et plusieurs antennes de réception (Single-Input-Multiple-Output)
SISO	Système à une seule antenne d'émission et une seule antenne de réception (Single-Input-Single-Output)
SNR	Rapport signal-à-bruit (Signal-to-Noise-Ratio)
SU	Usager secondaire (Secondary User)
SVD	Décomposition en valeurs singulières (Singular Value Decomposition)
USRP	Plateforme universelle de simulation radio (Universal Software Radio Peripheral)
VA	Variable aléatoire (Random variable)
WiMAX	Worldwide interoperability for Microwave Access
ZFBF	Formation des faisceaux à forçage à zéro (Zero-Forcing Beam-Forming)

C_s	Capacité secondaire
M	Nombre d'antennes au nœud relai RE
N	Nombre des transmissions primaires
K	Nombre de relais disponibles
γ_p, γ_s	Puissance d'émission de PT, de ST
$\gamma_s^{max}, \gamma_r^{max}$	Puissance d'émission maximale de ST, du relai
$\gamma_r^{(p)}, \gamma_r^{(s)}$	Puissance d'émission du relai RE, utilisée par l'antenne sélectionnée pour relayer le signal primaire, pour relayer le signal secondaire
γ_p^{cut}	Puissance de coupure primaire
x_p, x_s	Signal primaire, signal secondaire
$y_a(t)$	Signal reçu à la période t par le nœud a
$\mathbf{y}_a(t)$	Vecteur des signaux reçus à la période t par le nœud a
h_{ab}	Coefficient d'atténuation Rayleigh du canal $a-b$

\mathbf{h}_{ab}	Vecteur des coefficients d'atténuation Rayleigh du canal $a-b$, d'éléments $h_{ab}(i)$
$\mathbf{h}_{rb}^{(p)}$	Vecteur d'atténuation Rayleigh du canal entre l'antenne sélectionnée pour relayer le signal primaire et la destination b
$\mathbf{h}_{rb}^{(s)}$	Vecteur d'atténuation Rayleigh du canal entre l'antenne sélectionnée pour relayer le signal secondaire et la destination b
$g_{ab} = h_{ab} ^2$	Gain du canal $a-b$
$X_{ab} = \gamma_a h_{ab} ^2$	Gain du canal $a-b$ (incluant la puissance d'émission)
β	Exposant d'atténuation du trajet
d_{ab}	Distance entre les noeuds a et b
$\lambda_{ab} = d_{ab}^{-\beta}$	Variance du coefficient du canal h_{ab}
δ_{ab}	Variance du coefficient du canal h_{ab} incluant la puissance d'émission ($\delta_{ab} = \gamma_a \lambda_{ab}$)
n_a, \mathbf{n}_a	AWGN reçu au noeud a , de moyenne nulle et variance unitaire, de variance \mathbf{I}_N
ε	Seuil de probabilité de blocage primaire tolérée
$P_{out,p}$ (ou P_I)	Probabilité de blocage primaire
$P_{out,s}$	Probabilité de blocage secondaire
SNR_b	Rapport signal-à-bruit au noeud b
SINR_b	Rapport signal-à-interférence-plus-bruit au noeud b
$\gamma_{th}^{(p)}$	Seuil de SINR pré-défini au-dessus duquel la transmission primaire est considérée réussie
$\gamma_{th}^{(s)}$	Seuil de SINR pré-défini au-dessus duquel la transmission secondaire est considérée réussie
D	Indicateur de cas
\mathbf{w}_{OC}	Vecteur de poids optimal pour la détection à combinaison optimale (OC)
r_k	k^{ieme} noeud relai
D_p, D_s	Ensemble de décodage primaire, ensemble de décodage secondaire
\mathfrak{R}	Ensemble des relais disponibles
$\mathcal{P}(\mathfrak{R})$	Ensemble des parties “power set” de l'ensemble \mathfrak{R}
\emptyset	Ensemble vide
$ \cdot $	Fonction norme absolue
$\ \cdot\ _F$	Fonction norme Frobinius
$[\mathbf{X}]_{i,i}$	i^{eme} élément de la diagonale de la matrice \mathbf{X}

$\mathbb{E}[.]$	Espérance mathématique
\mathbf{X}^t	Transposée de la matrice \mathbf{X}
\mathbf{X}^*	Conjuguée de la matrice \mathbf{X}
\mathbf{X}^H	Transposée conjuguée de la matrice \mathbf{X}
$f_z(.)$	Fonction de densité de probabilité de la variable aléatoire z (pdf)
$F_z(.)$	Fonction de répartition de la variable aléatoire z (cdf)
$\text{Card}(.)$	Fonction de cardinalité
$\log(.)$	Logarithme naturel
$\log_2(.)$	Logarithme à base 2
\bar{A}	Ensemble complémentaire de A
\mathbf{I}_c	Matrice identité de dimension $c \times c$.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord une revue bibliographique de la technologie radio cognitive, son concept et ses types. Ensuite, une revue des défis rencontrés lors du développement de cette technologie est examinée. Nous expliquons par la suite nos motivations pour travailler sur ce sujet. Finalement, une liste de nos contributions est fournie.

1.1 Les réseaux à radio cognitive : généralités

La croissance des services sans-fil démontre la demande incessante pour les communications sans-fil, bien que le spectre soit de plus en plus encombré. Des études récentes ont montré que la plupart du spectre est sous-exploitée (F.C.C., 2003). Afin de traiter l'encombrement et la sous-utilisation du spectre, la technologie radio cognitive (CR) s'est distinguée en permettant à des usagers sans license (appelés usagers secondaires, "Secondary Users -SU") d'utiliser des fragments du spectre sans nuire aux communications des usagers avec license (appelés usagers primaires, "Primary Users -PU") (Mitola et Maguire, 1999; Weiss et Jondral, 2004; Ganesan et Li, 2007; Haykin, 2005). Les usagers primaires sont toujours prioritaires à l'accès aux ressources spectrales dont ils détiennent une licence d'exploitation.

Différentes stratégies pour les environnements à radio cognitive sont définies selon l'usage du spectre vu par des usagers secondaires. La première stratégie consiste à utiliser les trous ou blancs du spectre ("spectrum holes") non-utilisés par le système primaire pour établir des communications secondaires. Cette approche est appelée "interweave" (Srinivasa et Jafar, 2007). Une seconde approche consiste à garantir toujours des transmissions secondaires en-dessous d'une valeur seuil de la température d'interférence ("interference temperature") tolérée par les récepteurs primaires. Cette approche est appelée "underlay". Finalement, la dernière approche consiste à établir une coopération limitée entre les usagers secondaires et les usagers primaires afin d'améliorer la transmission primaire. Cette approche est connue sous le nom de "overlay". Les trois stratégies sont illustrées dans la figure 1.1.

Il est à noter que dans la littérature, la stratégie "interweave" est parfois appelée "overlay". Nous maintiendrons dans ce qui suit les mêmes définitions de "interweave", "underlay" et "overlay" telles que présentées.

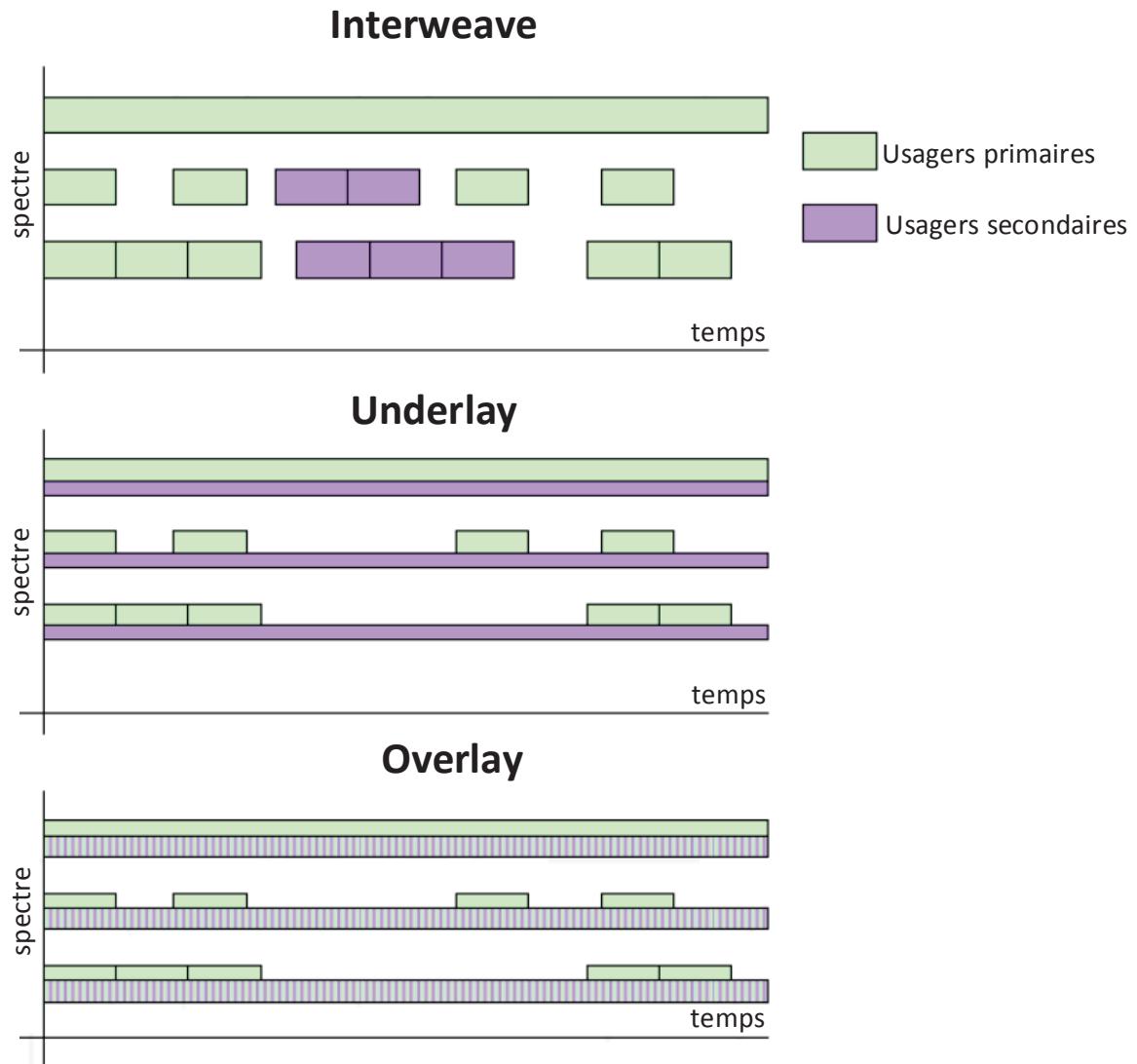


Figure 1.1 Utilisation du spectre pour les différents types de réseau à radio cognitive (Giupponi et Ibars, 2009a)

1.1.1 Réseau à radio cognitive “Interweave”

Ce type de réseau suit la stratégie d'évitement d'interférence. Les usagers secondaires ont la permission d'utiliser les ressources spectrales seulement quand les usagers primaires sont inactifs (ne communiquent pas). Une telle méthode est opportuniste dans le sens où le système secondaire prend avantage de la non-utilisation du spectre, qui sinon serait gaspillé. La difficulté principale dans le système “interweave” est la détection (“sensing”) et la prédiction de l'activité des usagers primaires sur plusieurs canaux radio, c'est-à-dire détecter les trous du spectre. Cette tâche devient difficile si les usagers primaires sont dynamiques, c'est-à-dire que leur utilisation spectrale change rapidement, ce qui nécessite une grande agilité de commutation entre les différentes fréquences au niveau des usagers secondaires. Ces facteurs réduisent la corrélation entre le spectre détecté à l'émetteur secondaire et celui détecté au récepteur secondaire. Par conséquent, l'efficacité de l'utilisation du spectre par les usagers secondaires diminue.

1.1.2 Réseau à radio cognitive “Underlay”

L'approche “underlay” est un choix plus conservateur. Au lieu de suivre l'activité du système primaire et d'en dépendre, elle consiste à transmettre à faible puissance afin que le niveau d'interférence au récepteur primaire ne dépasse pas un certain seuil fixé par une qualité de service (QoS) définie par le système primaire. Cette méthode demande des exigences différentes de celles du système “interweave”. Au lieu d'avoir un équipement radio agile en temps et en fréquence, l'équipement de l'usager secondaire devrait être capable de fonctionner à très faible rapport signal-à-bruit. Typiquement, ceci limite le système secondaire à des applications à faible débit ou bien à des applications à courtes distances, requérant des faibles valeurs du rapport signal-à-bruit.

1.1.3 Réseau à radio cognitive “Overlay”

Dans l'approche “overlay”, les usagers secondaires réservent une partie de leur puissance de transmission pour renforcer le signal primaire et faciliter sa détection au récepteur primaire. En échange, le système primaire augmente son seuil d'interférence tolérée à une valeur moins conservatrice que celle dans le système “underlay”. Le fait que le système secondaire contribue à améliorer la communication primaire participerait à l'approbation de cette approche auprès du système primaire. Donc, l'approche “overlay” peut être vue comme une évolution de “underlay” où un plus grand degré d'implication entre les systèmes primaire et secondaire est nécessaire mais réalisant une meilleure performance.

Le principe de base consiste à ce que les usagers secondaires, proches de la source primaire,

soient capables de décoder le signal primaire correctement. Chaque source secondaire génère alors un signal complémentaire au signal primaire qui permettrait d'augmenter les chances de détection de ce dernier au récepteur primaire. En même temps, la source secondaire transmet son signal avec une faible puissance. Il est possible de supposer que la destination secondaire et/ou la source secondaire connaît (connaissent) le signal primaire. Selon les hypothèses prises, plusieurs techniques comme DPC (“dirty paper coding”) (Costa, 1983) ou l’annulation d’interférence successive (Tse et Viswanath, 2005) peuvent être appliquées.

1.2 Problématiques de recherche dans les réseaux à radio cognitive

1.2.1 Détection du spectre (couche physique)

La détection de l’utilisation du spectre est la technologie principale de la radio cognitive. Une détection efficace permet de fournir les opportunités de transmission pour les usagers secondaires. Du point de vue de la couche physique, la détection de l’activité peut être divisée en trois catégories, non-cohérente, cohérente et détection des caractéristiques (“feature detection”) (Sahai *et al.*, 2004).

La détection non-cohérente usuelle est celle de détection de l’énergie. Ses avantages sont la rapidité de détection et la faible complexité. De plus, elle n’a pas besoin d’information à priori. Par contre, à cause des variations du bruit, un seuil de rapport signal-à-bruit (Signal-to-Noise Ratio SNR) doit être utilisé. En effet, le signal ne peut être détecté si son SNR est plus faible que le seuil fixé.

Quand le signal contient une séquence de symboles pilotes, la détection cohérente peut être utilisée. Le filtrage adapté est une des méthodes de détection cohérente, mais ses performances sont affectées par sa grande complexité et la longueur de sa séquence de symboles pilotes. Par conséquent, son implémentation est quelque peu limitée en pratique.

La détection des caractéristiques exploite les propriétés du signal afin de détecter l’activité des usagers primaires à proximité. Puisque le signal est périodique (selon la structure) et que le bruit ne l’est pas, la détection cyclo-stationnaire est utilisée pour distinguer le signal utile du bruit. Bien que les performances de cette technique soient meilleures que la détection de l’énergie, le seuil du SNR existe toujours.

1.2.2 Détection du spectre (couche liaison)

Dans la détection du spectre, il existe un compromis entre le temps de détection et sa fiabilité. Les méthodes de détection fournissant une fiabilité élevée ont généralement besoin de plus de temps de détection. Une structure à deux niveaux est proposée dans (IEEE802.22-06/0003r3, 2006) afin d’équilibrer le compromis entre ces deux aspects.

À cause de l'évanouissement dans les canaux de transmission sans-fil, le résultat de détection d'un usager n'est pas toujours exact. Pour cela, la coopération entre usagers secondaires est nécessaire (Mishra *et al.*, 2006). La coopération peut être réalisée d'une manière centralisée ou bien distribuée.

Dans le cas d'une détection centralisée, une entité de contrôle regroupe les résultats de détection des différents usagers et les fusionnent afin de créer un tableau contenant les parties du spectre disponibles. Les résultats obtenus sont relativement exacts, par contre ceci demande un long temps de détection, une large capacité de calcul et de l'information préalable encombrante.

Dans le cas d'une détection distribuée, chacun des usagers crée son propre tableau du spectre. En communiquant avec les usagers voisins, la bande de spectre à utiliser pour les transmissions secondaires est choisie. Comment détecter efficacement les bandes libres du spectre, en échangeant de l'information limitée, est encore un problème ouvert.

1.2.3 Allocation des ressources radio

La gestion du spectre dynamique est une méthode efficace pour éviter l'interférence entre les usagers primaires et secondaires. Lorsque des bandes du spectre sont inoccupées, les systèmes à radio cognitive choisissent celles qui présentent la plus faible interférence vers les usagers primaires. Si des usagers primaires s'activent pour utiliser une bande de spectre déjà occupée par des usagers secondaires, les systèmes à radio cognitive devraient avoir cette information au bon moment. Cette information permettrait aux usagers secondaires de choisir une autre bande inoccupée du spectre ou bien diminuer la puissance d'émission afin d'éviter de déranger les transmissions primaires, s'il n'y aucune autre bande du spectre disponible.

Dans les réseaux à radio cognitive, le contrôle de puissance doit prendre en compte l'influence de la transmission secondaire sur les usagers primaires. La théorie des jeux est une méthode efficace pour réaliser un contrôle de puissance distribué (Ji et Liu, 2007; Wang *et al.*, 2007a). L'allocation du spectre et le contrôle de puissance s'influencent mutuellement, d'où leur optimisation conjointe est étudiée (Wang *et al.*, 2009). La performance des réseaux à radio cognitive est optimisée par la conception de schémas d'allocation de spectre et de contrôle de puissance appropriés.

1.2.4 Applications et normalisation

La radio cognitive touche plusieurs aspects des communications sans-fil. L'application de la radio cognitive combinée à la communication coopérative dans les réseaux sans-fil d'urgence est étudiée afin d'améliorer l'étendue de couverture en cas de désastre dans (Wang *et al.*,

2007b). Dans (Hinman, 2006), la radio cognitive est utilisée pour des applications militaires.

IEEE 802.22 est le premier standard sans-fil pour l'utilisation de la technologie radio cognitive. Les usagers secondaires utilisent la bande du spectre réservée à la télévision quand elle n'est pas occupée par les émetteurs télévision voisins. Autre que le IEEE 802.22, des standards comme le IEEE 802.11n (technologie d'antennes multiples) et le IEEE 802.16h (technologie "WiMAX - Worldwide interoperability for Microwave Access - à radio cognitive") adoptent la radio cognitive afin de coordonner l'interférence entre les usagers du même système, plutôt qu'entre deux systèmes différents. Plusieurs recherches se concentrent actuellement sur l'idée d'intégrer la technologie radio cognitive aux systèmes à évolution à long-terme ("Long Term Evolution -LTE").

1.3 Motivations, contributions et organisation de la thèse

1.3.1 Motivations

La radio cognitive est une des frontières de recherche dans le domaine des communications sans-fil. La recherche académique et l'industrie ont un grand intérêt pour la technologie radio cognitive qui a permis d'accomplir jusqu'à présent plusieurs réalisations. Toutefois, il reste encore un nombre de défis à relever :

1. ***La détection coopérative du spectre*** : la détection distribuée a besoin d'être étudiée plus profondément afin d'équilibrer le compromis entre l'exactitude de la détection et l'information requise.
2. ***La communication coopérative dans les réseaux à radio cognitive*** : exploiter un usager supplémentaire pour relayer l'information permet d'augmenter le débit de transmission ou bien la fiabilité des communications primaires ou secondaires. En effet, relayer l'information primaire permet d'augmenter l'opportunité d'accès secondaire. Par contre, relayer l'information secondaire permet de diminuer l'interférence causée aux usagers primaires ou améliorer la fiabilité des transmissions secondaires.
3. ***Usagers à radio cognitive équipés d'antennes multiples*** : en utilisant des antennes multiples, l'interférence vers les usagers primaires peut être diminuée significativement en ajustant le signal transmis d'une manière à ce qu'il soit orthogonal au canal d'interférence (Zhang et Liang, 2008). Par conséquent, l'utilisation de plusieurs antennes aide à augmenter le débit de transmission des usagers secondaires ou bien à améliorer la fiabilité de la transmission, tout en diminuant l'interférence vers les usagers primaires.
4. ***Système à radio cognitive robuste*** : dans la majorité des travaux, l'allocation des ressources est étudiée en se basant sur une détection parfaite du spectre. En considé-

rant les erreurs de détection, les schémas d’allocation des ressources doivent limiter la probabilité de blocage à laquelle les usagers secondaires dérangent les communications primaires. De plus, l’allocation de puissance aux nœuds secondaires nécessite l’acquisition de l’information à propos de l’interférence causée aux transmissions primaires. Cette information est généralement estimée aux récepteurs primaires mais écoutée par les nœuds secondaires, causant ainsi des erreurs lors de l’allocation de puissance et par conséquent de l’interférence lors des transmissions.

De ces défis, nous portons notre intérêt aux trois derniers points. En effet, dans cette thèse, nous proposons des nouvelles techniques de coopération pour les réseaux à radio cognitive utilisant un ou plusieurs relais, à une seule ou à plusieurs antennes. Ces techniques sont conçues dans le but de renforcer l’accès secondaire aux ressources spectrales primaires, tout en respectant des contraintes d’interférence au niveau des transmissions primaires.

1.3.2 Contributions

Les apports de cette thèse résident au niveau des résultats sur les gains en performance que procure les techniques de coopération proposées dans le contexte des réseaux à radio cognitive. Les principales contributions présentées dans ce document sont :

1. ***La proposition de deux nouvelles techniques de coopération adaptative avec un relai multi-antenne dans un réseau à radio cognitive.*** Les deux techniques proposées sont issues de la combinaison du système “overlay” (qui aide les transmissions primaires) et le système “underlay” coopératif (qui assiste les communications secondaires), l’objectif étant de profiter des avantages qu’offrent ces deux techniques pour renforcer l’accès secondaire. En utilisant un relai capable d’assister la transmission primaire, la transmission secondaire ou bien les deux simultanément, nous étudions le problème d’allocation de puissance associé.

Ces deux techniques coopératives sont définies pour des contraintes de transmission et utilisent des techniques de transmission différentes. Dans la première technique, l’allocation de puissance au nœud relai est examinée dans le but d’améliorer la probabilité de blocage secondaire tout en respectant un seuil fixé pour la probabilité de blocage primaire. Pour le relai à antennes multiples, la sélection d’antenne(s) est utilisée sans aucune connaissance préalable du canal d’interférence émetteur secondaire-récepteur primaire (ST-PR) et du canal primaire, émetteur primaire-récepteur primaire (PT-PR).

Ce travail a fait l’objet d’un article de journal publié :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “Adaptive Relaying Scheme for Cognitive Radio Networks”, IET Communications. Volume 7, NO. 11, pp. 1151-1162, Août 2013.*

Le cas particulier de l'utilisation d'un relai à une seule antenne a fait l'objet de deux publications de conférences :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “A Novel Relay-Aided Transmission Scheme in Cognitive Radio Networks”, in Proc. IEEE Global Communications Conference (IEEE Globecom 2011), Houston, TX, USA, 5-9 Déc. 2011.*
- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “Opportunistic Adaptive Relaying in Cognitive Radio Networks”, in Proc. IEEE International Conference on Communications (IEEE ICC 2012), Ottawa, ON, Canada, 10-15 Juin 2012.*

Pour la deuxième technique, les canaux ST-PR et PT-PR sont estimés au relai, puis utilisés pour déterminer les poids de précodage pour assister soit la transmission primaire, ou bien la transmission secondaire. Le but étant d'améliorer la capacité ergodique secondaire sans dégrader la probabilité de blocage primaire.

Ce travail a fait l'objet d'un article publié dans le journal IET Communications :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “Improving Spectrum Access using a Beam-Forming Relay Scheme for Cognitive Radio Transmissions”, IET Communications, Volume 8, NO. 7, pp. 1094-1103, Mai 2014.*

Les deux techniques décrites dans cette contribution se basent principalement sur les avantages de transmission que pourrait profiter un nœud relai avec une connaissance parfaite ou imparfaite des canaux de transmission entre le relai et les nœuds destinations.

2. L'utilisation d'un nœud relai à antennes multiples pourrait être compliquée à mettre en œuvre surtout que dans un réseau à radio cognitive, la séparation entre réseau primaire, réseau secondaire et relai (appartenant au réseau secondaire) nécessiterait le déploiement de ressources supplémentaires. Dans cette contribution, nous nous dirigeons vers une solution qui se base sur l'exploitation des ressources existantes dans le réseau, c.-à-d. les usagers secondaires inactifs mais présents au voisinage des nœuds primaires et secondaires qui visent à transmettre leurs informations sur la même bande de fréquences. Dans ce cas, au lieu d'utiliser un relai à antennes multiples, nous proposons *l'usage d'un ensemble de relais (nœuds secondaires), dispersés entre les nœuds primaires et secondaires, équipés chacun d'une seule antenne*. En sélectionnant un relai (ou deux relais) pour assister la transmission primaire et/ou la transmission secondaire, le problème d'allocation de puissance associé est étudié.

Dans un premier temps, nous examinons le problème d'allocation de puissance lorsque la transmission d'un signal (primaire ou secondaire) est toujours effectuée sur deux périodes de temps successives (relayage fixe) (Laneman *et al.*, 2004). Le but étant de fournir plus d'accès secondaire en respectant un seuil de probabilité de blocage primaire

pré-établi. De plus, plusieurs critères de sélection de relais sont testés et l'impact de divers paramètres (ex : position du relai, seuil de probabilité de blocage primaire, etc.) sur la probabilité de blocage secondaire est étudié. Ce travail a fait l'objet d'une publication de conférence, en collaboration avec l'étudiant Zoubeir Mlika dans le cadre de son projet de fin d'études à l'Université du Québec à Montréal (UQAM) :

- *Z. Mlika, W. Ajib, W. Jaafar, D. Haccoun, “On the Performance of Relay Selection in Cognitive Radio Networks”, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (IEEE VTC-fall 2012), Quebec City, QC, Canada, 3-6 Sept. 2012.*

Dans un deuxième temps, une extension de cette technique, du relayage fixe au relayage incrémental (un signal est retransmis seulement s'il y a échec de la première transmission) a été proposée (Laneman *et al.*, 2004). Cette nouvelle contribution ne sera pas présentée dans cette thèse en raison de sa similarité avec le travail réalisé précédemment. Toutefois, elle a fait l'objet d'une publication à la conférence suivante :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “Incremental Relaying Transmissions with Relay Selection in Cognitive Radio Networks”, in Proc. IEEE Global Communications Conference (IEEE Globecom 2012), Anaheim, CA, USA, 3-7 Déc. 2012.*

L'utilisation de deux relais en même temps peut paraître problématique malgré les avantages qu'elle peut engendrer. Dans le but de simplifier les transmissions, une nouvelle technique moins complexe est proposée. En effet, ***un seul relai est sélectionné afin d'assister soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire, d'une manière adaptative.*** Cette technique fournit un gain important pour la probabilité de blocage secondaire, particulièrement à faible rapport signal-à-bruit primaire, tout en conservant (ou même améliorant) la probabilité de blocage primaire. Une étude analytique est effectuée pour déterminer les expressions exactes des probabilités de blocage primaire et secondaire. Ces dernières sont utilisées pour résoudre le problème d'allocation de puissance associé.

Ce travail a fait l'objet d'un article accepté dans le journal IEEE Transactions on Wireless Communications :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “A Cooperative Transmission Scheme for Improving the Secondary Access in Cognitive Radio Networks”, IEEE Transactions on Wireless Communications. (soumis en Novembre 2013, révision majeure suggérée en Février 2014, accepté en Juin 2014).*

et d'un autre article publié à la conférence suivante :

- *W. Jaafar, W. Ajib, D. Haccoun, “A new Cooperative Transmission Scheme with Relay Selection for Cognitive Radio Networks”, in Proc. IEEE Global Communications Conference (IEEE Globecom 2013), Atlanta, GA, USA, 9-13 Déc. 2013*

3. La contribution précédente réalise une allocation de puissance basée sur une connaissance moyenne des canaux de transmission et d'interférence. L'utilisation des statistiques des canaux au lieu des estimées est le résultat de l'adoucissement des contraintes pour les transmissions secondaires (en acceptant un seuil moyen au lieu d'une contrainte instantané de QdS primaire). Dans le cas d'un réseau conventionnel "underlay", le même problème est rencontré. En effet, la connaissance des canaux d'interférence entre les nœuds secondaires et les récepteurs primaires n'est jamais parfaite. De plus, l'allocation de puissance aux nœuds secondaires n'est pas précise à cause des erreurs d'estimation, de quantification, etc. Par conséquent, *nous proposons ici une nouvelle méthode d'allocation de puissance aux nœuds secondaires, basée sur la création de dictionnaires des puissances. Cette création de dictionnaires prend en compte les erreurs d'estimation des canaux aux récepteurs ainsi que les erreurs de quantification lors de l'assignation des puissances aux émetteurs. Nous étudions les performances de ce concept dans réseau à radio cognitive, en termes de capacité ergodique secondaire et probabilité de blocage primaire*¹. Une étude analytique est réalisée, puis utilisée dans la résolution du problème de conception des dictionnaires de puissance d'émission aux nœuds secondaires.

Cette contribution a été développée en partie durant mon stage au laboratoire Ohtsuki de l'Université Keio au Japon, sous la direction de Prof. Tomoaki Ohtsuki, et fait l'objet d'un article en révision dans le journal IEEE Transactions on Vehicular Technology :

- *W. Jaafar, T. Ohtsuki, W. Ajib, D. Haccoun, "Impact of CSI on the Performance of Cognitive Relay Networks with Partial Relay Selection", IEEE Transactions on Vehicular Technology (soumis en Septembre 2013, rejeté avec possibilité de resoumission en Janvier 2014, resoumis en Mars 2014, révision demandée en Juin 2014, révision soumise en Août 2014)*

1.3.3 Organisation de la thèse

La suite du document est organisée comme suit.

Le chapitre 2 présente une revue de la littérature des techniques de coopération, de la technologie des antennes multiples, et de leur intégration dans le contexte des réseaux à radio cognitive. Nous commençons par présenter les protocoles de relayage conventionnels. Ensuite, nous discutons de leur intégration dans les différents types de réseau à radio cognitive. D'autre part, nous présentons la technologie des antennes multiples et ses avantages. Enfin, nous

1. La définition de probabilité de blocage dans ce cas est sensiblement différente de celle utilisée précédemment.

expliquons l'utilisation de cette technologie dans le contexte des réseaux à radio cognitive.

Le chapitre 3 s'intéresse aux techniques de coopération avec un relai à antennes multiples dans un réseau à radio cognitive. Dans un premier temps, nous proposons une technique de coopération utilisant la sélection d'antennes au niveau d'un seul relai à plusieurs antennes. Le relai est capable d'assister d'une manière adaptative la transmission primaire, la transmission secondaire ou les deux simultanément. Ce type de relayage adaptatif permet plus d'accès secondaire en respectant la qualité de service de la transmission primaire, en termes de probabilité de blocage. Dans un deuxième temps, nous proposons une technique de coopération utilisant le précodage à formation des faisceaux au niveau du relai. Ce dernier est ainsi capable d'assister la transmission primaire sans déranger la transmission secondaire, ou bien assister la transmission secondaire en limitant son interférence au récepteur primaire. L'effet de la connaissance imparfaite des canaux de transmission est prise en compte lors de la détermination des facteurs de précodage au relai.

Dans le chapitre 4, nous présentons deux techniques de coopération avec sélection de relai(s) à une seule antenne, pour les transmissions dans un réseau à radio cognitive. Nous proposons en premier lieu une technique qui exploite deux nœuds relais pour assister la transmission primaire et la transmission secondaire simultanément. Le problème d'allocation de puissance aux relais est ainsi étudié dans le but de maximiser l'accès secondaire à la ressource spectrale primaire et respecter un seuil fixé de probabilité de blocage primaire. Ensuite, nous proposons une technique moins complexe, et utilisent un seul nœud relai capable d'assister d'une manière adaptative la transmission primaire ou bien la transmission secondaire. Dans cette nouvelle technique, le problème de blocage des transmissions secondaires à faible rapport signal-à-bruit primaire est étudié, puis une solution est proposée en ajustant les puissances de transmission des émetteurs secondaires.

Dans le chapitre 5, nous étudions l'impact de la connaissance des canaux d'interférence sur la coopération dans le réseau à radio cognitive "underlay". En considérant la coopération conventionnelle dans le réseau à radio cognitive, c.-à-d. le relai assiste seulement les transmissions secondaires, nous étudions le problème d'allocation de puissance aux émetteurs secondaires dans le but de respecter un seuil d'interférence primaire fixe. Pour des conditions réelles, la connaissance imparfaite des canaux de transmission génère des erreurs d'allocation de puissance, et donc de l'interférence indésirable au niveau des transmissions primaires. Afin de remédier à ce problème, nous proposons d'utiliser une allocation basée sur des niveaux de puissance quantifiés et de modifier la contrainte d'interférence afin qu'elle tolère un seuil de probabilité de blocage fixé, défini par la probabilité qu'une des transmissions primaires soit interférée.

Enfin, le chapitre 6 présente une synthèse des principaux résultats obtenus dans cette

thèse, leurs limitations et les idées qui pourraient être développées dans des travaux futurs.

CHAPITRE 2

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Dans ce chapitre, nous commençons par fournir un aperçu des techniques de coopération conventionnelles incluant l'amplification et transmission (“Amplify-and-Forward -AF”) et le décodage et transmission (“Decode-and-Forward -DF”), le relayage fixe et le relayage de sélection, et leur intégration récente dans le contexte des réseaux à radio cognitive. Ensuite, nous présentons une revue de la technologie des antennes multiples (“Multiple-Input-Multiple-Output -MIMO”), et son exploitation dans le contexte des réseaux à radio cognitive.

L'idée d'intégrer la communication coopérative dans les réseaux à radio cognitive est récente. Elle a attiré l'attention par son pouvoir à améliorer l'utilisation du spectre ainsi que celui de réaliser des gains de transmission. Précédemment, la transmission coopérative était exploitée comme une technique de perfectionnement de la détection des trous ou blancs du spectre dans les réseaux à radio cognitive “interweave” et d'élimination du problème du nœud caché (Ganesan et Li, 2007; Zhi *et al.*, 2008; Letaief et Zhang, 2009). La coopération est également utilisée pour augmenter la qualité des transmissions des usagers primaires ou secondaires.

Dans ce qui suit, nous présentons brièvement la communication coopérative dans les systèmes conventionnels. Puis, nous exposons les travaux de recherche qui ont combiné coopération et radio cognitive.

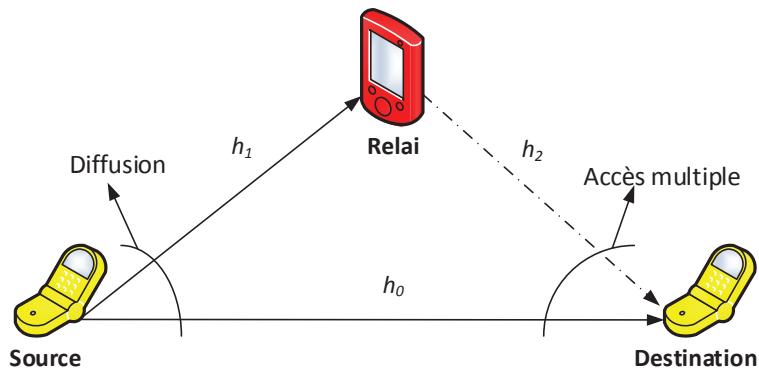


Figure 2.1 Modèle du système coopératif à un seul relai.

2.1 Protocoles de relayage conventionnels

Les techniques de transmission coopérative ont été largement étudiées (Laneman *et al.*, 2004; Laneman et Wornell, 2003; Liu *et al.*, 2006; Sendonaris *et al.*, 1998; Jaafar *et al.*, 2009, 2010a,b, 2014c; Costa et Aissa, 2009). Traditionnellement, la communication coopérative (ou relayage) s'effectuait au niveau de la couche réseau, où les paquets sont relayés d'un saut¹ (ou bond) à un autre selon l'information disponible dans les tables de routage. Au niveau de la couche physique, la coopération devrait être vue comme une technique de transmission dont le but est d'améliorer la fiabilité de bout-en-bout d'une transmission sans-fil en plusieurs sauts. Pour cela, au lieu d'être une simple transition d'un saut à un autre, la coopération permet au récepteur de décoder le paquet en utilisant l'information reçue directement de la source et celle relayée. Nous considérons le cas simple d'une source, une destination et un nœud relai qui communique avec la source et la destination (Voir la figure 2.1).

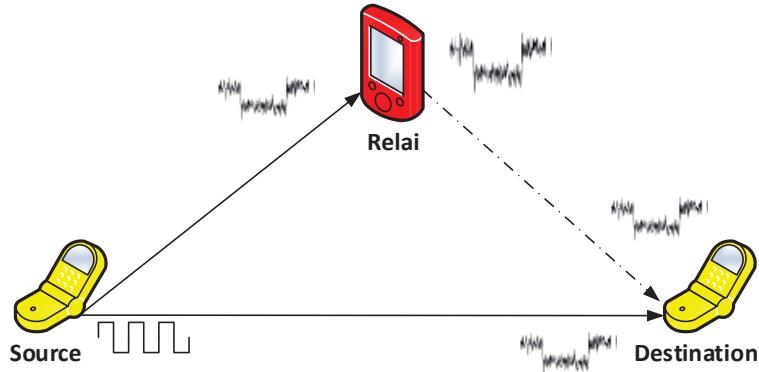
D'après la figure 2.1, la transmission coopérative peut être décomposée en un canal de diffusion (“multi-cast channel”) de la source vers le relai et la destination, et un canal d'accès multiple (“multi-access channel”) de la source et le relai vers la destination. Le travail de (Cover et Gamal, 1979) s'est intéressé à l'étude de la capacité pour les canaux à bruit blanc additif et Gaussien (“Additive White Gaussian Noise AWGN”) seulement. Par contre, les travaux qui ont suivi ont été motivés par la réalisation d'un gain de diversité pour combattre les effets d'évanouissement des canaux sans-fil terrestres.

Les techniques de transmission coopérative peuvent être classées en des techniques régénératives et non-régénératives. Les techniques régénératives supposent que le nœud relai est capable de décoder le signal de la source et le recoder afin d'augmenter l'efficacité du relayage. Les techniques non-régénératives considèrent que le relai est incapable de distinguer entre le signal, le bruit ou l'interférence. Par conséquent, il applique un traitement au signal reçu avant de le retransmettre. Si la coopération non-régénérative paraît généralement moins performante que la coopération régénérative, elle a l'avantage de permettre à plusieurs nœuds relais de participer dans la communication puisqu'il n'est pas nécessaire de décoder le signal à transmettre.

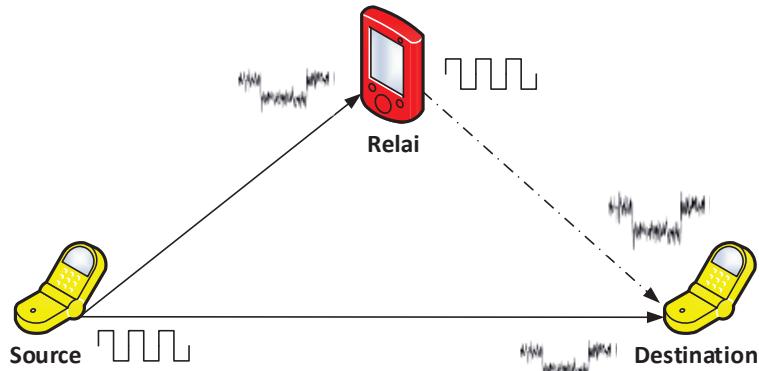
Au niveau implémentation, il est préférable d'avoir des nœuds relais qui transmettent en mode “half-duplex” plutôt qu'en mode “full-duplex”. Dans ce cas, les relais reçoivent le signal transmis par le noeud source, puis ils occupent le canal pour le transmettre vers la destination. Ils peuvent aussi transmettre simultanément en utilisant un codage spatio-temporel distribué (Alamouti, 1998; Oggier et Hassibi, 2006, 2007, 2008; Jaafar *et al.*, 2010b) ou bien en utilisant la technique de formation des faisceaux (“Beam-Forming BF”) (Tse et Viswanath, 2005).

1. Un saut (ou bond) est défini comme étant le passage de l'information d'un nœud à un autre.

Les techniques conventionnelles de communication coopérative sont détaillées ci-dessous :



(a) Technique de relayage Amplify-and-Forward (AF)



(b) Technique de relayage Decode-and-Forward (DF)

Figure 2.2 Techniques de relayage conventionnelles : (a) Amplify-and-Forward ; (b) Decode-and-Forward.

2.1.1 Technique de relayage Amplify-and-Forward (AF)

Dans cette technique, le relai amplifie le signal reçu et retransmet une version bruitée du signal de la source (signal utile). L'avantage offert par cette approche est sa simplicité d'implémentation puisqu'aucune opération de décodage ou de traitement de signal complexe n'est requise au nœud relai. Par contre, l'inconvénient est que la version relayée du signal est corrompue par du bruit amplifié. Ceci pourrait détériorer la capacité de décodage de la destination. Malgré l'amplification du signal source bruité, la destination reçoit deux versions indépendantes de ce signal, permettant d'augmenter l'efficacité de sa détection des signaux.

La figure 2.1 présente un système comportant une source, une destination et un relai. Dans

(Zou *et al.*, 2009), la technique AF a été étudiée et analysée pour le scénario de la figure 2.1 où un nœud relai est disponible pour assister les transmissions entre la source et la destination. Il y a été démontré que l'ordre de diversité maximal est atteint (c.-à-d. un ordre de diversité égal à 2) dans les régions à haut SNR. L'ordre de diversité est typiquement utilisé pour caractériser la fiabilité des transmissions sans-fil dans les environnements à évanouissements. La fiabilité de la transmission peut également être mesurée en termes de probabilité de blocage, taux d'erreur, etc.

2.1.2 Technique de relayage Decode-and-Forward (DF)

Dans cette approche, le nœud relai décode le signal de la source et détermine les bits d'information transmis. Ces bits sont ensuite re-encodés et transmis à la destination. Nous désignons le message de la source et le coefficient du canal entre la source et le relai par x et h_1 respectivement. Le signal reçu au relai, noté par y_r , est donc écrit comme étant :

$$y_r = h_1 x + n_r, \quad (2.1)$$

où n_r est le coefficient du bruit blanc additif et Gaussien (Additive White Gaussian Noise - AWGN). En se basant sur l'expression du signal reçu (2.1), le relai pourrait utiliser l'approche cohérente, ou non-cohérente, pour décoder le signal utile et obtenir une version estimée de x , désignée par \hat{x} . Ensuite, le nœud relai transmet \hat{x} ou bien une version ré-encodé de \hat{x} (en utilisant le codage spatio-temporel par exemple (Alamouti, 1998)) à la destination. Supposant que \hat{x} est transmis par le relai, le signal reçu à la destination, désigné par y_d , est donné par :

$$y_d = h_2 \hat{x} + n_d, \quad (2.2)$$

où h_2 est le coefficient du canal entre le relai et la destination et n_d est le bruit AWGN reçu à la destination. Il est clair que si le relai échoue dans le décodage du signal utile (c.-à-d. $\hat{x} \neq x$), le signal transmis par le relai perturbe l'opération de décodage à la destination. Ce phénomène est appelé propagation d'erreurs de décodage.

2.2 Le relai coopératif

L'évanouissement dans l'environnement sans-fil est une des problématiques principales qui limite la capacité des transmissions sans-fil. La technologie d'antennes multiples MIMO (Goldsmith *et al.*, 2003) a été proposée comme étant un moyen efficace pour augmenter la capacité du canal sans-fil. Malgré les avantages de la technologie MIMO (comme l'amélioration de la capacité, la réduction du blocage des transmissions, etc.), il existe encore des

difficultés pour ses applications pratiques. Par exemple, il est difficile d'implémenter plusieurs antennes sur des équipements d'usagers à cause de la limitation de la taille physique et de la consommation de puissance.

À cette fin, la diversité de coopération est une nouvelle approche qui permet d'implémenter des systèmes d'antennes multiples distribués via l'utilisation des antennes de plusieurs usagers. Ceci permet de combattre efficacement l'évanouissement dans les canaux et d'augmenter la capacité du canal de transmission. Comme discuté précédemment, les deux techniques conventionnelles AF et DF sont étudiées. Dans ce qui suit, nous considérons d'abord un système de communication coopérative à un seul relai. Deux schémas de coopération sont analysés pour ce système : le relayage fixe et le relayage de sélection. Ensuite, une extension au système à plusieurs relais est présentée.

2.2.1 Relayage fixe

Supposons qu'un nœud source transmet son signal à sa destination et qu'un nœud relai soit disponible pour assister cette transmission. Typiquement, la transmission via le relai est effectuée sur deux phases : 1) phase de diffusion, durant laquelle le nœud source transmet son signal à sa destination et au relai, et 2) phase de relayage, durant laquelle le nœud relai retransmet l'estimation du signal décodé à la destination. Comme son nom l'indique, le relayage fixe veut dire qu'une répétition du signal original, transmis à la phase de diffusion, est réalisée durant le phase de relayage, peu importe si la destination réussit ou non à décoder le signal à partir du signal reçu à la phase de diffusion uniquement.

2.2.2 Relayage de Sélection (ou Relayage Incrémental)

Le mécanisme de relayage de sélection diffère du relayage fixe par la considération de deux modes de transmission : la transmission via le relai et la transmission directe sans utilisation du relai. En général, la transmission coopérative (utilisant le relai) permet d'avoir un gain de diversité en contre-partie d'une perte de multiplexage. Par contre, la transmission directe permet d'atteindre le degré de multiplexage maximal sans réaliser de gain de diversité. Le relayage de sélection choisit d'une manière adaptative l'un des deux modes, dépendamment du succès ou de l'échec du décodage du signal utile à la destination à la fin de la phase de diffusion. Cette technique permet d'obtenir un meilleur compromis diversité-multiplexage (“Diversity-Multiplexing Tradeoff DMT”) qu'avec la technique de relayage fixe.

Plus spécifiquement, si la destination réussit à décoder le signal reçu directement de la source à la phase de diffusion, alors elle transmet un accusé de réception (“Acknowledgment ACK”) positif aux nœuds source et relai afin d'éviter une répétition du même signal

à la deuxième phase et allouer le canal pour la transmission d'un nouveau signal. Si la destination échoue et le relai réussit à décoder le signal utile à la phase de diffusion, alors le relai retransmet le signal décodé à la deuxième phase. Si la destination et le relai échouent dans leurs décodages du signal utile, alors le noeud source répète le même signal. Il a été démontré que le relayage de sélection améliore considérablement la performance du compromis diversité-multiplexage DMT par rapport au relayage fixe.

