

THÈSE DE DOCTORAT

présentée à

**L'ÉCOLE SUPÉRIEURE DES COMMUNICATIONS DE
TUNIS**

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

en Technologies de l'Information et de la Communication

par

Mariem AYEDI

Optimisation de la consommation de l'énergie dans les systèmes coopératifs

Soutenue le 14 Décembre 2016 devant le jury d'examen composé de :

Mme. Monia TURKI	Professeur à l'ENIT	Présidente
M. Mohamed IBNKAHLA	Professeur à l'Université Carleton	Rapporteur
M. Mohamed Lassaad AMMARI	Maître de Conférences à l'ENISO	Rapporteur
Mme. Fatma ABDELKEFI	Maître de Conférences à SUP'COM	Examinatrice
Mme. Noura SELLAMI	Professeur à l'ENIS	Encadrante
M. Mohamed SIALA	Professeur à SUP'COM	Encadrant

A mes chers parents

A mon cher mari et mon cher fils

A mon cher frère et mes chères sœurs

A toute ma famille et à tous mes amis

Remerciements

Je voudrais profiter de cette occasion pour remercier tous ceux qui m'ont supporté durant cette thèse.

Je voudrais tout d'abord adresser mes chaleureux remerciements à ma directrice de thèse, Madame **Noura SELLAMI**, Professeur à l'École Nationale d'Ingénieurs de Sfax (ENIS). Je lui suis reconnaissant pour la confiance qu'elle m'a accordée en acceptant d'encadrer ce travail doctoral, pour toutes les heures qu'elle a consacrées à diriger cette recherche, pour sa grande disponibilité et son respect, pour la qualité de la formation dont elle m'a fait bénéficier et pour les conseils et l'aide efficace qu'elle m'a généreusement offerts tout au long de cette thèse.

Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance à l'égard de mon directeur de thèse, Monsieur **Mohamed SIALA**, Professeur à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis (Sup'Com) et directeur du laboratoire Réseaux mobiles et Multimédia (MEDIATRON), pour ses précieux encouragements et conseils avisés qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de cette thèse. J'ai pris un grand plaisir à travailler avec lui.

En dehors de leurs apports scientifiques, je n'oublie pas aussi de remercier mes directeurs de thèse pour leurs qualités humaines, leur hospitalité et leur soutien qui m'ont permis de mener à bien cet ouvrage.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude :

- A Madame **Monia TURKI**, Professeur à l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) qui m'a fait l'honneur de présider