2.2.3 Relayage via meilleur relai

Précédemment, nous avons présenté deux schémas de relayage (relayage fixe et de sélection) pour un système comportant un seul noeud relai. La généralisation aux systèmes à plusieurs relais devrait être étudiée. En effet, lorsque plusieurs noeuds relais sont disponibles, cela suggère intuitivement que tous les relais participent dans la communication entre la source et la destination. Cette méthode sacrifierait le gain en multiplexage, puisque les relais devraient transmettre sur des canaux orthogonaux afin d'éviter toute interférence mutuelle. Pour lutter contre cette perte en multiplexage, le codage spatio-temporel pourrait être utilisé aux relais pour transmettre le signal utile. Cette technique nécessite une synchronisation complexe entre les transmissions des noeuds relais. Le relayage via le meilleur relai a été proposé comme une alternative moins complexe, où seulement deux canaux (le lien entre le meilleur relai et la destination et le lien direct) sont requis indépendamment du nombre des relais disponibles. Bien que cette approche évite le problème de synchronisation entre les relais et permet d'atteindre le gain de diversité maximal, elle sacrifie la moitié du gain en multiplexage puisque les deux canaux doivent être orthogonaux (Bletsas *et al.*, 2006). En revanche, la transmission directe permet d'atteindre le degré de multiplexage maximal mais ne réalise aucun gain de diversité.

Dans ce qui suit, nous portons notre intérêt aux modes de transmission directe (sans relai) et de transmission avec relayage fixe ou de sélection via meilleur relai. Pour le relayage de sélection, la destination informe les autres noeuds du succès ou de l'échec de décodage du signal à la fin de la phase de diffusion. Plus spécifiquement, le noeud source diffuse son signal à la destination et à tous les relais. Les relais capables de décoder le signal constituent un ensemble de décodage (“decoding set”). Notez que le contrôle de redondance cyclique (“Cyclic Redundancy Check CRC”) pourrait être utilisé afin de déterminer si un relai a réussi à décoder le signal utile ou non. Cela veut dire que si la vérification CRC est positive, alors le signal est considéré correctement décodé et le relai est ajouté à l'ensemble de décodage. Ensuite, si la destination réussit à décoder le signal directement de la transmission de la source, alors un ACK positif est transmis à la source et les relais afin de demander l'envoi d'un nouveau signal à la deuxième phase, au lieu de répéter le même signal par le meilleur

relay. Si la destination ne réussit pas à décoder le signal utile à la première phase et que l'ensemble de décodage est non-vide, alors le meilleur relai de l'ensemble de décodage répète le signal à la deuxième phase. Sinon (ensemble de décodage vide), le nœud source répète le même signal à la deuxième phase (Voir figure 2.3).

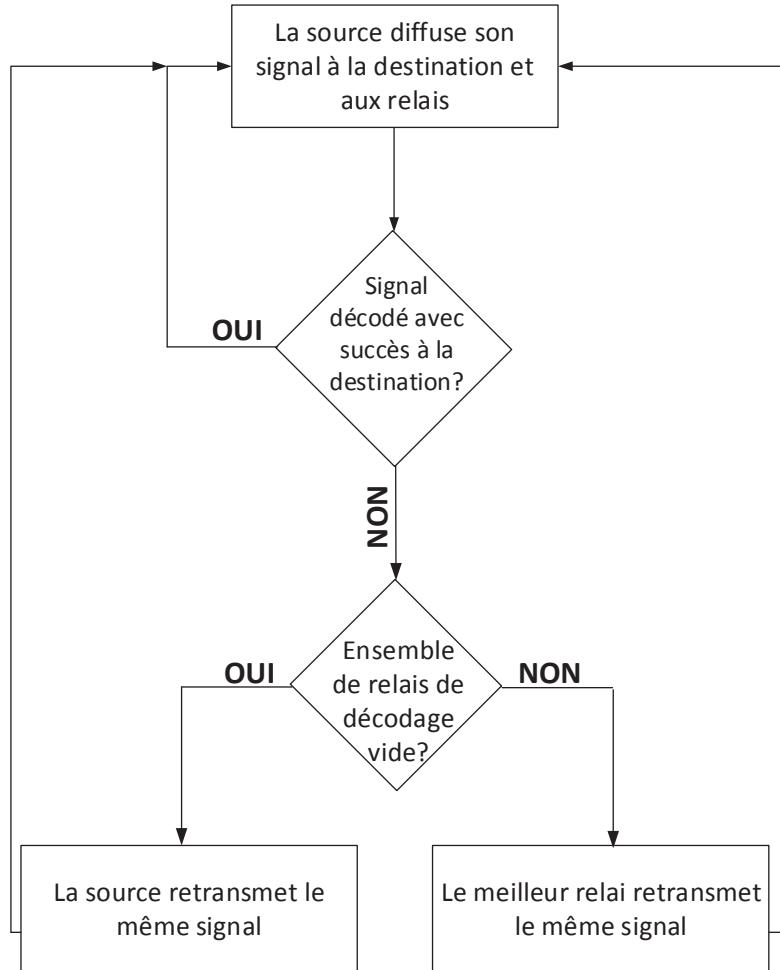


Figure 2.3 Organigramme de fonctionnement du relayage via meilleur relai.

2.3 Les communications coopératives dans le contexte des réseaux à radio cognitive

Pour un système à radio cognitive “interweave”, il est très probable que des portions du spectre ne soient pas exploitées à un moment donné, par exemple en raison de la dispersion géographique des usagers primaires. Par conséquent, des usagers secondaires qui détectent ces trous du spectre sont capables de communiquer sans interférer avec les communications primaires. Ceci est possible dans le cas d'un réseau utilisant la technique OFDM

(“Orthogonal-Frequency-Division-Multiplexing”) où des porteuses fréquentielles sont allouées à un nombre d’usagers. Une discussion générale du concept de la coopération dans les systèmes à radio cognitive est présentée dans (Letaief et Zhang, 2009). Les auteurs ont discuté des techniques coopératives pour protéger les usagers primaires des communications secondaires par le contrôle de puissance et l’allocation dynamique des usagers secondaires aux canaux (bandes de fréquence) disponibles.

Dans (Jia *et al.*, 2009), les auteurs exploitent une nouvelle direction de recherche pour les réseaux à radio cognitive en utilisant un nœud relai pour aider la transmission secondaire et améliorer son efficacité spectrale. Dans un réseau secondaire avec infrastructure (une station de base qui dessert un nombre d’usagers), la technique OFDM non-contiguë (“discontiguous-OFDM”) est utilisée pour la transmission des données. Un nœud relai est choisi afin de relayer les signaux entre une source et une destination en utilisant les canaux (fréquentiels) communs entre lui et ces derniers. L’idée de base découle du fait que certains nœuds secondaires n’ont pas besoin d’utiliser toutes les portions disponibles du spectre pour envoyer leurs données. Ces nœuds “riches” peuvent alors être exploités comme des relais pour aider d’autres usagers secondaires. Avec l’introduction de la communication coopérative dans le réseau, des nouveaux problèmes doivent être considérés, notamment la sélection du relai et l’allocation des fréquences. Les auteurs ont alors proposé une solution heuristique d’allocation des ressources et un nouveau protocole d’accès MAC implémenté sur une plateforme USRP (“Universal Software Radio Peripheral”). Les résultats expérimentaux montrent que le débit total du réseau est significativement amélioré en utilisant le relai.

Les auteurs de (Sadek *et al.*, 2007) ont proposé des nouveaux protocoles MAC qui introduisent un nœud relai capable d’aider les usagers secondaires en envoyant leurs données dans les trous détectés du spectre. Une étude de la région de capacité stable et du délai a été effectuée montrant les gains de ces protocoles par rapport à ceux qui n’exploitent pas la transmission coopérative. Ces gains sont obtenus grâce aux stratégies proposées qui ne causent aucune perte fréquentielle puisque la coopération est seulement activée lorsqu’il existe des ressources fréquentielles non-utilisées.

Pour un système à radio cognitive “underlay”, un accès secondaire est toléré lorsque l’interférence causée par une transmission secondaire ne dégrade pas la qualité de service (QoS) de la communication primaire. Dans (Zou *et al.*, 2010), un schéma de communication coopérative avec sélection de relai pour aider la transmission secondaire a été proposé afin de garantir un accès secondaire au spectre primaire, tout en respectant un seuil sur la probabilité de blocage primaire. En autorisant “le meilleur relai” à aider la transmission secondaire, la probabilité de blocage secondaire peut être améliorée considérablement comparée à la communication non-coopérative. Le choix du relai se fait en prenant en considération la qualité

des canaux vers les destinations primaire et secondaire. Il a aussi été démontré que le schéma proposé fournit un gain de diversité maximal égal aux nombre de relais disponibles plus 1 (car le lien direct fournit une diversité égale à un).

Les auteurs de (Asaduzzaman *et al.*, 2010) ont proposé et évalué trois schémas de communication coopérative dans le réseau à radio cognitive basés sur le codage spatio-temporel distribué D-STC (“Distributed Space-Time-Coding”), la sélection de relai proactive (la sélection se base sur la maximisation de la capacité de bout-en-bout réalisable en utilisant le relai avant même que la source ne transmette son message) et la sélection de relai réactive (la sélection se fait à la fin de la phase de diffusion, en choisissant le relai qui décode correctement le message de la source et qui maximise la capacité du canal relai-destination). Les auteurs ont montré que ces techniques de coopération réduisent considérablement la probabilité de blocage et améliorent donc l’opportunité d’accès aux usagers secondaires pour des canaux variants lentement dans le temps (“slow-fading channels”). En comparant les trois schémas de coopération, ceux basés sur la sélection de relai offrent des meilleures performances, en termes de probabilité de blocage et complexité d’implémentation, que le schéma basé sur D-STC.

Les auteurs de (Lee et Yener, 2006) ont proposé un schéma de transmission coopérative avec un groupe de nœuds relais à radio cognitive, dispersés dans la zone géographique de communication. Il a été démontré que le gain maximal en diversité peut être obtenu si les nœuds relais sont “adéquatement” choisis. Dans (Jia *et al.*, 2009; Zhang *et al.*, 2009), les auteurs ont analysé l’exploitation des nœuds relais pour aider à satisfaire une demande de trafic hétérogène dans le réseau secondaire avec une utilisation des portions du spectre non-équitable. Les résultats expérimentaux ont montré que le débit de transmission augmente significativement en utilisant un nœud relai.

Nous remarquons que la communication coopérative dans le réseau à radio cognitive “underlay” introduit un problème d’allocation conjointe des ressources (puissance, fréquences, sélection de relais). Dans (Li *et al.*, 2011), les auteurs analysent le problème conjoint d’allocation de puissance et de sélection de relai dans le but de maximiser le débit total du système secondaire. Une solution optimale a été obtenue. Vu la complexité élevée de cette dernière, les auteurs ont développé une solution d’allocation de puissance et de sélection de relai sous-optimale mais moins complexe. Les résultats de simulation montrent que cette solution réalise des performances en débit de système proches de celles de la solution optimale.

Dans (Zhao *et al.*, 2011), les auteurs ont étudié les problèmes d’allocation de puissance et d’allocation de canaux (fréquentiels) dans un réseau à radio cognitive avec un seul relai. La communication coopérative dépend de trois types de canaux : direct, à deux sauts (transmission réalisée sur deux fréquences différentes (Li *et al.*, 2011)), et canaux à relai (même

fréquence mais deux phases différentes pour la transmission coopérative). Afin de maximiser la capacité de bout-en-bout, les auteurs proposent d'exploiter la transmission coopérative en fonction du nombre des ressources fréquentielles disponibles aux noeuds source, relai et destination. Ils ont montré que l'allocation de puissance peut améliorer la capacité quand la puissance de transmission du noeud source est limitée, mais que l'allocation de canaux est plus efficace que l'allocation de puissance en présence de contraintes sur la puissance de transmission. D'après les résultats numériques obtenus, les auteurs recommandent l'exploitation du relai en mode deux sauts car ceci diminue énormément la complexité en contre-partie d'une mineure perte en capacité.

Pour un système à radio cognitive “overlay”, un usager secondaire peut relayer les informations d'un usager primaire. L'objectif d'une telle coopération est la réduction du délai des communications primaires, permettant ainsi aux usagers secondaires d'accéder au spectre pour leurs propres transmissions plus rapidement et plus fréquemment. Dans (Simeone *et al.*, 2007a,b), les auteurs ont étudié l'interférence entre les communications primaire et secondaire. Des erreurs inévitables de détection de l'activité spectrale ont donné l'idée aux auteurs de proposer le relayage des données primaires par un noeud relai secondaire “transparent”. Les résultats numériques montrent que les avantages de cette transmission coopérative dépend de la topologie du réseau à radio cognitive.

Dans (Han *et al.*, 2009), les auteurs ont proposé un schéma de coopération où l'émetteur secondaire transmet un signal qui est une combinaison du signal primaire et son propre signal sans dégrader la probabilité de blocage de la communication primaire. Pour cela, ils ont dérivé une distance critique entre les émetteurs primaire et secondaire. En étant à cette distance, l'émetteur secondaire est capable d'allouer une fraction de sa puissance de transmission pour relayer le signal primaire en respectant le seuil toléré de la probabilité de blocage primaire et réaliser un accès secondaire.

Dans (Golrezaei-Khuzani et Nasiri-Kenari, 2010), les auteurs ont considéré un réseau à radio cognitive avec une transmission coopérative basée sur la technologie OFDMA (“Orthogonal-Frequency-Division-Multiple-Access”). Les transmissions primaires sont assistées par un nombre de relais à radio cognitive qui relaient seulement les signaux des sous-porteuses qui n'ont pas été correctement décodés à la destination. Cette technique de coopération améliore grandement les performances du système primaire, en termes de probabilité de blocage et taux d'erreur, mais moins significativement les performances du système secondaire. Cette analyse a été effectuée pour deux schémas de sélection de relais différents et deux schémas d'allocation de puissance. Le premier schéma de sélection de relais, où le meilleur relai est choisi pour chaque sous-porteuse, dépasse les performances, en termes de probabilité de blocage et de taux d'erreur, du second schéma de sélection. À haut SNR, le schéma d'allocation de puissance

qui fixe la puissance par sous-porteuse est meilleur que celui qui fixe la puissance totale pour la communication coopérative.

2.4 Les systèmes multi-antennes

La plupart des travaux présentés précédemment se concentre sur le domaine temporel et/ou fréquentiel, considérant des usagers équipés d'une seule antenne. Les transmissions sans-fil via antennes de transmission et antennes de réception multiples (MIMO) a reçu une attention particulière durant la décennie passée. Les antennes multiples peuvent être utilisées afin de réaliser plusieurs fonctions comme par exemple augmenter la capacité sans avoir à élargir la bande de transmission (Foschini, 1998; Raligh et M., 1998; Telatar, 1999), améliorer la fiabilité de transmission via le codage spatio-temporel (Tarokh *et al.*, 1998, 1999), ou la suppression efficace de l'interférence via précodage (formation des faisceux "Beam-Forming") pour les transmissions à multi-usagers (Rashid-Farrokhi *et al.*, 1998).

Les améliorations des performances d'un système grâce à l'utilisation des antennes multiples sont dues au gain de réseau ("array gain"), au gain de diversité, au gain de multiplexage spatial et à la réduction d'interférence. Nous passons brièvement en revue chacun de ces facteurs pour un système MIMO composé de N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception.

2.4.1 Gain de réseau

Il est obtenu par le biais d'un traitement de signal à l'émetteur et au récepteur (Tse et Viswanath, 2005). Il résulte en une augmentation du SNR moyen reçu grâce à l'effet de combinaison cohérente. Le gain de réseau à l'émetteur/récepteur nécessite une connaissance du canal de transmission à l'émetteur et au récepteur respectivement et dépend du nombre d'antennes à l'émission et à la réception. En général, le canal est connu au récepteur, par contre cette connaissance est beaucoup plus difficile à obtenir à l'émetteur.

2.4.2 Gain de diversité

L'énergie d'un signal dans un canal sans-fil fluctue aléatoirement (ou éprouve des évanouissements). La diversité est une technique robuste capable de contrer l'effet d'évanouissements dans les canaux sans-fil. Cette dernière est mise en œuvre par la transmission du signal à travers des chemins (idéalement) indépendants (en temps/fréquence/espace). La diversité spatiale est favorisée à la diversité temporelle ou fréquentielle puisqu'elle ne sacrifie pas du temps supplémentaire ou plus de largeur de bande. Si les $N_T N_R$ liens du canal MIMO sont indépendants et le signal à transmettre est adéquatement construit, alors le récepteur peut

combiner les différentes versions du signal de façon à ce que la variation en énergie du signal soit minime en comparaison avec le système émetteur-récepteur à une seule antenne chacun (“Single-Input-Single-Output SISO”). Un ordre de diversité $N_T N_R$ est ainsi obtenu. Extraire la diversité spatiale en absence de connaissance du canal à l’émetteur est possible grâce à une construction adéquate du signal à l’émetteur. Cette dernière est connue sous le nom de codage spatio-temporel.

2.4.3 Gain de multiplexage spatial

Le canal MIMO offre une amélioration de la capacité proportionnelle à $(\min(N_T, N_R))$ sans aucune augmentation de la puissance d’émission ou élargissement de la bande de transmission (Tse et Viswanath, 2005). Ce gain, appelé gain de multiplexage spatial, est réalisé en transmettant des signaux indépendants à chacunes des antennes. Dans des conditions de canal propices, comme un environnement de diffusion riche (“rich scattering environment”), le récepteur est capable de séparer chacun des signaux, augmentant ainsi la capacité du canal d’une manière linéaire.

2.4.4 Réduction d’interférence

L’interférence co-canaux est dû à la réutilisation des fréquences dans les canaux sans-fil. Lorsque plusieurs antennes sont utilisées, la différenciation entre les signatures spatiales du signal désiré et les signaux co-canaux est exploitée afin de réduire les interférences. En effet, la réduction de l’interférence nécessite la connaissance du canal du signal utile transmis mais pas forcément une connaissance exacte du canal de l’interférant. Elle est implantée à l’émetteur, où l’objectif serait de minimiser l’énergie de l’interférence transmise vers les usagers utilisant la même bande de fréquences en même temps, en déviant le signal utile vers l’usager désiré.

En général, il n’est pas possible d’exploiter simultanément tous ces facteurs dans un système MIMO dû aux degrés de liberté (ou nombre d’antennes) conflictuels qui existent. Le degré auquel ces conflits sont résolus dépend du traitement du signal et de la conception des émetteurs/récepteurs.

2.5 Les communications multi-antennes dans le contexte des réseaux à radio cognitive

Le rôle des antennes multiples dans les réseaux à radio cognitive n’est pas encore totalement étudié. D’une façon générale, les antennes multiples peuvent être utilisées pour augmenter la diversité spatiale, et donc fournir plus de degrés de liberté aux transmissions

secondaires en équilibrant le compromis suivant : maximiser le débit secondaire versus minimiser l’interférence vers les récepteurs primaires.

Liu *et al.*, 2011 proposent un schéma de coopération utilisant un précodage distribué au niveau des relais dans le but d’assister la transmission secondaire. Ce schéma améliore l’efficacité spectrale secondaire tout en respectant le seuil d’interférence fixé pour la transmission primaire simultané.

Dans (Bohara *et al.*, 2010), les auteurs proposent un autre schéma où seulement l’émetteur secondaire est équipé de plusieurs antennes. Ce dernier transmet une combinaison de son signal et du signal primaire afin de gagner plus d’accès au spectre. Ce schéma est restreint au cas de deux antennes à l’émetteur secondaire et à la technique de relayage en “full-duplex” (émission et réception simultanés au niveau de l’émetteur secondaire).

Dans (Manna *et al.*, 2011), les auteurs proposent un schéma similaire où l’émetteur secondaire transmet son signal tout en assistant les communications primaires en utilisant la technique de formation des faisceaux à forçage à zéro (“Zero-Forcing-Beam-Foring ZFBF”). Ce schéma réalise des taux d’erreur primaire et secondaire meilleurs que ceux du schéma présenté dans (Bohara *et al.*, 2010).

Dans le contexte d’un réseau à radio cognitive, les auteurs de (Zhang et Liang, 2008) s’attaquent au problème d’optimisation des coefficients de précodage d’une communication secondaire MIMO/SIMO (“Single-Input-Multiple-Output”). La capacité du lien secondaire est étudiée sous la contrainte de puissance d’émission limité et les contraintes d’interférence aux récepteurs primaires. Plusieurs antennes sont utilisées à l’émetteur secondaire afin d’équilibrer efficacement l’efficacité spectrale et l’évitement d’interférence. Dans le cas d’un système secondaire MISO (“Multiple-Input-Single-Output”), la formation des faisceaux est montrée comme étant la solution optimale. Dans le cas d’un système MIMO, il est difficile d’ajuster le gain du canal au récepteur sous la contrainte des interférences vers le système primaire. Par conséquent, des méthodes de codage et de décodage sophistiquées sont requises. Deux algorithmes sous-optimaux basés sur la décomposition en valeurs singulières (“Singular Value Decomposition SVD”) sont proposés afin d’équilibrer le compromis capacité-complexité. Dans le cas de plusieurs récepteurs/antennes primaires, un algorithme hybride est proposé. Les algorithmes développés peuvent être également utilisés pour des transmissions à canaux multiples, où les usagers secondaires s’adaptent dans l’espace, dans le temps et en fréquence afin d’augmenter les opportunités d’accès aux bandes du spectre avec licence.

2.6 Conclusion

En résumé, ce chapitre décrivait les techniques de transmission coopératives utilisant des nœuds à une ou à plusieurs antennes. Ensuite, il exposait leur intégration dans le contexte des réseaux à radio cognitive. Dans ce qui suit, nos contributions s'inscrivent dans le même aspect de recherche. En effet, les techniques de coopération développées se basent sur l'utilisation de nœuds relais à radio cognitive, à une ou plusieurs antennes.

Dans le chapitre suivant, nous proposons deux nouvelles techniques de transmission coopérative dans un réseau à radio cognitive. Les deux techniques font appel à un seul relai équipé de plusieurs antennes. La première technique se base sur la sélection d'antennes au nœud relai afin d'assister soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire ou les deux simultanément. Alors que la deuxième technique se base sur le précodage au nœud relai pour assister soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire.

CHAPITRE 3

NOUVELLES TECHNIQUES DE COOPÉRATION AVEC RELAI MULTI-ANTENNE DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE

3.1 Introduction

Dans les systèmes à radio cognitive, les usagers secondaires peuvent transmettre dans les bandes de fréquences assignées aux usagers primaires autorisés sans perturber les transmissions de ces derniers. Combiner la technologie radio cognitive à d'autres techniques de transmission comme la coopération pourrait être avantageux pour les transmissions primaires et secondaires (Lee et Yener, 2006; Simeone *et al.*, 2007a; Han *et al.*, 2009; Zou *et al.*, 2010; Liu *et al.*, 2011).

Lorsque les noeuds relais sont équipés de plusieurs antennes, des techniques de transmission avancées pourraient être utilisées comme le codage-spatio-temporel (Jaafar *et al.*, 2014c), la sélection d'antennes (Molisch et Win, 2004) ou le précodage par formation des faisceux (Beam-Forming -BF) (Havary-Nassab *et al.*, 2010).

La sélection d'antennes est une technique simple qui permet d'améliorer la performance du système lorsqu'une connaissance limitée ou absente des canaux est disponible au relai à antennes multiples. Dans la technique BF, chaque flux de données est multiplié par un vecteur de pondération pour la transmission par les antennes multiples. Il est démontré que cette stratégie à faible complexité fournit des gains en performance substantiels (Caire et Shamai, 2003; Viswanathan *et al.*, 2003). Cette technique a été proposée pour un réseau à radio cognitive dans (Bohara *et al.*, 2010). En effet, en considérant que l'émetteur secondaire (ST) est équipé de plusieurs antennes, ce dernier pourrait envoyer son signal et le signal primaire, si ce dernier lui est disponible, simultanément. Ceci permet d'augmenter l'accès secondaire à la bande de spectre primaire. Une technique similaire a été proposée dans (Manna *et al.*, 2011) où le précodage “Zero-Forcing Beam-Forming” (ZFBF) est exploité. Cette technique surpassé celle présentée dans (Bohara *et al.*, 2010) en termes de taux d'erreurs primaire et secondaire.

Dans ce qui suit, deux nouvelles techniques de transmission sont proposées pour un réseau à radio cognitive. Ces techniques améliorent les performances des transmissions secondaires tout en respectant des contraintes d'interférence sur les transmissions primaires en exploitant un relai à plusieurs antennes. Ce dernier est capable d'aider simultanément les transmissions primaire et secondaire en exploitant la technique de sélection d'antennes ou bien la technique

de formation des faisceaux.

Le travail présenté dans ce chapitre a fait l'objet des publications suivantes : (Jaafar *et al.*, 2011, 2012b, 2013, 2014b).

3.2 Coopération adaptative avec sélection d'antennes au nœud relai

Bien que certains travaux aient porté sur les techniques de coopération dans les réseaux à radio cognitive, à notre connaissance aucun travail n'a été rapporté dans l'étude des techniques de relayage adaptative pour les réseaux à radio cognitive, où le noeud relai décide d'une manière indépendante, quand aider, qui aider et comment aider une transmission en cours. Par conséquent, ce travail s'inscrit dans le cadre des nouvelles techniques de relayage pour les réseaux à radio cognitive, où la technique de coopération proposée (appelée "Relayage adaptatif") permet à un relai à antennes multiples (appartenant au système secondaire) de décider quand coopérer, et s'il coopère, sur quelle transmission (primaire ou secondaire ou les deux simultanément), selon les états des canaux.

Afin d'exploiter efficacement la technique proposée, des antennes multiples au relai DF sont requises¹. En effet, les antennes multiples sont utilisées à la réception pour décoder un ou plusieurs signaux simultanément. Puis, une ou deux des antennes disponibles sont choisies pour transmettre les signaux décodés. En général, le relayage DF opportuniste (appelé aussi DF sélectif (Farhadi et Beaulieu, 2010)) est préféré pour la technique proposée puisqu'elle est plus efficace que le relayage non-régénératif (AF ou "Compress-and-Forward -CF") dans les environnements très bruités et/ou à interférence élevée (Farhadi et Beaulieu, 2010; Zhang *et al.*, 2011).

De plus, un critère simple de sélection d'antennes au relai est adopté dans le but de réduire la complexité et les exigences de signalisation. Nous considérons également que les récepteurs adoptent la détection à combinaison optimale ("Optimum Combining OC"). Il est démontré que OC est très efficace dans les environnements à interférence élevée (Winters, 1984; Ali *et al.*, 2010).

Dans ce qui suit, nous allons démontrer que la technique proposée fournit des meilleures performances en termes de probabilités de blocage primaire et secondaire que celles des techniques conventionnelles (transmissions non-coopératives, coopération conventionnelle). De plus, elle présente une meilleure utilisation des ressources de puissance disponibles.

La suite de cette section est organisée de la manière suivante. La prochaine sous-section présente le modèle du système. La sous-section 3.2.2 détaille la technique de coopération proposée. Dans la sous-section 3.2.3, nous décrivons le critère de sélection d'antennes au

1. L'utilisation d'un relai à une seule antenne est possible. Son étude a été effectuée dans (Jaafar *et al.*, 2011, 2012b), mais ne sera pas présentée dans cette thèse.

nœud relai et nous étudions le problème d'allocation de puissance associé. La sous-section 3.2.4 présente et interprète les résultats obtenus et la sous-section 3.2.5 conclue ce travail.

3.2.1 Modèle du système

Nous considérons un système secondaire qui co-existe avec un système primaire tel qu'illustré à la figure 3.1. L'émetteur primaire (PT) envoie son signal au récepteur primaire (PR) et l'émetteur secondaire (ST) transmet son signal au récepteur secondaire (SR) en même temps et en utilisant la même bande de fréquences. On suppose qu'il existe un nœud relai (RE) équipé de M antennes ($M \geq 2$) tandis que les émetteurs PT, ST, et les récepteurs PR et SR sont équipés chacun d'une seule antenne. Tous les noeuds sont supposés stationnaires lors des transmissions synchrones entre les noeuds primaires et les noeuds secondaires respectivement.

Le temps est divisé en des intervalles de durées égales et chaque intervalle est divisé en deux périodes. Les canaux sans-fil sont supposés quasi-stationnaires c.-à-d. ils sont stationnaires durant un intervalle, mais peuvent varier d'une manière indépendante d'un intervalle à un autre. Le système proposé est conçu pour des transmissions primaire et secondaire sur des intervalles de temps successifs dans la même bande de fréquence. Nous supposons que le système secondaire est capable de se synchroniser aux transmissions primaires. La synchronisation fait appel à la propriété de cognition des usagers secondaires afin d'écouter la signalisation des usagers primaire. Quelques-unes de ces méthodes de synchronisation sont étudiées dans (Zhao *et al.*, 2007; Zhao et Swami, 2007; Giupponi et Ibars, 2009b; He *et al.*, 2012; Hassen, 2012).

Le modèle Rayleigh est adopté pour les canaux sans-fil. Nous désignons par h_{ab} le coefficient du canal Rayleigh $a-b$, avec une variance $\lambda_{ab} = d_{ab}^{-\beta}$, où d_{ab} est la distance entre a ($a = p, s$ ou r) et b ($b = p, s$ ou r), où a désigne l'émetteur (PT, ST ou RE), b désigne le récepteur (PR, SR ou RE) et β est l'exposant d'atténuation du trajet.

PT et ST transmettent leurs signaux respectifs x_p et x_s ($\mathbb{E}\{|x_p|^2\} = \mathbb{E}\{|x_s|^2\} = 1$ où $\mathbb{E}\{\cdot\}$ est la valeur moyenne) avec les puissances γ_p et γ_s , afin d'atteindre les seuils pré-définis au-dessus desquels les transmissions primaire et secondaire sont considérées réussies. Ces seuils sont désignés par $\gamma_{th}^{(p)}$ et $\gamma_{th}^{(s)}$ respectivement. Nous supposons aussi que RE transmet avec une puissance γ_r . Les puissances d'émission de ST et de RE sont limitées à des valeurs maximales notées par γ_s^{max} et γ_r^{max} respectivement.

3.2.2 Technique proposée (Relayage adaptatif)

Les transmissions dans cette technique sont exécutées sur un intervalle de temps (deux périodes successives) comme suit.

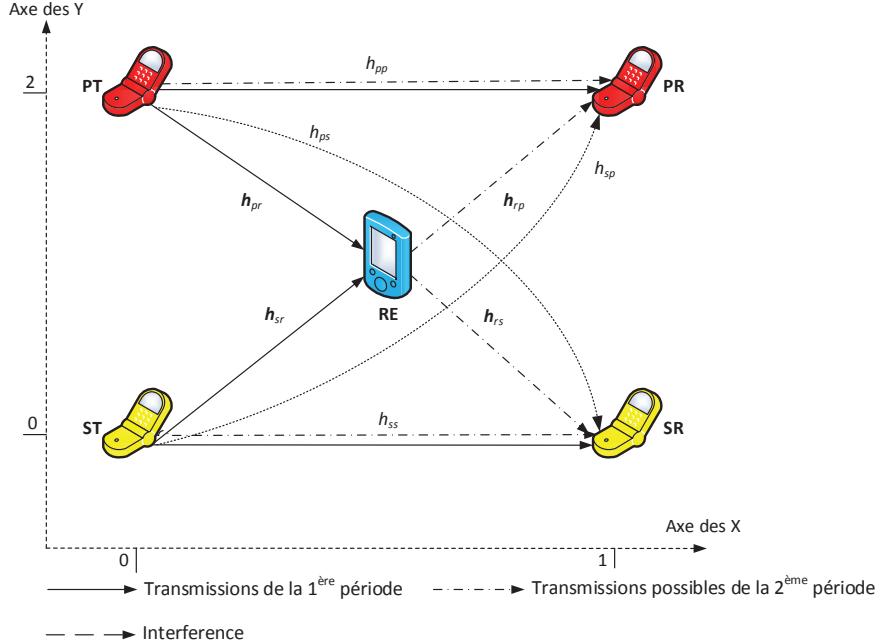


Figure 3.1 Transmissions primaire et secondaire dans un réseau à radio cognitive.

Transmissions dans la première période

À la première période, PT et ST diffusent leurs signaux respectifs x_p et x_s . Donc, les signaux reçus à PR, SR et RE sont exprimés par :

$$y_p(1) = \sqrt{\gamma_p} h_{pp} x_p + \sqrt{\gamma_s} h_{sp} x_s + n_p, \quad (3.1)$$

$$y_s(1) = \sqrt{\gamma_s} h_{ss} x_s + \sqrt{\gamma_p} h_{ps} x_p + n_s, \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_r(1) &= \sqrt{\gamma_p} \mathbf{h}_{pr} x_p + \sqrt{\gamma_s} \mathbf{h}_{sr} x_s + \mathbf{n}_r \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} \mathbf{h}_{pr} & \sqrt{\gamma_s} \mathbf{h}_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_s \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r, \\ &= \mathbf{H}_{psr} \mathbf{x} + \mathbf{n}_r, \end{aligned} \quad (3.3)$$

où \mathbf{h}_{pr} et \mathbf{h}_{sr} (de dimension $M \times 1$) sont les vecteurs des canaux entre les émetteurs (PT et ST) et RE. n_b et \mathbf{n}_r sont les bruits blanc additifs et Gaussiens (AWGN) reçus à PR ou SR et RE respectivement ($b = p$ ou s). Nous supposons que γ_p est fixée et que γ_s est calculée en respectant un seuil de probabilité de blocage accepté noté par ε et défini comme étant le taux de blocage toléré des transmissions primaires. Cela veut dire que,

$$P_{out,p}^{rep} = \mathbb{P} \left\{ \frac{2\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon, \quad (3.4)$$

où $P_{out,p}^{rep}$ est la probabilité de blocage primaire lorsque PT répète x_p sur les deux périodes successives d'un intervalle de temps et $|\cdot|$ est l'opérateur valeur absolue.

Les variables aléatoires (VAs) $g_{pp} = |h_{pp}|^2$ et $g_{sp} = |h_{sp}|^2$ sont exponentiellement distribuées, de paramètres $1/\lambda_{pp}$ et $1/\lambda_{sp}$ respectivement. Alors, en utilisant la fonction de densité de probabilité, notée pdf, conjointe de g_{pp} et g_{sp} , l'expression (3.4) peut être donnée par :

$$P_{out,p}^{rep} = \int \int_{2\gamma_p x - \gamma_s \gamma_{th}^{(p)} y < \gamma_{th}^{(p)}} \frac{e^{-\frac{x}{\lambda_{pp}} - \frac{y}{\lambda_{sp}}}}{\lambda_{pp} \lambda_{sp}} dx dy = 1 - \frac{2\gamma_p \lambda_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2\gamma_p \lambda_{pp}}}}{2\gamma_p \lambda_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \gamma_s \lambda_{sp}} \leq \varepsilon. \quad (3.5)$$

De (3.5), on peut voir que $\gamma_s \leq 0$ si $e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2\gamma_p \lambda_{pp}}} \leq 1 - \varepsilon$. Par conséquent, γ_s est mise à zéro, ST ne peut transmettre et doit attendre une prochaine opportunité de transmission. Dans ce travail, nous nous concentrerons sur l'efficacité des transmissions en utilisant la technique proposée sans considération de contrôle de puissance adaptatif au nœud ST (Zhang, 2009). D'où, γ_s est contrôlée pour atteindre sa valeur moyenne maximale. Son expression est donnée par :

$$\gamma_s = \min(\gamma_s^{max}, \max(0, \rho_1)), \quad (3.6)$$

où

$$\rho_1 = \frac{2\gamma_p \lambda_{pp}}{\gamma_{th}^{(p)} \lambda_{sp}} \left(\frac{e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2\gamma_p \lambda_{pp}}}}{1 - \varepsilon} - 1 \right). \quad (3.7)$$

ρ_1 est la puissance d'émission requise à ST afin de respecter le seuil de probabilité de blocage primaire. Elle est obtenue en résolvant $P_{out,p}^{rep} = \varepsilon$. L'utilisation de l'approche d'allocation de puissance basée sur les valeurs moyennes des gains des canaux est motivée par les raisons suivantes. Premièrement, la connaissance instantanée des canaux du système primaire au niveau des nœuds secondaires est difficile et est coûteuse en termes d'échange d'information. Afin de surmonter le problème de variation rapide des canaux, une certaine quantité d'interférence doit être tolérée lors du calcul de la puissance d'émission aux usagers secondaires, définie par la contrainte ε à la probabilité de blocage primaire (Zou *et al.*, 2010; Tourki *et al.*, 2012). En conséquence, l'allocation de la puissance est effectuée en observant les variations des canaux sur un long intervalle de temps plutôt qu'à l'échelle de variation rapide du canal Rayleigh. Deuxièmement, les moyennes des gains des canaux primaires sont relativement stables et peuvent être estimées aux nœuds secondaires (Zou *et al.*, 2010). Enfin, l'information au sujet de la puissance d'émission primaire est supposée être intégrée aux messages de contrôle discrètement écoutés par les usagers secondaires.

Transmissions dans la seconde période

À partir de (3.3), RE tente de décoder les deux signaux x_p et x_s . En utilisant un récepteur à forçage à zéro (ZF) (Paulraj *et al.*, 2003), les SNR primaire et secondaire, calculés à RE et notés SNR_p et SNR_s respectivement, sont donnés par :

$$\text{SNR}_p = \frac{1}{\left[(\mathbf{H}_{psr}^H \mathbf{H}_{psr})^{-1} \right]_{1,1}}, \text{ et } \text{SNR}_s = \frac{1}{\left[(\mathbf{H}_{psr}^H \mathbf{H}_{psr})^{-1} \right]_{2,2}}, \quad (3.8)$$

où $[\mathbf{X}]_{i,i}$ est le i^{eme} élément de la diagonale de la matrice \mathbf{X} . Au relai RE, x_p (resp. x_s) est décodé correctement si et seulement si $\text{SNR}_p \geq \gamma_{th}^{(p)}$ (resp. $\text{SNR}_s \geq \gamma_{th}^{(s)}$). Par conséquent, une des quatre procédures de relayage en-dessous est utilisée à la seconde période. Les procédures sont décrites comme suit :

- RE n'assiste aucune transmission ($D = 0$),
- RE assiste la transmission primaire ($D = 1$).
- RE assiste la transmission secondaire ($D = 2$).
- RE assiste les deux transmissions simultanément ($D = 3$).

La valeur du paramètre D indique l'occurrence d'utilisation de chacune de ces procédures. Nous définissons par α_l ($l = 0, 1, \dots, 3$) le SINR reçu à SR pour les cas $D = 0, 1, \dots, 3$ respectivement et dont les expressions seront données ci-après. Nous définissons aussi les événements $E_p = \{\text{SNR}_p \geq \gamma_{th}^{(p)}\}$ et $E_s = \{\text{SNR}_s \geq \gamma_{th}^{(s)}\}$. D'où, les valeurs du paramètre D sont déterminées selon les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Si } E_p \cap E_s \cap (\alpha_3 = \max_{l=0,\dots,3} (\alpha_l)) & \quad , \text{ alors } D = 3, \\ \text{Si } E_s \cap \left\{ \{\bar{E}_p \cap (\alpha_2 > \alpha_0)\} \cup \left\{ E_p \cap (\alpha_2 = \max_{l=0,\dots,3} (\alpha_l)) \right\} \right\} & \quad , \text{ alors } D = 2, \\ \text{Si } E_p \cap \left\{ \{\bar{E}_s \cap (\alpha_1 > \alpha_0)\} \cup \left\{ E_s \cap (\alpha_1 = \max_{l=0,\dots,3} (\alpha_l)) \right\} \right\} & \quad , \text{ alors } D = 1, \\ \text{Sinon} & \quad , D = 0, \end{aligned}$$

où \bar{E} définit l'événement complémentaire de E . La comparaison des SINRs ($\alpha_l : l = 0, \dots, 3$) indique quelle procédure améliore au mieux la probabilité de blocage secondaire. Les différents cas sont détaillés comme suit :

(a) RE n'assiste aucune transmission ($D = 0$) Lorsque RE est incapable de ne décoder ni le signal primaire, ni le signal secondaire ou bien si le relayage n'améliore pas la probabilité de blocage secondaire, alors le relai ne participe pas à la transmission. Dans ce cas, PT et ST retransmettent les mêmes signaux avec les mêmes puissances. En conséquence, le SINR

reçu à SR (α_0) est donné par (eq.(7), (Jaafar *et al.*, 2011)) comme suit :

$$\alpha_0 = \text{SINR}_s(D=0) = \frac{2\gamma_s |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1}, \quad (3.9)$$

et celle de PR est obtenue en échangeant les indices p et s dans (3.9).

(b) RE assiste la transmission primaire ($D = 1$) Ce cas se produit lorsque (i) RE réussit à décoder le signal primaire seulement ; relayer ce dernier fournit donc une meilleure probabilité de blocage secondaire que la répétition (c.-à-d., $\alpha_1 > \alpha_0$) ou bien (ii) RE réussit à décoder les deux signaux ; relayer le signal primaire fournit alors la meilleure performance en terme de probabilité de blocage secondaire (c.-à-d., $\alpha_1 = \max_{l=0,\dots,3}(\alpha_l)$). Ainsi, les signaux reçus à PR et SR à la seconde période (2) sont donnés par :

$$y_a(2|D=1) = \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{ra}^{(p)} x_p + \sqrt{\gamma_s} h_{sa} x_s + n_a, \quad (3.10)$$

où $\gamma_r^{(p)}$ est la puissance d'émission de l'antenne choisie à RE, utilisée pour assister la transmission primaire, et $h_{ra}^{(p)}$ est le coefficient du canal entre l'antenne choisie à RE et le récepteur a ($a = p$ ou s). En utilisant (3.1) et (3.10), le signal global reçu à PR est écrit :

$$\mathbf{y}_p = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{pp} \\ \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{rp}^{(p)} \end{bmatrix} x_p + \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{sp} \\ \sqrt{\gamma_s} h_{sp} \end{bmatrix} x_s + \mathbf{n}_p = \mathbf{h}_p x_p + \mathbf{h}'_p x_s + \mathbf{n}_p.$$

Ensuite, \mathbf{y}_p est multiplié par un vecteur de poids, noté \mathbf{w}_{OC} , afin de maximiser le SINR reçu à PR. En appliquant la détection à combinaison optimale (OC), le vecteur de poids optimal est alors donné par (Winters, 1984) :

$$\mathbf{w}_{OC} = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{h}'_p^*, \quad (3.11)$$

où $\mathbf{R}_p = \mathbf{h}'_p \mathbf{h}'_p^H + \mathbf{I}_2$, $\{.\}^*$ est l'opérateur conjugué et $\{.\}^H$ est l'opérateur de transposition conjuguée. Finalement, le SINR reçu à PR est exprimé par (Winters, 1984) :

$$\text{SINR}_p(D=1) = \mathbf{h}_p^H \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{h}_p = \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2 + \gamma_r^{(p)} |h_{rp}^{(p)}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1}. \quad (3.12)$$

En suivant le même raisonnement que dans (3.11)-(3.12), le SINR reçu à SR est donné par (Winters, 1984) :

$$\alpha_1 = \text{SINR}_s(D=1) = \mathbf{h}_s^H \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{h}_s \quad (3.13)$$

où $\mathbf{h}_s = \sqrt{\gamma_s} h_{ss} \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^t$, $\mathbf{R}_s = \mathbf{h}'_s \mathbf{h}'_s^H + \mathbf{I}_2$ avec $\mathbf{h}'_s = \left[\sqrt{\gamma_p} h_{ps} \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{rs}^{(p)} \right]^t$ et $\{\cdot\}^t$ est l'opérateur de transposition. α_1 est gardée sous forme matricielle puisqu'elle ne peut pas être simplifiée comme dans (3.12).

(c) RE assiste la transmission secondaire ($D = 2$) Ce cas se produit lorsque (i) RE ne décode que le signal secondaire ; relayer ce dernier permet d'améliorer la probabilité de blocage secondaire (c.-à-d., $\alpha_2 > \alpha_0$) ou bien (ii) RE décode les deux signaux ; assister la transmission secondaire fournit donc la meilleure performance en termes de probabilité de blocage secondaire (c.-à-d., $\alpha_2 = \max_{l=0,\dots,3} (\alpha_l)$). D'où, les signaux reçus à PR et SR, à la seconde période (2), sont donnés par :

$$y_a(2|D=2) = \sqrt{\gamma_p} h_{pa} x_p + \sqrt{\gamma_r^{(s)}} h_{ra}^{(s)} x_s + n_a, \quad (3.14)$$

où $\gamma_r^{(s)}$ est la puissance d'émission de l'antenne sélectionnée à RE, utilisée pour assister la transmission secondaire, et $h_{ra}^{(s)}$ est le coefficient du canal entre l'antenne choisie à RE et le récepteur a ($a = p$ ou s). Le SINR reçu à PR est exprimé par :

$$\text{SINR}_p(D=2) = \mathbf{h}_p^H \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{h}_p^H, \quad (3.15)$$

où $\mathbf{h}_p = \sqrt{\gamma_p} h_{pp} \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^t$, $\mathbf{R}_p = \mathbf{h}'_p \mathbf{h}'_p^H + \mathbf{I}_2$ et $\mathbf{h}'_p = \left[\sqrt{\gamma_s} h_{sp} \sqrt{\gamma_r^{(s)}} h_{rp}^{(s)} \right]^t$. Alors que le SINR reçu à SR est donné par :

$$\alpha_2 = \text{SINR}_s(D=2) = \frac{\gamma_s |h_{ss}|^2 + \gamma_r^{(s)} |h_{rs}^{(s)}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1}. \quad (3.16)$$

(d) RE assiste les deux transmissions simultanément ($D = 3$) Ce cas se produit lorsque RE décode les deux signaux et les relayer fournit la meilleure probabilité de blocage secondaire (c.-à-d., $\alpha_3 = \max_{i=0,\dots,3} (\alpha_i)$). Dans ce cas, deux antennes sont choisies à RE afin de relayer les deux signaux primaire et secondaire simultanément. L'utilisation d'une seule antenne pour relayer les deux signaux est possible mais n'est pas présentée ici. Nous invitons le lecteur à consulter notre publication (Jaafar *et al.*, 2011) pour plus d'informations sur ce cas particulier. Par conséquent, les signaux reçus à PR et SR à la seconde période (2) sont écrits comme suit :

$$y_a(2|D=3) = \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{ra}^{(p)} x_p + \sqrt{\gamma_r^{(s)}} h_{ra}^{(s)} x_s + n_a, \quad (3.17)$$

où $a = p$ ou s . En appliquant la détection OC, les SINRs resultants à PR et à SR sont respectivement exprimés par :

$$\text{SINR}_p(D=3) = \mathbf{h}_p^H \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{h}_p, \quad (3.18)$$

où $\mathbf{h}_p = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{pp} & \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{rp}^{(p)} \end{bmatrix}^t$, $\mathbf{R}_p = \mathbf{h}_p' \mathbf{h}_p'^H + \mathbf{I}_2$ et $\mathbf{h}_p' = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{sp} \sqrt{\gamma_r^{(s)}} h_{rp}^{(s)} \end{bmatrix}^t$, et

$$\alpha_3 = \text{SINR}_s(D=3) = \mathbf{h}_s^H \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{h}_s,$$

où $\mathbf{h}_s = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{ss} & \sqrt{\gamma_r^{(s)}} h_{rs}^{(s)} \end{bmatrix}^t$, $\mathbf{R}_s = \mathbf{h}_s' \mathbf{h}_s'^H + \mathbf{I}_2$ et $\mathbf{h}_s' = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{ps} \sqrt{\gamma_r^{(p)}} h_{rs}^{(p)} \end{bmatrix}^t$.

3.2.3 Sélection d'antenne(s) et allocation de puissance

Dans cette section, nous décrivons d'abord les critères de sélection d'antenne(s) utilisés dans la technique de coopération proposée. Ensuite, nous étudions le problème d'allocation de puissance associé.

Sélection d'antenne(s)

Plusieurs critères de sélection peuvent être utilisés pour choisir le(s) antenne(s) au nœud relai. Par exemple, l'antenne qui offre le meilleur gain de canal RE-SR peut être choisie. Alternativement, l'antenne qui génère le minimum d'interférence à PR peut être sélectionnée. Dans (Zhou et Thompson, 2008), ces deux critères sont appelés sélection à maximum de gain (“maximum data gain selection”) et sélection à minimum de gain (“minimum data gain selection”) respectivement.

Dans notre travail, nous adoptons les mêmes critères que dans (Zhou et Thompson, 2008). En effet, lorsque RE assiste la transmission secondaire, l'antenne choisie à RE satisfait la condition suivante :

$$|h_{rs}^{(s)}| = \max_{i=1, \dots, M} |h_{rs}(i)|, \quad (\text{critère 1}), \quad (3.19)$$

où $h_{rs}(i)$ est le coefficient du canal instantané entre la i^{eme} antenne de RE et SR. Puisque l'objectif principal du relayage est d'améliorer la probabilité de blocage secondaire, ce critère de sélection maximise le SINR reçu à SR et réalise un gain de diversité.

Si RE assiste la transmission primaire, alors l'antenne est choisie telle que :

$$|h_{rs}^{(p)}| = \min_{i=1, \dots, M} |h_{rs}(i)|, \quad (\text{critère 2}). \quad (3.20)$$

Afin de favoriser l'amélioration de la probabilité de blocage secondaire, l'interférence vers

SR, causée par l'utilisation de l'antenne sélectionnée, devrait être la plus faible possible si RE assiste la transmission primaire.

Lorsque RE assiste simultanément les deux transmissions, deux antennes sont sélectionnées. Cette sélection est exécutée en combinant les deux critères précédents comme suit : 1) l'antenne qui va relayer x_s est choisie parmi les M antennes disponibles selon (3.19) ; 2) l'antenne qui va relayer x_p est sélectionnée parmi les $M - 1$ antennes restantes selon (3.20).

On peut voir que la puissance d'émission du relai n'est pas incluse dans les critères de sélection d'antennes. En effet, elle est calculée pour satisfaire une contrainte moyenne (sur la probabilité de blocage primaire), donc elle ne dépend pas des réalisations instantanées des canaux (détails dans le prochain paragraphe). De plus, les critères de sélection ne tiennent pas compte des gains des canaux d'interférence puisqu'on considère que RE connaît les valeurs moyennes des canaux du système primaire (estimées comme dans (Zhang, 2009)) et les valeurs des réalisations de ses canaux en liaison avec les deux systèmes primaire et secondaire (en utilisant, par exemple, des symboles pilotes à la réception ou par écoute des messages de contrôle transmis sur les canaux de retour) (Tong *et al.*, 2004; Jovicic et Viswanath, 2009). Cette acquisition d'information permet à RE de procéder au calcul de puissance et au choix de la meilleure procédure pour la deuxième période de transmission. Cependant, la sélection d'antenne est effectuée au niveau de SR et la décision est renvoyée à RE via un canal de signalisation limitée².

Allocation de puissance

Pour chacune des procédures de relayage (cas $D = 0, \dots, 3$), la puissance d'émission de RE est ajustée dans le but d'améliorer la probabilité de blocage secondaire en respectant la limite ε pour la probabilité de blocage primaire. On remarque que respecter ε pour chacun des cas mène à la satisfaction de cette contrainte par la probabilité de blocage globale (qui tient compte de tous les cas). Cette dernière est donnée par :

$$P_{out,p} = \sum_{l=0}^3 \mathbb{P}(D = l) P_{pri}(out.|D = l), \quad (3.21)$$

où $\mathbb{P}(D = l)$ est la probabilité d'occurrence de chacun des cas (avec $\sum_{l=0}^3 \mathbb{P}(D = l) = 1$) et $P_{pri}(out.|D = l)$ est la probabilité de blocage primaire conditionnée au cas $D = l$.

2. Dans le cas d'une connaissance parfaite de tous les canaux à RE, des techniques de transmission plus efficaces peuvent être utilisées comme par exemple l'annulation d'interférence en utilisant les techniques de formation des faisceaux (BF). Par contre, avec une connaissance limitée au relai, utiliser n'importe quelle technique de diversité à l'émission est moins efficace que la sélection d'antennes (Pan et Aissa, 2009).

(a) RE n'assiste aucune transmission ($D = 0$) Dans ce cas, PT et ST répètent leurs signaux sur les deux périodes de l'intervalle de temps en utilisant les puissances γ_p et γ_s (γ_s est donnée par (3.6)) respectivement.

(b) RE assiste la transmission primaire ($D = 1$) En assistant la transmission primaire, nous visons à réduire l'interférence causée à la transmission secondaire (si elle existe) en satisfaisant la contrainte ε pour la probabilité de blocage primaire, ou bien aider la communication primaire à converger plus rapidement vers ε (lorsqu'aucun accès secondaire n'est permis). La valeur de $\gamma_r^{(p)}$ à calculer doit respecter les deux conditions suivantes :

$$P_{pri}(out.|D = 1) \leq \varepsilon, \quad (3.22)$$

et

$$0 \leq \gamma_r^{(p)} \leq \gamma_r^{max}, \quad (3.23)$$

où $P_{pri}(out.|D = 1)$ désigne la probabilité de blocage primaire conditionnée à $D = 1$ et elle est exprimée par :

$$P_{pri}(out.|D = 1) = \mathbb{P}\left\{\text{SINR}_p(D = 1) < \gamma_{th}^{(p)}\right\} = \mathbb{P}\{X_{rp}^{(p)} < \gamma_{th}^{(p)} + \gamma_{th}^{(p)}X_{sp} - X_{pp}\}, \quad (3.24)$$

où $X_{rp}^{(p)} = \gamma_r^{(p)}|h_{rp}^{(p)}|^2$, $X_{sp} = \gamma_s|h_{sp}|^2$ et $X_{pp} = \gamma_p|h_{pp}|^2$. Si $\gamma_s = 0$, alors la probabilité de blocage primaire conditionnelle est directement donnée par :

$$\begin{aligned} P_{pri}(out.|D = 1) &= \mathbb{P}\left\{\gamma_p|h_{pp}|^2 + \gamma_r^{(p)}|h_{rp}^{(p)}|^2 < \gamma_{th}^{(p)}\right\} \\ &= \begin{cases} 1 - \frac{\delta_{pp}e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}} - \delta_{rp}^{(p)}e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{rp}^{(p)}}}}}{\delta_{pp} - \delta_{rp}^{(p)}}, & \text{si } \gamma_s = 0 \text{ et } \delta_{pp} \neq \delta_{rp}^{(p)} \\ 1 - \left(1 + \frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}\right)e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}, & \text{si } \gamma_s = 0 \text{ et } \delta_{pp} = \delta_{rp}^{(p)} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.25)$$

où $|h_{pp}|^2$ et $|h_{rp}^{(p)}|^2$ sont des VAs exponentielles de paramètres $1/\lambda_{pp}$ et $1/\lambda_{rp}^{(p)}$ respectivement, $\delta_{ab} = \gamma_a\lambda_{ab}$ et $\delta_{ra}^{(j)} = \gamma_r^{(j)}\lambda_{ra}$ ($a = p$ ou s ; $b = p$ ou s et $j = p$ ou s).

Si $\gamma_s > 0$, nous utilisons le Lemme 1 suivant :

Lemme 1. *L'expression exacte de la probabilité de blocage conditionnelle est exprimée par :*

$$P_{pri}(out.|D = 1) = \begin{cases} \Omega_1 + \Omega_2, & \text{si } \gamma_s > 0 \text{ et } \delta_{pp} \neq \delta_{rp}^{(p)} \\ \Omega_3 & \text{si } \gamma_s > 0 \text{ et } \delta_{pp} = \delta_{rp}^{(p)} \end{cases}, \quad (3.26)$$

où

$$\Omega_1 = \frac{\left(\delta_{sp}\gamma_{th}^{(p)}\right)^2 + \delta_{rp}^{(p)}\delta_{sp}\gamma_{th}^{(p)} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{rp}^{(p)}}}\right)}{(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp})(\delta_{rp}^{(p)} + \gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp})}, \quad (3.27)$$

$$\Omega_2 = \frac{\delta_{pp}^2 \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}\right) - \delta_{pp}\delta_{rp}^{(p)} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{rp}^{(p)}}}\right)}{(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp})(\delta_{rp}^{(p)} - \delta_{pp})}, \quad \forall \delta_{pp} \neq \delta_{rp}^{(p)} \quad (3.28)$$

et

$$\Omega_3 = \frac{1}{\left(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp}\right)^2} \left[\delta_{pp}^2 \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}\right) - \gamma_{th}^{(p)}\delta_{pp}e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} \right] + \frac{\left(\gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp}\right)^2}{\left(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)}\delta_{sp}\right)^2} \left[1 + \delta_{pp} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}\right) \right]. \quad (3.29)$$

Démonstration. La démonstration est fournie à l'annexe A. \square

Vu la complexité d'évaluation de (3.26), nous adoptons une solution numérique afin d'obtenir la valeur de $\gamma_r^{(p)}$ qui permet de satisfaire ε , selon l'Algorithme de calcul ci-dessous :

Tableau 3.2 Algorithme de recherche **(A1)** pour calculer $\gamma_r^{(p)}$

1 : $st > 0$ (pas de puissance)
2 : $\gamma_r^{(p)} \leftarrow 0$
3 : calculer $P_{pri}(out. D = 1)$ en utilisant (3.26)
tant que $P_{pri}(out. D = 1) > \varepsilon$ et $\gamma_r^{(p)} < \gamma_r^{max}$ faire
4 : $\gamma_r^{(p)} \leftarrow \gamma_r^{(p)} + st$
5 : calculer $P_{pri}(out. D = 1)$ en utilisant (3.26)
fin tant que
6 : retourner $\min \left(\gamma_r^{(p)}, \gamma_r^{max} \right)$

(c) RE assiste la transmission secondaire ($D = 2$) Dans ce cas, la valeur de puissance de transmission de RE, $\gamma_r^{(s)}$, doit respecter la condition (3.23) et aussi :

$$P_{pri}(out.|D = 2) \leq \varepsilon, \quad (3.30)$$

où $P_{pri}(out.|D = 2)$ est la probabilité de blocage primaire conditionnée à $D = 2$. Elle peut être approximée par l'expression suivante (Winters, 1984) :

$$P\left(\text{SINR}_p(D = 2) < \gamma_{th}^{(p)}\right) \approx \frac{1 + 2\delta_I}{2\delta_I} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}\right) - \frac{1}{2\delta_I} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}(1+2\delta_I)}\right), \quad (3.31)$$

où $\delta_I = \frac{1}{2}(\delta_{sp} + \delta_{rp}^{(s)})$. De façon similaire au cas précédent, une solution numérique est adoptée afin d'obtenir la meilleure valeur de $\gamma_r^{(s)}$.

(d) RE assiste les deux transmissions simultanément ($D = 3$) Les puissances d'émission des signaux primaire et secondaire au niveau de RE doivent être conjointement calculées afin d'obtenir la meilleure performance secondaire tout en respectant la contrainte sur la probabilité de blocage primaire. Les conditions suivantes doivent alors être satisfaites :

$$P_{pri}(out.|D = 3) \leq \varepsilon, \quad (3.32)$$

$$0 \leq \gamma_r^{(p)}, \quad (3.33)$$

$$0 \leq \gamma_r^{(s)}, \quad (3.34)$$

$$0 \leq \gamma_r^{(p)} + \gamma_r^{(s)} \leq \gamma_r^{max}, \quad (3.35)$$

où l'expression exacte de $P_{pri}(out.|D = 3)$ est donnée par (3.31) en remplaçant δ_{pp} par $\frac{1}{2}(\delta_{pp} + \delta_{rp}^{(p)})$. La dernière contrainte (3.35) reflète la limite de l'utilisation du relayage des deux signaux simultanément dans la technique proposée. Enfin, une résolution numérique est effectuée afin d'obtenir les meilleures valeurs de $\gamma_r^{(p)}$ et $\gamma_r^{(s)}$. Pour ce faire, nous proposons l'algorithme de recherche (**A2**), présenté ci-après.

Pour chacun des cas $D = 0, 1, \dots, 3$, un algorithme est exécuté dans le but de maximiser la performance secondaire en termes de probabilité de blocage secondaire, tout en respectant une contrainte fixe, ε , au niveau de la probabilité de blocage primaire. Les résultats qui vont suivre mettent en évidence le fonctionnement de ces algorithmes dans la technique de coopération proposée.

3.2.4 Évaluation des performances et discussion

Les paramètres des simulations sont fixés arbitrairement comme suit :

- Nous considérons le système de la figure 3.1 où les coordonnées des noeuds PT, PR, ST, SR et RE (qui sont des mesures en unités de distance) sont (0,2), (1,2), (0,0), (1,0) et (x, y) respectivement.
- Les seuils de SNR visés sont $\gamma_{th}^{(p)} = 4.77$ dB et $\gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB respectivement.

Tableau 3.3 Algorithme de recherche (**A2**) pour calculer $\gamma_r^{(p)}$ et $\gamma_r^{(s)}$

1 :	$st > 0$ (pas de puissance)
2 :	$\gamma_r^{(p)} \leftarrow 0$
3 :	$\gamma_r^{(s)} \leftarrow \gamma_r^{max}$
4 :	calculer $P_{pri}(out. D = 1)$ en utilisant (3.31)
	tant que $P_{pri}(out. D = 3) > \varepsilon$ et $\gamma_r^{(p)} < \gamma_r^{max}$ et $\gamma_r^{(s)} > 0$ faire
5 :	$\gamma_r^{(p)} \leftarrow \gamma_r^{(p)} + st$
6 :	$\gamma_r^{(s)} \leftarrow \gamma_r^{(s)} - st$
7 :	calculer $P_{pri}(out. D = 3)$ en utilisant (3.31)
	fin tant que
8 :	retourner $\min(\gamma_r^{(p)}, \gamma_r^{max})$
9 :	retourner $\max(\gamma_r^{(s)}, 0)$

- Le seuil de probabilité de blocage primaire toléré est $\varepsilon = 2\%$ et l'exposant d'atténuation du trajet $\beta = 4$.
- Les puissances d'émission maximales de ST et de RE sont égales à $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.
- RE est équipé de $M = 2$ antennes (sauf indication contraire).

Les probabilités de blocage primaire ($P_{out,p}$) et secondaire ($P_{out,s}$) sont évaluées en moyennant les résultats sur plusieurs localisations physiques aléatoires du nœud relai de façon à ce que les coordonnées de RE soient $(0, 0) \leq (x, y) \leq (1, 2)$.

La technique proposée “Relayage adaptatif” est comparée au cas de non-coopération et à la technique de relayage conventionnelle comme suit. Dans le cas “Non-coopération”, les transmissions primaire et secondaire sont simultanées sur les deux périodes d'un intervalle de temps. PT et ST répètent leurs signaux en utilisant la même puissance sur les deux périodes. La puissance d'émission de ST est ajustée selon (3.6). Dans le cas “Relayage conventionnel”, le nœud relai peut assister seulement la transmission secondaire tandis que la transmission primaire utilise la technique de répétition. Donc, ST ajuste sa puissance selon (3.6) et RE l'effectue similairement comme suit (Zou *et al.*, 2010) :

$$\gamma_r^{(s)} = \min \left[\gamma_r^{max}, \max \left(0, \frac{2\delta_{pp}}{\gamma_{th}^{(p)} \lambda_{rp}} \left(\frac{e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2\delta_{pp}}}}{1 - \varepsilon} - 1 \right) \right) \right]. \quad (3.36)$$

Dans la figure 3.2, nous comparons les probabilités de blocage primaires des techniques

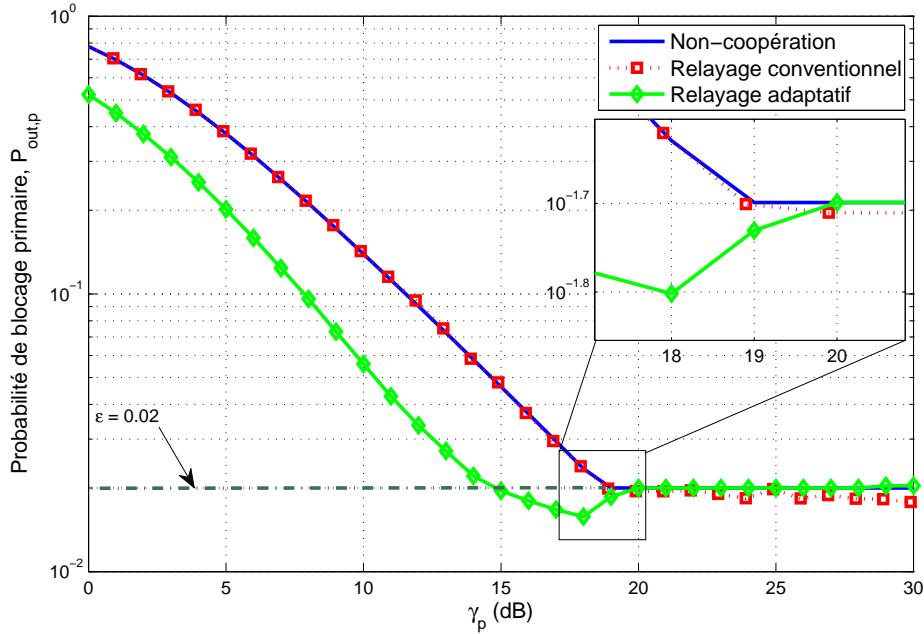


Figure 3.2 Probabilité de blocage primaire en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.

“Relayage adaptatif”, “Non-coopération” et “Relayage conventionnel” en fonction de γ_p . $P_{out,p}$ converge plus rapidement à ε pour la technique “Relayage adaptatif” que pour les autres techniques (seuil atteint à $\gamma_p \approx 15$ dB plutôt qu'à $\gamma_p \approx 18$ dB). En effet, le “Relayage adaptatif” assiste la transmission primaire d'une manière opportuniste, ce qui améliore les performances de cette dernière. La figure indique également que pour γ_p plus grand que 18 dB, toutes les techniques maintiennent $P_{out,p}$ plus petit ou égal à ε .

Dans la figure 3.3, nous comparons les probabilités de blocage secondaires des trois techniques précédentes pour la même configuration de système. Toutes les techniques présentent un point de coupure à la valeur $\gamma_p \approx 18.7$ dB³. En-dessous de cette valeur, aucun accès secondaire n'est permis puisque le système primaire n'a pas encore satisfait sa contrainte de probabilité de blocage ou bien elle est satisfaite en absence de signaux interférants. Pour $\gamma_p > 18.7$ dB, la probabilité de blocage secondaire diminue rapidement et le “Relayage adaptatif” réalise la meilleure performance. Ceci est prévisible puisque la technique proposée fonctionne d'une manière opportuniste en choisissant la meilleure procédure de transmission qui maximise le SINR à SR. Pour γ_p très grand, $P_{out,s}$ se stabilise à une valeur donnée. En effet, l'interférence causée par la transmission primaire devient le facteur dominant pour induire un blocage à la transmission secondaire. La meilleure performance atteinte en utilisant “Relayage adaptatif”

3. La valeur exacte du point de coupure est calculée selon (eq.(11),(Mlika *et al.*, 2012)).

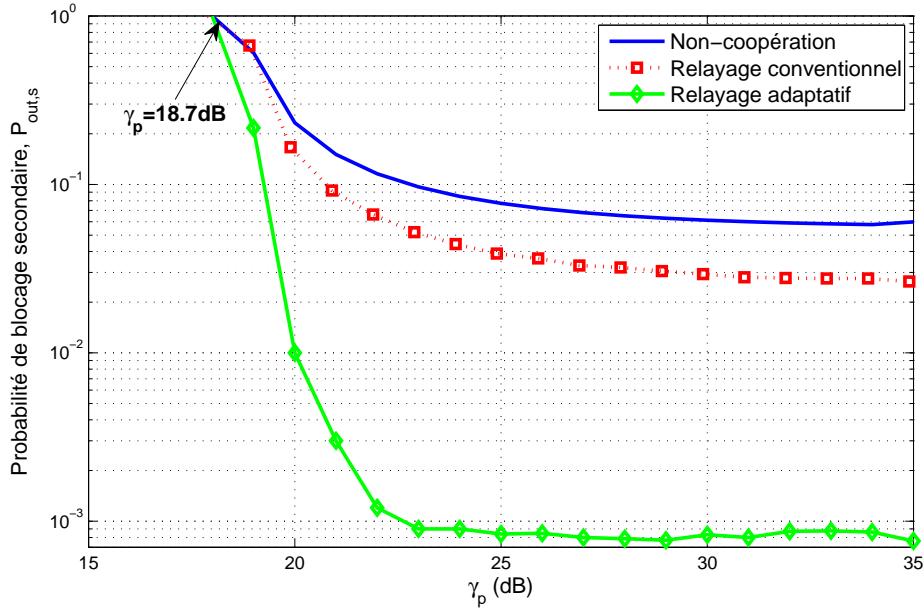


Figure 3.3 Probabilité de blocage secondaire en fonction ddu SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.

est considérablement plus faible que celles des autres techniques, ce qui montre l'utilisation avantageuse de cette technique.

La figure 3.4 illustre la puissance moyenne cumulée d'émission requise pour la transmission primaire (appelée puissance primaire) et la puissance moyenne d'émission consommée pour la transmission secondaire (appelée puissance secondaire) durant un intervalle de temps. Pour la “Non-coopération”, les puissances primaire et secondaire sont égales à $2\gamma_p$ et $2\gamma_s$ respectivement. La puissance secondaire dépasse zéro à partir de la valeur de coupure $\gamma_p \approx 18.7$ dB. Le “Relayage conventionnel” nécessite la même puissance primaire que la “Non-coopération” mais moins de puissance secondaire puisque dans ce cas RE utilise moins de puissance pour relayer le signal secondaire. Lorsque $\gamma_p \leq 15$ dB, la puissance primaire de “Relayage adaptatif” est plus importante que celles des autres techniques puisque RE assiste la transmission primaire. Pour $\gamma_p \geq 15$ dB, moins de puissance primaire est fournie. En effet, avec γ_p plus élevé, moins de puissance est requise à RE pour satisfaire le seuil de probabilité de blocage ε . Cependant, la puissance secondaire de la technique proposée est sensiblement plus faible que celle des autres techniques.

La figure 3.5 présente la puissance moyenne consommée par PT et celle de la somme des puissances moyennes consommées par les noeuds (ST+RE) durant un intervalle de temps. Pour les techniques “Non-coopération” et “Relayage conventionnel”, la puissance consommée

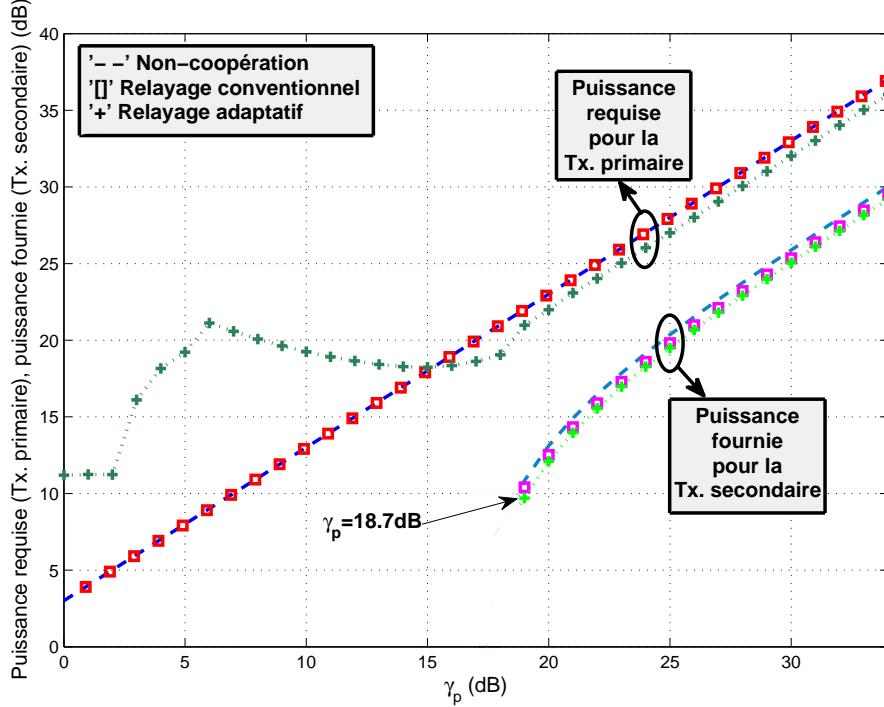


Figure 3.4 Puissance moyenne requise pour la transmission primaire et puissance moyenne fournie pour la transmission secondaire en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.

est égale à la puissance requise (ou fournie) comme il est présenté dans la figure 3.4. Pour “Relayage adaptatif”, une plus faible puissance est consommée par PT puisque RE est exploité pour relayer le signal primaire. La figure 3.5 montre que lorsque $\gamma_p \leq 18.7$ dB, RE utilise sa puissance pour relayer le signal primaire ce qui fait augmenter la puissance consommée par (ST+RE). Pour $\gamma_p > 18.7$ dB, le “Relayage adaptatif” consomme moins de puissance (ST+RE) que les autres techniques puisqu’il est plus probable que RE assiste la transmission secondaire en utilisant moins de puissance.

La figure 3.6 présente $P_{out,s}$ de la technique proposée “Relayage adaptatif” pour différentes localisations physiques du relai RE dans la zone délimitée par (PT, PR, SR, ST). Lorsque RE est proche des nœuds primaires, $P_{out,s}$ ne s’améliore pas d’une manière significative puisque les procédures dominantes sont $D = 0$ et $D = 1$. D’où, le gain est seulement issu de la réduction de l’interférence. Lorsque RE se rapproche du système secondaire, $P_{out,s}$ diminue pour atteindre un premier minimum à l’ordonnée $y_r \approx 1.1$. Dans cette région, RE réussit à décoder les deux signaux primaire et secondaire et donc assiste les deux transmissions simultanément. En se rapprochant encore plus du système secondaire, la meilleure performance en terme de $P_{out,s}$ est atteinte dans la région médiane entre ST et SR. En effet, les cas $D = 2$

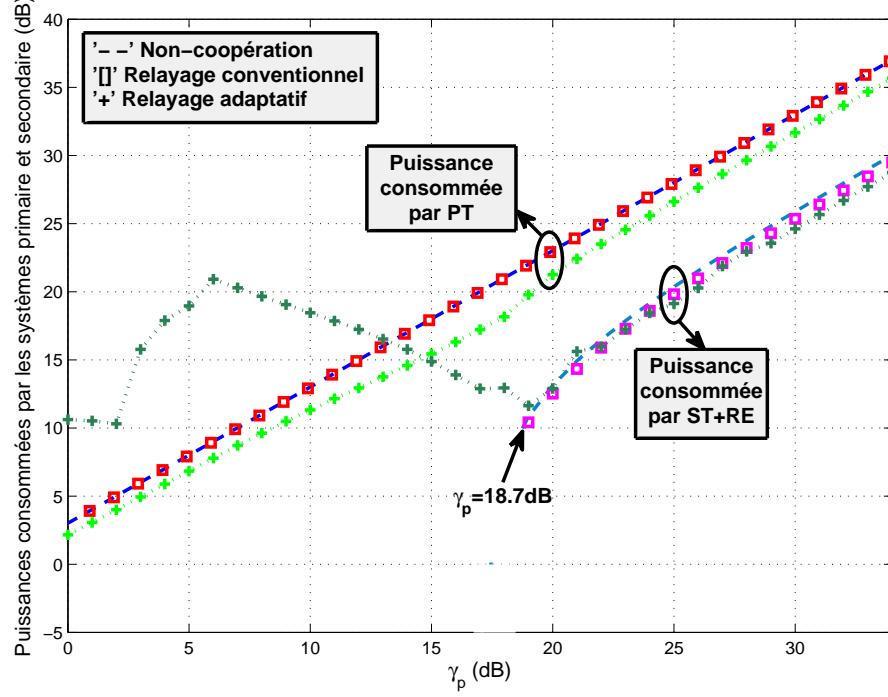


Figure 3.5 Puissance moyenne consommée par PT et puissance moyenne consommée par (ST, RE) en fonction du SNR primaire, γ_p , avec $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$ et $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB.

et $D = 3$ sont prédominants, ce qui améliore grandement le SINR reçu à SR. Par conséquent, le gain est issu du relayage du signal secondaire et de la réduction de l’interférence primaire.

3.2.5 Conclusion

Dans cette section, nous nous sommes inspirés de nos travaux ultérieurs (Jaafar *et al.*, 2011, 2012b) afin de proposer et analyser une nouvelle technique de transmission coopérative pour un réseau à radio cognitive. Dans cette technique, un relai multi-antenne choisit les meilleures antennes pour assister d’une manière opportuniste la transmission primaire, la transmission secondaire ou les deux simultanément. Après avoir dérivé les expressions des probabilités de blocage conditionnelles pour le système primaire, nous les avons utilisé pour optimiser la puissance d’émission au noeud relai. Finalement, nous avons démontré par simulation les gains en termes de probabilités de blocage primaire et secondaire de la technique proposée en comparaison avec d’autres techniques conventionnelles.

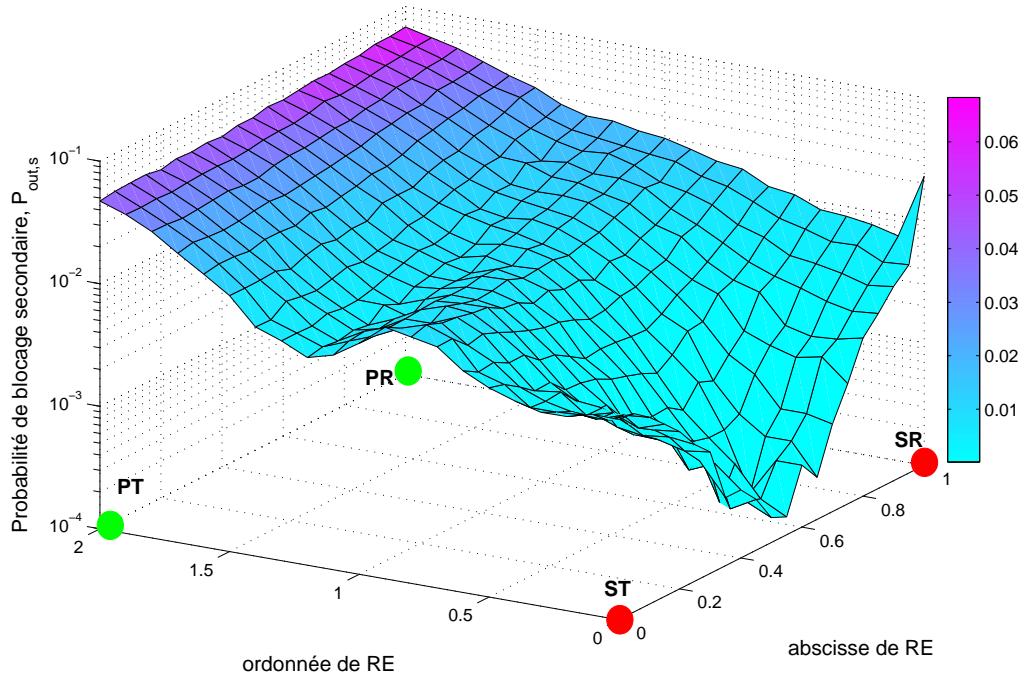


Figure 3.6 Probabilité de blocage secondaire en fonction de la position de RE (“Relayage adaptatif”; $M = 2$, $\varepsilon = 2\%$, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = 30$ dB et $\gamma_p = 20$ dB).

3.3 Coopération adaptative avec précodage au nœud relai

Relativement peu de travaux se sont intéressés au relayage des signaux primaires et secondaires en utilisant un relai à antennes multiples (Bohara *et al.*, 2010; Jaafar *et al.*, 2011; Manna *et al.*, 2011). De plus, la plupart des travaux qui exploitent le précodage au nœud relai supposent une connaissance parfaite des états des canaux d’interférence ST-PR et primaire PT-PR (Manna *et al.*, 2011; Tourki *et al.*, 2012), ce qui éloigne le modèle du cas réel.

Dans ce travail, nous proposons et étudions une nouvelle technique de coopération où un relai à radio cognitive est capable d’assister la transmission primaire ou secondaire en utilisant la technique de formation des faisceaux (BF) adaptative en présence d’erreurs d’estimation des canaux ST-PR et PT-PR (“imperfect Channel State Information iCSI”). De plus, la transmission primaire est incrémentale et pourrait nécessiter une retransmission du signal (Laneman *et al.*, 2004). Cette retransmission est exploitée pour améliorer l’accès secondaire au spectre primaire. L’amélioration est réalisée sans causer d’interférence supplémentaire à la transmission primaire en cours. Une adaptation à la présence de la connaissance imparfaite des états des canaux (iCSI) est proposée, ce qui correspond bien au cas réel où l’information sur les canaux ST-PR et PT-PR est partiellement connue aux nœuds secondaires par le biais

de mécanismes d'écoute.

Cette section est organisée comme suit. La sous-section 3.3.1 présente le modèle du système. À la sous-section 3.3.2, la technique de transmission proposée est décrite. Dans la sous-section 3.3.3, les pondérations BF de pré-codage sont déterminées et le problème d'allocation de puissance est étudié. La sous-section 3.3.4 présente et discute des résultats de simulation. Une conclusion à la sous-section 3.3.5 clôture ce travail.

3.3.1 Modèle du système

Le système considéré est exactement le même que celui présenté dans la section précédente (figure 3.1). Les mêmes hypothèses quant au nombre d'antennes aux nœuds, les puissances de transmission, la variation des états des canaux Rayleigh ainsi que le mécanisme de transmission (sur intervalles divisés en deux périodes) et la synchronisation des transmissions secondaires aux transmissions primaires sont conservées.

Dans notre système, les hypothèses concernant l'échange d'information (plus spécifiquement de CSI) sont similaires à celles considérées dans le réseau CRN “overlay” tel qu'expliqué dans (Manna *et al.*, 2011; Krikidis *et al.*, 2009; Jovicic et Viswanath, 2009; Sahai et Cabric, 2005). Par conséquent, nous considérons que les récepteurs (PR, SR et RE) possèdent une connaissance parfaite des états des canaux qui leurs sont liés (en réception), et que RE possède en plus une connaissance parfaite des états des canaux d'émission (\mathbf{h}_{rp} et \mathbf{h}_{rs}). Par contre, ST et RE ne connaissent que des estimations des canaux h_{pp} et h_{sp} , désignées par \tilde{h}_{pp} et \tilde{h}_{sp} . En général, la relation qui existe entre l'état du canal réel h_{ab} et son estimation \tilde{h}_{ab} peut être exprimée par (Chen *et al.*, 2012) :

$$\tilde{h}_{ab} = \psi h_{ab} + \sqrt{1 - \psi^2} \phi_{ab}, \quad (3.37)$$

où $\psi \in [0, 1]$ est le coefficient de corrélation entre h_{ab} et \tilde{h}_{ab} et ϕ_{ab} est une VA complexe, Gaussienne, circulaire et symétrique, de moyenne nulle et variance égale à celle de h_{ab} , donnée par λ_{ab} . En pratique, l'état du canal PT-PR (resp. ST-SR) pourrait être obtenu à PR (resp. à SR) par détection et estimation des symboles pilotes (Tong *et al.*, 2004). D'une manière similaire, le CSI du canal d'interférence (ST-PR) (resp. PT-SR) est obtenu à PR (resp. à SR). Une telle information est aisément obtenue à ST, si PR est conscient de la présence de ce dernier et lui transmet le CSI du canal d'interférence. Autrement, des méthodes pourraient être déployées par ST afin d'obtenir les CSI des canaux ST-PR et PT-PR. Par exemple, ST pourrait exploiter l'information de retour d'un nœud coopératif (ex : nœud relai) localisé aux environs de PR et donc capable d'écouter discrètement l'information sur le lien de retour entre PR et PT (Kang *et al.*, 2009).

En raison de l'échange de CSI requis, nous supposons que les états des canaux sans-fil varient lentement, permettant ainsi l'acquisition du CSI et les transmissions sur le même intervalle de temps.

3.3.2 Technique proposée

Les transmissions sur les deux périodes d'un intervalle de temps sont effectuées comme suit :

Transmissions dans la première période

À la première période, PT et ST diffusent leurs signaux x_p et x_s en utilisant les puissances γ_p et γ_s . Les signaux reçus à PR, SR et RE sont alors exprimés par (3.1), (3.2) et (3.3) respectivement. Il est à noter que γ_p est une valeur arbitraire fixée alors que celle de γ_s , délimitée par γ_s^{max} , est contrôlée de sorte que la transmission primaire n'est pas bloquée à la première période. Cela veut dire que le SINR à PR doit satisfaire :

$$\text{SINR}_p(1) = \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1} \geq \gamma_{th}^{(p)}, \quad (3.38)$$

où l'indice (1) désigne la première période et $\gamma_{th}^{(p)}$ est le seuil de SINR primaire, à partir duquel la transmission primaire est considérée réussie (Laneman *et al.*, 2004). Selon (3.38), γ_s doit alors être égale à :

$$\gamma_s = \min(\gamma_s^{max}, \max(0, \rho_2)), \quad (3.39)$$

où

$$\rho_2 = \frac{1}{|h_{sp}|^2} \left(\frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_{th}^{(p)}} - 1 \right). \quad (3.40)$$

Dans le cas d'un évanouissement profond du canal primaire, ajuster $\gamma_s = 0$ pourrait ne pas prévenir l'échec de la transmission primaire. Malgré cela, nous préférons garder ST silencieux et laisser PT tenter une retransmission (ou laisser RE tenter un relayage). Puisque ST connaît seulement \tilde{h}_{sp} et \tilde{h}_{pp} , alors ρ_2 devient :

$$\tilde{\rho}_2 = \frac{1}{|\tilde{h}_{sp}|^2} \left(\frac{\gamma_p |\tilde{h}_{pp}|^2}{\gamma_{th}^{(p)}} - 1 \right). \quad (3.41)$$

Vu que la transmission primaire est incrémentale, alors PR retourne un message de contrôle indiquant la réussite ou non de la transmission à la première période. Selon le message de

retour, une des deux situations suivantes peut se produire :

1. Si une réponse positive est transmise (c.-à-d. la condition dans (3.38) est satisfaite), alors RE relaie le signal x_s en utilisant la technique Decode-and-Forward-Beam-Forming (DF-BF) s'il réussit à le décoder, sinon ST répète le même signal. Nous appelons ce premier cas "*Bon canal primaire*".
2. Si une réponse négative est retournée, alors RE relaie x_p en utilisant DF-BF s'il décode le signal primaire, sinon PT répète x_p à la deuxième période. Ce cas est appelé "*Mauvais canal primaire*".

Pour la deuxième période, nous étudions séparément les cas "*Bon canal primaire*" et "*Mauvais canal primaire*".

Transmissions dans la deuxième période

(a) Bon canal primaire (RE assiste la transmission secondaire) À la fin de la première période, RE tente de décoder x_s en utilisant la détection à combinaison optimale-annulation d'interférence successive (Optimum Combining-Successive Interference Cancellation (OC-SIC)) (Winters, 1984; Tse et Viswanath, 2005). Même si la technique de détection à Maximum de Vraisemblance Conjointe (Joint Maximum Likelihood (JML)) (Letaief *et al.*, 2003; Blomer et Jindal, 2009) donne des meilleures performances de décodage, nous proposons d'utiliser OC-SIC pour son efficacité quasi-optimale à faible rapport signal-à-interférence et pour sa complexité d'implémentation réduite par rapport à JML (Blomer et Jindal, 2009).

Le décodage s'effectue comme suit :

1. Tenter de décoder x_s en considérant x_p comme interférence. Donc, le SINR secondaire au relai RE, noté $\text{SINR}_s^{(r)}$, est donné par :

$$\text{SINR}_s^{(r)} = \gamma_s \mathbf{h}_{sr}^H \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{h}_{sr}, \quad (3.42)$$

où $\mathbf{R}_s = \gamma_p \mathbf{h}_{pr} \mathbf{h}_{pr}^H + \mathbf{I}_N$. La condition de réussite ou d'échec du décodage du signal x_s à RE est similaire à celle dans (3.38) où $\text{SINR}_s^{(r)}$ est comparé à $\gamma_{th}^{(s)}$, le seuil de SNR au-dessus duquel x_s est considéré correctement décodé.

2. Si $\text{SINR}_s^{(r)} < \gamma_{th}^{(s)}$, tenter de décoder x_p en premier en considérant x_s comme interférence. Par conséquent, le SINR primaire à RE, noté $\text{SINR}_p^{(r)}$, est exprimé par :

$$\text{SINR}_p^{(r)} = \gamma_p \mathbf{h}_{pr}^H \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{h}_{pr}, \quad (3.43)$$

où $\mathbf{R}_p = \gamma_s \mathbf{h}_{sr} \mathbf{h}_{sr}^H + \mathbf{I}_N$. Si $\text{SINR}_p^{(r)} \geq \gamma_{th}^{(p)}$ (x_p est décodé correctement), alors omettre

x_p de (3.3) et tenter de décoder x_s . Donc, le SNR secondaire est donné par :

$$\text{SNR}_s^{(r)} = \gamma_s \|\mathbf{h}_{sr}\|_F^2. \quad (3.44)$$

Enfin, x_s est considéré correctement décodé à RE si $\text{SINR}_s^{(r)} \geq \gamma_{th}^{(s)}$, autrement (c.-à-d. $\text{SINR}_s^{(r)} < \gamma_{th}^{(s)}$) si $\text{SINR}_p^{(r)} \geq \gamma_{th}^{(p)}$ et $\text{SNR}_s^{(r)} \geq \gamma_{th}^{(s)}$. Il est à noter que même si RE décode x_p dans certains cas, ce signal n'a aucune utilité à RE puisqu'il est déjà décodé à PR à la première période.

– RE décode x_s :

Dans ce cas, RE multiplie x_s par un vecteur de pondération $\mathbf{w}_s^{(DF)}$ de dimension $M \times 1$ et transmet le produit à SR. Entre-temps, PT envoie un nouveau signal x'_p ($x'_p \neq x_p$) à PR avec la puissance γ_p à la deuxième période. Le signal total reçu à SR (pour les deux périodes) est donné par :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_s &= \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{ss} \\ \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_s^{(DF)} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_s^{(DF)}} x_s + \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{ps} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_1} x_p + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\gamma_p} h_{ps} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_2} x'_p + \mathbf{n}_s^{(DF)} \\ &= \mathbf{h}_s^{(DF)} x_s + \mathbf{h}_1 x_p + \mathbf{h}_2 x'_p + \mathbf{n}_s^{(DF)}, \end{aligned} \quad (3.45)$$

où $\mathbf{n}_s^{(DF)}$ est le vecteur de bruit blanc additif et Gaussien (AWGN) à 2 dimensions (2×1) reçu à SR. En appliquant la détection OC, le SINR à SR est exprimé par :

$$\text{SINR}_s^{(DF)} = \mathbf{h}_s^{(DF)H} \mathbf{R}_s^{(DF)-1} \mathbf{h}_s^{(DF)} = \frac{\gamma_s |h_{ss}|^2 + |\mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_s^{(DF)}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1}, \quad (3.46)$$

avec $\mathbf{R}_s^{(DF)} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H + \mathbf{I}_2$.

Le signal reçu à PR à la deuxième période, désigné par $y_p(2)$, est donné par :

$$y_p(2) = \sqrt{\gamma_p} h_{pp} x'_p + \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_s^{(DF)} x_s + n_p. \quad (3.47)$$

Le SINR à PR à la deuxième période est donc exprimé par :

$$\text{SINR}_p(2) = \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{|\mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_s^{(DF)}|^2 + 1}. \quad (3.48)$$

– RE ne décode pas x_s :

Dans ce cas, ST répète le même signal avec la puissance γ_s donnée par (3.39) et PT transmet un nouveau signal x'_p avec la puissance γ_p . D'où SINR à SR est exprimé par :

$$\text{SINR}_s^{(rep)} = \frac{2\gamma_s |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1} \quad (3.49)$$

et le SINR reçu à PR à la deuxième période est donné par (3.38).

(b) Mauvais canal primaire (RE assiste la transmission primaire) Dans ce cas, PR ne réussit pas à décoder x_p à la première période, ce qui requiert une retransmission à la deuxième période. Dans la technique proposée, RE assiste la transmission primaire pendant que ST tente d'envoyer x_s en utilisant une puissance contrôlée à la deuxième période. x_p est décodé en suivant une approche similaire à (3.42)-(3.44).

– RE décode x_p :

Dans ce cas, RE applique un vecteur de pondération $\mathbf{w}_p^{(DF)}$ à x_p (de dimension $M \times 1$) et relaie le produit à PR à la deuxième période. Pendant ce temps, ST transmet x_s avec la puissance $\gamma_s^{(DF)}$ (La valeur de $\gamma_s^{(DF)}$ sera déterminée dans la prochaine sous-section.). Donc, le signal reçu à PR est écrit comme :

$$\mathbf{y}_p = \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{pp} \\ \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_p^{(DF)} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_p^{(DF)}} x_p + \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{sp} \\ \sqrt{\gamma_s^{(DF)}} h_{sp} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_3} x_s + \mathbf{n}_p^{(DF)} = \mathbf{h}_p^{(DF)} x_p + \mathbf{h}_3 x_s + \mathbf{n}_p^{(DF)}, \quad (3.50)$$

où $\mathbf{n}_p^{(DF)}$ est le bruit AWGN reçu à PR. En appliquant la détection OC, le SINR à PR est donné par :

$$\text{SINR}_p^{(DF)} = \mathbf{h}_p^{(DF)H} \mathbf{R}_p^{(DF)-1} \mathbf{h}_p^{(DF)}, \quad (3.51)$$

où $\mathbf{R}_p^{(DF)} = \mathbf{h}_3 \mathbf{h}_3^H + \mathbf{I}_2$. De façon similaire à (3.50)-(3.51), le signal reçu à SR et le SINR correspondant sont respectivement donnés par :

$$\mathbf{y}_s = \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_s} h_{ss} \\ \sqrt{\gamma_s^{(DF)}} h_{ss} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_s'^{(DF)}} x_s + \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_p} h_{ps} \\ \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_p^{(DF)} \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_4} x_p + \mathbf{n}_s^{(DF)} = \mathbf{h}_s'^{(DF)} x_s + \mathbf{h}_4 x_p + \mathbf{n}_s^{(DF)},$$

et

$$\text{SINR}_s'^{(DF)} = \mathbf{h}_s'^{(DF)H} \mathbf{R}_s'^{(DF)-1} \mathbf{h}_s'^{(DF)}, \quad (3.52)$$

où $\mathbf{R}'^{(DF)}_s = \mathbf{h}_4 \mathbf{h}_4^H + \mathbf{I}_2$.

– RE ne décode pas x_p :

Dans ce cas, PT répète le signal x_p en utilisant la puissance γ_p tandis que ST transmet x_s avec la puissance γ_s donnée par (3.39). Il est à noter que la valeur de γ_s est sous-optimale pour ce cas. Malgré cela, elle est choisie afin d'éviter un échange d'information supplémentaire pour l'allocation de puissance.

Le signal reçu au nœud a ($a = p$ ou s) est exprimé par :

$$\mathbf{y}_a = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_5^{(a)}} \underbrace{\sqrt{\gamma_p} h_{pa} x_p}_{\triangleq \mathbf{h}_6^{(a)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\triangleq \mathbf{h}_6^{(a)}} \underbrace{\sqrt{\gamma_s} h_{sa} x_s}_{\triangleq \mathbf{h}_6^{(a)}} + \mathbf{n}_a^{(rep)}. \quad (3.53)$$

En utilisant la détection OC, SINR à PR est donné par :

$$\text{SINR}_p^{(rep)} = \mathbf{h}_5^{(p)H} \mathbf{R}_p^{(rep)-1} \mathbf{h}_5^{(p)}, \quad (3.54)$$

où $\mathbf{R}_p^{(rep)} = \mathbf{h}_6^{(p)H} \mathbf{h}_6^{(p)} + N_0 \mathbf{I}_2$. Similairement, le SINR reçu à SR est écrit comme :

$$\text{SINR}_s^{(rep)} = \mathbf{h}_6^{(s)H} \mathbf{R}_s^{(rep)-1} \mathbf{h}_6^{(s)}, \quad (3.55)$$

où $\mathbf{R}_s^{(rep)} = \mathbf{h}_5^{(s)H} \mathbf{h}_5^{(s)} + N_0 \mathbf{I}_2$.

Afin de simplifier la compréhension de la technique proposée, nous résumons les étapes de transmission dans l'organigramme présenté à la figure 3.7.

3.3.3 Détermination des facteurs de pondération BF et allocation de puissance

Cette sous-section s'intéresse à la détermination des facteurs de pondération du précodage au nœud relai RE, ainsi qu'à l'allocation de puissance à ST pour les transmissions de la deuxième période en présence de iCSI. Nous étudions ici les cas “Bon canal primaire” (RE décode x_s) et “Mauvais canal primaire” (RE décode x_p), puisque dans les autres cas, l'allocation de puissance est facile et elle est présentée à la sous-section précédente.

Ensuite, une solution simple est proposée pour réduire l'effet de iCSI. Il est à noter qu'en raison de la complexité du problème étudié, les solutions proposées sont sous-optimales mais simple à implémenter.

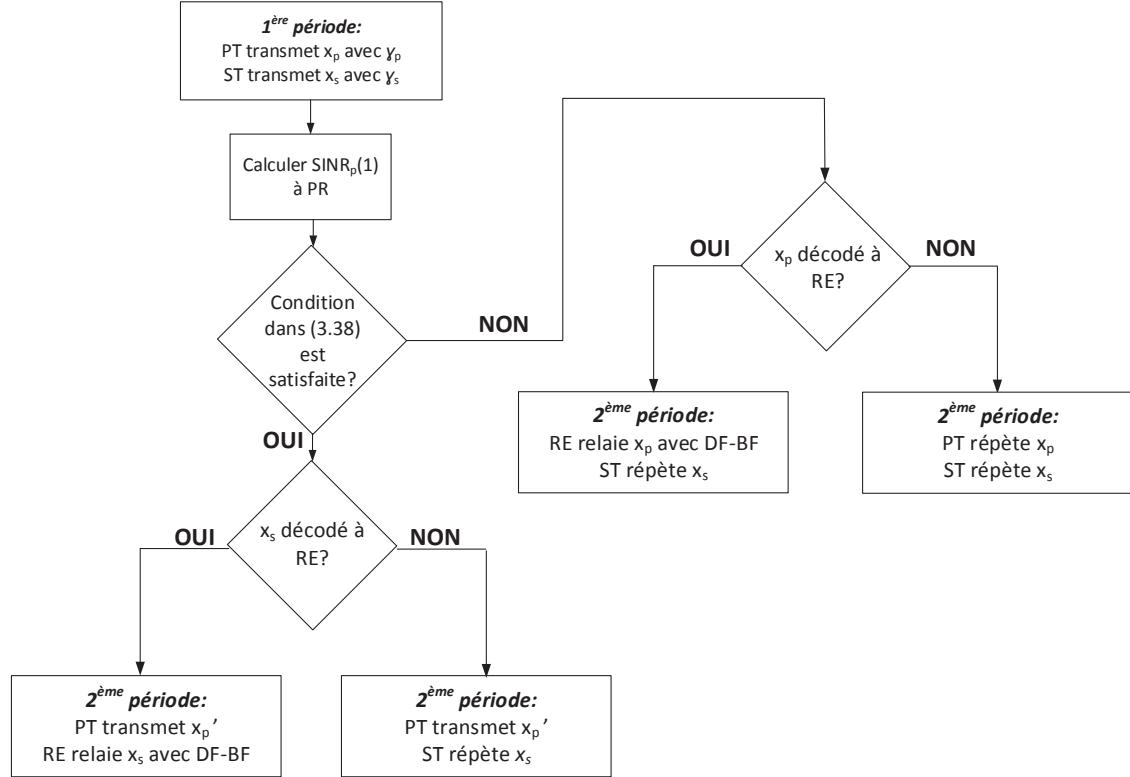


Figure 3.7 Organigramme de fonctionnement de la technique de transmission proposée.

Bon canal primaire (RE décode x_s)

Dans ce cas, le rôle du précodage est de maximiser la capacité secondaire tandis que l’interférence vers PR est contrôlée sur la deuxième période. Le problème de la détermination du vecteur de pondération $\mathbf{w}_s^{(DF)}$ est formulé comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \arg \max_{\mathbf{w}_s^{(DF)}} \log_2 \left(1 + \text{SINR}_s^{(DF)} \right) \\
 & \text{sous contraintes (s.c.)} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{SINR}_p(2) \geq \gamma_{th}^{(p)} \\ \left\| \mathbf{w}_s^{(DF)} \right\|_F^2 \leq \gamma_r^{max}, \end{array} \right. \quad (3.56)
 \end{aligned}$$

où $\text{SINR}_s^{(DF)}$ et $\text{SINR}_p(2)$ sont donnés par (3.46) et (3.48) respectivement. Vu que la maximisation du SINR reçu est équivalente à la maximisation de la capacité, et en considérant

que iCSI est disponible à RE, alors (3.56) est reformulé comme étant :

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\mathbf{w}_s^{(DF)}} \left| \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_s^{(DF)} \right|^2 \\ s.c. \quad & \begin{cases} \left| \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_s^{(DF)} \right|^2 \leq \mu_1(\tilde{h}_{pp}) \\ \left\| \mathbf{w}_s^{(DF)} \right\|_F^2 \leq \gamma_r^{max}. \end{cases} \end{aligned} \quad (3.57)$$

où $\mu_1(\tilde{h}_{pp}) = \frac{\gamma_p |\tilde{h}_{pp}|^2}{\gamma_{th}^{(p)}} - 1$. En suivant la méthode présentée dans (Zhang et Liang, 2008), la solution optimale du problème (3.57) est obtenue de la manière suivante. $\mathbf{w}_s^{(DF)}$ est écrit sous la forme $\alpha_w \mathbf{g} + \beta_w \hat{\mathbf{h}}_{\perp}$, où $\mathbf{g} = \frac{\mathbf{h}_{rp}^H}{\|\mathbf{h}_{rp}\|_F}$, $\hat{\mathbf{h}}_{\perp} = \frac{\mathbf{h}_{\perp}}{\|\mathbf{h}_{\perp}\|_F}$, $\mathbf{h}_{\perp} = \mathbf{h}_{rs}^H - (\mathbf{g}^H \mathbf{h}_{rs}^H) \mathbf{g}$ et α_w et β_w sont des valeurs complexes. $\mathbf{w}_s^{(DF)}$ devrait se situer dans l'espace engendré par \mathbf{h}_{rp}^H et la projection de \mathbf{h}_{rs}^H sur l'espace nul à \mathbf{h}_{rp}^H (Lemme 2, (Zhang et Liang, 2008)). Soit $\mathbf{h}_{rs}^H = \alpha_h \mathbf{g} + \beta_h \hat{\mathbf{h}}_{\perp}$. Alors, en utilisant le théorème 2 dans (Zhang et Liang, 2008), le vecteur de pondération BF optimal est $\mathbf{w}_s^{(DF)} = \alpha_w \mathbf{g} + \beta_w \hat{\mathbf{h}}_{\perp}$ où α_w et β_w sont donnés par :

– Si $\mu_1(\tilde{h}_{pp}) \geq \gamma_r^{max} \frac{\|\mathbf{h}_{rp}\|_F^2 \|\alpha_h\|_F^2}{\|\alpha_h\|_F^2 + \|\beta_h\|_F^2}$,

$$\alpha_w = \sqrt{\frac{\gamma_r^{max}}{\|\alpha_h\|_F^2 + \|\beta_h\|_F^2} \alpha_h}, \quad (3.58)$$

et

$$\beta_w = \sqrt{\frac{\gamma_r^{max}}{\|\alpha_h\|_F^2 + \|\beta_h\|_F^2} \beta_h}. \quad (3.59)$$

– Sinon,

$$\alpha_w = \frac{\sqrt{\mu_1(\tilde{h}_{pp})}}{\|\mathbf{h}_{rp}\|_F} \frac{\alpha_h}{\|\alpha_h\|_F}, \quad (3.60)$$

et

$$\beta_w = \sqrt{\gamma_r^{max} - \frac{\mu_1(\tilde{h}_{pp})}{\|\mathbf{h}_{rp}\|_F^2} \frac{\beta_h}{\|\beta_h\|_F}}. \quad (3.61)$$

La solution obtenue fonctionnerait parfaitement lorsque les estimations des états des canaux sont exacts. Par contre, à cause des erreurs d'estimation, la première contrainte dans (3.57) pourrait être violée. Par conséquent, nous proposons de substituer la première contrainte

dans (3.57) comme suit :

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\mathbf{w}_s^{(DF)}} \left| \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_s^{(DF)} \right|^2 \\ s.c. \quad & \begin{cases} \left| \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_s^{(DF)} \right|^2 \leq \eta_1 \mu_1(\tilde{h}_{pp}) \\ \left\| \mathbf{w}_s^{(DF)} \right\|_F^2 \leq \gamma_r^{max}. \end{cases} \end{aligned} \quad (3.62)$$

où $\eta_1 \in [0, 1]$ est une marge de protection fixée arbitrairement. La résolution du problème (3.62) est effectuée de façon similaire à (3.57)-(3.61).

Mauvais canal primaire (RE décode x_p)

Dans ce cas, nous visons à augmenter la capacité secondaire sans induire d'interférence supplémentaire à la communication primaire. Le problème conjoint de la détermination du vecteur de précodage à RE et d'allocation de puissance à ST est formulé comme suit :

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\mathbf{w}_p^{(DF)}; \gamma_s^{(DF)}} \log_2 \left(1 + \text{SINR}'_s^{(DF)} \right) \\ s.c. \quad & \begin{cases} \text{SINR}_p^{(DF)} \geq \chi_\psi(\gamma_{th}^{(p)}, \tilde{h}_{pp}) \\ \left\| \mathbf{w}_p^{(DF)} \right\|_F^2 \leq \gamma_r^{max}, \end{cases} \end{aligned} \quad (3.63)$$

où $\text{SINR}'_s^{(DF)}$ et $\text{SINR}_p^{(DF)}$ sont exprimés par (3.52) et (3.51) respectivement et où

$$\chi_\psi(\gamma_{th}^{(p)}, \tilde{h}_{pp}) = \begin{cases} \gamma_{th}^{(p)} & \text{if } \psi < 1 \\ 2\gamma_p \left| \tilde{h}_{pp} \right|^2 & \text{if } \psi = 1, \end{cases} \quad (3.64)$$

définit le SINR requis à PR lorsqu'une retransmission est demandée. Si $\psi = 1$, nous choisissons de respecter le même SINR que dans le cas d'une transmission primaire non-assistée par un relai. Par contre, pour $\psi < 1$, une interférence élevée est suspectée à PR. Par conséquent, nous tenterons de satisfaire $\gamma_{th}^{(p)}$ afin de réduire l'impact de iCSI.

Étant donné la complexité de leurs expressions, nous simplifions (3.63) en supposant que ST possède une connaissance parfaite des canaux h_{pp} et h_{sp} . Les expressions de $\text{SINR}'_s^{(DF)}$ et $\text{SINR}_p^{(DF)}$ s'écrivent alors :

$$\text{SINR}'_s^{(DF)} = \frac{\gamma_s^{(DF)} |h_{ss}|^2}{\left| \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_p^{(DF)} \right|^2 + 1}, \quad (3.65)$$

et

$$\text{SINR}_p^{(DF)} = \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{|\mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_p^{(DF)}|^2}{\gamma_s^{(DF)} |h_{sp}|^2 + 1}, \quad (3.66)$$

En utilisant (3.65)-(3.66) et en supposant iCSI à RE, (3.63) devient :

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{w}_p^{(DF)}; \gamma_s^{(DF)}} \left| \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_p^{(DF)} \right|^2 \\ & \text{s.c.} \quad \begin{cases} \left| \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_p^{(DF)} \right|^2 \geq \mu_2 \left(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)} \right) \\ \left\| \mathbf{w}_p^{(DF)} \right\|_F^2 \leq \gamma_r^{max}, \end{cases} \end{aligned} \quad (3.67)$$

où $\mu_2 \left(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)} \right) = \left(\chi_\psi(\gamma_{th}^{(p)}, \tilde{h}_{pp}) - \gamma_p \left| \tilde{h}_{pp} \right|^2 \right) \left(1 + \gamma_s^{(DF)} \left| \tilde{h}_{sp} \right|^2 \right)$ est issue de la contrainte suivante :

$$\text{SINR}_p^{(DF)} = \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{|\mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_p^{(DF)}|^2}{\gamma_s^{(DF)} |h_{sp}|^2 + 1} \geq \chi_\psi(\gamma_{th}^{(p)}, \tilde{h}_{pp}). \quad (3.68)$$

En se basant sur les deux observations suivantes : (i) la fonction objectif dans (3.67) est réduite à zéro lorsque toutes les contraintes sont ignorées et (ii) le terme à gauche de la première contrainte est maximisé au-dessus de la valeur $\mu_2 \left(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)} \right)$, le problème (3.67) est simplifié à :

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\mathbf{w}_p^{(DF)}; \gamma_s^{(DF)}} \left| \mathbf{h}_{rp} \mathbf{w}_p^{(DF)} \right|^2 \left(\geq \mu_2 \left(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)} \right) \right) \\ & \text{s.c.} \quad \begin{cases} \left| \mathbf{h}_{rs} \mathbf{w}_p^{(DF)} \right|^2 = 0 \\ \left\| \mathbf{w}_p^{(DF)} \right\|_F^2 = \gamma_r^{(DF)} \leq \gamma_r^{max}, \end{cases} \end{aligned} \quad (3.69)$$

où le terme entre parenthèses dans la fonction objectif présente la valeur minimale tolérée. En supposant que cette valeur est ignorée dans (3.69), le problème est résolu par la méthode de projection orthogonale (Liu *et al.*, 2011) :

$$\mathbf{w}_p^{(DF)} = \sqrt{\gamma_r^{(DF)}} \frac{\mathbf{P} \mathbf{h}_{rp}^H}{\left\| \mathbf{P} \mathbf{h}_{rp}^H \right\|_F}, \quad \text{avec} \quad \mathbf{P} = \mathbf{I}_N - \frac{\mathbf{h}_{rs}^H \mathbf{h}_{rs}}{\left\| \mathbf{h}_{rs} \right\|_F^2}. \quad (3.70)$$

Pour résoudre (3.69), nous proposons l'algorithme **(A3)** présenté ci-après, qui combine détermination du vecteur de précodage à RE (selon l'expression (3.70)) et calcul de la puissance d'émission de ST, $\gamma_s^{(DF)}$, à la deuxième période.

L'algorithme **(A3)** fournit une solution sous-optimale du problème (3.63). Puisque iCSI

Tableau 3.4 Algorithme de recherche (**A3**) pour calculer $\gamma_s^{(DF)}$ et $\gamma_r^{(DF)}$

1 :	$st > 0$ (pas de puissance)
2 :	$pm > 0$ (marge de protection pour la fonction objectif dans (3.69))
3 :	$\gamma_r^{(DF)} \leftarrow \gamma_r^{max}$
4 :	$\gamma_s^{(DF)} \leftarrow \gamma_s^{max}$
5 :	calculer $\mathbf{w}_p^{(DF)}$ en utilisant (3.70)
6 :	calculer $\mu_2(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)})$
7 :	tant que $ \mathbf{h}_{rp}\mathbf{w}_p^{(DF)} ^2 > \mu_2(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)}) + pm$ et $\gamma_r^{(DF)} > 0$ faire
8 :	$\gamma_r^{(DF)} \leftarrow \gamma_r^{(DF)} - st$
9 :	calculer $\mathbf{w}_p^{(DF)}$ en utilisant (3.70)
10 :	fin tant que
11 :	tant que $ \mathbf{h}_{rp}\mathbf{w}_p^{(DF)} ^2 < \mu_2(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)})$ et $\gamma_s^{(DF)} > 0$ faire
12 :	$\gamma_s^{(DF)} \leftarrow \gamma_s^{(DF)} - st$
13 :	calculer $\mu_2(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)})$
14 :	fin tant que
15 :	retourner $\max(\gamma_r^{(DF)}, 0)$
16 :	retourner $\max(\gamma_s^{(DF)}, 0)$

est considéré, nous modifions les étapes 7 et 11 dans l'algorithme (**A3**) tel que $|\mathbf{h}_{rp}\mathbf{w}_p^{(DF)}|^2$ est comparé à $(1 + \eta_2) \mu_2(\tilde{h}_{pp}, \tilde{h}_{sp}, \gamma_s^{(DF)})$, où $\eta_2 \in [0, +\infty)$ est une marge de protection arbitraire.

3.3.4 Évaluation des performances et discussion

Nous considérons le modèle du système de la figure 3.1. Les paramètres de simulation sont les suivants : l'exposant d'atténuation du trajet $\beta = 4$ et les seuils de SINR visés sont $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB (sauf indication contraire). Pour les figures 3.8-3.9, une connaissance parfaite des canaux est disponible à ST et RE. Ensuite, iCSI est considéré à ST et RE à la figure 3.10. Dans nos simulations, l'effet de iCSI (des canaux ST-PR et PT-PR) est compensé seulement au nœud relai RE puisque sa compensation à ST a été précédemment étudiée dans (Chen *et al.*, 2012).

Dans le but de démontrer les avantages de la technique proposée, nous évaluons la probabilité de blocage primaire (notée $P_{out,p}$) puisque le système primaire doit respecter

une contrainte d’interférence. Cependant, la capacité du canal est évaluée pour le système secondaire (notée C_s). De plus, nous évaluons la puissance moyenne consommée par les nœuds des systèmes primaire (PT) et secondaire (ST+RE) sur un intervalle de temps (2 périodes successives du même intervalle).

Les performances sont déterminées par simulation Monte-Carlo, en moyennant les résultats obtenus sur plusieurs positions aléatoires du nœud relai dans la région limitée par (PT, PR, SR, ST).

La technique proposée (appelée “Tech. prop.”) est comparée à la technique de transmission non coopérative (appelée “Non-coop.”), à une technique de relayage conventionnelle (appelée “Tech. conv.”) et à une technique modifiée de “Tech. prop.” (appelée “Mod. AF/DF”), décrites comme suit.

Pour la technique “Non-coop.”, la communication est incrémentale, c.-à-d. PT retransmet le même signal sur les deux périodes lorsque $\gamma_p |h_{pp}|^2 < \gamma_{th}^{(p)}$. Entre-temps, la transmission secondaire utilise la répétition où ST transmet avec la puissance γ_s donnée par (3.39). Pour “Tech. conv.”, la transmission primaire est également incrémentale (sans assistance du relai). Alors que la transmission secondaire est assistée par le nœud relai en utilisant DF-BF lorsque RE décode x_s , sinon ST répète le même signal. La technique “Mod. AF/DF” est similaire à la technique “Tech. prop.” lorsque RE décode correctement le signal à relayer. Sinon, AF et BF sont conjointement utilisés (AF-BF) pour relayer le signal reçu⁴. Ces techniques sont utilisées comme référence pour la comparaison avec la technique proposée.

Les figures 3.8.a-3.8.c illustrent la probabilité de blocage primaire, la capacité du canal secondaire et les puissances consommées par les nœuds des systèmes primaire et secondaire en fonction de γ_p pour les techniques “Non-coop.”, “Tech. conv.”, “Mod. AF/DF” et “Tech. prop.”. Dans la figure 3.8.a, la même performance $P_{out,p}$ est obtenue pour toutes les techniques. Ceci valide le fait que “Tech. prop.” maintient la même $P_{out,p}$ que les techniques conventionnelles. Par contre, dans la figure 3.8.b, nous voyons que “Tech. prop.” et “Mod. AF/DF” fournissent une performance, en termes de capacité secondaire, légèrement plus élevée que celles des autres techniques. En effet, en plus du gain obtenu en assistant la transmission secondaire (comme dans “Tech. conv.”), “Tech. prop.” et “Mod. AF/DF” offrent un gain additionnel en assistant la transmission primaire, permettant ainsi un accès secondaire simultané à la deuxième période. Il est évident que “Non-coop.” fournit la pire performance en termes de capacité secondaire. Bien que les techniques “Tech. prop.” et “Mod. AF/DF” aient des performances similaires, “Tech. prop.” est préférable puisqu’elle consomme moins de puissance (en particulier à faible γ_p) que “Mod. AF/DF”, comme il est illustré dans la figure 3.8.c. De

4. Les détails de détermination des facteurs de pondération et d’allocation de puissance sont omis en raison de la similitude avec le cas DF-BF.

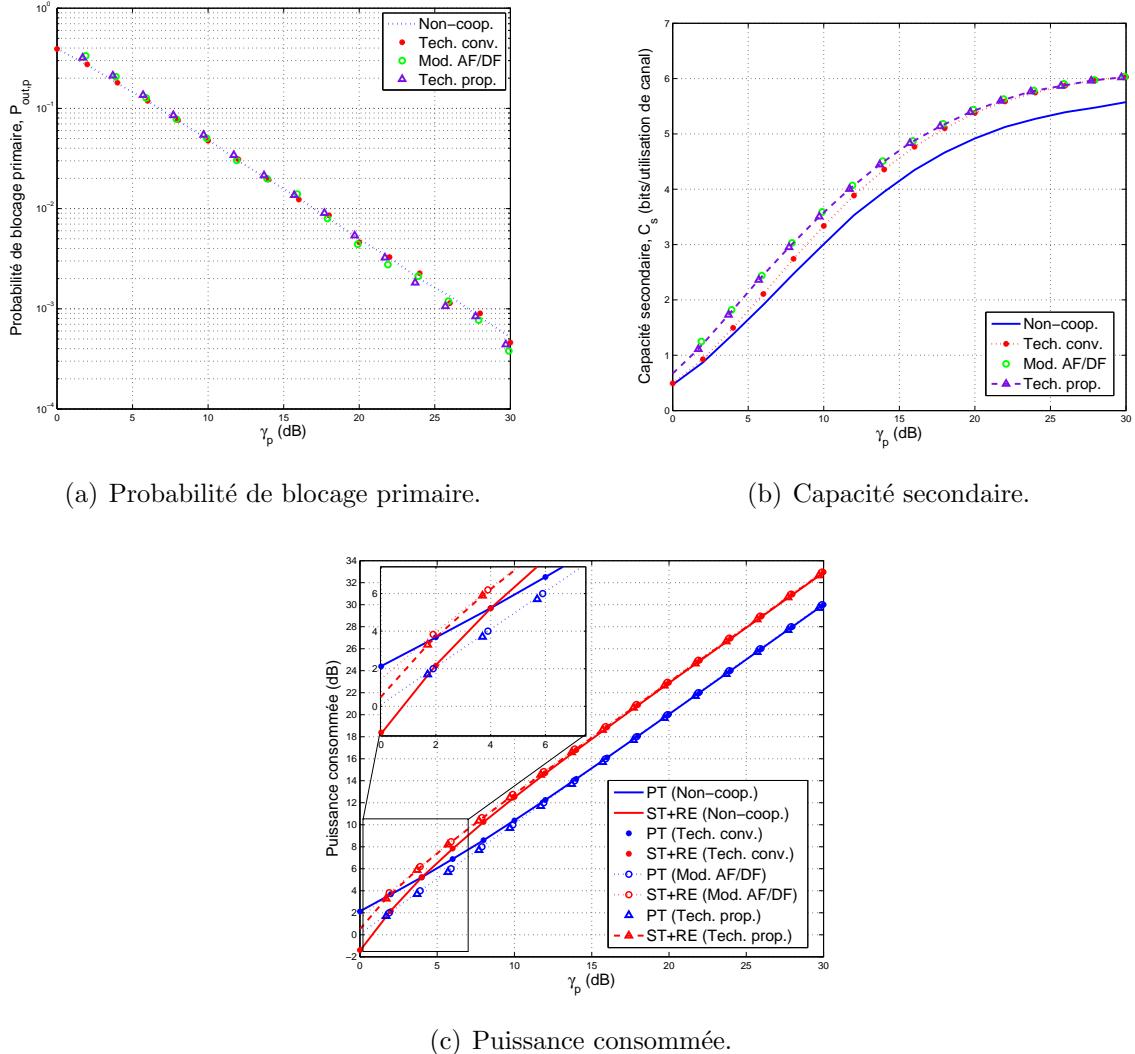
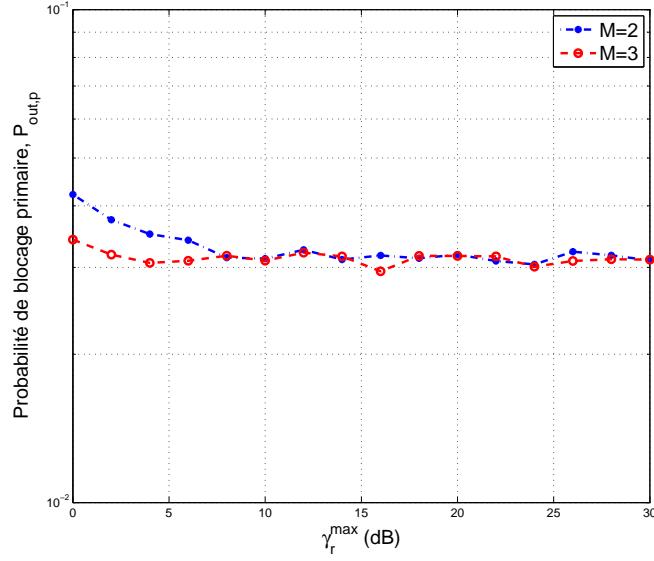


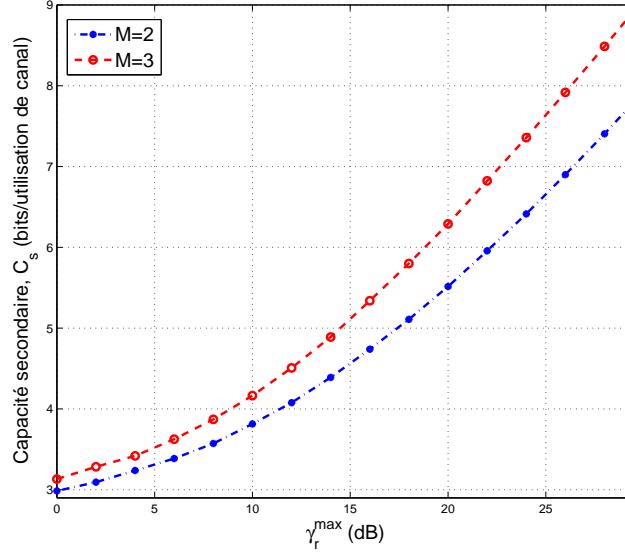
Figure 3.8 Comparaison des techniques de transmission ($M = 2$, $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$).

la même figure, on constate que PT consomme plus de puissance pour les techniques “Tech. conv.” et “Non-coop” à faible γ_p , mais moins de puissance secondaire (ST+RE) que “Tech. prop.” et “Mod. AF/DF”. Ceci est dû à la non-assistance des transmissions primaires à faible SNR.

Dans les figures 3.9.a-3.9.b, nous étudions l’impact de la puissance maximale du relai γ_r^{max} , et le nombre d’antennes M sur $P_{out,p}$ et C_s . Dans la figure 3.9.a, lorsque γ_r^{max} augmente pour un M fixé, $P_{out,p}$ s’améliore puis sature à une valeur constante. Cette valeur présente la meilleure performance $P_{out,p}$ atteignable lorsqu’aucune interférence n’est présente dans le système. Pour un nombre d’antennes M variant de 2 à 3, $P_{out,p}$ diminue plus rapidement pour



(a) Probabilité de blocage primaire.



(b) Capacité secondaire.

Figure 3.9 Performances de “Tech. prop.” en fonction de γ_r^{max} ($M = 2$ et $M = 3$, $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_p = 12$ dB).

atteindre sa meilleure valeur puisque DF-BF est plus efficace avec M plus grand (diversité à la réception plus importante). En outre, ajouter une antenne à RE améliore C_s comme il est illustré dans la figure 3.9.b. La figure présentant les puissances est omise puisque dans les deux cas, les même puissances sont consommées par les noeuds du système.

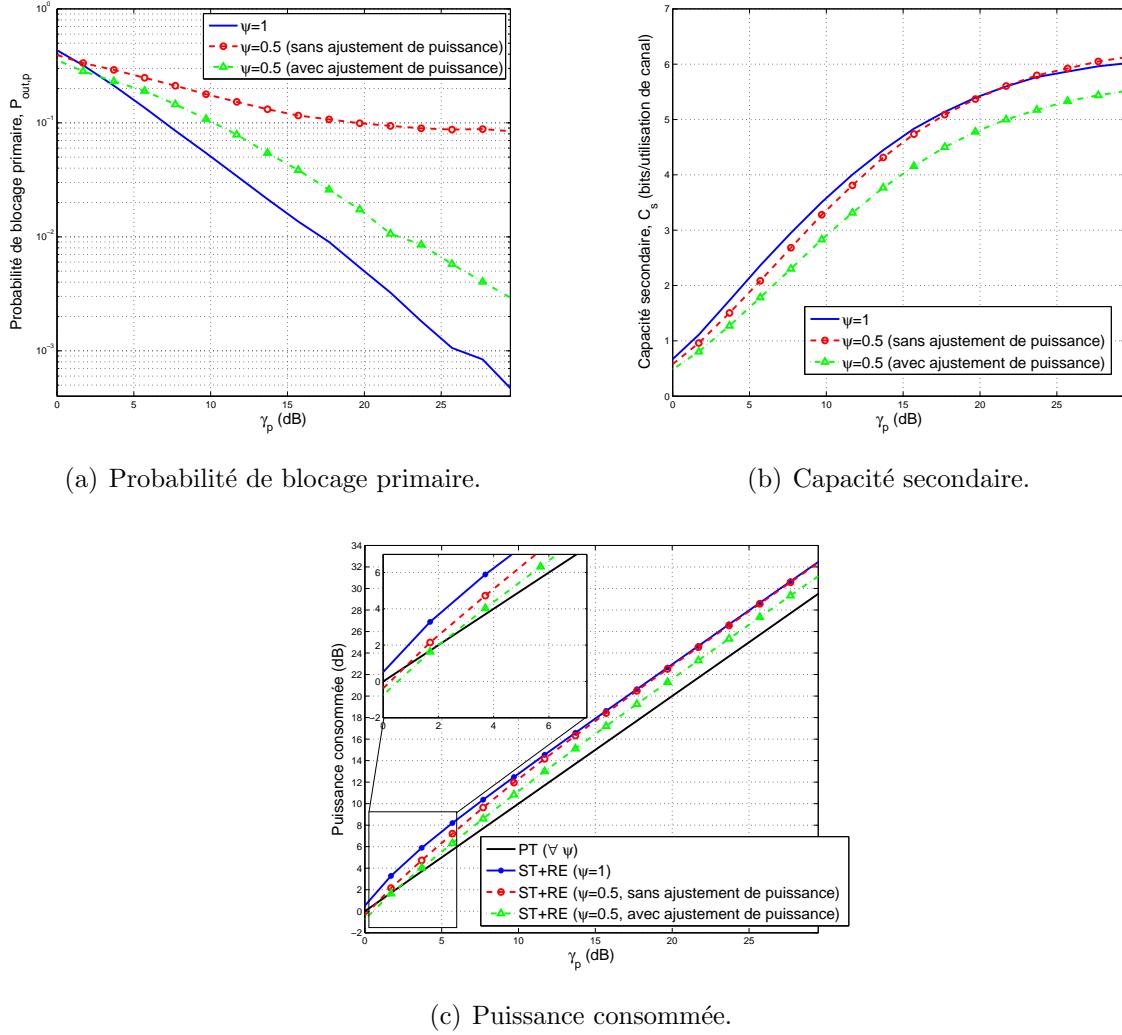


Figure 3.10 Impact de iCSI sur les performances de “Tech. prop.” ($M = 2$, $\gamma_{th}^{(p)} = \gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$).

Les figures 3.10.a-3.10.c montrent l’impact de iCSI et la solution proposée pour réduire son effet. Dans la figure 3.10.a, pour $\psi = 0.5$ et aucun contrôle de puissance, c.-à-d. $\eta_1 = \eta_2 = 0$, $P_{out,p}$ se dégrade considérablement à cause de la formation des faisceaux inexacte effectuée par RE, interférant ainsi sur la transmission primaire. En ajustant adéquatement η_1 et η_2 pour la détermination des facteurs de pondération de BF, $P_{out,p}$ s’améliore d’une manière très significative (d’environ 80% à $\gamma_p = 20$ dB) mais demeure plus mauvaise que dans le cas $\psi = 1$. Ce dernier cas peut être approché si un ajustement de puissance est également effectué à ST. Selon la figure 3.10.b, l’ajustement de puissance réduit la capacité secondaire C_s . En effet, à $\gamma_p = 20$ dB, elle passe de 5.4 bits/utilisation de canal pour $\psi = 1$ à 4.8 bits/utilisation de canal pour $\psi = 0.5$ (avec ajustement de puissance). Par contre, sans aucun ajustement, C_s

est plus élevée et dépasse légèrement le cas $\psi = 1$ à haut γ_p . Ceci est expliqué par le fait que ST transmet plus souvent lorsque $\psi = 0.5$, causant ainsi plus d’interférence à PR. Dans la figure 3.10.c, la puissance consommée par PT est identique pour tous les cas puisqu’elle est fixée. Cependant, la puissance consommée par les émetteurs secondaires (ST+RE) diminue pour ψ plus faible, en raison de iCSI. Enfin, l’ajustement de puissance réduit la puissance consommée par ST+RE.

3.3.5 Conclusion

Dans cette section, nous avons proposé et analysé une nouvelle technique de relayage pour un réseau à radio cognitive, où un nœud relai à antennes multiples assiste la transmission primaire ou secondaire en utilisant la technologie de formation des faisceaux (BF). En prenant compte de l’effet de iCSI, les facteurs de précodage au relai et la puissance de transmission à ST sont déterminés. Les résultats démontrent que d’une part, cette technique surpasse des techniques conventionnelles en terme de capacité secondaire (gain variant entre 1,4% et 9%) pour une connaissance parfaite des canaux. D’autre part, elle réussit à réduire l’impact de la connaissance imparfaite des canaux de transmission sur la probabilité de blocage primaire. Dans ce cas, le gain réalisé en termes de probabilité de blocage primaire en ajustant les puissances d’émission se situe entre 25% et 96% (par rapport au cas sans ajustement des puissances).

3.4 Récapitulatif

Dans ce chapitre, nous avons proposé et étudié deux nouvelles techniques de relayage adaptatif pour un réseau à radio cognitive. Ces deux techniques profitent des antennes multiples du nœud relai afin d’aider la transmission primaire et/ou la transmission secondaire, dans le but d’améliorer la performance secondaire (traduite par la probabilité de blocage pour la première technique, et par la capacité pour la deuxième technique) en respectant une contrainte d’interférence sur la transmission primaire (traduite par un seuil de probabilité de blocage primaire pour la première technique, et par un seuil de SINR pour la deuxième technique). Ces deux techniques réussissent à réaliser des performances meilleures que celles des techniques de transmission conventionnelles dans un réseau à radio cognitive.

CHAPITRE 4

NOUVELLES TECHNIQUES DE COOPÉRATION AVEC SÉLECTION DE RELAIS DANS LES RÉSEAUX À RADIO COGNITIVE

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons deux techniques de coopération pour un réseau à radio cognitive afin d'améliorer la probabilité de blocage secondaire en respectant un seuil imposé sur la probabilité de blocage primaire. Ces techniques exploitent un ou deux relais sélectionnés parmi un ensemble de nœuds relais, équipés chacun d'une seule antenne, pour assister soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire, ou les deux simultanément.

En premier lieu, une technique utilisant le relayage fixe DF (Laneman *et al.*, 2004) pour les deux communications primaire et secondaire est proposée. Ce travail a été développé en collaboration avec l'étudiant Zoubeir Mlika, dans le cadre de son projet de fin d'études au baccalauréat, menant à la publication de l'article de conférence (Mlika *et al.*, 2012). Une extension de cette technique du relayage fixe au relayage de sélection (incrémental) a été proposée et a donné lieu à l'article de conférence (Jaafar *et al.*, 2012a). Cependant cette extension ne sera pas présentée dans la thèse en raison de sa similarité avec le travail réalisé précédemment.

En deuxième lieu, la première technique est simplifiée pour l'utilisation d'un seul relai adaptatif capable d'assister la transmission primaire ou la transmission secondaire. Cette nouvelle technique présente un potentiel important pour lutter contre le blocage de l'accès secondaire aux faibles valeurs du SNR primaire. Ce travail a fait l'objet d'une publication de conférence (Jaafar *et al.*, 2012a) et d'un article de journal accepté pour publication dans le journal IEEE Transactions on Wireless Communications (Jaafar *et al.*, 2014a).

4.2 Transmissions coopératives avec sélection de deux relais

Dans cette section, nous proposons et étudions une technique de coopération pour un réseau à radio cognitive où des nœuds relais, positionnés de façon aléatoire entre les deux systèmes primaire et secondaire, peuvent aider ces derniers. Par la détermination de critères de sélection de relais et de schémas d'allocation de puissance adéquats, nous fournissons la performance du système secondaire en termes de probabilité de blocage. Nous présentons aussi l'impact de plusieurs paramètres, tels que la contrainte de la QoS primaire, le critère de sélection de relais utilisé, le nombre de relais disponibles, les positions des relais, etc.,

sur la probabilité de blocage secondaire. Les résultats indiquent le potentiel de la technique proposée, et apportent une ligne directrice au sujet des performances à prévoir sous l'effet de plusieurs paramètres.

Le reste de la section est organisé comme suit. Le modèle du système et la technique de transmission sont détaillés dans la sous-section 4.2.1. La sous-section 4.2.2 présente les critères de sélection de relais pour les transmissions coopératives. La sous-section 4.2.3 présente les résultats de simulation et leurs interprétations. Enfin, la conclusion de ce travail est présentée à la sous-section 4.2.4.

4.2.1 Modèle du système

Nous considérons une transmission secondaire (ST-SR) qui co-existe simultanément avec une transmission primaire (PT-PR) sur la même bande de fréquences. Nous supposons que la transmission secondaire est capable de se synchroniser avec la transmission primaire (Zhao *et al.*, 2007; Zhao et Swami, 2007; Giupponi et Ibars, 2009b; He *et al.*, 2012; Hassen, 2012), et elle utilise la même structure des intervalles de temps (mêmes hypothèses qu'au chapitre 3). D'après la figure 4.1, les nœuds ST, SR, PT et PR sont localisés aux coordonnées suivantes (en unités de distance) : $(0, 0)$, $(1, 0)$, $(0, d_0)$ et $(1, d_0)$ respectivement, où $d_0 = d_{PT,ST} = d_{PR,SR}$. Il existe également un ensemble de K nœuds relais secondaires, notés r_k où $k = 1, \dots, K$, dispersés aléatoirement aux alentours des systèmes primaire et secondaire. Tous les nœuds sont équipés d'une seule antenne utilisée pour l'émission et la réception non-simultanée (mode "half-duplex"). La transmission primaire et/ou secondaire pourrait être assistée par un des nœuds relais disponibles en utilisant la technique de relayage fixe DF (Laneman *et al.*, 2004).

Similairement au chapitre 3, le modèle des canaux sans-fil Rayleigh est adopté où le coefficient du canal $a-b$, noté h_{ab} , est de moyenne nulle et variance égale à $\lambda_{ab} = d_{ab}^{-\beta}$, où $a = p, s$ ou r_k , $b = p, s$ ou r_k avec p et s désignent un nœud primaire et un nœud secondaire respectivement. Nous supposons que les nœuds r_k possèdent une connaissance parfaite (instantanée ou bien moyenne) des coefficients de leurs canaux vers PR et SR, tandis que ST possède une information moyenne liée aux systèmes primaire et secondaire. Ces informations pourraient être obtenues dans un système stationnaire par le biais de transmission de messages de contrôle sur des liens de retour.

Les transmissions primaires et secondaires sur des intervalles de temps égaux sont décrites comme suit. Chacun des intervalles de temps est divisé en deux périodes de temps égales.

À la première période d'un intervalle de temps, ST et PT transmettent leurs messages respectifs x_p et x_s . Les signaux reçus à PR, SR et les relais r_k ($y_p(1)$, $y_s(1)$ et $y_{r_k}(1)$) sont exprimés par :

$$y_a(1) = \sqrt{\gamma_p} h_{pa} x_p + \sqrt{\gamma_s} h_{sa} x_s + n_a, \quad (4.1)$$

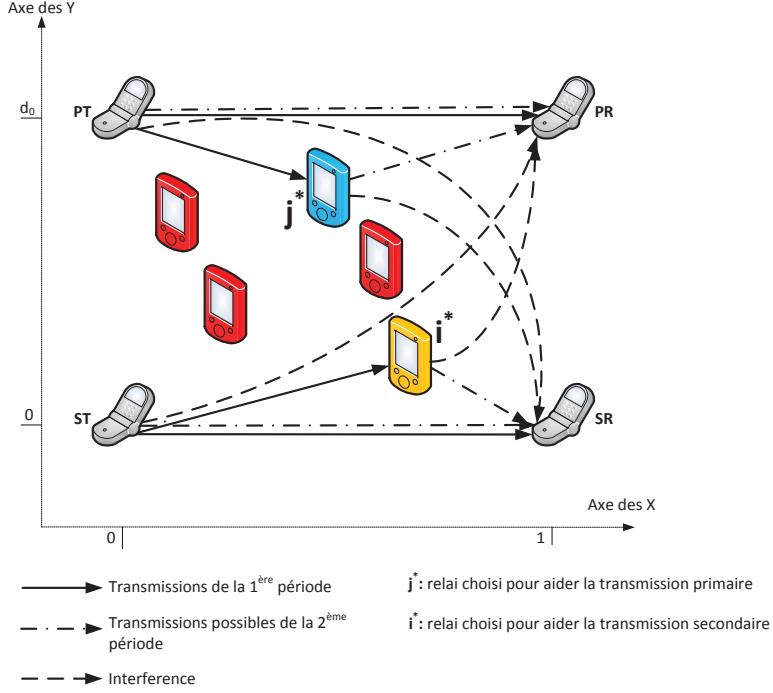


Figure 4.1 Transmissions primaire et secondaire coopératives dans le réseau à radio cognitive.

où $a = p, s$ ou r_k . La QdS requise à PR se traduit par une contrainte sur la probabilité de blocage primaire, notée $P_{out,p}$, comme suit (Zou *et al.*, 2010) :

$$P_{out,p} \leq \varepsilon, \quad (4.2)$$

où ε est le seuil de probabilité de blocage primaire toléré.

Tous les nœuds relais r_k ($k = 1, \dots, K$) tentent de décoder les signaux reçus afin d'assister la transmission primaire ou bien secondaire. L'ensemble de relais qui réussit à décoder le signal primaire (resp. secondaire) est appelé ensemble de décodage primaire D_p (resp. ensemble de décodage secondaire D_s). Ainsi, D_p contient tous les nœuds r_k qui satisfont la condition suivante (Zou *et al.*, 2010) :

$$\frac{\gamma_p |h_{pr_k}|^2}{\gamma_s |h_{sr_k}|^2 + 1} \geq \gamma_{th}^{(p)}, \quad (4.3)$$

et D_s contient les nœuds r_k qui vérifient :

$$\frac{\gamma_s |h_{sr_k}|^2}{\gamma_p |h_{pr_k}|^2 + 1} \geq \gamma_{th}^{(s)}, \quad (4.4)$$

où $\gamma_{th}^{(p)}$ et $\gamma_{th}^{(s)}$ sont les seuils de SINR au-dessus desquels les signaux primaire et secondaire sont considérés correctement décodés. Même si la technique de relayage AF pourrait être

utilisée dans notre modèle, nous préférons utiliser seulement DF puisque dans un système à interférence, le gain fourni par AF est moins important que celui de DF (Zhong *et al.*, 2010). Cependant, il est bien de noter que D_p et D_s pourraient ne pas être disjoints. Par conséquent, $r \in D_p \cap D_s$ si et seulement si :

$$\gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)} < 1. \quad (4.5)$$

Démonstration. Le développement de (4.5) est donné à l'annexe B. \square

D'autre part, si D_p (resp. D_s) contient un seul relai, appelé r , et qui appartient aussi à l'ensemble D_s (resp. D_p) et si ce dernier contient plus d'un relai, alors r est retiré de l'ensemble D_s (resp. retiré de D_p) dans le but d'augmenter la chance que toutes les transmissions soient assistées par des relais.

À la deuxième période, un relai choisi de D_p (si disponible) pourrait relayer le signal primaire et un relai de D_s (si disponible) transmet le signal secondaire. Après normalisation des variances des bruits et utilisant la technique de combinaison à ratio maximal (“Maximum Ratio Combining -MRC”), les signaux x_p et x_s sont estimés aux destinations respectives PR et SR¹.

4.2.2 Sélection de relais, allocation de puissance et mécanisme des transmissions de la technique proposée

Sélection de relais

Un nœud relai est choisi de chacun des ensembles de décodage afin d'assister les transmissions primaire et secondaire. Nous commençons par choisir le relai qui assistera la transmission secondaire (si disponible), noté r_s , ensuite le relai qui va aider la transmission primaire (si disponible), noté r_p , est sélectionné. Nous proposons quatre critères de sélection de relais :

1. *Sélection aléatoire* : Le nœud relai est choisi aléatoirement.
2. *Sélection à gain de canal instantané maximal* : Le relai r_p (si disponible) vérifie la condition suivante : $r_p = \arg \max_{r_k \in D_p} |h_{r_k p}|^2$. D'une façon similaire, r_s (si disponible) vérifie : $r_s = \arg \max_{r_k \in D_s} |h_{r_k s}|^2$.
3. *Sélection à gain de canal relatif maximal* : Le relai r_p (si disponible) satisfait : $r_p = \arg \max_{R_p \in D_p} \frac{|h_{r_k p}|^2}{\lambda_{r_k s}}$, et r_s (si disponible) vérifie : $r_s = \arg \max_{r_k \in D_s} \frac{|h_{r_k s}|^2}{\lambda_{r_k p}}$.
4. *Sélection à gain de canal relatif moyen maximal* : Le relai r_p (si disponible) satisfait : $r_p = \arg \max_{r_k \in D_p} \frac{\lambda_{r_k p}}{\lambda_{r_k s}}$ et r_s (si disponible) satisfait : $r_s = \arg \max_{r_k \in D_s} \frac{\lambda_{r_k s}}{\lambda_{r_k p}}$.

1. Il est à noter que cette technique de détection est moins efficace que OC dans un environnement à interférence. Malgré cela, elle est utilisée dans ce cas afin de simplifier les expressions des SINR aux destinations (Voir la sous-section 4.2.2. pour plus de détails.)

Chacun de ces critères est utilisé dépendamment de la disponibilité de l'information des canaux aux nœuds relais (information instantanée ou moyenne).

Allocation de puissance et transmissions

Afin d'illustrer les performances de ces critères de sélection, un schéma d'allocation de puissance simple a été adopté. D'autres schémas adaptatifs, plus complexes et plus performants pourraient être utilisés (ex : voir chapitre 3 et (Zhang, 2009)). Nous supposons que la puissance d'émission primaire γ_p sur la première période est fixée, alors que celle pour la transmission secondaire, γ_s est ajustée en respectant la condition dans (4.2). Notez que la probabilité de blocage primaire dépend de la participation des relais dans les transmissions primaire et/ou secondaire. D'où, γ_s est calculée en supposant qu'aucun relai n'intervient dans le système à la deuxième période. Dans ce cas, PT et ST répètent leurs signaux et la probabilité de blocage primaire est donnée par :

$$P_1 = P_{pri}(out|D_p = \emptyset, D_s = \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \frac{2\gamma_p|h_{pp}|^2}{\gamma_s|h_{sp}|^2 + 1} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon.$$

Cette expression est similaire à (3.4), d'où γ_s est donnée par (3.6)-(3.7). Selon (3.7), aucun accès secondaire n'est permis si $\gamma_p < \gamma_p^{cut}$ où γ_p^{cut} est une valeur de coupure en-dessous de laquelle γ_s est fixé à zéro. Sa valeur est donnée par :

$$\gamma_p^{cut} = -\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2\lambda_{pp}\log(1 - \varepsilon)}. \quad (4.6)$$

Dans ce qui suit, nous distinguons quatre cas selon l'état des ensembles de décodage (vide ou pas). Nous commençons par présenter les expressions des signaux reçus à la deuxième période et celles des probabilités de blocage primaire conditionnées à chacun des cas. Ensuite, le problème d'allocation de puissance est étudié à l'aide des expressions trouvées.

1^{er} cas ($D_p = \emptyset$ et $D_s = \emptyset$) Dans ce cas, PT et ST retransmettent leurs signaux en utilisant les mêmes puissances qu'à la première période et la probabilité de blocage conditionnelle est donnée par (3.5).

2^{eme} cas ($D_p \neq \emptyset$ et $D_s = \emptyset$) ST retransmet son signal avec la puissance γ_s tandis que le nœud relai choisi $r_p \in D_p$ relaie le signal primaire en utilisant la puissance γ_{r_p} . Les signaux reçus à la deuxième période sont exprimés par :

$$y_a(2) = \sqrt{\gamma_{r_p}}h_{r_p a}x_p + \sqrt{\gamma_s}h_{sa}x_s + n_a, \quad (4.7)$$

où $a = p$ ou s . La puissance allouée à r_p doit respecter la contrainte suivante :

$$P_{pri}(out|D_p \neq \emptyset, D_s = \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2 + \gamma_{r_p} |h_{r_p p}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon. \quad (4.8)$$

L'expression analytique de (4.8) est donnée par (3.24)-(3.29) et γ_{r_p} est calculé en conséquence (Algorithme **(A1)** dans la sous-section 3.2.3 du chapitre 3).

3^{eme} cas ($D_p = \emptyset$ et $D_s \neq \emptyset$) PT retransmet son signal avec la puissance γ_p alors que le relai sélectionné $r_s \in D_s$ relaie le signal secondaire avec la puissance γ_{r_s} . Le signal reçu au récepteur a est donné par :

$$y_a(2) = \sqrt{\gamma_p} h_{pa} x_p + \sqrt{\gamma_{r_s}} h_{r_s a} x_s + n_a, \quad a = p \text{ ou } a = s, \quad (4.9)$$

où γ_{r_s} est calculée en respectant la condition suivante :

$$P_{pri}(out|D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1} + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_{r_s} |h_{r_s p}|^2 + 1} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon. \quad (4.10)$$

La valeur exacte de $P_{pri}(out|D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ est exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} P_{pri}(out|D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset) &= 1 - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}} - \frac{\delta_{pp} \delta_{sp}^2 \gamma_{th}^{(p)} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_s p}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_s p}} \\ &- \frac{\delta_{pp} \left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_s p} + \delta_{sp} \delta_{r_s p}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_s p} \right)}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_s p}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_s p} \right)^2} \\ &\times e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} \log \left(\frac{\left(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \right) \left(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{r_s p} \right)}{\delta_{pp}^2} \right). \quad (4.11) \end{aligned}$$

Le développement de (4.11) est présenté à l'annexe C. Vu la complexité de (4.11), nous adoptons une résolution numérique pour trouver la valeur de γ_{r_s} . L'algorithme de recherche **(A4)**, présenté ci-après, est utilisé.

4^{eme} cas ($D_p \neq \emptyset$ et $D_s \neq \emptyset$) Les signaux reçus à la deuxième période sont donnés par :

$$y_a(2) = \sqrt{\gamma_{r_p}} h_{r_p a} x_p + \sqrt{\gamma_{r_s}} h_{r_s a} x_s + n_a, \quad a = p \text{ ou } a = s. \quad (4.12)$$

Tableau 4.1 Algorithme de recherche (**A4**) pour calculer $\gamma_r^{(p)}$

1 :	$st > 0$ (pas de puissance)
2 :	$\gamma_{r_s} \leftarrow \gamma_r^{max}$
3 :	calculer $P_{pri}(out D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ en utilisant (4.11)
	tant que $P_{pri}(out D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset) > \varepsilon$ et $\gamma_{r_s} > 0$ faire
4 :	$\gamma_{r_s} \leftarrow \gamma_{r_s} - st$
5 :	calculer $P_{pri}(out D_p = \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ en utilisant (4.11)
	fin tant que
6 :	retourner $\max(\gamma_{r_s}, 0)$

Les nœuds relais sélectionnés doivent ajuster leurs puissances de transmission, γ_{r_p} et γ_{r_s} , de façon à ce que :

$$P_{pri}(out|D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s |h_{sp}|^2 + 1} + \frac{\gamma_{r_p} |h_{r_pp}|^2}{\gamma_{r_s} |h_{r_sp}|^2 + 1} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon. \quad (4.13)$$

La valeur exacte de $P_{pri}(out|D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ est exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} P_{pri}(out|D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset) &= 1 - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}} + \frac{1}{\delta_{r_sp}} e^{\frac{(\delta_{pp} - \delta_{r_pp})(\delta_{r_pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{r_sp})}{\delta_{pp} \delta_{r_pp} \delta_{r_sp}}} \\ &\times \left[E_1 \left(\frac{(\delta_{pp} - \delta_{r_pp})(\delta_{r_pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{r_sp})}{\delta_{pp} \delta_{r_pp} \delta_{r_sp}} \right) - E_1 \left(\frac{\delta_{pp} - \delta_{r_pp}}{\delta_{pp} \delta_{r_sp}} \right) \right], \end{aligned} \quad (4.14)$$

où E_1 est la fonction exponentielle intégrale. Le développement de (4.14) ne sera pas présenté à cause de sa similarité avec celui de (4.11). Vu la complexité de (4.14), une résolution numérique est utilisée pour obtenir les meilleures valeurs de γ_{r_p} et γ_{r_s} . L'algorithme de recherche (**A5**) est présenté ci-après.

4.2.3 Évaluation des performances et discussion

Dans cette sous-section, nous présentons les performances en termes de probabilité de blocage secondaire, notée $P_{out,s}$, de la technique de coopération proposée. La probabilité de blocage primaire n'est pas présentée vu sa similarité avec les résultats présentés précédemment à la section 3.2 (figure 3.2). Les paramètres de simulation sont fixés comme suit : l'exposant d'atténuation du trajet est $\beta = 4$, le seuil de SNR primaire à satisfaire est $\gamma_{th}^{(p)} = 4.77$ dB et celui du SNR secondaire est $\gamma_{th}^{(s)} = 0$ dB, la distance entre les deux systèmes primaire et

Tableau 4.2 Algorithme de recherche (A5) pour calculer γ_{r_p} et γ_{r_s}

1 :	$st > 0$ (pas de puissance)
2 :	$\gamma_{r_p} \leftarrow 0$
3 :	$\gamma_{r_s} \leftarrow \gamma_r^{max}$
4 :	calculer $P_{pri}(out D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ en utilisant (4.14)
	tant que $P_{pri}(out D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset) > \varepsilon$ et $\gamma_{r_p} < \gamma_r^{max}$ et $\gamma_{r_s} > 0$ faire
5 :	$\gamma_{r_p} \leftarrow \gamma_{r_p} + st$
6 :	$\gamma_{r_s} \leftarrow \gamma_{r_s} - st$
7 :	calculer $P_{pri}(out D_p \neq \emptyset, D_s \neq \emptyset)$ en utilisant (4.14)
	fin tant que
8 :	retourner $\min(\gamma_{r_p}, \gamma_r^{max})$
9 :	retourner $\max(\gamma_{r_s}, 0)$

secondaire est $d_0 = 2$ unités de distance, le seuil toléré par la probabilité de blocage primaire est fixé à $\varepsilon = 5\%$, et le critère de sélection de relai choisi est “Sélection à gain de canal relatif maximal” (sauf indication contraire).

La figure 4.2 illustre la performance de la communication secondaire pour les différents critères de sélection des relais. Il est clair que le meilleur critère est “Sélection à gain de canal relatif maximal” puisqu'il utilise le ratio du gain du canal instantané vers PR (vers SR resp.) et de la moyenne de l'interférence causée à SR (à PR resp.). Le critère “Sélection à gain de canal relatif moyen” donne une performance meilleure que celle de “Sélection à gain de canal instantané maximal” puisque la moyenne de l'interférence est prise en compte. “Sélection aléatoire” est de loin le pire critère de sélection.

Nous remarquons qu'il existe une valeur de coupure de γ_p , donnée par (4.6), et en-dessous de laquelle aucun accès secondaire n'est permis. Selon la figure 4.3, la probabilité de blocage secondaire et la valeur de coupure pourraient être améliorées en augmentant la valeur de ε . En effet, avec une valeur de ε plus élevée (donc une tolérance plus importante aux interférences à PR), $P_{out,s}$ diminue d'une manière significative dû à l'augmentation de γ_s en conséquence.

La figure 4.4 montre l'impact du nombre de relais disponibles K sur la probabilité de blocage secondaire. Avec un nombre plus grand de relais, $P_{out,s}$ diminue considérablement. En fait, $P_{out,s}$ s'améliore d'à peu près 3 ordres de grandeur pour K variant de 2 à 8 relais à la valeur de SNR primaire $\gamma_p = 18dB$. Pour des valeurs de γ_p très élevées, $P_{out,s}$ devient stable pour $K = 0$ (c.-à-d. sans utilisation de relais). À ce point, l'interférence issue de la transmission primaire devient le facteur dominant qui cause le blocage de l'accès secondaire. Cette stagnation de performance secondaire disparaît graduellement pour un nombre de relais

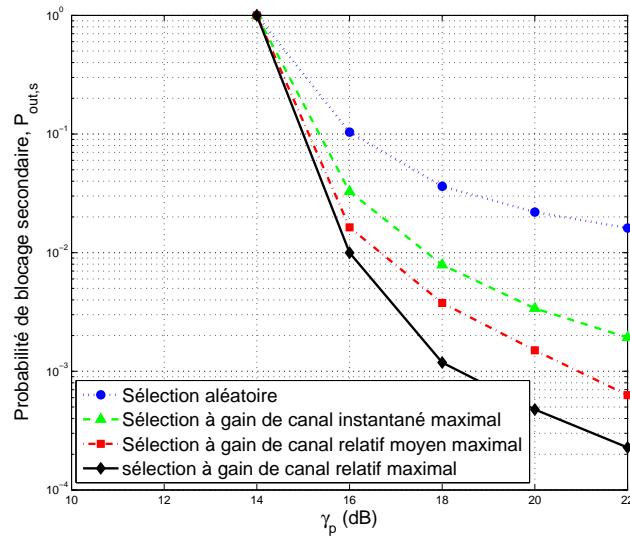


Figure 4.2 $P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différents critères de sélection de relais ($K = 6$).

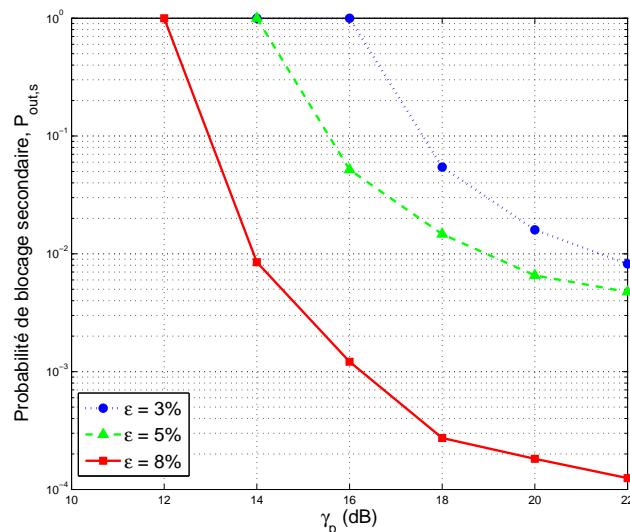


Figure 4.3 $P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différentes valeurs du seuil ε ($K = 4$).

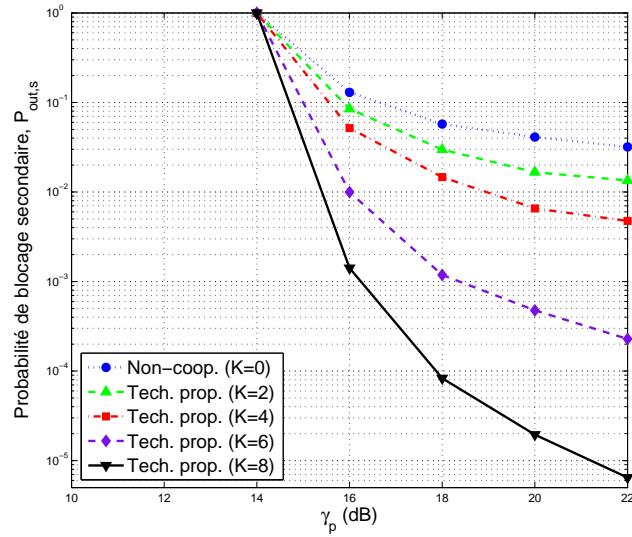


Figure 4.4 $P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour différentes valeurs du nombre de relais disponibles K .

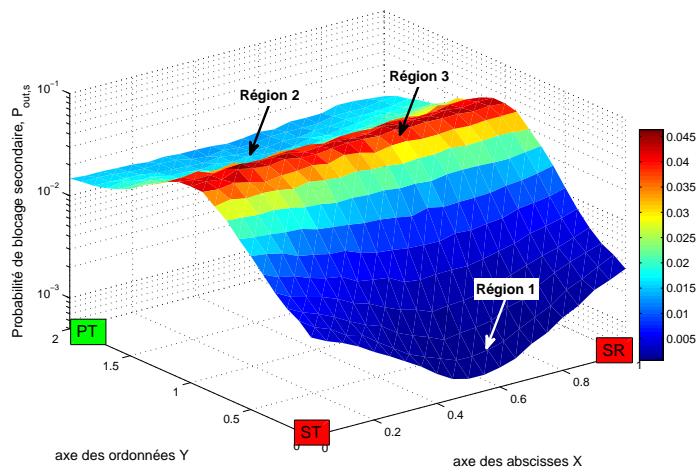


Figure 4.5 $P_{out,s}$ en fonction de la position du relai dans le plan (X, Y) ($\gamma_p = 20$ dB).

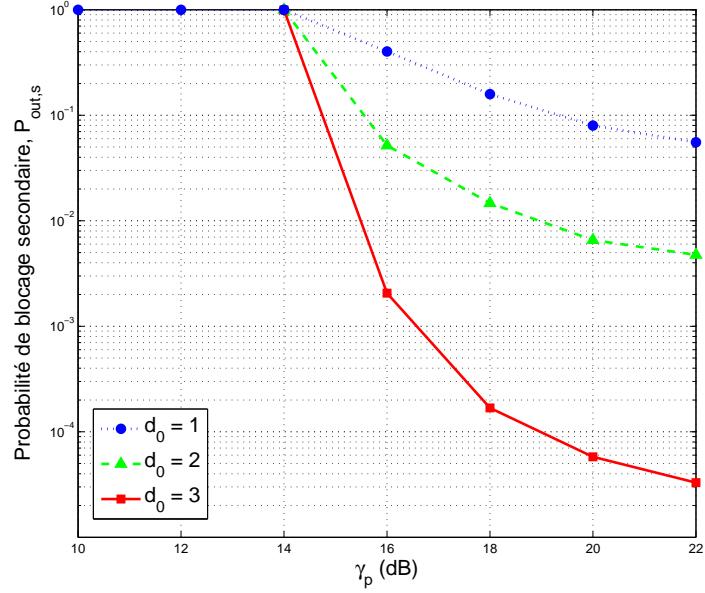


Figure 4.6 $P_{out,s}$ en fonction de γ_p pour des distances d_0 différentes ($K = 4$).

K de plus en plus grand. Ceci illustre l'avantage de l'utilisation de plusieurs relais dans la technique proposée.

La figure 4.5 présente la probabilité de blocage secondaire lorsqu'il existe un seul relai dans le système et qu'il occupe une position différente à chaque fois. La position qui permet d'obtenir les meilleures performances en termes de $P_{out,s}$ est la position moyenne entre ST et SR. En s'éloignant du système secondaire, $P_{out,s}$ commence à se dégrader. D'une manière plus spécifique, nous distinguons trois régions : proche du système secondaire (région 1), proche du système primaire (région 2) et entre ces deux régions (région 3). Dans la région 1, le relai est capable d'aider le système secondaire et donc augmenter le SINR reçu à SR. Lorsque le relai est dans la région 2, il assiste le système primaire. Le gain pour le système secondaire dans ce cas est issu de la réduction d'interférence grâce à la puissance réduite utilisée par le noeud relai. En se déplaçant de la région 2 vers la région 3, le relai devrait augmenter sa puissance afin de satisfaire le seuil de probabilité de blocage primaire, causant ainsi plus d'interférence à SR. Ceci explique la dégradation de $P_{out,s}$ dans cette région.

La figure 4.6 présente la performance secondaire en fonction de la distance entre les systèmes primaire et secondaire, d_0 . Pour d_0 de plus en plus grand, l'effet de l'interférence entre les deux systèmes est plus faible et par conséquent $P_{out,s}$ s'améliore rapidement.

4.2.4 Conclusion

Dans cette section, nous avons étudié une nouvelle technique coopérative pour un réseau à radio cognitive. Différents critères de sélection de relais ont été examinés afin de choisir des relais qui assistent les transmissions primaire et secondaire en satisfaisant une contrainte de QdS pour le système primaire. Nous avons fourni les gains en terme de probabilité de blocage secondaire dans un système où les nœuds relais sont dispersés aléatoirement. Les résultats montrent qu'en choisissant adéquatement les relais à partir des ensembles de décodage, la probabilité de blocage secondaire pourrait être améliorée significativement. Enfin, nous avons étudié l'impact de différents paramètres sur la performance du système secondaire. Tous ces résultats constituent une ligne directrice de la performance prévue par un tel système exploitant des nœuds relais.

4.3 Transmissions coopératives avec sélection d'un seul relai adaptatif

Dans cette section, nous examinons le problème de blocage d'accès secondaire dans un réseau à radio cognitive lorsque les transmissions secondaires causent une interférence élevée aux transmissions primaires. En général, l'accès secondaire aux bandes de fréquences primaires est permis seulement lorsque cet accès n'altère pas la condition de QdS des usagers primaires. Dans le cas contraire, les usagers secondaires sont contraints au silence. Dans ce qui suit, nous proposons une nouvelle technique de coopération adaptative qui permet d'augmenter la fréquence de l'accès secondaire à la ressource spectrale primaire et de contrer le blocage imposé par la QdS de la communication primaire. En utilisant un critère de sélection de relai et un schéma d'allocation de puissance adéquat, nous montrons que la probabilité de blocage secondaire est améliorée considérablement tandis que la probabilité de blocage primaire n'est pas altérée ou légèrement amendé. De plus, les expressions exactes des probabilités de blocage primaire et secondaire sont déterminées. Enfin, les résultats analytiques et de simulation concordants illustrent les performances atteintes par la technique proposée et présentent ses avantages par rapport à des techniques plus conventionnelles.

La suite de cette section est structurée de la manière suivante. La prochaine sous-section présente le modèle du système. La sous-section 4.3.2 détaille la technique de transmission proposée avec le critère de sélection de relai adopté. La sous-section 4.3.3 examine le problème d'allocation de puissance associé et la sous-section 4.3.4 détermine les expressions exactes des probabilités de blocage primaire et secondaire. Dans la sous-section 4.3.5, les résultats analytiques et de simulation sont discutés et finalement une conclusion est donnée à la sous-section 4.3.6.

4.3.1 Modèle du système

Un modèle de système similaire à celui de la section précédente est considéré, tel qu'illustré à la figure 4.1. La différence est qu'ici un seul relai à radio cognitive est choisi pour aider soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire. Les mêmes hypothèses qu'à la section précédente, concernant les transmissions sur des intervalles de temps égaux, les puissances de transmission, la nature des canaux sans-fil, la synchronisation et la connaissance des canaux aux nœuds du système, sont adoptées.

4.3.2 Mécanisme des transmissions de la technique de coopération proposée

Les transmissions sont effectuées sur les deux périodes successives de l'intervalle de temps. À la première période, PT envoie son signal avec la puissance γ_p . En même temps, ST transmet son signal avec la puissance $\gamma_s^{(0)}$ calculée afin de respecter le seuil de probabilité de blocage

primaire fixé ε (Zou *et al.*, 2010; Jaafar *et al.*, 2011) et en supposant que la transmission primaire se fait sur une seule période. La probabilité de blocage primaire est définie comme étant :

$$P_{out,p}(1) = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(0)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon. \quad (4.15)$$

Lorsque la transmission primaire de la première période satisfait la condition ε , PT demeure inactif durant la deuxième période. L'inactivité de PT sur la deuxième période est justifiable pour le type de communication primaire qui pourrait être considéré comme une transmission multimédia, qui requiert un débit fixe. Donc, si sa QdS est satisfaite à la première période de transmission, aucune transmission supplémentaire n'est alors nécessaire à la deuxième période (Weber et de Veciana, 2005; van der Schaar et Shankar, 2005; Sheng *et al.*, 2010).

Afin de satisfaire la condition (4.15), la valeur de $\gamma_s^{(0)}$ doit être égale à (Zou *et al.*, 2010; Jaafar *et al.*, 2011) :

$$\gamma_s^{(0)} = \min(\gamma_s^{max}, \max(0, \rho_3)), \quad (4.16)$$

où $\rho_3 = \frac{\delta_{pp}}{\lambda_{sp}\gamma_{th}^{(p)}} \left(\frac{e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{1-\varepsilon} - 1 \right)$. De (4.16), nous voyons que lorsque $\rho_3 < 0$, c.-à-d. $\gamma_p < \gamma_p^{cut}$ où

$$\gamma_p^{cut} = -\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\lambda_{pp} \log(1-\varepsilon)}, \quad (4.17)$$

le système primaire ne satisfait pas la contrainte ε . Dans ce cas, ST demeure inactif ($\gamma_s^{(0)} = 0$).

Les signaux reçus à PR, SR et un nœud relai $r_k \in \mathfrak{R}$ à la première période sont exprimés par :

$$y_p(1) = \sqrt{\gamma_p} h_{pp} x_p + \sqrt{\gamma_s^{(0)}} h_{sp} x_s + n_p, \quad (4.18)$$

$$y_s(1) = \sqrt{\gamma_s^{(0)}} h_{ss} x_s + \sqrt{\gamma_p} h_{ps} x_p + n_s, \quad (4.19)$$

et

$$y_{r_k} = \sqrt{\gamma_p} h_{pr_k} x_p + \sqrt{\gamma_s^{(0)}} h_{sr_k} x_s + n_{r_k}, \quad \forall k = 1, \dots, K, \quad (4.20)$$

où x_p et x_s sont des signaux d'énergies unitaires transmis par PT et ST respectivement et n_i est le bruit AWGN, d'énergie unitaire, reçu par le nœud i ($i = p, s$ ou r_k).

Selon la valeur de γ_p ($\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$ ou $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$), les nœuds relais tentent de décoder x_s (si

$\gamma_p > \gamma_p^{cut}$) ou x_p (si $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$). Pour simplicité, nous désignons D_s (ou D_p resp.) l'ensemble des nœuds relais capables de décoder x_s (ou x_p resp.), défini de la manière suivante :

$$\frac{\gamma_s^{(0)} |h_{sr_k}|^2}{\gamma_p |h_{pr_k}|^2 + 1} \geq \gamma_{th}^{(s)}, \quad \forall r_k \in D_s, \quad (4.21)$$

D_p est défini de façon similaire en inversant les indexées p et s dans (4.21).

La technique proposée agit différemment à la deuxième période, selon la valeur de γ_p , comme suit :

“Puissance d'émission primaire élevée” (c-à-d $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$) :

Dans ce cas, ST accède à la ressource spectrale primaire à la première période. À la deuxième période, si aucun relai n'est capable de décoder correctement le signal secondaire ($D_s = \emptyset$), alors ST retransmet x_s avec la puissance γ_s^{max} puisque PT est inactif. En utilisant la technique de détection OC (Winters, 1984), SR décode x_s . Autrement, un nœud relai adéquatement choisi, $i^* \in D_s$, transmet x_s en utilisant sa puissance maximale γ_r^{max} . En général, le critère de sélection du relai i^* est donné par :

$$i^* = \arg \max_{r_k \in D_s} |h_{r_k s}|^2. \quad (4.22)$$

L'utilisation de ce critère est adoptée puisque la transmission secondaire dans ce cas s'effectue dans un environnement libre d'interférence (Bletsas *et al.*, 2005).

Le SINR reçu à PR est donné par :

$$\text{SINR}_p = \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(0)} |h_{sp}|^2 + 1}. \quad (4.23)$$

Cependant, SR fait appel à la détection OC pour combiner les signaux reçus. Le SINR résultant est :

$$\text{SINR}_s (D_s = \emptyset) = \frac{\gamma_s^{(0)} |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1} + \gamma_s^{max} |h_{ss}|^2, \quad (4.24)$$

et

$$\text{SINR}_s (D_s \neq \emptyset) = \frac{\gamma_s^{(0)} |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1} + \gamma_r^{max} |h_{i^* s}|^2. \quad (4.25)$$

“Puissance d'émission primaire faible” (c-à-d $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$) :

Dans ce cas, les transmissions secondaires à la première période ne sont pas permises. Si $D_p = \emptyset$, à la deuxième période, PT retransmet x_p alors que ST peut transmettre son signal

x_s en utilisant une puissance contrôlée notée $\gamma_s^{(1)}$ (La valeur de $\gamma_s^{(1)}$ va être déterminée dans la sous-section suivante). Autrement, un relai sélectionné $j^* \in D_p$ transmet x_p tandis que ST transmet son message avec une puissance contrôlée $\gamma_s^{(2)}$ (La valeur de $\gamma_s^{(2)}$ va être déterminée à la prochaine sous-section.). Le critère de sélection de j^* prend en considération l’interférence causée à SR (critère “Sélection à gain de canal relatif maximal”, à la sous-section 4.2.2 du chapitre 4), il est donné par :

$$j^* = \arg \max_{r_k \in D_p} \frac{|h_{r_k p}|^2}{\lambda_{r_k s}}. \quad (4.26)$$

Ce critère, proposé en premier dans (Zou *et al.*, 2010), permet de développer un algorithme de sélection du meilleur relai pour des approches centralisée ou distribuée. Pour une approche centralisée, PT maintient un tableau des nœuds relais et leurs CSI associés (en particulier $|h_{r_k p}|^2$ et $\lambda_{r_k s}$). Ensuite, le meilleur relai est choisi en consultant ce tableau. Pour une approche distribuée, chacun des relais maintient un minuteur (Bletsas *et al.*, 2006) ajusté inversement proportionnel au terme $\frac{|h_{r_k p}|^2}{\lambda_{r_k s}}$ donné par (4.26). Le relai possédant la valeur de minuteur la plus petite initialement est choisi. Lorsque le minuteur de ce dernier expire, il diffuse un message de contrôle notifiant PT et les autres relais de sa participation dans la transmission. Il a été démontré dans la section précédente “Transmission coopérative avec sélection de deux relais” que l’utilisation de ce critère de sélection surpassé d’autres critères utilisés pour des réseaux à radio cognitive.

En appliquant OC à PR, le SINR reçu est alors donné par :

$$\text{SINR}_p (D_p = \emptyset) = \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2 + 1}, \quad (4.27)$$

et

$$\text{SINR}_p (D_p \neq \emptyset) = \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_{j^*} |h_{j^* p}|^2}{\gamma_s^{(2)} |h_{sp}|^2 + 1}. \quad (4.28)$$

Tandis que SINR à SR est exprimé par :

$$\text{SINR}_s (D_p = \emptyset) = \frac{\gamma_s^{(1)} |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1}. \quad (4.29)$$

et

$$\text{SINR}_s (D_p \neq \emptyset) = \frac{\gamma_s^{(2)} |h_{ss}|^2}{\gamma_{j^*} |h_{j^* s}|^2 + 1}. \quad (4.30)$$

Afin de simplifier la compréhension de la technique proposée, nous résumons dans la figure 4.7 la procédure de transmission. Dans la sous-section suivante, nous examinons le problème d’allocation de puissance associé à la technique proposée.

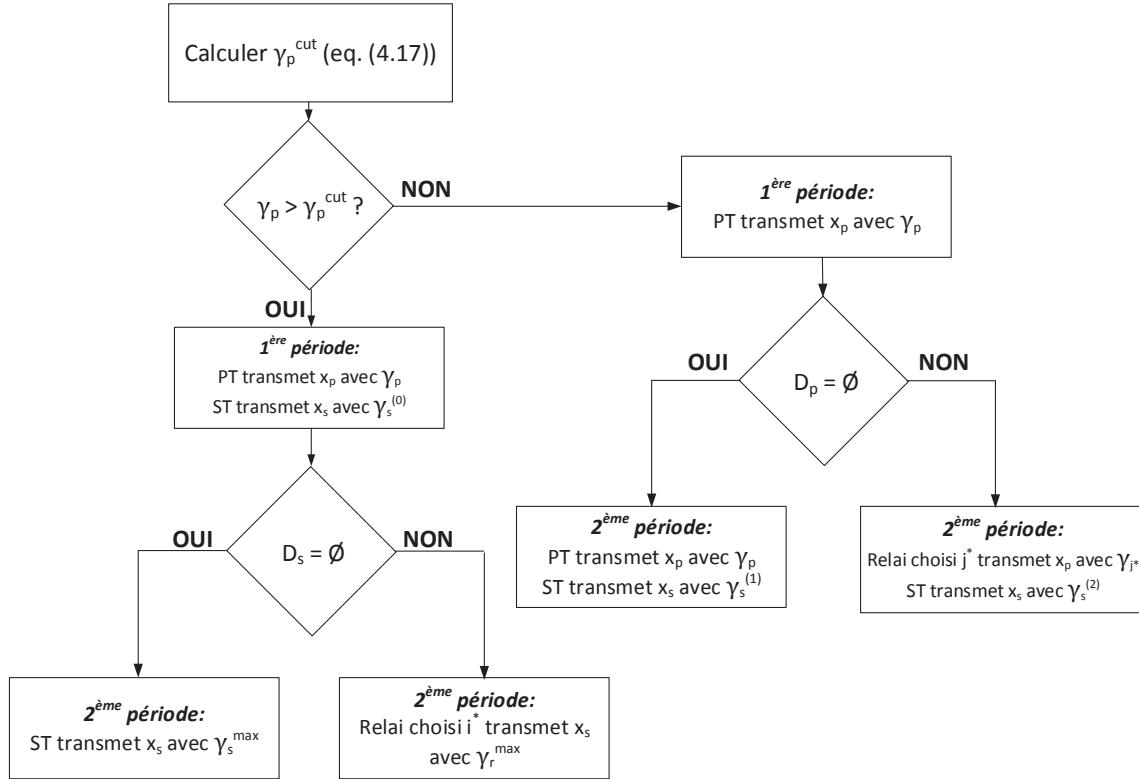


Figure 4.7 Organigramme des transmissions selon la technique proposée.

4.3.3 Allocation de puissance

Dans le cas de “Puissance d’émission primaire élevée”, la puissance d’émission de ST est donnée par (4.16) à la première période et elle est égale à γ_s^{max} à la deuxième période, alors que la puissance d’émission de i^* est égale à γ_r^{max} .

Pour le cas “Puissance d’émission primaire faible”, si $D_p = \emptyset$, alors la puissance d’émission de ST devrait être ajustée afin de respecter la contrainte de la probabilité de blocage primaire. Cela veut dire que les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$P_{out,p} (D_p = \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon_2 \quad (4.31)$$

et

$$0 \leq \gamma_s^{(1)} \leq \gamma_s^{max} \quad (4.32)$$

où $\varepsilon_2 = \max(\varepsilon, P_{out,p}^{rep})$ et $P_{out,p}^{rep}$ est la probabilité de blocage primaire lorsque PT répète le même signal sur les deux périodes en absence de transmissions secondaires. Son expression

est donnée par :

$$P_{out,p}^{rep} = \mathbb{P} \left\{ 2\gamma_p |h_{pp}|^2 < \gamma_{th}^{(p)} \right\}. \quad (4.33)$$

Pour calculer $\gamma_s^{(1)}$, les probabilités $\mathbb{P} \left\{ 2\gamma_p |h_{pp}|^2 < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ et $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ doivent être déterminées. Nous désignons par X_{ab} la VA $X_{ab} = \gamma_a |h_{ab}|^2$. Cette VA est exponentiellement distribuée de paramètre $1/\delta_{ab}$, où $\delta_{ab} = \gamma_a \lambda_{ab}$, $a = p, s$ ou r_k ; $b = p, s$ ou r_k et $k = 1, \dots, K$. Par conséquent, $\mathbb{P} \left\{ 2\gamma_p |h_{pp}|^2 < \gamma_{th}^{(p)} \right\} = F_{X_{pp}} \left(\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{2} \right)$ où $F_X(\cdot)$ est la fonction de répartition (cdf) de X . $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ est exprimée par :

$$\mathbb{P} \left\{ \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} = \frac{e^{1/\delta_{sp}^{(1)}}}{\delta_{pp}} \int_{\gamma_{th}^{(p)}/2}^{\gamma_{th}^{(p)}} e^{-x \left[\frac{1}{\delta_{pp}} - \frac{1}{\delta_{sp}^{(1)} (x - \gamma_{th}^{(p)})} \right]} dx, \quad (4.34)$$

où $\delta_{sp}^{(1)} = \gamma_s^{(1)} \lambda_{sp}$ et l'intégrale est calculée numériquement. Le développement de (4.34) est donné à l'annexe D. En raison de la difficulté de calcul de $\gamma_s^{(1)}$ à partir de (4.34) en satisfaisant les contraintes (4.31)-(4.32), nous proposons l'utilisation de l'algorithme **(A6)** présenté ci-après.

Tableau 4.3 Algorithme de recherche **(A6)** pour calculer $\gamma_s^{(1)}$.

1 : $st > 0$ (pas de puissance)
2 : $\gamma_s^{(1)} \leftarrow \gamma_s^{max}$
3 : calculer $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_p h_{pp} ^2}{\gamma_s^{(1)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ en utilisant (4.34)
tant que $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_p h_{pp} ^2}{\gamma_s^{(1)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} > \varepsilon_2$ et $\gamma_s^{(1)} > 0$ faire
4 : $\gamma_s^{(1)} \leftarrow \gamma_s^{(1)} - st$
5 : calculer $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_p h_{pp} ^2}{\gamma_s^{(1)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ en utilisant (4.34)
fin tant que
6 : retourner $\max(0, \gamma_s^{(1)})$

En général, l'algorithme **(A6)** fournit une solution sous-optimale de la puissance de transmission $\gamma_s^{(1)}$. La vitesse de convergence de l'algorithme à la meilleure valeur dépend du pas de puissance choisi, noté st .

Si $D_p \neq \emptyset$, alors les puissances de transmission de ST et j^* devraient être conjointement contrôlées afin de réaliser la meilleure performance secondaire en termes de probabilité de blocage sans dégrader la probabilité de blocage primaire. Les valeurs de $\gamma_s^{(2)}$ et γ_{j^*} doivent

respecter les conditions suivantes :

$$P_{out,p}(D_p \neq \emptyset) = \mathbb{P} \left\{ \gamma_p |h_{pp}|^2 + \frac{\gamma_{j^*} |h_{j^*p}|^2}{\gamma_s^{(2)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} \leq \varepsilon_2, \quad (4.35)$$

$$0 \leq \gamma_s^{(2)} \leq \gamma_s^{max}, \quad (4.36)$$

et

$$0 \leq \gamma_{j^*} \leq \gamma_r^{max}. \quad (4.37)$$

$P_{out,p}(D_p \neq \emptyset)$ est donnée par :

– Si $\delta_{j^*p} \neq \delta_{pp}$,

$$P_{out,p}(D_p \neq \emptyset) = 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} - \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{pp} \delta_{sp}^{(2)}} e^{-\frac{1}{\delta_{sp}^{(2)}} - \frac{1}{\delta_{pp}}} \left(\gamma_{th}^{(p)} + \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{sp}^{(2)}} \right) \left[\Upsilon \left(\delta_{j^*p} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(2)} \right) - \Upsilon \left(\delta_{j^*p} \right) \right]. \quad (4.38)$$

– Sinon,

$$P_{out,p}(D_p \neq \emptyset) = 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} - \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{pp} \delta_{sp}^{(2)}} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{j^*p}}} \log \left(1 + \gamma_{th}^{(p)} \frac{\delta_{sp}^{(2)}}{\delta_{j^*p}} \right), \quad (4.39)$$

où $\delta_{sp}^{(2)} = \gamma_s^{(2)} \lambda_{sp}$ et la fonction $\Upsilon(x)$ est définie par :

$$\Upsilon(x) = \log(x) + \sum_{u=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{1}{\delta_{pp}} - \frac{1}{\delta_{j^*p}} \right)^u}{\left(\delta_{sp}^{(2)} \right)^u} \frac{x^u}{u!u}, \quad \forall x > 0. \quad (4.40)$$

Le développement de (4.38)-(4.39) est donné à l'annexe E. Vu la complexité de calcul de (4.38)-(4.39), nous proposons l'utilisation de l'algorithme **(A7)**, donné ci-après, afin d'obtenir les meilleures valeurs de $\gamma_s^{(2)}$ et γ_{j^*} (généralement, **(A7)** fournit des valeurs sous-optimales) en respectant les conditions (4.35)-(4.37). Cette procédure peut être supportée soit par ST (sous la condition qu'il connaît λ_{j^*p}) ou bien par j^* (sous la conditions qu'il connaît λ_{sp}). Puis, la valeur de γ_{j^*} calculée à ST (ou bien $\gamma_s^{(2)}$ calculée à j^*), est transmise à j^* (ou à ST) par le biais d'un canal de retour.

4.3.4 Étude analytique des probabilités de blocage primaire et secondaire

Dans cette section, nous étudions la performance de la technique proposée en termes de probabilité de blocage. Nous commençons par la détermination de la probabilité de blocage primaire, ensuite la probabilité de blocage secondaire.

Tableau 4.4 Algorithme de recherche (A7) pour calculer $\gamma_s^{(2)}$ et γ_{j^*} .

1 :	$st > 0$ (pas de puissance)
2 :	$\gamma_s^{(2)} \leftarrow \gamma_s^{max}$
3 :	$\gamma_{j^*} \leftarrow 0$
4 :	calculer $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_{j^*} h_{j^*p} ^2}{\gamma_s^{(2)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ en utilisant (4.38)-(4.39)
	tant que $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_{j^*} h_{j^*p} ^2}{\gamma_s^{(2)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} > \varepsilon_2$ et $\gamma_s^{(1)} > 0$ et $\gamma_{j^*} < \gamma_r^{max}$ faire
5 :	$\gamma_s^{(1)} \leftarrow \gamma_s^{(1)} - st$
6 :	$\gamma_{j^*} \leftarrow \gamma_{j^*} + st$
7 :	calculer $\mathbb{P} \left\{ \gamma_p h_{pp} ^2 + \frac{\gamma_{j^*} h_{j^*p} ^2}{\gamma_s^{(2)} h_{sp} ^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ en utilisant (4.38)-(4.39)
	fin tant que
8 :	retourner $\max(0, \gamma_s^{(1)})$
9 :	retourner $\min(\gamma_{j^*}, \gamma_r^{max})$

Probabilité de blocage primaire

La probabilité de blocage primaire, notée $P_{out,p}$, est écrite par :

– Si $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$:

$$P_{out,p} = P_{out,p} (1). \quad (4.41)$$

– Sinon,

$$P_{out,p} = \sum_{m=0}^{2^K-1} P \left\{ D_p = D_p^{(m)} \right\} P_p \left\{ \text{out.} | D_p = D_p^{(m)} \right\}, \quad (4.42)$$

où $D_p^{(m)}$ sont des sous-ensembles de \mathfrak{R} telque $D_p^{(m)} \subset \mathcal{P}(\mathfrak{R})$ (avec $\mathcal{P}(\mathfrak{R})$ est l'ensemble des parties “power set” de l'ensemble \mathfrak{R}), $D_p^{(0)} = \emptyset$, $P_p \left\{ \text{out.} | D_p = D_p^{(m)} \right\}$ est la probabilité de blocage primaire conditionnée à $D_p = D_p^{(m)}$, et 2^K est le nombre total des ensembles de décodage possibles.

Afin de simplifier les notations, nous définissons les variables aléatoires $Y_{abc} = \frac{\gamma_a |h_{ac}|^2}{\gamma_b |h_{bc}|^2 + 1}$ et $Y_{sbc}^{(t)} = \frac{\gamma_s^{(t)} |h_{sc}|^2}{\gamma_b |h_{bc}|^2 + 1}$, ayant les fonctions de répartition (cdfs) exprimées par (Zou *et al.*, 2010) :

$$F_{Y_{abc}}(x) = 1 - \frac{\delta_{ac} e^{-\frac{x}{\delta_{ac}}}}{\delta_{ac} + x \delta_{bc}}, \quad \forall x \geq 0, \quad (4.43)$$

et

$$F_{Y_{sbc}^{(t)}}(x) = 1 - \frac{\delta_{sc}^{(t)} e^{-\frac{x}{\delta_{sc}^{(t)}}}}{\delta_{sc}^{(t)} + x\delta_{bc}}, \forall x \geq 0, \quad (4.44)$$

où $\delta_{sc}^{(t)} = \gamma_s^{(t)}\lambda_{sc}$, a , b et c sont indépendemment égales à p , s , i^* , j^* ou r_k , $k = 1, \dots, K$ et $t = 0, 1$ ou 2 .

En utilisant (4.43), $P_{out,p}(1)$ peut être donnée par :

$$P_{out,p}(1) = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_p |h_{pp}|^2}{\gamma_s^{(0)} |h_{sp}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} = 1 - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(0)}}. \quad (4.45)$$

D'après (4.45), si $\gamma_s^{(0)} = \rho_3$, alors $P_{out,p}(1) = \varepsilon$.

La probabilité que le cas $D_p = D_p^{(m)}$ ($m = 0, \dots, 2^K - 1$) se produise est exprimée par :

$$P \{ D_p = D_p^{(m)} \} = \prod_{r_j \in D_p^{(m)}} \left(1 - F_{X_{pr_j}} \left(\gamma_{th}^{(p)} \right) \right) \prod_{r_i \in \bar{D}_p^{(m)}} F_{X_{pr_i}} \left(\gamma_{th}^{(p)} \right), \quad (4.46)$$

où $\bar{D}_p^{(m)}$ est l'ensemble complémentaire de $D_p^{(m)}$. La probabilité $P_p \{ \text{out.} | D_p = \emptyset \}$ est donnée par (4.34) et la probabilité de blocage primaire conditionnée à $D_p = D_p^{(m)}$ ($m = 1, \dots, 2^K - 1$) est écrite :

$$P_p \{ \text{out.} | D_p = D_p^{(m)} \} = \sum_{j=1; r_j \in D_p^{(m)}}^{\text{Card}(D_p^{(m)})} \mathbb{P} \{ j^* = r_j \} P \left\{ \text{SINR}_p (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(p)} \right\}, \quad (4.47)$$

où $\text{Card}(\cdot)$ est la fonction de cardinalité et la probabilité $P \left\{ \text{SINR}_p (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ est exprimée par (4.38)-(4.39). Cependant, $\mathbb{P} \{ j^* = r_j \}$ est la probabilité de choisir le nœud relai r_j qui assiste le système primaire, donnée par :

$$\begin{aligned} \mathbb{P} \{ j^* = r_j \} &= \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{r_k \in D_p \setminus \{r_j\}} \frac{|h_{r_k p}|^2}{\lambda_{r_k s}} \leq \frac{|h_{r_j p}|^2}{\lambda_{r_j s}} \right\} = \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{r_k \in D_p \setminus \{r_j\}} Z_k \leq Z_j \right\} \\ &= \int_0^{+\infty} f_{Z_j}(x) \prod_{r_k \in D_p \setminus \{r_j\}} F_{Z_k}(x) dx, \end{aligned} \quad (4.48)$$

où $Z_a = \frac{X_{ap}}{\lambda_{as}}$ est une variable aléatoire exponentielle de paramètre $\frac{\lambda_{as}}{\lambda_{ap}}$, et f_{Z_a} et F_{Z_a} désignent ses fonctions de densité de probabilité (pdf) et cdf respectives ($a = r_k$ ou r_j).

Pour des canaux indépendants et identiquement distribués (i.i.d.), c.-à-d. des nœuds relais co-localisés ($\lambda_{r_k p} = \lambda_p$ et $\lambda_{r_k s} = \lambda_s$, $\forall r_k \in D_p$), $\mathbb{P}\{j^* = r_j\}$ est donnée par :

$$\begin{aligned}\mathbb{P}\{j^* = r_j\} &= \int_0^{+\infty} \frac{\lambda_s}{\lambda_p} e^{-x \frac{\lambda_s}{\lambda_p}} \left(1 - e^{-x \frac{\lambda_s}{\lambda_p}}\right)^{\text{Card}(D_p)-1} dx = \left[\frac{\left(1 - e^{-x \frac{\lambda_s}{\lambda_p}}\right)^{\text{Card}(D_p)}}{\text{Card}(D_p)} \right]_0^{+\infty} \\ &= \frac{1}{\text{Card}(D_p)}.\end{aligned}\quad (4.49)$$

En substituant (4.45)-(4.49) dans (4.41) et (4.42), nous obtenons les expressions de la probabilité de blocage primaire.

Probabilité de blocage secondaire

La probabilité de blocage secondaire, $P_{out,s}$, est donnée par :

– Si $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$:

$$P_{out,s} = \sum_{n=0}^{2^K-1} P\{D_s = D_s^{(n)}\} P_s\{\text{out.} | D_s = D_s^{(n)}\}.\quad (4.50)$$

– Sinon,

$$P_{out,s} = \sum_{m=0}^{2^K-1} P\{D_p = D_p^{(m)}\} P_s\{\text{out.} | D_p = D_p^{(m)}\},\quad (4.51)$$

où $D_s^{(n)}$ sont des sous-ensembles de \mathfrak{R} tel que $D_s^{(n)} \subset \mathcal{P}(\mathfrak{R})$, $D_s^{(0)} = \emptyset$, et $P_s\{\text{out.} | D_s = D_s^{(n)}\}$ et $P_s\{\text{out.} | D_p = D_p^{(m)}\}$ sont les probabilités de blocage secondaires conditionnelles. La probabilité $P\{D_p = D_p^{(m)}\}$ est exprimée par (4.46). D'une façon similaire, l'expression de $P\{D_s = D_s^{(n)}\}$ est donnée par :

$$P\{D_s = D_s^{(n)}\} = \prod_{r_i \in D_s^{(n)}} \left(1 - F_{Y_{spr_i}^{(0)}}(\gamma_{th}^{(s)})\right) \prod_{r_j \in \bar{D}_s^{(n)}} F_{Y_{spr_j}^{(0)}}(\gamma_{th}^{(s)}),\quad (4.52)$$

où $\bar{D}_s^{(n)}$ est l'ensemble complémentaire de $D_s^{(n)}$. La probabilité de blocage secondaire conditionnée à $D_s = \emptyset$ est exprimée par :

$$\begin{aligned} P_s \{ \text{out.} | D_s = \emptyset \} &= \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_s^{(0)} |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1} + \gamma_s^{\max} |h_{ss}|^2 < \gamma_{th}^{(s)} \right\} \\ &= \frac{e^{1/\delta_{ps}}}{\delta_{ss}} \int_{\frac{\gamma_{th}^{(s)}}{\gamma_s^{(0)} + \gamma_s^{\max}}}^{\frac{\gamma_{th}^{(s)}}{\gamma_s^{\max}}} e^{-x \left[\frac{1}{\delta_{ss}} - \frac{\gamma_s^{(0)}}{(x \gamma_s^{\max} - \gamma_{th}^{(s)}) \delta_{ps}} \right]} dx, \end{aligned} \quad (4.53)$$

où l'intégrale est obtenue numériquement. En suivant la même démarche qu'à l'annexe D, (4.53) pourrait être déterminée. Cependant, la probabilité de blocage secondaire conditionnée à $D_p = \emptyset$ est exprimée par :

$$P_s \{ \text{out.} | D_p = \emptyset \} = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_s^{(1)} |h_{ss}|^2}{\gamma_p |h_{ps}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(s)} \right\} = F_{Y_{sps}^{(0)}} \left(\gamma_{th}^{(s)} \right). \quad (4.54)$$

Comme à l'équation (4.47), les probabilités de blocage secondaires conditionnelles (pour $n = 1, \dots, 2^K - 1$ et $m = 1, \dots, 2^K - 1$) sont données par :

$$P_s \{ \text{out.} | D_s = D_s^{(n)} \} = \sum_{i=1; r_i \in D_s^{(n)}}^{\text{Card}(D_s^{(n)})} \mathbb{P} \{ i^* = r_i \} P \left\{ \text{SINR}_s (D_s \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\}, \quad \forall n = 1, \dots, 2^K - 1, \quad (4.55)$$

et

$$P_s \{ \text{out.} | D_p = D_p^{(m)} \} = \sum_{j=1; r_j \in D_p^{(m)}}^{\text{Card}(D_p^{(m)})} \mathbb{P} \{ j^* = r_j \} P \left\{ \text{SINR}_s (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\}, \quad \forall m = 1, \dots, 2^K - 1, \quad (4.56)$$

où $\mathbb{P} \{ j^* = r_j \}$ est donnée par (4.48) et $P \{ i^* = r_i \}$ est la probabilité de choisir le nœud relai i pour assister le système secondaire. Elle est exprimée par :

$$\mathbb{P} \{ i^* = r_i \} = \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{r_k \in D_s \setminus \{r_i\}} X_{r_k s} \leq X_{r_i s} \right\} = \int_0^{+\infty} f_{X_{r_i s}} (x) \prod_{r_k \in D_s \setminus \{r_i\}} F_{X_{r_k s}} (x) dx. \quad (4.57)$$

Pour des canaux i.i.d. (c.-à-d. $\lambda_{ks} = \lambda_s, \forall k \in D_s$), $\mathbb{P} \{ i^* = r_i \}$ est donnée similairement à (4.49) par :

$$\mathbb{P} \{ i^* = r_i \} = \frac{1}{\text{Card}(D_s)}. \quad (4.58)$$

La probabilité de blocage secondaire conditionnée à $D_s \neq \emptyset$ est exprimée par :

– Si $\delta_{ss}^{(0)} \neq \delta_{i^*s}$,

$$\begin{aligned} P \left\{ \text{SINR}_s (D_s \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\} &= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(s)}}{\delta_{i^*s}}} - \frac{\delta_{ss}^{(0)}}{\delta_{i^*s} \delta_{ps}} e^{-\frac{1}{\delta_{ps}} - \frac{1}{\delta_{i^*s}} \left(\gamma_{th}^{(s)} + \frac{\delta_{ss}^{(0)}}{\delta_{ps}} \right)} \\ &\times \left[\Upsilon' \left(\delta_{ss}^{(0)} + \gamma_{th}^{(s)} \delta_{ps} \right) - \Upsilon' \left(\delta_{ss}^{(0)} \right) \right]. \end{aligned} \quad (4.59)$$

– Sinon,

$$P \left\{ \text{SINR}_s (D_s \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\} = 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(s)}}{\delta_{i^*s}}} - \frac{\delta_{ss}^{(0)}}{\delta_{i^*s} \delta_{ps}} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(s)}}{\delta_{ss}^{(0)}}} \log \left(1 + \gamma_{th}^{(s)} \frac{\delta_{ps}}{\delta_{ss}^{(0)}} \right) \quad (4.60)$$

où la fonction $\Upsilon'(x)$ est définie par :

$$\Upsilon'(x) = \log(x) + \sum_{u=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{1}{\delta_{i^*s}} - \frac{1}{\delta_{ss}^{(0)}} \right)^u}{\delta_{ps}^u} \frac{x^u}{u!u}, \quad \forall x > 0. \quad (4.61)$$

Similairement à (4.38)-(4.39), le développement de (4.59)-(4.60) est donné comme à l'annexe E. Enfin, $P \left\{ \text{SINR}_s (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\}$ est exprimée par :

$$P \left\{ \text{SINR}_s (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(s)} \right\} = \mathbb{P} \left\{ \frac{\gamma_s^{(2)} |h_{ss}|^2}{\gamma_{j^*} |h_{j^*s}|^2 + 1} < \gamma_{th}^{(s)} \right\} = F_{Y_{sj^*s}^{(2)}} \left(\gamma_{th}^{(s)} \right). \quad (4.62)$$

En combinant les expressions des équations (4.38)-(4.39), (4.52), (4.54)–(4.60) et (4.62) dans (4.50) et (4.51), nous obtenons les expressions de la probabilité de blocage secondaire.

4.3.5 Évaluation des performances et discussion

Nous évaluons théoriquement les probabilités de blocage primaire ($P_{out,p}$) et secondaire ($P_{out,s}$) de la technique de transmission proposée en utilisant (4.41)–(4.42) et (4.50)–(4.51) respectivement, et par simulation selon la méthode Monte-Carlo.

Nous considérons la même configuration de réseau qu'à la figure 4.1. L'exposant d'atténuation du trajet est $\beta = 4$, le seuil de probabilité de blocage primaire toléré est $\varepsilon = 0.5\%$ (sauf indication contraire) et les seuils SNR de décodage primaire et secondaire sont $\gamma_{th}^{(p)} = 4.77dB$ et $\gamma_{th}^{(s)} = 0dB$ respectivement. Les valeurs de $P_{out,p}$ et $P_{out,s}$ sont moyennées sur plusieurs positions des noeuds relais dans la zone (PT, PR, SR, ST).

La technique proposée (appelée “Tech. prop.”) est comparée à la technique non-coopérative (désignée par “Non-coop.”) et une technique de coopération conventionnelle (appelée “Tech.

conv.”). Dans le cas “Non-coop.”, le système primaire utilise la répétition sur les deux périodes de l’intervalle de temps chaque fois que $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$ et transmet son signal à la première période seulement si $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$. Entre-temps, le système secondaire utilise également la répétition où ST transmet avec la puissance $\gamma_s^{(0)}$ donnée par (4.16) à la première période et avec la puissance γ_s^{max} à la deuxième période (si $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$) ou avec la puissance $\gamma_s^{(1)}$ (si $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$). Dans le cas “Tech. conv.”, le système primaire utilise la répétition et ST transmet en utilisant $\gamma_s^{(1)}$ lorsque $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$. En général, lorsque $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$, la transmission secondaire est assistée par le meilleur relai i^* choisi selon le critère (4.22).

La figure 4.8 montre les probabilités de blocage primaire et secondaire en fonction de γ_p des techniques “Non-coop.” ($K = 0$), “Tech. conv.” ($K = 2$) et “Tech. prop.” ($K = 2$). $P_{out,p}$ des techniques “Non-coop.” et “Tech. conv.” sont identiques, alors que celle de “Tech. prop.” est meilleure pour $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut} \approx 27dB$. À $\gamma_p = 21.5dB$, $P_{out,p}$ de “Tech. prop.” est plus petit d’une proportion de 21% par rapport aux autres techniques. En effet, les deux techniques “Non-coop.” et “Tech. conv.” utilisent la répétition pour le système primaire lorsque $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$ tandis que la technique proposée utilise la coopération avec sélection de relai, basée sur l’état des canaux instantanés, et une allocation de puissance basée sur les moyennes des canaux. La technique “Non-coop.” présente la pire performance en termes de $P_{out,s}$ alors que “Tech. conv.” est aussi performante que “Tech. prop.” pour $\gamma_p > \gamma_p^{cut}$ et aussi pire que “Non-coop.” pour $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$. Ce résultat est prévisible puisque “Non-coop.” et “Tech. conv.” bloquent tout accès secondaire lorsque $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$. L’accès secondaire est permis seulement lorsque $P_{out,p}^{rep} > \varepsilon$ (donnée par (4.33)), c.-à-d. $\frac{\gamma_p^{cut}}{2} < \gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$. “Tech. prop.” réalise une amélioration de $P_{out,s}$ substantielle puisqu’elle favorise l’accès secondaire pour n’importe quelle valeur de γ_p . Pour $\gamma_p = 21.5dB$, $P_{out,s}$ de “Tech. prop.” est plus petite d’une proportion de 91% par rapport aux autres techniques.

Les résultats analytiques et de simulation sont concordants, cela veut dire que (4.41)-(4.42) et (4.50)-(4.51) sont des expressions précises de $P_{out,p}$ et $P_{out,s}$ respectivement.

Les figures 4.9.a-4.9.b illustrent les probabilités de blocage primaire et secondaire de “Tech. prop.” en fonction de γ_p pour différents nombres de relais K .

La figure 4.9.a valide le fait que “Tech. prop.” protège la probabilité de blocage primaire pour n’importe quelle valeur de γ_p . Lorsque K augmente, $P_{out,p}$ s’améliore pour $\gamma_p \leq \gamma_p^{cut}$. À $\gamma_p = 17dB$, $P_{out,p}$ de “Tech. prop.” ($K = 6$) est meilleur d’une proportion de 65% par rapport à “Non-coop.” ($K = 0$).

Dans la figure 4.9.b, on note que $P_{out,s}$ diminue considérablement lorsque K augmente. À $\gamma_p = 17dB$, $P_{out,s}$ s’améliore de deux ordres de grandeur pour $K = 6$, en comparaison avec le cas $K = 0$. En effet, un grand nombre de relais permet d’avoir en moyenne des ensembles de décodage plus importants. Par conséquent, les critères de sélection de relais sont plus efficaces

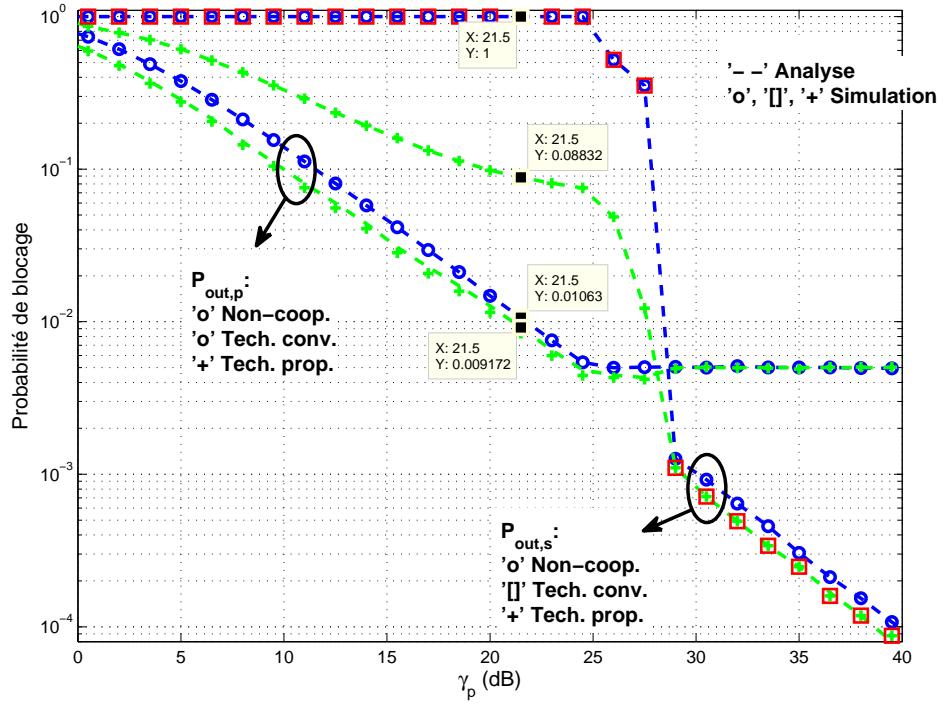


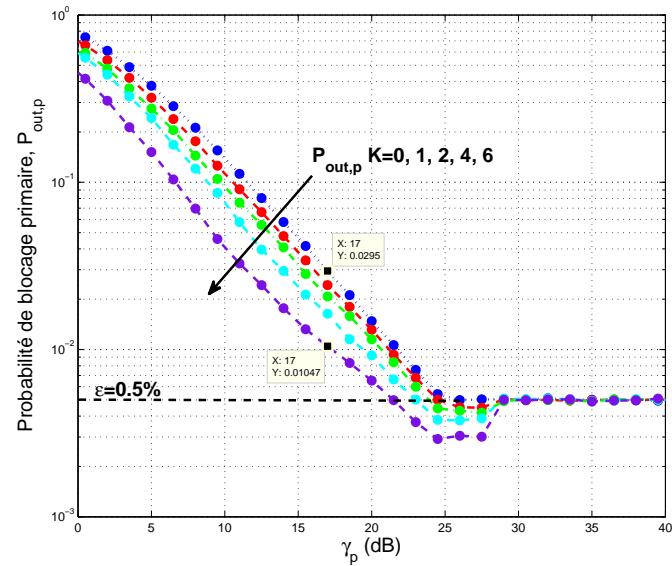
Figure 4.8 Probabilités de blocage en fonction de γ_p , $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$ et $K = 2$.

et permettent d'obtenir des meilleurs résultats.

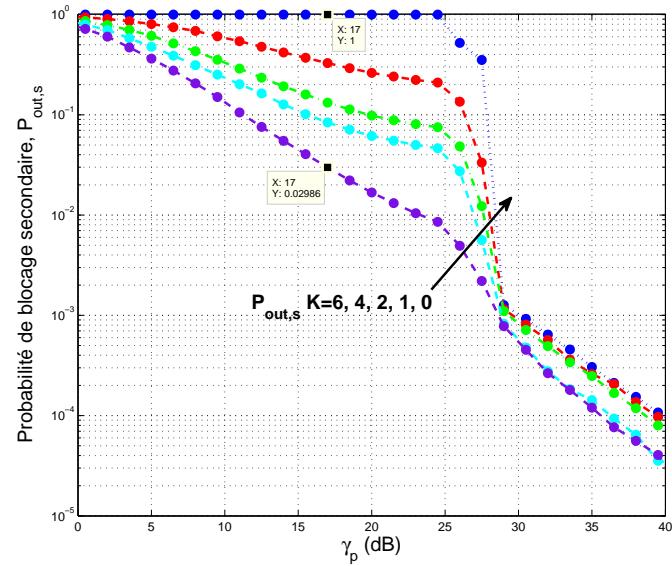
La figure 4.10 présente les probabilités de blocage primaire et secondaire de la technique proposée pour différentes valeurs de ε . Quelle que soit la valeur de ε , $P_{out,p}$ diminue de la même manière jusqu'à atteindre la valeur γ_p^{cut} associée. Pour ε plus élevé, $P_{out,s}$ s'améliore rapidement. En effet, une tolérance plus importante aux interférences au nœud PR favorise plus d'accès secondaire. De plus, la valeur de coupure se déplace vers une valeur plus faible. Ce résultat est remarquable dans l'expression de la valeur de coupure donnée par (4.17).

4.3.6 Conclusion

Dans cette section, nous avons proposé et étudié une nouvelle technique de coopération pour un réseau à radio cognitive qui permet plus d'accès secondaire à la ressource spectrale primaire que les techniques conventionnelles. En choisissant adéquatement les critères de sélection de relais et la méthode d'allocation de puissance, la probabilité de blocage secondaire est grandement améliorée tout en préservant (ou modestement améliorant) la probabilité de blocage primaire. Nous avons déterminé les expressions exactes des probabilités de blocage primaire et secondaire. Puis, nous avons fourni les résultats analytiques et par simulation



(a) Probabilité de blocage primaire de “Tech. prop.”.



(b) Probabilité de blocage secondaire de “Tech. prop.”.

Figure 4.9 Impact du nombre des relais K sur les probabilités de blocage primaire et secondaire en fonction de γ_p , $\gamma_s^{max} = \gamma_r^{max} = \gamma_p$ et $\varepsilon = 0.5\%$.

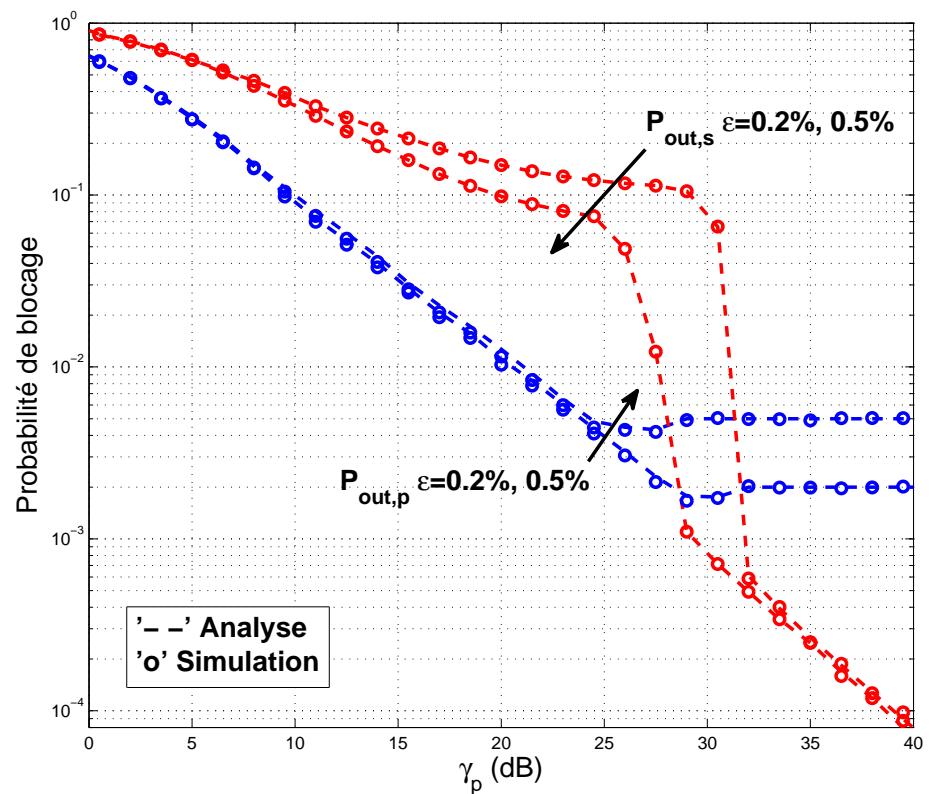


Figure 4.10 Probabilités de blocage de “Tech. prop.” en fonction de γ_p pour différentes valeurs de ϵ , $\gamma_s^{\max} = \gamma_r^{\max} = \gamma_p$ et $K = 2$.

montrant le grand potentiel de l'utilisation des nœuds relais d'une manière adaptative.

4.4 Récapitulatif

Dans ce chapitre, nous avons proposé et étudié des techniques de transmission coopératives avec sélection de relais pour un réseau à radio cognitive. Dans la première technique utilisant le relayage fixe, nous avons évalué l'effet de plusieurs paramètres sur la probabilité de blocage secondaire lorsque deux relais assistent les deux transmissions primaire et secondaire simultanément, constituant ainsi une ligne directrice pour les performances attendues dans des tels systèmes. Dans la deuxième technique, une simplification de la sélection d'un seul relai adaptatif permet d'améliorer l'accès secondaire et de le garantir quelque soit l'état de l'environnement primaire (SNR primaire dégradé ou élevé). Cette technique s'avère très prometteuse dans le sens qu'elle maximisera le gain du système secondaire sans dégrader (et même améliorer) la performance primaire.

CHAPITRE 5

IMPACT DE LA CONNAISSANCE DES CANAUX D'INTERFÉRENCE SUR LA COOPÉRATION DANS LE RÉSEAU À RADIO COGNITIVE “UNDERLAY”

5.1 Introduction

Dans la plupart des travaux traitant de la coopération dans le réseau à radio cognitive “underlay”, on considère que le canal d’interférence entre l’émetteur secondaire et le récepteur primaire (ST-PR) est connu parfaitement à ST (Lee et Yener, 2006; Jafar et Srinivasa, 2007; Ghasemi et Sousa, 2007; Tourki *et al.*, 2012). Cependant, dans des systèmes réels, la coopération entre les systèmes primaire et secondaire est totalement absente ou bien elle est limitée, ce qui ne permet pas une acquisition parfaite des états des canaux. D’autres travaux de recherche ont alors considéré l’effet de la connaissance imparfaite des canaux dans les réseaux à radio cognitive (Pan et Aissa, 2009; Rezki et Alouini, 2012; Smith *et al.*, 2013). Dans (Pan et Aissa, 2009), les auteurs examinent le gain en capacité du réseau à radio cognitive non-coopératif lorsque des erreurs d’estimation du canal d’interférence sont présentes. Ils ont déterminé des expressions de la capacité ergodique et la probabilité de blocage sous des contraintes de puissance d’émission moyenne ou maximale. Les auteurs dans (Rezki et Alouini, 2012) ont étudié le profil en puissance d’émission et la capacité ergodique du système secondaire sous des contraintes de puissance d’émission moyenne ou maximale pour une version estimée du canal d’interférence ou de sa moyenne. Dans (Smith *et al.*, 2013), les auteurs se sont intéressés au problème d’allocation de puissance pour différents scénarios où la connaissance des canaux PT-PR et ST-PR peut être imparfaite ou bien seulement leurs valeurs moyennes sont disponibles. Ils ont montré que la connaissance imparfaite du canal PT-PR est plus avantageuse qu’une connaissance moyenne. De plus, la connaissance imparfaite du canal ST-PR a un effet limité sur la capacité ergodique du système secondaire.

Puisque la transmission secondaire devrait fonctionner à faible puissance dans un réseau “underlay”, choisir un nœud relai pour assister la transmission secondaire s’avère avantageux afin d’améliorer la performance du système secondaire (ex : capacité, probabilité de blocage, etc.). Dans (Chen *et al.*, 2012), les auteurs ont évalué la probabilité de blocage secondaire et la probabilité d’interférence (causée au système primaire) avec connaissance imparfaite du canal d’interférence à ST et utilisant une transmission à deux sauts avec un nœud relai AF, choisi parmi un ensemble de relais disponibles. Les auteurs ont montré que la probabi-

lité d’interférence est toujours égale à 0.5 pour un réseau à radio cognitive non-coopératif, mais égale à 0.75 lorsque des relais interviennent dans la transmission secondaire (en considérant qu’un relai est choisi parmi un ensemble de relais co-localisés et qu’il existe une seule transmission primaire PT-PR). Dans le but de surmonter cette limitation, les auteurs proposent l’utilisation d’un mécanisme de réduction de puissance (“power back-off”) qui permet de diminuer les puissances d’émission des émetteurs secondaires et réduire ainsi l’interférence causée au système primaire. Ce mécanisme génère une conséquence conflictuelle : il réduit la probabilité d’interférence au système primaire au détriment d’une probabilité de blocage secondaire dégradée, ou vice-versa.

Bien que le mécanisme de réduction de puissance dans (Chen *et al.*, 2012) soit la méthode la plus facile permettant de réduire l’interférence au système primaire, elle n’est pas pratique puisque la convergence à la meilleure valeur de puissance d’émission pourrait être lente et gênante pour la transmission primaire. Les auteurs dans (Suraweera *et al.*, 2010b; He et Dey, 2012) ont alors proposé un mécanisme plus sophistiqué afin de contrer l’effet des erreurs d’estimation des canaux dans un réseau à radio cognitive non-coopératif. En effet, ils ont montré que la capacité du système secondaire avec connaissance parfaite du canal d’interférence pourrait être atteinte en transmettant un petit nombre de bits, contenant de l’information sur l’état du canal d’interférence, sur un lien de retour (“limited feedback”). Cette technique est basée sur la quantification de l’état du canal d’interférence (ST-PR) parfaitement connu à PR, et l’allocation de puissance à partir d’un dictionnaire pré-établi. Dans (He et Dey, 2012), il est démontré qu’avec seulement 6 bits transmis sur le lien de retour, la capacité secondaire réalisée se rapproche considérablement de celle d’un système à connaissance parfaite du canal d’interférence.

Dans (Suraweera *et al.*, 2010b; He et Dey, 2012), la quantification des canaux est limitée au cas d’un réseau à radio cognitive non-coopératif. De plus, seulement le cas simple de co-existence avec une seule transmission primaire est considéré dans (Suraweera *et al.*, 2010b) et l’estimation du canal d’interférence est supposée parfaite aux récepteurs primaires (He et Dey, 2012). Par conséquent, nous proposons dans ce travail d’étudier les transmissions dans un réseau à radio cognitive coopératif en considérant l’effet des erreurs d’estimation des canaux d’interférence et où les puissances d’émission des nœuds secondaires (ST et le nœud relai choisi r) sont calculées en se basant sur la quantification des estimations des canaux d’interférence.

Ce travail vient compléter les travaux ultérieurs de plusieurs manières. D’abord, il existe $2N$ canaux d’interférence à considérer entre ST-PR $_i$ et r -PR $_i$ où N est le nombre de transmissions primaires avec lesquelles la transmission secondaire co-existe ($i = 1, \dots, N$). Chacun de ces canaux pourrait être parfaitement connu ou ne pas l’être, à ST et r respectivement.

Contrairement à (He et Dey, 2012), nous supposons que l'estimation du canal d'interférence à PR_i n'est pas parfaite et pourrait causer des erreurs de quantification. Finalement, l'information du CSI est acquise d'une manière distribuée plutôt que centralisée.

Notre objectif est de concevoir les dictionnaires de puissance d'émission pour les transmissions de ST et r dans un réseau à radio cognitive coopératif. Dans notre système, la transmission secondaire coopérative partage en même temps la ressource spectrale des N transmissions primaires continues. Nous visons à maximiser la capacité ergodique secondaire (notée C_s) tandis que la probabilité de blocage primaire (notée P_I) est maintenue au-dessous d'un seuil pré-défini, noté par ε . P_I est définie ici comme étant la probabilité que l'interférence causée par le système secondaire à n'importe quelle transmission primaire excède un seuil d'interférence fixé, désigné par Q .

Dans ce qui suit, nous présentons deux scénarios. Dans le premier (appelé scénario 1), une connaissance imparfaite des canaux est disponible à ST et r en utilisant un nombre infini de bits de quantification. L'utilisation d'un nombre infini de bits veut dire que seulement les erreurs d'estimation du canal d'interférence sont prises en compte dans le calcul des puissances d'émission à ST et r . Donc l'émetteur possède une connaissance parfaite de l'estimation imparfaite du canal d'interférence. Dans le deuxième cas (appelé scénario 2), une valeur quantifiée du canal d'interférence est disponible à ST et r . Cela veut dire que les erreurs d'estimation et les erreurs de quantification du canal sont compatabilisées dans le calcul des puissances d'émission à ST et r . Supposant que le nombre de bits utilisés pour quantifier un canal d'interférence est égal à B , le nombre de niveaux de quantification possibles est alors égal à $L = 2^B$.

La suite de ce chapitre est organisée comme suit. Dans la section 5.2, le modèle du système est présenté. La section 5.3 détaille le scénario 1 tandis que le scénario 2 est décrit à la section 5.4. Ensuite, le problème d'allocation de puissance associé est étudié. À la section 5.5, les résultats analytiques et de simulation sont illustrés. Finalement, le chapitre est conclu à la section 5.6.

5.2 Modèle du système

Nous considérons un système secondaire composé d'un ST, K nœuds relais à radio cognitive (notés r_k , $k = 1, \dots, K$) et un SR, qui co-existe avec N transmissions primaires continues (notées $\text{PT}_i\text{-PR}_i$, $i = 1, \dots, N$) dans la même bande de fréquences, comme il est illustré à la figure 5.1. Chacun des nœuds est équipé d'une seule antenne. Nous supposons que les transmissions primaires sont continues dans le temps, et par conséquent ST et r devraient ajuster leurs puissances d'émission afin de respecter le seuil d'interférence maximal Q .

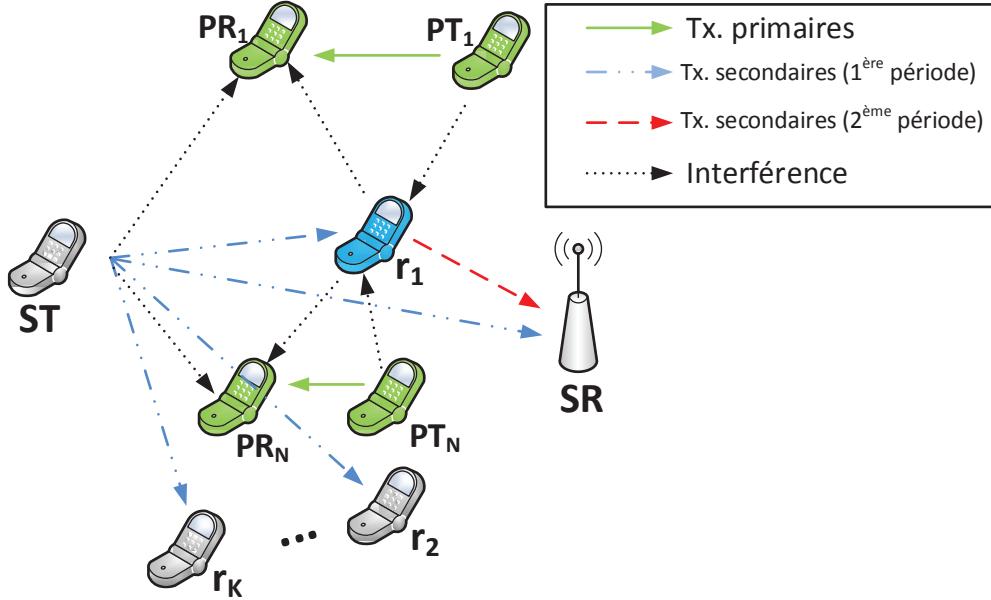


Figure 5.1 Transmissions dans le réseau à radio cognitive coopératif avec K noeuds relais et N transmissions primaires.

Tous les canaux sans-fil sont considérés à atténuation Rayleigh où h_{sp_i} , $h_{r_k p_i}$, h_{sr_k} et $h_{r_k s}$ sont les coefficients des canaux ST- PR_i , r_k - PR_i , ST- r_k et r_k -SR respectivement (avec $i = 1, \dots, N$ et $k = 1, \dots, K$). Nous désignons par $g_{ab} = |h_{ab}|^2$ le gain du canal h_{ab} . g_{ab} est exponentiellement distribué de paramètre $\frac{1}{\lambda_{ab}}$ où λ_{ab} reflète les variations à long-terme du canal $a-b$, $a = p_i, s$ ou r_k ; $b = p_i, s$ ou r_k ; $i = 1, \dots, N$ et $k = 1, \dots, K$. Nous supposons que les paires PTs-PRs et les noeuds relais sont dispersés dans la zone autour de ST-SR, mais que chaque noeud se trouve dans une position fixe. D'où, h_{sp_i} , $h_{r_k p_i}$, h_{sr_k} et $h_{r_k s}$ sont des variables aléatoires indépendantes et non-identiquement distribuées (i.n.i.d), $\forall i = 1, \dots, N$ et $\forall k = 1, \dots, K$.

Dans notre modèle, nous considérons que le lien de transmission directe ST-SR est utilisé en association avec le lien de relais ST- r -SR. Afin de simplifier l'analyse, nous ignorons l'interférence causée par le système primaire à SR en supposant que les PT_i sont loin de SR, $\forall i = 1, \dots, N$ de façon similaire à (Chen *et al.*, 2012; He et Dey, 2012; Suraweera *et al.*, 2010a). Par contre, l'interférence primaire est prise en compte dans le signal reçu au relai r_k , $\forall k = 1, \dots, K$.

Le temps est divisé en intervalles égaux pour les transmissions secondaires, et chacun

des intervalles est composé de deux périodes égales. Les canaux sont considérés stationnaires durant un intervalle de temps mais varient indépendamment d'un intervalle à un autre.

Les transmissions dans le réseau sont effectuées de la manière suivante. À la première période d'un intervalle de temps, ST transmet son signal avec la puissance γ_s . Le nœud relai avec le meilleur lien ST- r_k est choisi selon le critère $r_k = \operatorname{argmax}_{j=1, \dots, K} \{\gamma_s g_{sr_j}\}$. Les signaux reçus à r_k et SR à la première période sont respectivement donnés par :

$$y_{r_k}(1) = \sqrt{\gamma_s} h_{sr_k} x_s + \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{p_i}} h_{p_i r_k} x_{p_i} + n_{r_k}(1), \quad (5.1)$$

et

$$y_s(1) = \sqrt{\gamma_s} h_{ss} x_s + n_s(1), \quad (5.2)$$

où γ_{p_i} est la puissance d'émission de l'émetteur PT _{i} , x_a est le signal d'énergie unitaire transmis par le nœud a ($a = s$ ou p_i) et $n_b(t)$ est le bruit AWGN d'énergie unitaire reçu au nœud b ($b = s$ ou r_k) à la période t d'un intervalle de temps ($t = 1$ ou 2).

À la seconde période, ST se tait tandis que r_k amplifie le signal reçu avec un facteur de gain $G_{r_k} = \sqrt{\frac{\gamma_{r_k}}{\sum_{i=1}^N \gamma_{p_i} g_{p_i r_k} + \gamma_s g_{sr_k} + 1}}$, où γ_{r_k} est la puissance d'émission de r_k . Le signal résultant est relayé à SR. Nous avons considéré la technique de relayage AF pour sa simplicité d'implémentation dans un système réel. Le cas de relayage DF n'est pas considéré dans ce travail.

Le signal reçu à SR à la deuxième période est exprimé par :

$$y_s(2) = G_{r_k} h_{r_k s} \left(\sqrt{\gamma_s} h_{sr_k} x_s + \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{p_i}} h_{p_i r_k} x_{p_i} + n_{r_k}(1) \right) + n_s(2). \quad (5.3)$$

D'où, en combinant (5.2)-(5.3) et en appliquant la détection à maximum de vraisemblance, le SINR à SR est donné par (Suraweera *et al.*, 2010a) :

$$\gamma_{s,exact}^{(k)} = X_{ss} + \frac{X_{sr_k} X_{r_k s}}{(X_I + 1)(X_{r_k s} + 1) + X_{sr_k}}, \quad (5.4)$$

où $X_{ab} = \gamma_a g_{ab}$, $a = s$ ou r_k , $b = s$ ou r_k et $X_I = \sum_{i=1}^N \gamma_{p_i} g_{p_i r_k}$. La quantité d'interférence perçue par PR _{i} ($i = 1, \dots, N$) à la première période est :

$$X_{sp_i} = \gamma_s g_{sp_i}, \quad (5.5)$$

et celle perçue à la seconde période est :

$$X_{r_k p_i} = \gamma_{r_k} g_{r_k p_i}. \quad (5.6)$$

Les expressions (5.5)-(5.6) sont nécessaires à la détermination des puissances d'émission des nœuds ST et r_k respectivement. D'où, ces dernières sont données par :

$$\gamma_s = \frac{Q}{\tilde{g}_{s i_0}}, \quad (5.7)$$

et

$$\gamma_{r_k} = \frac{Q}{\tilde{g}_{r_k i_1}}, \quad (5.8)$$

où Q est le seuil d'interférence toléré, $\tilde{g}_{s i_0} = \max_{i=1, \dots, N} \left\{ \left| \tilde{h}_{s p_i} \right|^2 \right\}$ avec $\tilde{h}_{s p_i}$ est l'estimation du canal ST-PR _{i} à PR _{i} et $\tilde{g}_{r_k i_1} = \max_{i=1, \dots, N} \left\{ \left| \tilde{h}_{r_k p_i} \right|^2 \right\}$, avec $\tilde{h}_{r_k p_i}$ est l'estimation du canal r_k -PR _{i} à PR _{i} . L'égalité dans (5.7)-(5.8) a lieu en supposant qu'il n'existe aucune contrainte sur la valeur de puissance maximale aux nœuds ST et r_k .

Les scénarios à étudier dans les deux sections suivantes sont définis en se basant sur les états des quatre paramètres suivants : (i) Précision de l'estimation du canal ST-PR _{i} au nœud PR _{i} (ii) Précision de l'estimation du canal r_k -PR _{i} au nœud PR _{i} (iii) B_s , le nombre de bits utilisés pour quantifier $\tilde{g}_{s i_0}$, et enfin (iv) B_{r_k} , le nombre de bits utilisés pour quantifier $\tilde{g}_{r_k i_1}$. La relation qui existe entre le coefficient du canal réel h_{ab} et son estimation \tilde{h}_{ab} peut être exprimée par (similairement à (3.37)) :

$$\tilde{h}_{ab} = \psi_b h_{ab} + \sqrt{1 - \psi_b^2} \phi_{ab}, \quad (5.9)$$

où $\psi_b \in [0, 1]$ est le coefficient de corrélation entre h_{ab} et \tilde{h}_{ab} et où ϕ_{ab} est une variable aléatoire complexe Gaussienne, circulaire et symétrique de moyenne nulle et de même variance que h_{ab} , donnée par λ_{ab} , $a = p_i, s$ ou r_k ; $b = p_i, s$ ou r_k ; $i = 1, \dots, N$ et $k = 1, \dots, K$. Notez que pour $\psi_b = 1$, $\tilde{h}_{ab} = h_{ab}$.

5.3 Scénario 1 ($B_s \rightarrow \infty, B_{r_k} \rightarrow \infty$)

Dans les systèmes réels, obtenir une CSI parfaite des liens d'interférence est difficile à cause de plusieurs facteurs comme par exemple les erreurs d'estimation, le délai, et la mobilité. Donc, il est peu probable d'obtenir une interférence nulle aux PRs. Dans ce cas, il est plus judicieux de tolérer un seuil sur la probabilité de blocage primaire lors de l'allocation des

puissances d'émission aux nœuds ST et r_k . Ce seuil est désigné par ε .

La probabilité de blocage primaire définie par l'événement :

$$\{\exists i \in \{1, \dots, N\} | \gamma_s g_{sp_i} > Q\} \cup \{\exists i' \in \{1, \dots, N\} | \gamma_{r_k} g_{r_k p_{i'}} > Q\}, \quad (5.10)$$

et notée par $P_{I,1}$ (où l'index 1 indique le scénario 1) est exprimée par :

$$P_{I,1} = 1 - \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\} \sum_{k=1}^K \mathbb{P} \{r = r_k\} \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q \right\},$$

où $\mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\}$ (resp. $\mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q \right\}$) est la probabilité qu'aucune interférence n'est au dessus du seuil Q pour tous les PRs à la première période (resp. à la seconde période) et $\mathbb{P} \{r = r_k\}$ est la probabilité de choisir le relai r_k pour assister la transmission secondaire. Dans (5.10), l'événement de blocage primaire est défini comme étant l'union de deux événements d'interférence. Le premier événement exprime la présence d'une interférence intolérable à au moins un des récepteurs primaires, à cause de la transmission de ST. Tandis que le deuxième événement se produit à cause de la transmission du relai choisi r_k .

Soient $f_{g_{ab}}$ et $F_{g_{ab}}$ la pdf et la cdf de la VA g_{ab} , $a = s, p_i$ ou r_k et $b = s, p_i$ ou r_k , écrites comme :

$$f_{g_{ab}}(x) = \frac{1}{\lambda_{ab}} e^{-\frac{x}{\lambda_{ab}}}, \quad x \geq 0, \quad (5.11)$$

et

$$F_{g_{ab}}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\lambda_{ab}}}, \quad x \geq 0. \quad (5.12)$$

De plus, nous désignons par $F_{\tilde{g}_{si_0}}$ et $f_{\tilde{g}_{si_0}}$ les cdf et pdf respectives de la VA

$\tilde{g}_{si_0} = \max_{i=1, \dots, N} \left\{ \left| \tilde{h}_{sp_i} \right|^2 \right\}$. Ces fonctions sont respectivement données par :

$$F_{\tilde{g}_{si_0}}(x) = \prod_{i=1}^N F_{g_{sp_i}}(x), \quad x \geq 0, \quad (5.13)$$

et

$$f_{\tilde{g}_{si_0}}(x) = \frac{dF_{\tilde{g}_{si_0}}(x)}{dx} = \sum_{i=1}^N \left[\frac{e^{-\frac{x}{\lambda_{sp_i}}}}{\lambda_{sp_i}} \prod_{i'=1; i' \neq i}^N \left(1 - e^{-\frac{x}{\lambda_{sp_{i'}}}} \right) \right], \quad x \geq 0. \quad (5.14)$$

Les fonctions cdf et pdf de la VA $\hat{g}_{r_k i_1}$ sont données d'une façon similaire en substituant les indices s et i_0 par r_k et i_1 dans (5.13)-(5.14) respectivement.

Lemme 2. *Supposant que ψ_s et ψ_{r_k} sont les coefficients de corrélation entre le canal parfait et son estimation des liens ST-PR_i et r_k -PR_i respectivement ($i = 1, \dots, N$) et que $g_{sj_0} =$*

$\arg \max_{j=1, \dots, N} \left\{ |h_{sp_j}|^2 \right\}$ et $g_{r_k j_1} = \arg \max_{j=1, \dots, N} \left\{ |h_{r_k p_j}|^2 \right\}$, alors la probabilité de blocage primaire $P_{I,1}$ est exprimée par :

– Si $\psi_s = \psi_{r_k} = 1$:

$$P_{I,1} = 0. \quad (5.15)$$

– Si $\psi_s = 1$ et $\psi_{r_k} < 1$:

$$P_{I,1} = 1 - \sum_{k=1}^K \mu_k \nu_{r_k}, \quad (5.16)$$

où

$$\nu_{r_k} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \kappa_{ij}^{(r_k)} \left(\int_0^\infty f_{\tilde{g}_{r_k p_i}}(x) F_{g_{r_k p_j}}(x) dx \right) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \kappa_{ii}^{(r_k)}, \quad (5.17)$$

$$\kappa_{ij}^{(r_k)} = \mathbb{P} \{ \tilde{g}_{r_k i_1} = \tilde{g}_{r_k p_i}, g_{r_k j_1} = g_{r_k p_j} \} \text{ et } \mu_k = \mathbb{P} \{ r = r_k \} = \int_0^\infty f_{\tilde{g}_{r_k p_i}}(x) F_{g_{r_k p_j}}(x) dx.$$

– Si $\psi_s < 1$ et $\psi_{r_k} = 1$:

$$P_{I,1} = 1 - \nu_s, \quad (5.18)$$

où ν_s est donnée d'une façon similaire à ν_{r_k} par la définition de

$$\kappa_{ij}^{(s)} = \mathbb{P} \{ \tilde{g}_{s i_0} = \tilde{g}_{s p_i}, g_{s j_0} = g_{s p_j} \} \text{ et en substituant l'indice } r_k \text{ par } s \text{ dans (5.17).}$$

– Sinon ($\psi_s < 1$ et $\psi_{r_k} < 1$) :

$$P_{I,1} = 1 - \nu_s \sum_{k=1}^K \mu_k \nu_{r_k}. \quad (5.19)$$

Démonstration. Voir l'annexe F. □

Dans le cas particulier de récepteurs primaires co-localisés et de relais co-localisés, c.-à-d. les canaux h_{sr_k} , $h_{r_k s}$, h_{sp_i} , $h_{r_k p_i}$, \tilde{h}_{sp_i} et $\tilde{h}_{r_k p_i}$ sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.), $P_{I,1}$ est alors donnée par :

$$P_{I,1} = \begin{cases} 0, & \text{si } \psi_s = \psi_{r_k} = 1 \\ \frac{1}{2}, & \text{si } \psi_s = 1 \text{ et } \psi_{r_k} < 1 \\ \frac{1}{2}, & \text{si } \psi_s < 1 \text{ et } \psi_{r_k} = 1 \\ \frac{3}{4}, & \text{sinon} \end{cases}, \quad (5.20)$$

D'après (5.20), $P_{I,1}$ pourrait satisfaire ou non le seuil ε . Afin de surmonter cette limitation, nous proposons l'utilisation d'un mécanisme de réduction de puissance (similaire à (Chen *et al.*, 2012)), où les puissances d'émission dans (5.7)-(5.8) sont réduites par un facteur $\eta \in [0, 1]$. Le développement détaillé de (5.20) est présenté à l'annexe G.

La capacité ergodique secondaire du scénario 1 est définie par :

$$C_{s,1} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \mathbb{P}\{r = r_k\} \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \gamma_{s,exact}^{(k)} \right) \right] = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \left(\mu_k \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \gamma_{s,exact}^{(k)} \right) \right] \right),$$

où $\mathbb{E}\{\cdot\}$ est l'espérance mathématique, le facteur $\frac{1}{2}$ exprime la transmission sur deux périodes et μ_k est donné par (F.5).

5.4 Scénario 2 ($B_s < \infty$, $B_{r_k} < \infty$)

En supposant que \tilde{g}_{s,i_0} est quantifié en utilisant $L_s = 2^{B_s}$ niveaux de quantification, alors la puissance d'émission de ST est choisie selon le dictionnaire des puissances $\Omega_s = \{a_1 = 0, a_2, \dots, a_{L_s}\}$ où $a_1 < a_2 < \dots < a_{L_s}$. La procédure d'allocation de puissance est effectuée de la manière suivante : D'abord, $\frac{Q}{\tilde{g}_{s,p_i}}$ est calculée à PR_i , $\forall i = 1, \dots, N$. Ensuite, chacun des PR_i quantifie $\frac{Q}{\tilde{g}_{s,p_i}}$ au niveau a_l tel que $\frac{Q}{\tilde{g}_{s,p_i}} \in [a_l, a_{l+1}]$ ($l = 1, \dots, L_s$ et $a_{L_s+1} = +\infty$). Chacun des PR_i déclenche un minuteur inversement proportionnel à \tilde{g}_{s,p_i} . Le minuteur du PR qui expire en premier satisfait alors $V_s = \frac{Q}{\tilde{g}_{s,i_0}}$ et ce PR transmet l'information quantifiée. Cette dernière est utilisée pour le contrôle de puissance à ST.

Une stratégie similaire est suivie pour l'allocation de puissance au nœud r_k . Donc, \tilde{g}_{r_k,i_1} est quantifié en utilisant $L_{r_k} = 2^{B_{r_k}}$ niveaux de quantification et la puissance d'émission à r_k est choisie selon le dictionnaire $\Omega_{r_k} = \{b_1^{(k)} = 0, b_2^{(k)}, \dots, b_{L_{r_k}}^{(k)}\}$ où $b_1^{(k)} < b_2^{(k)} < \dots < b_{L_{r_k}}^{(k)} < b_{L_{r_k}+1}^{(k)} = +\infty$. Pour des transmissions radio réussies, les usagers secondaires devraient écouter (ou espionner "eavesdrop") l'activité primaire à un certain niveau (He et Dey, 2012). Conventionnellement, une unité de contrôle centrale, appelée gestionnaire du réseau CRN, est responsable de l'acquisition de l'information des canaux h_{s,p_i} (ou h_{r_k,p_i}). Ensuite, elle transmet une information CSI quantifiée et appropriée vers ST (ou vers r_k) via un lien de retour. L'existence de gestionnaires centraux est fréquent dans la littérature de MIMO multi-cell ou dans les systèmes basés sur la macro-diversité exploitant des stations de bases ("Base Stations BSs") coopératives pour un réseau primaire interconnecté. Ceci résulte en une augmentation de la capacité de ce système. Nous considérons dans notre travail que l'écoute est efficace pour la capture de l'information CSI quantifiée à ST et à r_k .

Le problème principal ici est de concevoir $\{a_2, \dots, a_{L_s}\}$ et $\{b_2^{(k)}, \dots, b_{L_{r_k}^{(k)}}\}$ dans le but de maximiser la capacité ergodique secondaire tout en maintenant la probabilité de blocage

primaire $P_{I,2}$ au-dessous du seuil ε . Ce problème peut être formulé comme étant :

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\{a_l\}_{l=2, \dots, L_s}; \{b_d^{(k)}\}_{d=2, \dots, L_{r_k}}} C_{s,2} \\ & \text{s.c.} \quad P_{I,2} \leq \varepsilon, \end{aligned} \quad (5.21)$$

où $C_{s,2}$ est la capacité ergodique secondaire donnée par :

$$\begin{aligned} C_{s,2} &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \mathbb{P} \{r = r_k\} \left[\sum_{l=2}^{L_s} \sum_{d=2}^{L_{r_k}} \mathbb{P} \{a_l \leq V_s < a_{l+1}\} \mathbb{P} \{b_d^{(k)} \leq V_{r_k} < b_{d+1}^{(k)}\} \right. \\ &\quad \times \left. \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \gamma_{s,exact}^{(k)} \left(a_l, b_d^{(k)} \right) \right) \right] \right], \end{aligned} \quad (5.22)$$

où la VA $V_{r_k} = \frac{Q}{\tilde{g}_{r_k i_1}}$, $\mathbb{P} \{a_l \leq V_s < a_{l+1}\}$ (resp. $\mathbb{P} \{b_d^{(k)} \leq V_{r_k} < b_{d+1}^{(k)}\}$) est la probabilité de quantifier $V_s = \frac{Q}{\tilde{g}_{s i_0}}$ à a_l (resp. quantifier $V_{r_k} = \frac{Q}{\tilde{g}_{r_k i_1}}$ à $b_d^{(k)}$) et $\gamma_{s,exact}^{(k)} \left(a_l, b_{d+1}^{(k)} \right)$ est le SINR reçu à SR, il est écrit comme étant :

$$\gamma_{s,exact}^{(k)} \left(a_l, b_d^{(k)} \right) = a_l g_{ss} + \frac{a_l g_{sr_k} b_d^{(k)} g_{r_k s}}{(X_I + 1) \left(1 + b_d^{(k)} g_{r_k s} \right) + a_l g_{sr_k}}. \quad (5.23)$$

Puisque la cdf de $\tilde{g}_{s i_0}$ est donnée par (5.13), alors la cdf de $V_s = \frac{Q}{\tilde{g}_{s i_0}}$ est exprimée par :

$$F_{V_s}(x) = \mathbb{P} \left\{ \tilde{g}_{s i_0} \geq \frac{Q}{x} \right\} = 1 - F_{\tilde{g}_{s i_0}} \left(\frac{Q}{x} \right), \quad x > 0, \quad (5.24)$$

$F_{V_s}(0) = 0$ et $F_{V_s}(+\infty) = 1$. $F_{V_{r_k}}$ est définie d'une façon similaire en substituant s et i_0 par r_k et i_1 dans (5.24). En utilisant (5.24), (5.22) s'écrit :

$$\begin{aligned} C_{s,2} &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \mu_k \left[\sum_{l=2}^{L_s} \sum_{d=2}^{L_{r_k}} (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) \left(F_{V_{r_k}} \left(b_{d+1}^{(k)} \right) - F_{V_{r_k}} \left(b_d^{(k)} \right) \right) \right. \\ &\quad \times \left. \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \gamma_{s,exact}^{(k)} \left(a_l, b_d^{(k)} \right) \right) \right] \right], \end{aligned} \quad (5.25)$$

où μ_k est donnée par (F.5). En même temps, $P_{I,2}$ est exprimée par l'événement complémentaire à celui-ci : "Aucune interférence n'est au dessus du seuil Q pour tous les récepteurs primaires, et cela sur les deux périodes de temps d'un intervalle et pour les transmissions de

ST et r_k ”. Elle s’écrit comme étant :

$$\begin{aligned} P_{I,2} &= 1 - \left[\sum_{l=2}^{L_s} \mathbb{P}\{a_l \leq V_s < a_{l+1}\} \mathbb{P}\{a_l g_{sj_0} \leq Q\} + \mathbb{P}\{V_s < a_2\} \right] \\ &\times \sum_{k=1}^K \mathbb{P}\{r = r_k\} \left[\sum_{d=2}^{L_{r_k}} \mathbb{P}\left\{b_d^{(k)} \leq V_{r_k} < b_{d+1}^{(k)}\right\} \mathbb{P}\left\{b_d^{(k)} g_{r_k j_1} \leq Q\right\} + \mathbb{P}\left\{V_{r_k} < b_2^{(k)}\right\} \right]. \end{aligned} \quad (5.26)$$

En utilisant l’expression de la cdf F_{V_a} (pour $a = s$ ou r_k) donnée par (5.24), et puisque $\tilde{g}_{s i_0}$ et $g_{s j_0}$ (resp. $\tilde{g}_{r_k i_1}$ et $g_{r_k j_1}$) possèdent la même distribution (Chen *et al.*, 2012), alors $P_{I,1}$ devient :

$$\begin{aligned} P_{I,1} &= 1 - \left[\sum_{l=2}^{L_s} (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) (1 - F_{V_s}(a_l)) + F_{V_s}(a_2) \right] \\ &\times \sum_{k=1}^K \mu_k \left[\sum_{d=2}^{L_{r_k}} \left(F_{V_{r_k}}\left(b_{d+1}^{(k)}\right) - F_{V_{r_k}}\left(b_d^{(k)}\right) \right) \left(1 - F_{V_{r_k}}\left(b_d^{(k)}\right) \right) + F_{V_{r_k}}\left(b_2^{(k)}\right) \right] \\ &= \sum_{k=1}^K \mu_k [1 - (1 - \Delta_s)(1 - \Delta_{r_k})], \quad (\text{since } \sum_{k=1}^K \mu_k = 1) \end{aligned} \quad (5.27)$$

où

$$\Delta_s = 1 - \sum_{l=2}^{L_s} (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) (1 - F_{V_s}(a_l)) - F_{V_s}(a_2), \quad (5.28)$$

et

$$\Delta_{r_k} = 1 - \sum_{d=2}^{L_{r_k}} \left(F_{V_{r_k}}\left(b_{d+1}^{(k)}\right) - F_{V_{r_k}}\left(b_d^{(k)}\right) \right) \left(1 - F_{V_{r_k}}\left(b_d^{(k)}\right) \right) - F_{V_{r_k}}\left(b_2^{(k)}\right). \quad (5.29)$$

En raison de la complexité de calcul de (5.25) et (5.27), nous proposons de diviser le problème dans (5.21) en deux problèmes suivant la méthode diviser-et-conquérir (“divide-and-conquer”) (Preparata et Shamos, 1993; Hwang *et al.*, 1993). La division est basée sur les observations suivantes : (i) Δ_s (resp. Δ_{r_k}) présente l’interférence causée par ST (resp. by r_k) aux PRs lorsque $\psi_{r_k} = 1$ (resp. $\psi_s = 1$), $\forall k = 1, \dots, K$; (ii) $\gamma_{s,exact}^{(k)}(a_l, b_d^{(k)})$ peut être approximée par $\gamma_{s,eq}^{(k)}(a_l, b_d^{(k)}) = a_l g_{ss} + \min\left(\frac{a_l g_{sr_k}}{X_I}, b_d^{(k)} g_{r_k s}\right)$ (Suraweera *et al.*, 2010a). Faisant usage de ces observations, la conception des dictionnaires des puissances d’émission peut être effectuée d’une manière indépendante pour ST et r_k . Par conséquent, le problème principal dans (5.21)

peut être subdivisé en deux nouveaux problèmes écrits comme étant :

$$\begin{aligned} \arg \max_{\{a_l\}_{l=2, \dots, L_s}} \quad & C_{s,2}^{(1)} \\ \text{s.c.} \quad & \Delta_s \leq 1 - \sqrt{1 - \varepsilon} \end{aligned} \quad (5.30)$$

et

$$\begin{aligned} \arg \max_{\{b_d^{(k)}\}_{d=2, \dots, L_{r_k}}} \quad & C_{s,2}^{(2)} \\ \text{s.c.} \quad & \Delta_{r_k} \leq 1 - \sqrt{1 - \varepsilon} \end{aligned} \quad (5.31)$$

où

$$C_{s,2}^{(1)} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \mu_k \sum_{l=2}^{L_s} (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) \mathbb{E} \left[\log \left(1 + a_l g_{ss} + \frac{a_l g_{sr_k}}{X_I} \right) \right], \quad (5.32)$$

et

$$C_{s,2}^{(2)} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \mu_k \sum_{d=2}^{L_{r_k}} (F_{V_{r_k}}(b_{d+1}^{(k)}) - F_{V_{r_k}}(b_d^{(k)})) \mathbb{E} \left[\log \left(1 + b_d^{(k)} g_{r_k s} \right) \right]. \quad (5.33)$$

$C_{s,2}^{(1)}$ (resp. $C_{s,2}^{(2)}$) est une approximation de la capacité réalisable lorsque ST transmet avec la puissance a_l (resp. r_k transmet avec la puissance $b_d^{(k)}$). Afin de simplifier l'analyse et respecter la méthode de conception distribuée des dictionnaires des puissances, le terme $b_d^{(k)} g_{r_k s}$ est ignoré dans l'expression de la capacité dans (5.32) (resp. le terme $a_l g_{ss}$ est ignoré dans l'expression de la capacité dans (5.33)). De plus, la contrainte dans (5.21) est modifiée pour qu'elle soit mieux adaptée aux problèmes (5.30)-(5.31). Il est facile de vérifier à partir de (5.27) que ces nouvelles contraintes respectent celle du problème (5.21). De toute façon, toutes ces hypothèses n'altèrent pas le problème original, puisque la solution qui sera fournie est sous-optimale du problème exposé dans (5.21) (Voir la section 5.5 pour les résultats).

Il est facile de voir que les problèmes (5.30)-(5.31) sont non-convexes. Trouver une solution en résolvant les conditions nécessaires de Karush-Kuhn-Tucker (KKT) mène à l'obtention d'une solution localement optimale (He et Dey, 2012).

Soient $\phi_{1,k}(a_l) = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\log \left(1 + a_l g_{ss} + \frac{a_l g_{sr_k}}{X_I} \right) \right]$ et $\phi'_{1,k} = \frac{d\phi_{1,k}}{da_l}$. Alors, (5.30) est explicitement écrit comme étant :

$$\begin{aligned} \arg \max_{\{a_l\}_{l=2, \dots, L_s}} \quad & C_{s,2}^{(1)} = \sum_{k=1}^K \mu_k \sum_{l=2}^{L_s} (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) \phi_{1,k}(a_l) \\ \text{s.c.} \quad & \Delta_s \leq 1 - \sqrt{1 - \varepsilon} \end{aligned} \quad (5.34)$$

avec

$$\begin{aligned}
\phi_{1,k}(a_l) &= \frac{1}{2} a_l^2 \lambda_{ss} \lambda_{sr_k} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right) \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} l \psi_{il}^{(k)} \delta_{p_i r_k} \\
&+ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)! \delta_{p_i r_k}^l} \int_0^\infty z^l a_l \lambda_{ss} (a_l \lambda_{sr_k} - 1) E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) e^{-z \left(\frac{1}{\delta_{p_i r_k}} - \frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right)} dz \\
&+ \frac{1}{2} a_l \lambda_{sr_k} \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)! \delta_{p_i r_k}^l} \int_0^\infty z^{l-1} E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) e^{-z \left(\frac{1}{\delta_{p_i r_k}} - \frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right)} dz, \quad (5.35)
\end{aligned}$$

où $E_1(\cdot)$ est la fonction exponentielle intégrale, $\delta_{p_i r_k} = \gamma_{p_i} \lambda_{p_i r_k}$ sont de multiplicités ν_i tel que $\sum_{i=1}^R \nu_i = N$ et les coefficients $\psi_{il}^{(k)}$ sont exprimés par (Cui et Feng, 2004) :

$$\psi_{il}^{(k)} = \frac{(-1)^{\nu_i - l}}{\delta_{p_i r_k}^{\nu_i - l}} \sum_{\tau(i,l)} \prod_{m=1; m \neq i} \binom{\nu_m + q_m - 1}{q_m} \frac{\delta_{p_m r_k}^{q_m}}{\left(1 - \frac{\delta_{p_m r_k}}{\delta_{p_i r_k}}\right)^{\nu_m + q_m}}, \quad (5.36)$$

avec $\tau(i,l)$ l'ensemble des multi-indices $q = \{q_1, \dots, q_m\}$ tel que

$$\tau(i,l) := \left\{ q \in \mathbb{N}^R : q_i = 0, \sum_{m=1}^R q_m = \nu_i - l \right\}.$$

Le développement de l'expression de $\phi_{1,k}(a_l)$ dans (5.35) est donné à l'annexe H.

Si $X_I \ll 1$, c.-à-d. l'interférence causée à r_k est plus faible que l'effet du bruit AWGN, alors $\phi_{1,k}(a_l)$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
\phi_{1,k}(a_l) &= \frac{1}{2} \mathbb{E} [\log (1 + a_l (g_{ss} + g_{sr_k}))] \\
&= \begin{cases} \frac{1}{2(\lambda_{ss} - \lambda_{sr_k})} \left(\lambda_{ss} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right) - \lambda_{sr_k} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) \right) & , \text{ si } \lambda_{ss} \neq \lambda_{sr_k} \\ \frac{1}{2} - \frac{(1-a_l \lambda_{ss})}{2a_l \lambda_{ss}} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right) & , \text{ si } \lambda_{ss} = \lambda_{sr_k} \end{cases}. \quad (5.37)
\end{aligned}$$

Le développement de l'expression de $\phi_{1,k}(a_l)$ dans (5.37) est donné à l'annexe I.

Lemme 3. Soit $\Omega_s = \{a_1, \dots, a_{L_s}\}$ une solution localement optimale du problème (5.30) et λ est le multiplicateur de Lagrange non-négatif associé à la contrainte $\Delta_s \leq 1 - \sqrt{1 - \varepsilon}$. Alors, les niveaux de quantification $\{a_l\}_{l=1, \dots, L_s}$ sont exprimés par :

1. Si $\lambda > 0$, une solution localement optimale est donnée par $a_1 = 0$, a_2 une valeur

arbitrairement fixée et

$$a_l = F_{V_s}^{-1}(\beta_{a_l}(a_{l-1}, \dots, a_2, \lambda)), \forall l = 3, \dots, L_s, \quad (5.38)$$

où $\beta_{a_l} \triangleq F_{V_s}(a_l)$ (donnée par (J.4)-(J.5)) est une fonction définie par les paramètres $a_{l-1}, \dots, a_2, \lambda$ et les fonctions $F_{V_s}, f_{V_s}, \phi_{1,k}$ et $\phi'_{1,k}$.

2. Si $\lambda = 0$, une solution optimale est donnée par $a_1 = 0$ et

$$a_l = F_{V_s}^{-1}\left(\frac{l-1}{L_s}\right), \forall l = 2, \dots, L_s, \quad (5.39)$$

Démonstration. Voir l'annexe J. □

Si $\lambda = 0$, et dans le cas particulier de canaux i.i.d., c.-à-d. $\lambda_{sp} = \lambda_{sp_i}$ ($\forall i = 1, \dots, N$), le dictionnaire des puissances a été explicitement calculé dans (He et Dey, 2012). Il est donné par $a_1 = 0$ et

$$a_l \approx -\frac{Q}{\lambda_{sp} \log \left(1 - \left(1 - \frac{l-1}{L_s}\right)^{\frac{1}{N}}\right)}, \forall l = 2, \dots, L_s. \quad (5.40)$$

Jusqu'à présent, nous avons étudié seulement la manière de déterminer le dictionnaire des puissances pour les cas $\lambda = 0$ et $\lambda > 0$ (pour une valeur de a_2 donnée) respectivement. Afin de trouver une solution localement optimale pour le problème (5.30), nous proposons de combiner les deux procédures précédentes. L'algorithme (A8) qui en résulte fonctionne comme présenté ci-après.

En suivant une approche similaire pour résoudre (5.31), un dictionnaire localement optimal est obtenu pour la puissance d'émission du nœud r_k .

5.5 Évaluation des performances et discussion

Les performances à évaluer sont la capacité ergodique secondaire (C_s) et la probabilité de blocage primaire (P_I). C_s est évaluée en utilisant les expressions (5.21) et (5.25). Tandis que P_I est évaluée analytiquement avec les expressions (5.15)-(5.19), ainsi que par simulation (méthode Monte-Carlo).

Nous considérons le système de la figure 5.1 où $N = 2$ et $K = 3$ (sauf indication contraire). Nous supposons que $\gamma_{p_i} = 10$ dB, $\lambda_{sr_k} = \lambda_{r_k s} = 10$ dB, $\lambda_{r_k p_i} = \lambda_{p_i r_k} = 3$ dB et $\lambda_{sp_i} = 2$ dB ($k = 1, \dots, K$; $i = 1, \dots, N$). Nous fixons arbitrairement $\psi_s = \psi_{r_k} = 0.5$, $B_s = B_{r_k} = 3$ bits et $\varepsilon = 0.3$ (sauf indication contraire).

La figure 5.2 compare les deux scénarios en termes de C_s et P_I où le mécanisme de contrôle de puissance ("power back-off") est considéré dans le "scénario 1". Dans le but de

Tableau 5.1 Algorithme de création du dictionnaire des puissances (A8)

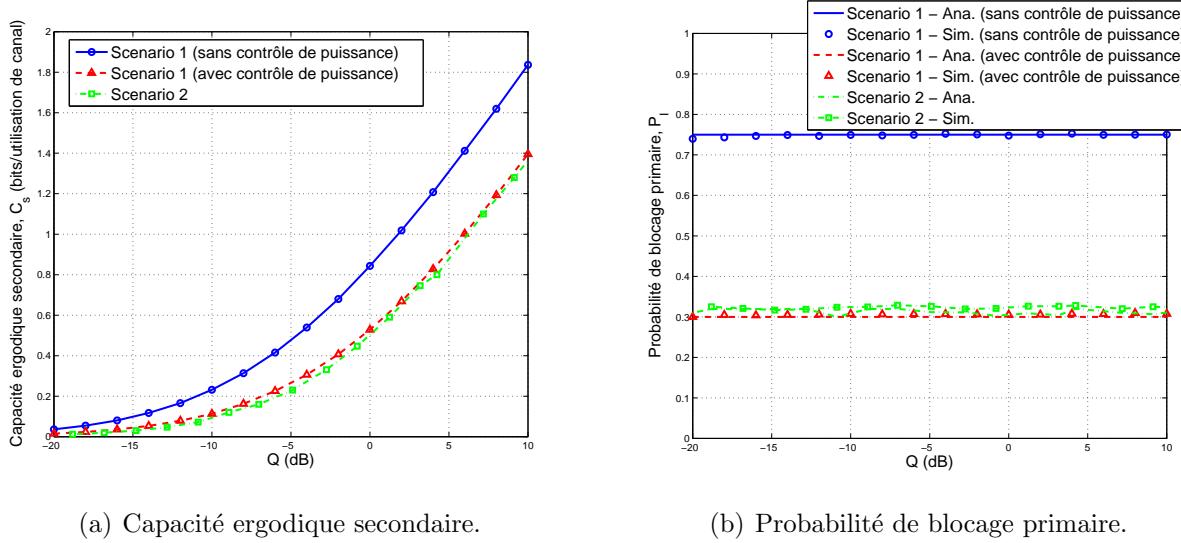
```

1 :    $st > 0$  (pas de la valeur  $\lambda$ )
2 :    $\lambda \leftarrow 0$ 
3 :   déterminer le dictionnaire des puissances  $\{a_2, \dots, a_L\}$  en utilisant (5.39)
4 :   calculer  $\Delta_s$  en utilisant (5.28)
      Si  $\Delta_s \leq 1 - \sqrt{1 - \varepsilon}$  alors
5 :   retourner  $\{a_2, \dots, a_L\}$ 
      sinon
6 :   fixer la valeur de  $a_2$  ( $0 < a_2 < 1$ )
7 :   fixer la valeur de  $\lambda > 0$  (Vu la complexité des expressions (J.4)-(J.5), il est difficile
      d'obtenir une valeur optimale et explicite de  $\lambda^*$ , pour celà, nous optons pour
      une méthode de détermination numérique.)
8 :   calculer  $\{a_3, \dots, a_L\}$  comme il est détaillé à l'annexe J
9 :   calculer  $\Delta_s$  en utilisant (5.28)
      si  $\Delta_s < 1 - \sqrt{1 - \varepsilon}$  et  $\lambda < \lambda_{max}$  (où  $\lambda_{max}$  est une valeur maximale
      arbitrairement définie) alors
10 :   $\lambda \leftarrow \lambda + st$ 
11 :  aller à l'étape 8
      sinon si  $(\Delta_s < 1 - \sqrt{1 - \varepsilon} \text{ et } \lambda = \lambda_{max})$  ou  $(\Delta_s = 1 - \sqrt{1 - \varepsilon})$  alors
12 :  retourner  $\{a_3, \dots, a_L\}$ 
      sinon si  $\Delta_s > 1 - \sqrt{1 - \varepsilon}$  alors
13 :  fixer une nouvelle valeur de  $a_2$  telque  $F_{V_s}(a_2)$  est plus grand
14 :  aller à l'étape 7
      fin si
      fin si

```

réaliser une comparaison adéquate entre les deux scénarios 1 et 2, nous fixons $\eta = 0.4$ pour le cas “scénario 1 (avec contrôle de puissance)” et nous normalisons les puissances d’émission du “scénario 2” pour qu’elles soient en accord avec celles utilisées pour “scénario 1 (avec contrôle de puissance)”. Comme il est illustré dans les figures 5.2.a et 5.2.b, le “scénario 2” atteint des performances, en termes de capacité secondaire et de probabilité de blocage primaire, légèrement plus faibles que celles réalisées dans le cas “scénario 1 (avec contrôle de puissance)”, utilisant seulement quelques bits de quantification des canaux d’interférence. La différence des performances qui existe est dûe à la présence d’erreurs de quantification dans la détermination des puissances d’émission de ST et r_k .

Selon ces résultats, la quantification des canaux d’interférence (“scénario 2”) s’avère être une solution pratique pour de tels systèmes à radio cognitive. Enfin, les résultats analytiques et de simulation concordent où la détermination sous-optimale du dictionnaire des puissances



(a) Capacité ergodique secondaire.

(b) Probabilité de blocage primaire.

Figure 5.2 Comparaison des performances des scénarios en fonction de Q .

pour le “scénario 2” est démontrée dans la figure 5.2.b par la différence entre les courbes analytique et de simulation.

Dans la figure 5.3.a, l’impact du nombre de bits de quantification sur C_s du “scénario 2” ($C_{s,2}$) est étudié. Pour $B_s = 1$ bit ($L_s = 2$ niveaux), $C_{s,2}$ est très faible. À partir de la valeur $B_s = 2$ bits ($L_s = 4$ niveaux), $C_{s,2}$ augmente considérablement et une valeur plus élevée de B_s fournit un petit gain supplémentaire. Donc, 2 ou 3 bits sont déjà suffisants pour bien quantifier le canal d’interférence.

La figure 5.3.b illustre l’impact du nombre de transmissions primaire N et le nombre de relais K sur $C_{s,2}$. Pour $K = 3$ et N de plus en plus grand, $C_{s,2}$ se dégrade. En effet, une valeur N plus importante rend la contrainte de probabilité de blocage plus stricte puisqu’il est requis de prendre en considération l’interférence vers tous les PRs. Pour $N = 4$ et K de plus en plus grand, $C_{s,2}$ s’améliore légèrement. Par conséquent, l’impact du nombre des PRs est plus important que celui du nombre des relais sur la performance secondaire.

La figure 5.4 présente l’impact de ε sur $C_{s,2}$ et $P_{I,2}$ en utilisant la technique de transmission du “scénario 2” sans aucune normalisation des puissances. Pour une valeur de ε plus stricte, $C_{s,2}$ diminue (figure 5.4.a) mais $P_{I,2}$ s’améliore en respectant ε (figure 5.4.b). En effet, une valeur plus faible de ε modifie la création du dictionnaire des puissances d’une manière à réduire les valeurs dans le dictionnaire. Les variations brusques dans $P_{I,2}$ à quelques valeurs de Q sont dûs à la méthode numérique de création du dictionnaire (liées à la faible précision des pas de puissance utilisés dans l’algorithme de création du dictionnaire).

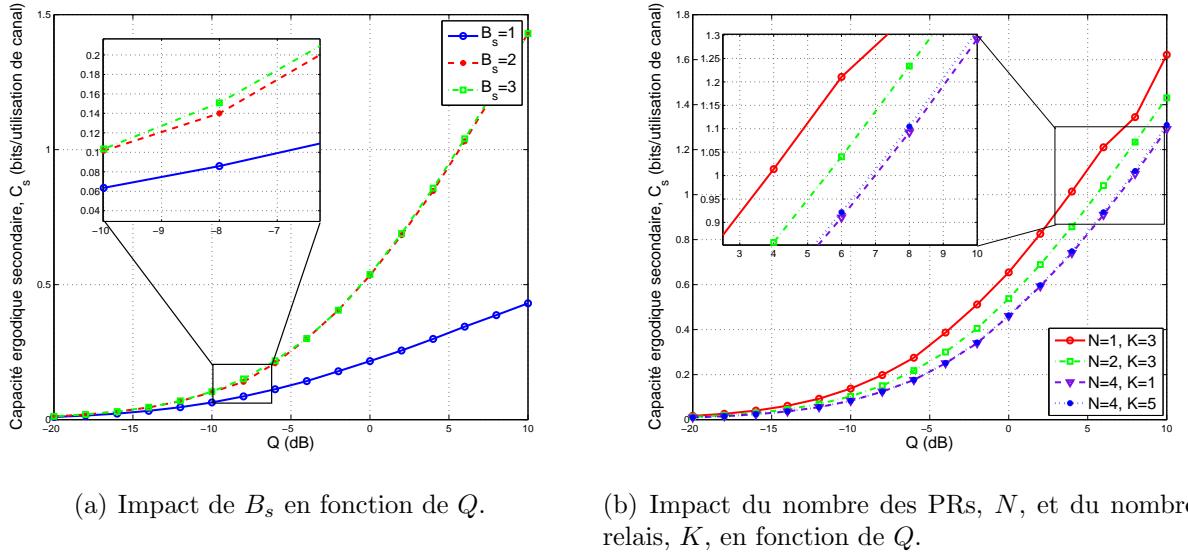


Figure 5.3 Impact de plusieurs paramètres sur la capacité ergodique secondaire.

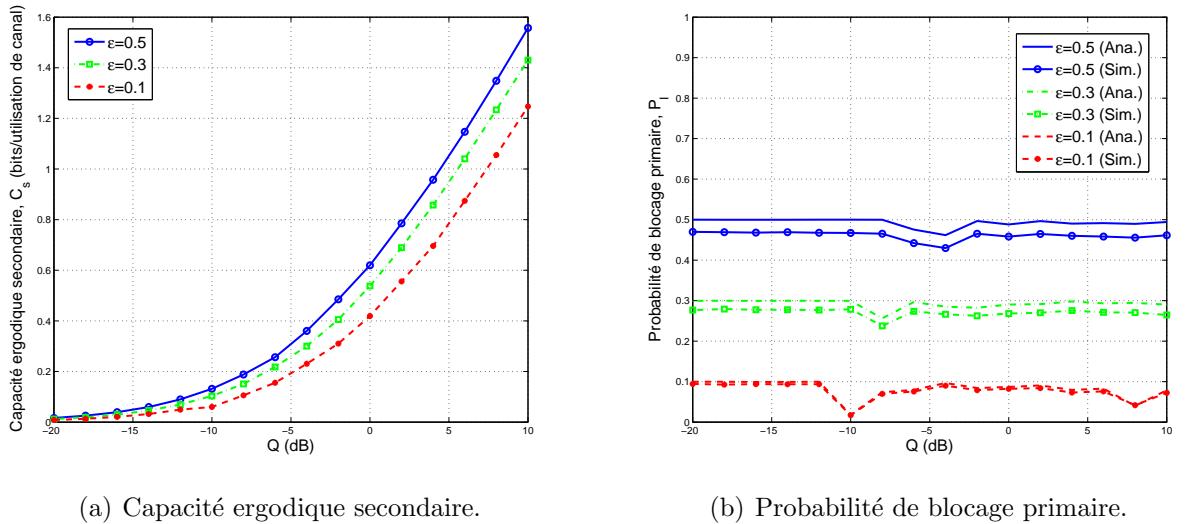


Figure 5.4 Impact de ε en fonction de Q .

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et évalué les performances des systèmes primaire et secondaire dans un réseau à radio cognitive coopératif, pour deux scénarios de CSI différents. Nous avons déterminé les expressions de la capacité ergodique secondaire et de la probabilité de blocage primaire. Ensuite, nous avons étudié le problème d'allocation de puissance associé. Un algorithme sous-optimal de création de dictionnaire des puissances a été proposé dans le but de maximiser la capacité ergodique secondaire, tout en respectant une contrainte de probabilité de blocage primaire. Les résultats numériques démontrent le potentiel d'utiliser la quantification des canaux d'interférence en utilisant un petit nombre de bits et son efficacité dans le contexte des réseaux à radio cognitive coopératifs. Ce travail présente un complément important aux travaux (Chen *et al.*, 2012; Suraweera *et al.*, 2010b; He et Dey, 2012) puisqu'il prend en considération des nouvelles hypothèses de propagation strictes (ex : erreurs d'estimation, erreurs de quantification, etc.) dans un environnement radio plus aggressif (plusieurs transmissions primaires simultanées et continues). Malgré cela, nous avons démontré que même avec une quantification limitée, les performances atteintes sont satisfaisantes.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

6.1 Synthèse des travaux

L'intérêt grandissant au sujet de la technologie radio cognitive comme étant une composante essentielle dans la conception des réseaux de futures générations a motivé plusieurs chercheurs et industriels à développer des nouveaux systèmes équipés de caractéristiques radio cognitive. Plusieurs travaux sont accomplis jusqu'à présent, toutefois il reste un nombre de défis à relever dont :

1. Comment augmenter le débit de transmission ou la fiabilité des communications primaires et/ou secondaires en exploitant des relais ?
2. De quelles manières et quels avantages procurerait l'utilisation des antennes multiples aux nœuds secondaires ?
3. Quels effets pourrait avoir la connaissance des canaux de transmission sur les performances des transmissions dans le réseau à radio cognitive ?

Le travail de cette thèse s'inscrit dans la perspective de fournir des réponses à ces questions. Il apporte principalement les contributions suivantes :

1. En exploitant un relai à antennes multiples, nous avons proposé deux techniques de coopération pour les transmissions dans un réseau à radio cognitive. Dans la première technique, nous utilisons la sélection d'antenne(s) au nœud relai afin de relayer d'une manière adaptative le signal primaire ou secondaire ou les deux signaux simultanément, l'objectif étant d'augmenter l'accès secondaire tout en respectant la QoS primaire, traduite par un seuil sur la probabilité de blocage. Nous avons démontré que cette technique offre un meilleur accès secondaire et permet une convergence plus rapide de la probabilité de blocage primaire vers sa QoS requise. De plus, les meilleures performances en termes de probabilité de blocage secondaire sont obtenues pour un relai localisé entre l'émetteur et le récepteur secondaires.
2. Dans la deuxième technique, le précodage au nœud relai MIMO est exploité pour assister la transmission primaire ou bien la transmission secondaire. Le précodage est utilisé dans le but de maximiser la capacité ergodique secondaire en respectant un seuil de SNR primaire. L'impact de la connaissance imparfaite des canaux de transmission est pris en compte dans la détermination des facteurs de précodage. Cette technique permet

de réaliser un gain de capacité secondaire variant entre 1.4% et 9% par rapport à des techniques de transmission conventionnelles. En outre, en utilisant un contrôle de puissance adéquat, elle réussit à alléger la dégradation de la probabilité de blocage primaire dûe aux erreurs d'estimation des canaux aux nœuds secondaires. Le gain qui en découle en termes de probabilité de blocage primaire varie entre 25% et 96% par rapport au cas où le contrôle de puissance est absent.

3. S'il existe plusieurs relais, chacun équipé d'une seule antenne au lieu d'un relai MIMO, la sélection de relai(s), selon différents critères, est exploitée pour assister la transmission primaire et/ou secondaire. Nous proposons pour ce modèle de réseau une technique de coopération qui fait appel à deux nœuds relais pour assister les transmissions primaire et secondaire simultanément, l'objectif étant d'améliorer la probabilité de blocage secondaire en respectant un seuil de probabilité de blocage primaire. Les résultats de simulation montrent que la puissance de blocage secondaire s'améliore significativement en choisissant adéquatement les relais à partir des ensembles de décodage. De plus, l'étude de l'impact de plusieurs paramètres, comme la QdS primaire, les critères de sélection des relais, le nombre des relais disponibles et leur position, sur la performance secondaire, constitue une ligne directrice de la performance de tels systèmes, à exploiter pour des travaux futurs.
4. La synchronisation pourrait être difficile à garantir lorsque plusieurs relais sont utilisés. Pour cela, nous proposons l'utilisation d'un seul relai adaptatif capable d'assister soit la transmission primaire, soit la transmission secondaire. D'une part, cette nouvelle technique permet d'améliorer considérablement la probabilité de blocage secondaire, particulièrement à faible SNR primaire, et de diminuer modestement la probabilité de blocage primaire. D'autre part, elle présente un grand potentiel par son utilisation simple et efficace des relais dans un réseau à radio cognitive. En effet, en ne demandant qu'une connaissance moyenne des canaux de transmission, cette technique réalise un contrôle de puissance rapide et facile à implémenter, garantissant ainsi la QdS primaire.
5. Enfin, l'impact de la connaissance imparfaite des canaux de transmission est étudiée pour la coopération conventionnelle dans le réseau "underlay". En quantifiant les niveaux de puissance utilisés par les émetteurs secondaires, nous proposons des algorithmes de création de dictionnaires des puissances qui maximisent la capacité ergodique secondaire et respectent un seuil fixé de la probabilité de blocage primaire. Ce travail vient compléter les travaux précédents en prenant en considération des hypothèses de propagation radio plus sévères comme les erreurs d'estimation des canaux, les erreurs de quantification et le nombre élevé des transmissions primaires simultanées et continues. Malgré toutes ces contraintes, la technique proposée fournit des performances accep-

tables, qui sont légèrement dégradées par rapport au cas où les erreurs de quantification sont absentes.

À cet effet, les problématiques qui ont motivé cette thèse ont été démystifiées en grande partie. Pour chacune des techniques de communication coopérative proposée, le problème d'allocation de puissance aux nœuds secondaires a été traité avec attention. Ensuite, les performances en termes de probabilité de blocage et/ou capacité ergodique ont été déterminées analytiquement et/ou par simulation Monte-Carlo. Nous avons prouvé que les techniques de coopération proposées, offrant une assistance aux transmissions primaires et aux transmissions secondaires, fournissent des performances qui dépassent celles déjà présentées dans la littérature.

En plus des contributions décrites ci-dessus, nous avons aussi rédigé une revue de la littérature exhaustive au sujet de la technologie radio cognitive, et plus particulièrement l'exploitation de la communication coopérative à un ou plusieurs relais, équipés d'une ou plusieurs antennes, dans le contexte des réseaux à radio cognitive.

De ce fait, nous sommes convaincus que cette thèse servira comme un excellent point de départ pour la continuité des travaux combinant coopération et technologie radio cognitive. Cet axe de recherche est d'un intérêt particulier à court et moyen termes en raison des projets actuels qui visent à intégrer la technologie radio cognitive aux standards sans-fil IEEE 802.22 (exploitation des blancs du spectre de la diffusion télé), IEEE 802.11n (MIMO), IEEE 802.16h (WiMAX à radio cognitive) et les systèmes 4G (LTE-Advanced).

6.2 Limitations et améliorations futures

Ce travail a dégagé des nouveaux axes de recherche qui s'inscrivent dans la même problématiques ou dans des problématiques adjacentes.

Tout d'abord, dans les techniques étudiées proposant le relayage des signaux primaires et secondaires, la synchronisation des transmissions secondaires aux transmissions primaires est nécessaire afin de garantir le bon fonctionnement de ces dernières. Bien que la synchronisation soit étudiée dans (Zhao *et al.*, 2007; Zhao et Swami, 2007; He *et al.*, 2012; Giupponi et Ibars, 2009b; Hassen, 2012), elle reste difficile à implémenter en pratique. Par conséquent, il serait intéressant d'étudier en profondeur les techniques de synchronisation possibles à appliquer au contexte des réseaux à radio cognitive. Quelques idées, développées jusqu'à présent, suggèrent les moyens suivants : l'utilisation d'une procédure d'identification au niveau de la couche MAC (“Multiple Access Layer”) (Zhao *et al.*, 2007) ; la division du temps en des cycles d'intervalles avec périodes de synchronisation (He *et al.*, 2012) ; dans le domaine temporel, la transmission de signaux de synchronisation chaque un cinquième de temps de

sous-période afin de réaliser une synchronisation sur des intervalles de temps de 5 ms dans le standard 3GPP LTE (Hassen, 2012). Dans les systèmes LTE, il existe 3 séquences de synchronisation primaire et 168 séquences de synchronisation secondaire possibles. Ce qui permet d'obtenir 504 séquences possibles pour identifier une cellule unique dans le réseau.

De plus, l'acquisition des états des canaux aux émetteurs secondaires demeure un problème ouvert. En effet, dans cette thèse nous avons tenté de palier à ce problème soit par l'adoucissement des contraintes afin d'exploiter une connaissance des canaux statistique au lieu d'une connaissance instantanée, ou bien par l'ajustement du contrôle de puissance en ajoutant des marges de sécurité arbitraires.

Aussi, au lieu d'utiliser le relayage dans un seul sens (“one-way relaying”), ça serait intéressant d'exploiter le relayage en deux sens (“two-way relaying”), ou bien en multi-sens (“multi-way relaying”).

Enfin, l'extension de cette étude à des canaux à évanouissement plus généraux, comme par exemple les canaux Nakagami et Rice, fournirait des nouveaux résultats à exploiter pour des cas pratiques.

Pour conclure, nous croyons que les objectifs de cette thèse ont été atteints. Des aspects fondamentaux et pratiques de la coopération dans le contexte des réseaux à radio cognitive ont été analysés, et des solutions ont été fournies. D'autres aspects ont été identifiés et feront l'objet de travaux futurs.

RÉFÉRENCES

- ALAMOUTI, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 16, 1451–1458.
- ALI, O., CARDINAL, C. et GAGNON, F. (2010). Performance of optimum combining in a poisson field of interferers and rayleigh fading channels. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 9, 2461 –2467.
- ASADUZZAMAN, KONG, H. Y. et LYUM, K. (2010). Cooperative relaying in interference limited cognitive radio networks. *IEEE 6th Int. Conf. on Wireless and Mob. Comput., Net. and Commun., WiMob*. 280 –285.
- BLETSAS, A., KHISTI, A., REED, D. et LIPPMAN, A. (2006). A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 24, 659–672.
- BLETSAS, A., LIPPMAN, A. et REED, D. (2005). A simple distributed method for relay selection in cooperative diversity wireless networks, based on reciprocity and channel measurements. *IEEE 61st Veh. Tech. Conf., VTC Spring'05*. vol. 3, 1484–1488 Vol. 3.
- BLOMER, J. et JINDAL, N. (2009). Transmission capacity of wireless ad hoc networks : Successive Interference Cancellation vs. Joint Detection. *IEEE Int. Conf. on Commun., ICC'09*. 1–5.
- BOHARA, V., SEE, H. T., YANG, H. et PANDHARIPANDE, A. (2010). Interference-free overlay cognitive radio network based on cooperative Space Time Coding. *Proc. of the 5th Int. Conf. on Cogn. Radio Oriented Wireless Net. Commun. (CROWNCOM)*,. 1 –5.
- CAIRE, G. et SHAMAI, S. (2003). On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49, 1691 – 1706.
- CHEN, J., SI, J., LI, Z. et HUANG, H. (2012). On the performance of spectrum sharing cognitive relay networks with imperfect CSI. *IEEE Commun. Lett.*, 16, 1002–1005.
- COSTA, D. et AISSA, S. (2009). Dual-hop Decode-and-Forward relaying systems with relay selection and Maximal-Ratio schemes. *Electronics Letters*, 45, 460–461.
- COSTA, M. (1983). Writing on dirty paper. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 29, 439–441.
- COVER, T. et GAMAL, A. (1979). Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 25, 572–584.
- CUI, X. et FENG, Z. (2004). Lower capacity bound for MIMO correlated fading channels with keyhole. *IEEE Commun. Lett.*, 8, 500–502.

FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION (2003). Et docket no 03-322 notice of proposed rule making and order.

FARHADI, G. et BEAULIEU, N. (2010). Fixed relaying versus selective relaying in multi-hop diversity transmission systems. *IEEE Trans. Commun.*, 58, 956–965.

FOSCHINI, G. J. (1998). On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Commun.*, 6, 311–335.

GANESAN, G. et LI, Y. (2007). Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part i : Two user networks ; part ii : Multiuser networks. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 2214 –2222.

GHASEMI, A. et SOUSA, E. (2007). Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 649–658.

GIUPPONI, L. et IBARS, C. (2009a). *Chapitre 3 : Cooperative Cognitive Systems dans Cognitive Radio Systems*. InTech.

GIUPPONI, L. et IBARS, C. (2009b). Distributed cooperation among cognitive radios with complete and incomplete information. *EURASIP J. on Advances in Signal Process.*, 1 –13.

GOLDSMITH, A., JAFAR, S., JINDAL, N. et VISHWANATH, S. (2003). Capacity limits of MIMO channels. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 21, 684–702.

GOLREZAEI-KHUZANI, S. et NASIRI-KENARI, M. (2010). Orthogonal Frequency Division Multiple Access-based cognitive radio networks with relaying capability. *IET Commun.*, 4, 395 –409.

HAN, Y., PANDHARIPANDE, A. et TING, S. (2009). Cooperative Decode-and-Forward relaying for secondary spectrum access. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8, 4945 –4950.

HASSEN, T. W. (2012). *Synchronization in Cognitive Overlay Systems*. (Thesis), Aalto University, School of Electrical Engineering.

HAVARY-NASSAB, V., SHAHBAZPANAHI, S. et GRAMI, A. (2010). Joint receive-transmit BeamForming for multi-antenna relaying schemes. *IEEE Trans. Signal Process.*, 58, 4966 –4972.

HAYKIN, S. (2005). Cognitive radio : brain-empowered wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 23, 201 – 220.

HE, S., JIANG, L. et HE, C. (2012). A novel secondary user assisted relay mechanism in cognitive radio networks with multiple primary users. *IEEE Global Commun. Conf. GLOBECOM'12*. 1254–1259.

HE, Y. et DEY, S. (2012). Throughput maximization in cognitive radio under peak interference constraints with limited feedback. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 61, 1287–1305.

- HINMAN, R. (2006). Application of cognitive radio technology to legacy military waveforms in a JTRS (Joint Tactical Radio System) radio. *IEEE Military Commun. Conf. MILCOM '06*. 1–5.
- HWANG, R., CHANG, R. et LEE, R. (1993). The searching over separators strategy to solve some NP-hard problems in subexponential time. *Algorithmica*, 9, 398–423.
- IEEE802.22-06/0003R3 (2006). A PHY/MAC proposal for IEEE 802.22 WRAN systems. part 2 : The cognitive MAC.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2009). Performance evaluation of distributed STBC in wireless relay networks with imperfect CSI. *Proc. 20th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., PIMRC*. 1–5.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2010a). Impact of CSI on the performance of multi-hop wireless relay networks. *Proc. 72nd IEEE Veh. Tech. Conf., VTC-Fall*. 1–5.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2010b). On the performance of distributed-STBC in multi-hop wireless relay networks. *Proc. European Wireless Conf., EW '10*. 1–8.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2011). A novel relay-aided transmission scheme in cognitive radio networks. *Proc. 54th IEEE Global Commun. Conf., GLOBECOM*. 1 – 5.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2012a). Incremental relaying transmissions with relay selection in cognitive radio networks. *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf., GLOBECOM*. 1 –6.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2012b). Opportunistic adaptive relaying in cognitive radio networks. *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., ICC '12*. 1 –5.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2013). Adaptive relaying scheme for cognitive radio networks. *IET Commun.*, 7, 1151–1162.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2014a). A cooperative transmission scheme for improving the secondary access in cognitive radio networks. *IEEE Trans. on Wireless Commun. (accepted)*.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2014b). Improving spectrum access using a Beam-Forming relay scheme for cognitive radio transmissions. *IET Commun.*, 8, 1094–1103.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2014c). On the performance of multi-hop wireless relay networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 14, 145 – 160.
- JAFAR, S. et SRINIVASA, S. (2007). Capacity limits of cognitive radio with distributed and dynamic spectral activity. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 25, 529–537.
- JI, Z. et LIU, K. (2007). Cognitive radios for dynamic spectrum access - dynamic spectrum sharing : A game theoretical overview. *IEEE Commun. Mag.*, 45, 88–94.

- JIA, J., ZHANG, J. et ZHANG, Q. (2009). Cooperative relay for cognitive radio networks. *IEEE INFOCOM 2009*. 2304 –2312.
- JOVICIC, A. et VISWANATH, P. (2009). Cognitive radio : An information-theoretic perspective. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 55, 3945 –3958.
- KANG, X., LIANG, Y.-C., NALLANATHAN, A., GARG, H. et ZHANG, R. (2009). Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks : Ergodic capacity and outage capacity. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8, 940 –950.
- KRIKIDIS, I., SUN, Z., LANEMAN, J. et THOMPSON, J. (2009). Cognitive legacy networks via cooperative diversity. *IEEE Commun. Lett.*, 13, 106–108.
- LANEMAN, J., TSE, D. et WORNELL, G. (2004). Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 50, 3062–3080.
- LANEMAN, J. et WORNELL, G. (2003). Distributed Space-Time-Coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49, 2415–2425.
- LEE, K. et YENER, A. (2006). Outage performance of cognitive wireless relay networks. *IEEE Global Telecommun. Conf., GLOBECOM*. 1–5.
- LETAIEF, K., CHOI, E., AHN, J.-Y. et CHEN, R. (2003). Joint Maximum Likelihood Detection and Interference Cancellation for MIMO/OFDM systems. *IEEE Vehicular Tech. Conf., VTC-Fall'03*. vol. 1, 612–616 Vol.1.
- LETAIEF, K. B. et ZHANG, W. (2009). Cooperative communications for cognitive radio networks. *Proceedings of the IEEE*, 97, 878 –893.
- LI, L., ZHOU, X., XU, H., LI, G., WANG, D. et SOONG, A. (2011). Simplified relay selection and power allocation in cooperative cognitive radio systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 10, 33 –36.
- LIU, J., CHEN, W., CAO, Z. et ZHANG, Y. (2011). Cooperative BeamForming aided incremental relaying in cognitive radios. *IEEE Int. Conf. on Commun., ICC*. 1 –5.
- LIU, P., TAO, Z., LIN, Z., ERKIP, E. et PANWAR, S. (2006). Cooperative wireless communications : a cross-layer approach. *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 13, 84–92.
- MANNA, R., LOUIE, R., YONGHUI, L. et VUCETIC, B. (2011). Cooperative spectrum sharing in cognitive radio networks with multiple antennas. *IEEE Trans. Signal Process.*, 59, 5509 –5522.
- MISHRA, S., SAHAI, A. et BRODERSEN, R. (2006). Cooperative sensing among cognitive radios. *IEEE Int. Conf. on Commun., ICC '06*. vol. 4, 1658–1663.

- MITOLA, J. et MAGUIRE, G. J. (1999). Cognitive radio : making software radios more personal. *IEEE Personal Commun.*, 6, 13–18.
- MLIKA, Z., AJIB, W., JAAFAR, W. et HACCOUN, D. (2012). On the performance of relay selection in cognitive radio networks. *Proc. IEEE Vehicul. Tech. Conf., VTC-Fall*. 1–5.
- MOLISCH, A. et WIN, M. (2004). MIMO systems with antenna selection. *IEEE Microwave Mag.*, 5, 46–56.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2006). An algebraic family of Distributed Space-Time Codes for wireless relay networks. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 538–541.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2007). A coding scheme for wireless networks with multiple antenna nodes and no channel information. *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Proc., ICASSP*. vol. 3, III–413–III–416.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2008). Code design for multihop wireless relay networks. *EURASIP J. Adv. Signal Proc.*, 2008, 1–12.
- PAN, Y.-H. et AISSA, S. (2009). Performance of selective Space-Time Coding and selection diversity under perfect and imperfect CSI. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 9, 209–216.
- PAULRAJ, A., NABAR, R. et GORE, D. (2003). *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press.
- PREPARATA, F. et SHAMOS, M. (1993). *Computational Geometry : An Introduction*, Springer,.
- RALIGH, G. G. et M., C. J. (1998). Spatial-Temporal Coding for wireless communications. *IEEE Trans. Commun.*, 46, 357–366.
- RASHID-FARROKHI, F., TASSIULAS, L. et LIU, K. (1998). Joint optimal power control and BeamForming in wireless networks using antenna arrays. *IEEE Trans. Commun.*, 46, 1313–1323.
- REZKI, Z. et ALOUINI, M.-S. (2012). Ergodic capacity of cognitive radio under imperfect channel-state information. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 61, 2108–2119.
- SADEK, A., LIU, K. et EPHREMIDES, A. (2007). Cognitive multiple access via cooperation : Protocol design and performance analysis. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 53, 3677–3696.
- SAHAI, A. et CABRIC, D. (2005). Spectrum sensing : Fundamental limits and practical challenges : Part i and part ii. *IEEE Int. Symp. on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access, DySpan'05*.

- SAHAI, A., HOVEN, N. et TANDRA, R. (2004). Some fundamental limits on cognitive radio. *in 42nd Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*.
- SENDONARIS, A., ERKIP, E. et AAZHANG, B. (1998). Increasing uplink capacity via user cooperation diversity. *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory*. 156.
- SHENG, W., WAI-YIP, C. et BLOSTEIN, S. (2010). Rateless code based multimedia multicasting with outage probability constraints. *25th Biennial Symp. on Commun. QBSC'10*. 134–138.
- SIMEONE, O., BAR-NESS, Y. et SPAGNOLINI, U. (2007a). Stable throughput of cognitive radios with and without relaying capability. *IEEE Trans. Commun.*, 55, 2351 –2360.
- SIMEONE, O., GAMBINI, J., BAR-NESS, Y. et SPAGNOLINI, U. (2007b). Cooperation and cognitive radio. *IEEE Int. Conf. on Commun., ICC*. 6511 –6515.
- SMITH, P., DMOCHOWSKI, P., SURAWEEERA, H. et SHAFI, M. (2013). The effects of limited channel knowledge on cognitive radio system capacity. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 62, 927–933.
- SRINIVASA, S. et JAFAR, S. (2007). Cognitive radios for dynamic spectrum access - the throughput potential of cognitive radio : A theoretical perspective. *IEEE Commun. Mag.*, 45, 73 –79.
- SURAWEEERA, H., GARG, H. et NALLANATHAN, A. (2010a). Performance analysis of two hop Amplify-and-Forward systems with interference at the relay. *IEEE Commun. Lett.*, 14, 692–694.
- SURAWEEERA, H., SMITH, P. et SHAFI, M. (2010b). Capacity limits and performance analysis of cognitive radio with imperfect channel knowledge. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 59, 1811–1822.
- TAROKH, V., JAFARKHANI, H. et CALDERBANK, A. R. (1999). Space-Time Block Codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45, 1456–1467.
- TAROKH, V., SESHADRI, N. et CALDERBANK, A. R. (1998). Space-Time Block Codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 44, 744–765.
- TELATAR, E. (1999). Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10, 585–595.
- TONG, L., SADLER, B. et DONG, M. (2004). Pilot-assisted wireless transmissions : general model, design criteria, and signal processing. *IEEE Signal Process. Mag.*, 21, 12 –25.
- TOURKI, K., QARAQE, K. et ALOUINI, M.-S. (2012). Outage analysis for underlay cognitive networks using incremental regenerative relaying. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, PP, 1.

- TSE, D. et VISWANATH, P. (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press,.
- VAN DER SCHAAR, M. et SHANKAR, N. S. (2005). Cross-layer wireless multimedia transmission : challenges, principles, and new paradigms. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 12, 50–58.
- VISWANATHAN, H., VENKATESAN, S. et HUANG, H. (2003). Downlink capacity evaluation of cellular networks with known-interference cancellation. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 21, 802 – 811.
- WANG, W., CUI, Y., PENG, T. et WANG, W. (2007a). Noncooperative power control game with exponential pricing for cognitive radio network. *IEEE 65th Veh. Tech. Conf., VTC '07-Spring*. 3125–3129.
- WANG, W., GAO, W., BAI, X., PENG, T., CHUAI, G. et WANG, W. (2007b). A framework of wireless emergency communications based on relaying and cognitive radio. *IEEE 18th Int. Symp. on Personal, Indoor and Mob. Radio Commun., PIMRC '07*. 1–5.
- WANG, W., LU, Q. et PENG, T. (2009). An uplink resource allocation scheme for OFDMA-based cognitive radio networks. *Int. J. Commun. Syst.*, 22, 603–623.
- WEBER, S. et DE VECIANA, G. (2005). Rate adaptive multimedia streams : optimization and admission control. *IEEE/ACM Trans. on Net.*, 13, 1275–1288.
- WEISS, T. et JONDRAL, F. (2004). Spectrum pooling : an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency. *IEEE Commun. Mag.*, 42, S8 – 14.
- WINTERS, J. H. (1984). Optimum Combining in digital mobile radio with cochannel interferenc. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2, 528–539.
- WolframAlpha (2013). Wolframalpha computational knowledge engine. Wolfram Alpha LLC. [online] : <http://www.wolframalpha.com/>.
- ZHANG, L., JIANG, J., GOLDSMITH, A. et SHUGUANG, C. (2011). Study of Gaussian relay channels with correlated noises. *IEEE Trans. Commun.*, 59, 863–876.
- ZHANG, Q., JIA, J. et ZHANG, J. (2009). Cooperative relay to improve diversity in cognitive radio networks. *IEEE Commun. Mag.*, 47, 111 –117.
- ZHANG, R. (2009). On peak versus average interference power constraints for protecting primary users in cognitive radio networks. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8, 2112–2120.
- ZHANG, R. et LIANG, Y.-C. (2008). Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks. *IEEE J. Sel. Topics in Signal Processing*, 2, 88–102.

- ZHAO, G., YANG, C., LI, G., LI, D. et SOONG, A. (2011). Power and channel allocation for cooperative relay in cognitive radio networks. *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, 5, 151–159.
- ZHAO, Q. et SWAMI, A. (2007). A survey of dynamic spectrum access : Signal processing and networking perspectives. *IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Process. ICASSP'07*. vol. 4, IV–1349–IV–1352.
- ZHAO, Q., TONG, L., SWAMI, A. et CHEN, Y. (2007). Decentralized cognitive MAC for opportunistic spectrum access in ad hoc networks : A POMDP framework. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 25, 589–600.
- ZHI, Q., CUI, S. et SAYED, A. (2008). Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks. *IEEE J. Select. Topics in Signal Processing*, 2, 28–40.
- ZHONG, C., JIN, S. et WONG, K.-K. (2010). Dual-hop systems with noisy relay and interference-limited destination. *IEEE Trans. Commun.*, 58, 764–768.
- ZHOU, J. et THOMPSON, J. (2008). Single-antenna selection for MISO cognitive radio. *Proc. IET Seminar Cognitive Radio Software Defined Radios :Technol. Techniques*. 1–5.
- ZOU, Y., ZHENG, B. et ZHU, W.-P. (2009). An opportunistic cooperation scheme and its BER analysis. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8, 4492–4497.
- ZOU, Y., ZHU, J., ZHENG, B. et YAO, Y.-D. (2010). An adaptive cooperation diversity scheme with best-relay selection in cognitive radio networks. *IEEE Trans. Signal Process.*, 58, 5438–5445.
- ZWILLINGER, D. (2003). *Standard Mathematical Tables and Formulae*. Chapman and Hall/CRC, 31st édition.

ANNEXE A

Démonstration du Lemme 1

De (3.24), $X_{rp}^{(p)}$, X_{sp} et X_{pp} sont des VAs exponentielles et indépendantes de paramètres $1/\delta_{rp}^{(p)}$, $1/\delta_{sp}$ et $1/\delta_{pp}$ respectivement. Donc, les fonctions de densité de probabilité (pdf) de $X_{rp}^{(p)}$ et $X_{pp} - \gamma_{th}^{(p)} X_{sp}$ sont exprimées par :

$$f_{X_{rp}^{(p)}}(x) = \frac{e^{-\frac{x}{\delta_{rp}^{(p)}}}}{\delta_{rp}^{(p)}}, \quad x \geq 0; \text{ et } f_{X_{pp} - \gamma_{th}^{(p)} X_{sp}}(x) = \begin{cases} \frac{e^{-\frac{x}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}, & x \geq 0 \\ \frac{e^{-\frac{x}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}, & x \leq 0. \end{cases}$$

D'où, la pdf de $Z = X_{rp}^{(p)} + X_{pp} - \gamma_{th}^{(p)} X_{sp}$, notée $f_Z(z)$, est donnée par :

$$f_Z(z) = \begin{cases} \frac{\gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} e^{\frac{z}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}}}{\beta_1 \beta_2}, & \text{si } z \leq 0 \\ \frac{\delta_{pp} \left(e^{-\frac{z}{\delta_{pp}}} - e^{-\frac{z}{\delta_{rp}^{(p)}}} \right) + \frac{\gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} e^{-\frac{z}{\delta_{rp}^{(p)}}}}{\beta_1 \beta_2}}{\beta_1 (\delta_{pp} - \delta_{rp}^{(p)})} & \text{si } z \geq 0 \text{ et } \delta_{rp}^{(p)} \neq \delta_{pp} \\ \frac{e^{-\frac{z}{\delta_{pp}}} (z + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp})}{\beta_1^2} & \text{si } z \geq 0 \text{ et } \delta_{rp}^{(p)} = \delta_{pp} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

où $\beta_1 = \delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}$ et $\beta_2 = \delta_{rp}^{(p)} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}$. Enfin, $\mathbb{P} \{ Z < \gamma_{th}^{(p)} \}$ est obtenue en utilisant les expressions de f_Z développées ici. Ceci complète la démonstration du Lemme 1.

ANNEXE B

Développement de l'éq.(4.5)

Supposons qu'un relai r vérifie (4.3)-(4.4). Donc,

$$\left(\frac{X_{pr}}{X_{sr} + 1} \right) \geq \gamma_{th}^{(p)} \text{ et } \left(\frac{X_{sr}}{X_{pr} + 1} \right) \geq \gamma_{th}^{(s)} \Leftrightarrow X_{pr} \geq \frac{\gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)} + \gamma_{th}^{(p)}}{1 - \gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)}}, \quad (\text{B.1})$$

où $X_{pr} = \gamma_p |h_{pr}|^2$ et $X_{sr} = \gamma_s |h_{sr}|^2$. Puisque X_{pr} est une VA exponentielle, de paramètre $\frac{1}{\delta_{pr}}$, alors :

$$\begin{aligned} \mathbb{P} \left\{ X_{pr} \geq \frac{\gamma_{th}^{(p)} (\gamma_{th}^{(s)} + 1)}{1 - \gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)}} \right\} &= e^{-\frac{(\gamma_{th}^{(p)} (\gamma_{th}^{(s)} + 1))}{(1 - \gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)}) \delta_{pr}}} \leq 1 \\ &\Leftrightarrow \frac{(\gamma_{th}^{(p)} (\gamma_{th}^{(s)} + 1))}{(1 - \gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)}) \delta_{pr}} \geq 0 \\ &\Leftrightarrow \gamma_{th}^{(p)} \gamma_{th}^{(s)} < 1. \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

ANNEXE C

Développement de l'éq.(4.11)

Soit la VA $Y_{abc} = \frac{\gamma_a |h_{ac}|^2}{\gamma_b |h_{bc}|^2 + 1} = \frac{X_{ac}}{X_{bc} + 1}$. Sa fonction de répartition (cdf) est donnée par (Zou *et al.*, 2010) :

$$F_{Y_{abc}}(y) = 1 - \frac{\delta_{ac} e^{-\frac{y}{\delta_{ac}}}}{\delta_{ac} + y\delta_{bc}}, \quad y \geq 0. \quad (\text{C.1})$$

D'où sa fonction de densité de probabilité (pdf) est écrite :

$$f_{Y_{abc}}(y) = \frac{dF_{Y_{abc}}}{dy} = \frac{e^{-\frac{y}{\delta_{ac}}}}{\delta_{ac} + y\delta_{bc}} \left(1 + \frac{\delta_{ac}\delta_{bc}}{\delta_{ac} + y\delta_{bc}} \right), \quad y \geq 0. \quad (\text{C.2})$$

Par suite, en utilisant (C.1) et (C.2), nous avons

$$\begin{aligned} \mathbb{P} \left\{ Y_{psp} + Y_{pr_{sp}} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} &= \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} f_{Y_{psp}}(y) F_{Y_{pr_{sp}}} \left(\gamma_{th}^{(p)} - y \right) dy \\ &= \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} \frac{e^{-\frac{y}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + y\delta_{sp}} \left(1 + \frac{\delta_{pp}\delta_{sp}}{\delta_{pp} + y\delta_{sp}} \right) \times \left(1 - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)} - y}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + (\gamma_{th}^{(p)} - y)\delta_{r_{sp}}} \right) dy \\ &= \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} \frac{\left(1 + \frac{\delta_{pp}\delta_{sp}}{\delta_{pp} + y\delta_{sp}} \right)}{\delta_{pp} + y\delta_{sp}} \times \left(e^{-\frac{y}{\delta_{pp}}} - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)} - y}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + (\gamma_{th}^{(p)} - y)} dy \right) dy \quad (\text{C.3}) \end{aligned}$$

Le calcul de cette intégrale est fastidieux à la main, on a alors fait appel au logiciel de calcul MATHEMATICA (WolframAlpha, 2013) qui nous a permis d'obtenir le résultat suivant :

$$\begin{aligned}
 \mathbb{P} \left\{ Y_{psp} + Y_{pr_{sp}} \leq \gamma_{th}^{(p)} \right\} &= \delta_{pp} \left[\frac{\delta_{pp} \delta_{sp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{(\delta_{pp} + y \delta_{sp}) (\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}})} \right. \\
 &\quad - \frac{e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} \log (\delta_{pp} + y \delta_{sp}) (\delta_{pp} (\delta_{sp} \delta_{r_{sp}} + \delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}})}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)^2} \\
 &\quad + \frac{\log \left(\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{r_{sp}} - \delta_{r_{sp}} y \right) \left(\delta_{pp} (\delta_{sp} \delta_{r_{sp}} + \delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)^2} \\
 &\quad \times \left. e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} - \frac{e^{-\frac{y}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + y \delta_{sp}} \right]_0^{\gamma_{th}^{(p)}} \\
 &= \frac{\delta_{pp} \delta_{sp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)} \left(\frac{\delta_{pp}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}} - 1 \right) \\
 &\quad - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} \log \left(\frac{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}{\delta_{pp}} \right) \left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}} + \delta_{sp} \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)^2} \\
 &\quad - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} \log \left(\frac{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{r_{sp}}}{\delta_{pp}} \right) \left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}} + \delta_{sp} \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)}{\left(\delta_{pp} (\delta_{sp} + \delta_{r_{sp}}) + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp} \delta_{r_{sp}} \right)^2} \\
 &\quad + 1 - \frac{\delta_{pp} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}}}{\delta_{pp} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}}. \tag{C.4}
 \end{aligned}$$

D'où (4.11) est obtenue.

ANNEXE D

Développement de l'éq.(4.34)

Nous avons $X_{pp} = \gamma_p |h_{pp}|^2$ et $X_{sp}^{(1)} = \gamma_s^{(1)} |h_{sp}|^2$ des VAs exponentielles de paramètres $1/\delta_{pp}$ et $1/\delta_{sp}^{(1)}$ respectivement. Donc, $\mathbb{P} \left\{ X_{pp} + \frac{X_{pp}}{X_{sp}^{(1)} + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \mathbb{P} \left\{ X_{pp} + \frac{X_{pp}}{X_{sp}^{(1)} + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} &= \mathbb{P} \left\{ X_{sp}^{(1)} \left(1 - \frac{\gamma_{th}^{(p)}}{X_{pp}} \right) < \frac{\gamma_{th}^{(p)}}{X_{pp}} - 2 \right\}, \\
 &= \int_{\gamma_{th}^{(p)}/2}^{\gamma_{th}^{(p)}} f_{X_{pp}}(x) \int_{\frac{\gamma_{th}^{(p)}/x-2}{1-\gamma_{th}^{(p)}/x}}^{+\infty} f_{X_{sp}^{(1)}}(y) dy dx, \\
 &= \int_{\gamma_{th}^{(p)}/2}^{\gamma_{th}^{(p)}} f_{X_{pp}}(x) \left(1 - F_{X_{sp}^{(1)}} \left(\frac{\gamma_{th}^{(p)}/x - 2}{1 - \gamma_{th}^{(p)}/x} \right) \right) dx, \\
 &= \int_{\gamma_{th}^{(p)}/2}^{\gamma_{th}^{(p)}} \frac{1}{\delta_{pp}} e^{-\frac{x}{\delta_{pp}} + \frac{1}{\delta_{sp}^{(1)}} + \frac{1}{\delta_{sp}^{(1)}(1-\gamma_{th}^{(p)}/x)}} dx, \\
 &= \frac{e^{\frac{1}{\delta_{sp}^{(1)}}}}{\delta_{pp}} \int_{\gamma_{th}^{(p)}/2}^{\gamma_{th}^{(p)}} e^{-x \left[\frac{1}{\delta_{pp}} - \frac{1}{\delta_{sp}^{(1)}(x-\gamma_{th}^{(p)})} \right]} dx. \tag{D.1}
 \end{aligned}$$

ANNEXE E

Développement des éqs.(4.38)-(4.39)

$X_{j^*p} = \gamma_{j^*} |h_{j^*p}|^2$ et $X_{sp}^{(2)} = \gamma_s^{(2)} |h_{sp}|^2$ sont des VAs exponentielles de paramètres $1/\delta_{j^*p}$ et $1/\delta_{sp}^{(2)}$ respectivement. D'où, $\mathbb{P} \left\{ \text{SINR}_p (D_p \neq \emptyset) < \gamma_{th}^{(p)} \right\}$ est exprimée par :

$$\begin{aligned}
\mathbb{P} \left\{ X_{pp} + \frac{X_{j^*p}}{X_{sp}^{(2)} + 1} < \gamma_{th}^{(p)} \right\} &= \mathbb{P} \left\{ \frac{X_{j^*p}}{X_{sp}^{(2)} + 1} < \gamma_{th}^{(p)} - X_{pp} \right\} \\
&= \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} f_{X_{pp}}(x) F_{\frac{X_{j^*p}}{X_{sp}^{(2)} + 1}} \left(\gamma_{th}^{(p)} - x \right) dx \\
&= \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} f_{X_{pp}}(x) \left(1 - \frac{\delta_{j^*p} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)} - x}{\delta_{j^*p}}}}{\delta_{j^*p} + (\gamma_{th}^{(p)} - x) \delta_{sp}^{(2)}} \right) dx \\
&= F_{X_{pp}}(\gamma_{th}^{(p)}) - \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{pp}} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{j^*p}}} \underbrace{\int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} \frac{e^{-x \left(\frac{1}{\delta_{pp}} - \frac{1}{\delta_{j^*p}} \right)}}{\delta_{j^*p} + (\gamma_{th}^{(p)} - x) \delta_{sp}^{(2)}} dx}_{\triangleq f_1} \\
&= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{pp}}} - \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{pp}} e^{-\frac{\gamma_{th}^{(p)}}{\delta_{j^*p}}} f_1. \tag{E.1}
\end{aligned}$$

Si $\delta_{j^*p} \neq \delta_{pp}$, alors nous substituons $y = \delta_{j^*p} + (\gamma_{th}^{(p)} - x) \delta_{sp}^{(2)}$, et f_1 est alors écrit comme (utilisant 5.4.19-eq.(502) dans (Zwillinger, 2003)) :

$$\begin{aligned}
f_1 &= \frac{1}{\delta_{sp}^{(2)}} e^{-\delta \left(\gamma_{th}^{(p)} + \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{sp}^{(2)}} \right)} \int_{\delta_{j^*p}}^{\delta_{j^*p} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(2)}} \frac{e^{\frac{\delta y}{\delta_{sp}^{(2)}}}}{y} dy, \left(\text{avec } \delta = \frac{1}{\delta_{pp}} - \frac{1}{\delta_{j^*p}} \right) \\
&= \frac{1}{\delta_{sp}^{(2)}} e^{-\delta \left(\gamma_{th}^{(p)} + \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{sp}^{(2)}} \right)} [\psi(y)]_{\delta_{j^*p}}^{\delta_{j^*p} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(2)}}, \\
&= \frac{1}{\delta_{sp}^{(2)}} e^{-\delta \left(\gamma_{th}^{(p)} + \frac{\delta_{j^*p}}{\delta_{sp}^{(2)}} \right)} \left[\Upsilon \left(\delta_{j^*p} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(2)} \right) - \Upsilon \left(\delta_{j^*p} \right) \right]. \tag{E.2}
\end{aligned}$$

En remplaçant (E.2) dans (E.1), l'expression (4.38) est obtenue. Si $\delta_{j^*p} = \delta_{pp}$, f_1 devient :

$$f_1 = \int_0^{\gamma_{th}^{(p)}} \frac{1}{\delta_{j^*p} + (\gamma_{th}^{(p)} - x) \delta_{sp}^{(2)}} dx = \int_{\delta_{j^*p}}^{\delta_{j^*p} + \gamma_{th}^{(p)} \delta_{sp}^{(2)}} \frac{dy}{\delta_{sp}^{(2)} y} = \frac{\log \left(1 + \gamma_{th}^{(p)} \frac{\delta_{sp}^{(2)}}{\delta_{j^*p}} \right)}{\delta_{sp}^{(2)}}, \quad (\text{E.3})$$

où $y = \delta_{j^*p} + (\gamma_{th}^{(p)} - x) \delta_{sp}^{(2)}$. En substituant (E.3) dans (E.1), (4.39) est obtenue.

ANNEXE F

Démonstration du Lemme 2

- Il est clair que si $\psi_a = 1$ ($a = s$ ou r_k), la contrainte $X_{ap_i} \leq Q$ est respectée. Par conséquent,

$$\mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_a g_{ap_i} \leq Q \right\} = 1, \quad (\text{F.1})$$

et $P_{I,1} = 0$ si $\psi_s = \psi_{r_k} = 1$.

Si $\psi_s < 1$, $\mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\}$ s'exprime de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\} &= \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N Q \frac{g_{sp_i}}{\tilde{g}_{si_0}} \leq Q \right\} = \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N g_{sp_i} \leq \tilde{g}_{si_0} \right\} = \mathbb{P} \{ g_{sj_0} \leq \tilde{g}_{si_0} \} \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \mathbb{P} \{ \tilde{g}_{si_0} = \tilde{g}_{sp_i}, g_{sj_0} = g_{sp_j} \} \mathbb{P} \{ g_{sp_j} \leq \tilde{g}_{sp_i} \} \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \kappa_{ij}^{(s)} \mathbb{P} \{ g_{sp_j} \leq \tilde{g}_{sp_i} \} + \sum_{i=1}^N \kappa_{ii}^{(s)} \mathbb{P} \{ g_{sp_i} \leq \tilde{g}_{sp_i} \}, \quad (\text{F.2}) \end{aligned}$$

où $\kappa_{ij}^{(s)}$ est défini dans le Lemme 2. Au meilleur de notre connaissance, \tilde{g}_{si_0} et g_{sj_0} sont corrélés, donc une expression exacte de $\kappa_{ij}^{(s)}$ est difficile à obtenir.¹

Puisque les VAs g_{sp_j} et \tilde{g}_{sp_i} sont indépendants pour $i \neq j$, alors

$$\mathbb{P} \{ g_{sp_j} \leq \tilde{g}_{sp_i} \} = \int_0^\infty f_{\tilde{g}_{sp_i}}(x) F_{g_{sp_j}}(x) dx. \quad (\text{F.3})$$

1. Plus tard, nous ferons appel à la propriété $\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \kappa_{ij}^{(s)} = 1$ pour simplifier l'expression de $P_{I,1}$ dans le cas de PRs co-localisés et relais co-localisés.

D'autre part, si $i = j$, nous obtenons (Suraweera *et al.*, 2010b)

$$\begin{aligned}
 \mathbb{P}\{g_{sp_i} \leq \tilde{g}_{sp_i}\} &= \int_0^\infty \int_y^\infty f_{\tilde{g}_{sp_i}, g_{sp_i}}(x, y) dx dy \\
 &= \int_0^\infty \int_y^\infty \frac{e^{-\frac{x+y}{(1-\psi_s^2)\lambda_{sp_i}}}}{(1-\psi_s^2)\lambda_{sp_i}} I_0\left(\frac{2\psi_s\sqrt{xy}}{(1-\psi_s^2)\lambda_{sp_i}}\right) dx dy \\
 &= \int_0^\infty \frac{e^{-\frac{y}{\lambda_{sp_i}}}}{\lambda_{sp_i}} Q_1\left(\psi_s \sqrt{\frac{2y}{(1-\psi_s^2)\lambda_{sp_i}}}, \sqrt{\frac{2y}{(1-\psi_s^2)\lambda_{sp_i}}}\right) dy \\
 &= \frac{1}{2},
 \end{aligned} \tag{F.4}$$

où $f_{\tilde{g}_{sp_i}, g_{sp_i}}$ est la fonction pdf conjointe des VAs \tilde{g}_{sp_i} et g_{sp_i} , $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de premier type, d'ordre zéro modifiée, et $Q_1(\cdot, \cdot)$ est la fonction de Marcum d'ordre 1. En combinant (F.3)-(F.4) dans (F.2), nous obtenons $\mathbb{P}\left\{\bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q\right\} = \nu_s$ comme décrit dans le Lemme 2. En suivant une approche similaire, l'expression de $\mathbb{P}\left\{\bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q\right\} = \nu_{r_k}$ est obtenue.

La probabilité de choisir le noeud relai r_k , μ_k , est exprimée par :

$$\begin{aligned}
 \mu_k &= \mathbb{P}\left\{\bigcap_{j=1; j \neq k}^K g_{sr_j} \leq g_{sr_k}\right\} \\
 &= \int_0^\infty f_{g_{sr_k}}(x) \prod_{j=1; j \neq k}^K F_{g_{sr_j}}(x) dx, \text{ puisque les VAs } g_{sr_j} \text{ sont indépendantes } \forall j.
 \end{aligned} \tag{F.5}$$

– Si $\psi_s = 1$ et $\psi_{r_k} < 1$, alors en utilisant (F.1) (pour $a = s$) dans (5.11), $P_{I,1}$ peut s'écrire comme étant :

$$\begin{aligned}
 P_{I,1} &= 1 - \underbrace{\mathbb{P}\left\{\bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q\right\}}_{=1} \sum_{k=1}^K \mathbb{P}\{r = r_k\} \mathbb{P}\left\{\bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q\right\} \\
 &= 1 - \sum_{k=1}^K \mu_k \times \nu_{r_k}.
 \end{aligned} \tag{F.6}$$

– Si $\psi_s < 1$ et $\psi_{r_k} = 1$, alors en substituant (F.1) (pour $a = r_k$) dans (5.11), $P_{I,1}$ est

donnée par :

$$\begin{aligned}
P_{I,1} &= 1 - \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\} \sum_{k=1}^K \mathbb{P} \{r = r_k\} \underbrace{\mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q \right\}}_{=1} \\
&= 1 - \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\}, \text{ puisque } \sum_{k=1}^K \mathbb{P} \{r = r_k\} = 1. \\
&= 1 - \nu_s.
\end{aligned} \tag{F.7}$$

– Si $\psi_s < 1$ et $\psi_{r_k} < 1$, alors $P_{I,1}$ s'exprime par :

$$\begin{aligned}
P_{I,1} &= 1 - \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_s g_{sp_i} \leq Q \right\} \sum_{k=1}^K \mathbb{P} \{r = r_k\} \mathbb{P} \left\{ \bigcap_{i=1}^N \gamma_{r_k} g_{r_k p_i} \leq Q \right\} \\
&= 1 - \nu_s \sum_{k=1}^K \mu_k \nu_{r_k}.
\end{aligned} \tag{F.8}$$

Ceci complète la démonstration du Lemme 2.

ANNEXE G

Développement de l'éq.(5.20)

Pour des canaux i.i.d., c.-à-d. $\lambda_{ap_i} = \lambda_{ap}$, $\forall i = 1, \dots, N$ ($a = s$ ou r_k), et en utilisant (5.12), les cdf et pdf de g_{si_0} sont données respectivement par :

$$F_{g_{si_0}}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\lambda_{sp}}}\right)^N, \quad x \geq 0, \quad (\text{G.1})$$

et

$$f_{g_{si_0}}(x) = \frac{dF_{g_{si_0}}(x)}{dx} = \frac{Ne^{-x/\lambda_{sp}}}{\lambda_{sp}} \left(1 - e^{-x/\lambda_{sp}}\right)^{N-1}, \quad x \geq 0. \quad (\text{G.2})$$

Nous obtenons ainsi :

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{g_{sp_j} \leq \hat{g}_{sp_i}\} &= \int_0^\infty \frac{Ne^{-x/\lambda_{sp}}}{\lambda_{sp}} \left(1 - e^{-x/\lambda_{sp}}\right)^{N-1} \left(1 - e^{-x/\lambda_{sp}}\right)^N dx, \\ &= \frac{1}{2} \left[-\left(1 - e^{-x/\lambda_{sp}}\right)^{2N} \right]_0^\infty = \frac{1}{2}. \end{aligned} \quad (\text{G.3})$$

En substituant (G.3) dans (F.2) et en exploitant la propriété $\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \kappa_{ij}^{(s)} = 1$, nous avons

$$\nu_s = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \kappa_{ij}^{(s)} \frac{1}{2} = \frac{1}{2}. \quad (\text{G.4})$$

En suivant une méthode similaire, nous retrouvons $\nu_{r_k} = \frac{1}{2}$.

Pour $\lambda_{sr} = \lambda_{sr_j}$, $\forall j = 1, \dots, K$, et en utilisant (eq.(6), Chen *et al.* (2012)), μ_k peut être donnée par

$$\mu_k = \frac{1}{K}. \quad (\text{G.5})$$

En substituant les expressions (G.4) et (G.5) dans (5.16)-(5.19), $P_{I,1}$ est alors exprimée par :

$$P_{I,1} = \begin{cases} 0 & , \text{ if } \psi_s = 1 \text{ and } \psi_{r_k} = 1 \\ 1 - 1 \times \sum_{k=1}^K \frac{1}{K} \times \frac{1}{2} = \frac{1}{2} & , \text{ if } \psi_s = 1 \text{ and } \psi_{r_k} < 1 \\ 1 - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \frac{1}{K} \times 1 = \frac{1}{2} & , \text{ if } \psi_s < 1 \text{ and } \psi_{r_k} = 1 \\ 1 - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \frac{1}{K} \times \frac{1}{2} = \frac{3}{4} & , \text{ sinon.} \end{cases} \quad (\text{G.6})$$

ANNEXE H

Développement de l'éq.(5.35)

Nous avons

$$\begin{aligned}
 \phi_{1,k}(a_l) &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\log \left(1 + a_l g_{ss} + \frac{a_l g_{sr_k}}{X_I} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^\infty f_{X_I}(z) \int_0^\infty f_{a_l g_{sr_k}}(y) \underbrace{\int_0^\infty f_{a_l g_{ss}}(x) \log \left(1 + x + \frac{y}{z} \right) dx dy dz}_{\substack{\triangleq B_1(y,z) \\ \triangleq B_2(z)}}, \quad (\text{H.1})
 \end{aligned}$$

où les pdfs des VAs exponentielles $a_l g_{ss}$ et $a_l g_{sr_k}$ sont données par (5.12) et celle de X_I est exprimée par (Cui et Feng, 2004) :

$$f_{X_I}(z) = \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{i,l}^{(k)}}{(l-1)! \delta_{p_i r_k}^l} z^{l-1} e^{-\frac{z}{\delta_{p_i r_k}}}, \quad z \geq 0. \quad (\text{H.2})$$

En remplaçant la pdf de $a_l g_{ss}$ dans $B_1(y, z)$, nous obtenons :

$$B_1(y, z) = \int_0^\infty \frac{1}{a_l \lambda_{ss}} e^{-\frac{x}{a_l \lambda_{ss}}} \log \left(1 + x + \frac{y}{z} \right) dx. \quad (\text{H.3})$$

En utilisant (eq. 5.4.19-504, (Zwillinger, 2003)), (H.3) devient :

$$\begin{aligned}
 B_1(y, z) &= \left[-e^{\frac{y+z}{a_l \lambda_{ss} z}} E_1 \left(\frac{y+xz+z}{a_l \lambda_{ss} z} \right) - e^{-\frac{x}{a_l \lambda_{ss}}} \log \left(1 + x + \frac{y}{z} \right) \right]_0^\infty, \\
 &= \log \left(1 + \frac{y}{z} \right) + e^{\frac{y+z}{a_l \lambda_{ss} z}}.
 \end{aligned} \quad (\text{H.4})$$

Ensuite, $B_2(z)$ est donné par (utilisant (eq. 5.4.19-504, (Zwillinger, 2003))) :

$$\begin{aligned}
 B_2(z) &= \int_0^\infty f_{a_l g_{sr_k}}(y) B_1(y, z) dy \\
 &= \int_0^\infty \frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} e^{-\frac{y}{a_l \lambda_{sr_k}}} \left(\log \left(1 + \frac{y}{z} \right) + e^{\frac{y+z}{a_l \lambda_{ss} z}} \right) dy \\
 &= e^{\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}}} E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) (z a_l^2 \lambda_{ss} \lambda_{sr_k} + a_l \lambda_{sr_k} - z a_l \lambda_{ss}) \\
 &\quad + z a_l^2 \lambda_{ss} \lambda_{sr_k} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right), \tag{H.5}
 \end{aligned}$$

En faisant appel à (H.2) et (H.5), nous avons :

$$\begin{aligned}
 \int_0^\infty f_{X_I}(z) B_2(z) dz &= a_l^2 \lambda_{ss} \lambda_{sr_k} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right) \underbrace{\int_0^\infty z f_{X_I}(z) dz}_{\triangleq B_3} \\
 &\quad + \underbrace{\int_0^\infty f_{X_I}(z) e^{\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}}} E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) (z a_l^2 \lambda_{ss} \lambda_{sr_k} + a_l \lambda_{sr_k} - a_l \lambda_{ss} z) dz}_{\triangleq B_4} \tag{H.6}
 \end{aligned}$$

En substituant $f_{X_I}(z)$ par son expression, B_3 et B_4 sont alors exprimés par (utilisant (eq. 5.4.19-501, (Zwillinger, 2003))) :

$$\begin{aligned}
 B_3 &= \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)! \delta_{p_i r_k}^l} \int_0^\infty z^l e^{-\frac{z}{\delta_{p_i r_k}}} dz \\
 &= \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)! \delta_{p_i r_k}^l} \left[-\delta_{p_i r_k}^{l+1} \Gamma \left(l+1, \frac{z}{\delta_{p_i r_k}} \right) \right]_0^\infty, \\
 &= \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)} \delta_{p_i r_k}}{(l-1)!} \Gamma(l+1, 0) = \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} l \psi_{il}^{(k)} \delta_{p_i r_k}, \tag{H.7}
 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
 B_4 &= \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)!\delta_{p_ir_k}^l} a_l \lambda_{ss} (a_l \lambda_{sr_k} - 1) \int_0^\infty z^l E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) e^{-z \left(\frac{1}{\delta_{p_ir_k}} - \frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right)} dz \\
 &+ a_l \lambda_{sr_k} \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^{\nu_i} \frac{\psi_{il}^{(k)}}{(l-1)!\delta_{p_ir_k}^l} \int_0^\infty z^{l-1} E_1 \left(\frac{z}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) e^{-z \left(\frac{1}{\delta_{p_ir_k}} - \frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right)}, \tag{H.8}
 \end{aligned}$$

où $\Gamma(.,.)$ est la fonction Gamma incomplète. En substituant (H.6)-(H.8) dans (H.1), l'expression de $\phi_{1,k}(a_l)$ dans (5.35) est obtenue.

ANNEXE I

Développement de l'éq.(5.37)

$\phi_{1,k}(a_l)$ est écrite comme étant :

$$\phi_{1,k}(a_l) = \frac{1}{2} \int_0^\infty f_{g_{sr_k}}(y) \underbrace{\int_0^\infty \log(1 + a_l(g_{ss} + g_{sr_k})) f_{g_{ss}}(x) dx}_{\triangleq A} dy, \quad (I.1)$$

où, utilisant (eq. 5.4.19-504, (Zwillinger, 2003)), A est donnée par :

$$\begin{aligned} A &= \left[-e^{\frac{a_l y + 1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l x + a_l y}{a_l \lambda_{ss}} \right) - e^{-\frac{x}{\lambda_{ss}}} \log(1 + a_l x + a_l y) \right]_0^\infty \\ &= \log(1 + a_l y) + e^{\frac{a_l y + 1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l y}{a_l \lambda_{ss}} \right). \end{aligned} \quad (I.2)$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1), nous trouvons (si $\lambda_{ss} \neq \lambda_{sr_k}$) :

$$\begin{aligned} \phi_{1,k}(a_l) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \left(\log(1 + a_l y) + e^{\frac{a_l y + 1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l y}{a_l \lambda_{ss}} \right) \right) \frac{1}{\lambda_{sr_k}} e^{-\frac{y}{\lambda_{sr_k}}} dy \\ &= \frac{1}{2(\lambda_{sr_k} - \lambda_{ss})} \left[e^{-\frac{y}{\lambda_{sr_k}}} \left(\lambda_{ss} e^{\frac{1+a_l y}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l y}{a_l \lambda_{ss}} \right) - \lambda_{sr_k} e^{\frac{1+a_l y}{a_l \lambda_{sr_k}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l y}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. + (\lambda_{ss} - \lambda_{sr_k}) \log(1 + a_l y) \right]_0^\infty, \text{ utilisant (eqs.5.4.19, (Zwillinger, 2003))} \\ &= \frac{1}{2(\lambda_{ss} - \lambda_{sr_k})} \left(\lambda_{ss} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right) - \lambda_{sr_k} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{sr_k}} \right) \right). \end{aligned} \quad (I.3)$$

Si $\lambda_{ss} = \lambda_{sr_k}$, alors $\phi_{1,k}(a_l)$ devient :

$$\begin{aligned} \phi_{1,k}(a_l) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \left(\log(1 + a_l y) + e^{\frac{a_l y + 1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1 + a_l y}{a_l \lambda_{ss}} \right) \right) \frac{1}{\lambda_{ss}} e^{-\frac{y}{\lambda_{ss}}} dy \\ &= \frac{1}{2} \left[e^{-\frac{x}{\lambda_{ss}}} \left(e^{\frac{1+a_l x}{a_l \lambda_{ss}}} (1 - a_l(\lambda_{ss} - x)) E_1 \left(\frac{1 + a_l x}{a_l \lambda_{ss}} \right) - a_l \lambda_{ss} (1 + \log(1 + a_l x)) \right) \right]_0^\infty \\ &= \frac{1}{2} - \frac{(1 - a_l \lambda_{ss})}{2 a_l \lambda_{ss}} e^{\frac{1}{a_l \lambda_{ss}}} E_1 \left(\frac{1}{a_l \lambda_{ss}} \right), \text{ using (eqs.5.4.19, Zwillinger (2003)).} \end{aligned} \quad (I.4)$$

Ensuite, (5.37) est obtenue.

ANNEXE J

Démonstration du Lemme 3

Soit $\mathcal{L} = C_{s,2}^{(1)} - \lambda (\Delta_s - (1 - \sqrt{1 - \varepsilon}))$ la fonction de Lagrange associée au problème dans (5.30). En appliquant les conditions KKT nécessaires, nous avons :

$$\frac{d\mathcal{L}}{d\lambda} = 0 \Leftrightarrow \Delta_s = 1 - \sqrt{1 - \varepsilon}, \quad (\text{J.1})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{L}}{da_2} &= \sum_{k=1}^K A_k [f_{V_s}(a_2) (\phi_{1,k}(a_1) - \phi_{1,k}(a_2)) + (F_{V_s}(a_3) - F_{V_s}(a_2)) \phi'_{1,k}(a_2)] \\ &\quad - \lambda f_{V_s}(a_2) (F_{V_s}(a_3) - 2F_{V_s}(a_2)) = 0, \end{aligned} \quad (\text{J.2})$$

et $\forall l = 3, \dots, L_s$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{L}}{da_l} &= \sum_{k=1}^K A_k [f_{V_s}(a_l) (\phi_{1,k}(a_{l-1}) - \phi_{1,k}(a_l)) + (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) \phi'_{1,k}(a_l)] \\ &\quad - \lambda f_{V_s}(a_l) [(F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) - (F_{V_s}(a_l) - F_{V_s}(a_{l-1}))] = 0. \end{aligned} \quad (\text{J.3})$$

Les équations (J.1)-(J.3) sont utilisées pour obtenir les valeurs localement optimales de a_3, \dots, a_{L_s} et λ . À partir de (J.2), nous avons :

$$F_{V_s}(a_3) = \frac{\sum_{k=1}^K A_k [f_{V_s}(a_2) (\phi_{1,k}(a_2) - \phi_{1,k}(a_1)) + F_{V_s}(a_2) \phi'_{1,k}(a_2)] - 2\lambda f_V(v_2) F_V(v_2)}{\sum_{k=1}^K A_k \phi'_{1,k}(a_2) - \lambda f_{V_s}(a_2)} \stackrel{\Delta}{=} \beta_{a_3}(a_2, \lambda), \quad (\text{J.4})$$

où $\phi_{1,k}(a_1) = 0$. Si $\lambda > 0$, (J.4) suggère que la valeur de a_2 soit fixée arbitrairement pour déterminer a_3 . Puis, résoudre (J.3) $\forall l = 3, \dots, L_s$ est effectué comme suit :

$$\begin{aligned} F_{V_s}(a_{l+1}) &= F_{V_s}(a_l) + f_{V_s}(a_l) \frac{\sum_{k=1}^K A_k (\phi_{1,k}(a_l) - \phi_{1,k}(a_{l-1})) - \lambda (F_{V_s}(a_l) - F_{V_s}(a_{l-1}))}{\sum_{k=1}^K A_k \phi'_{1,k}(a_l) - \lambda f_{V_s}(a_l)} \\ &\stackrel{\Delta}{=} \beta_{a_{l+1}}(a_l, \dots, a_2, \lambda). \end{aligned} \quad (\text{J.5})$$

En combinant (J.4)-(J.5) dans (J.1), nous obtenons une valeur localement optimale λ^* . Ensuite, en substituant λ^* dans (J.4)-(J.5) et en appliquant F_V^{-1} , les valeurs localement optimales du dictionnaire $\{a_3, \dots, a_L\}$ sont successivement obtenues (pour une valeur fixe de a_2)

Si $\lambda = 0$, alors (J.2)-(J.3) deviennent :

$$\frac{d\mathcal{L}}{da_l} = \sum_{k=1}^K A_k [f_{V_s}(a_l) (\phi_{1,k}(a_{l-1}) - \phi_{1,k}(a_l)) + (F_{V_s}(a_{l+1}) - F_{V_s}(a_l)) \phi'_{1,k}(a_l)] = 0, \quad \forall l = 2, \dots, L_s. \quad (\text{J.6})$$

En suivant la même démarche que pour (eqs.(18)-(25), He et Dey (2012)), et en supposant que $B_s \rightarrow \infty$ ($L_s \rightarrow \infty$), (J.6) est résolue. D'où :

$$F_{V_s}(a_{L+1}) - F_{V_s}(a_L) \approx \dots \approx F_{V_s}(a_2) - F_{V_s}(a_1) = \frac{1}{L_s}. \quad (\text{J.7})$$

Par suite,

$$F_{V_s}(a_l) \approx \frac{l-1}{L_s}, \quad \forall l = 2, \dots, L_s, \quad (\text{J.8})$$

et $a_l = F_{V_s}^{-1}(\frac{l-1}{L_s})$. La solution approximée obtenue pour $L_s \rightarrow \infty$ est adéquate pour sa simplicité et vu qu'il a été démontré dans (He et Dey, 2012) que l'écart de performance avec la solution optimale est insignifiant. Ceci complète la démonstration du Lemme 3.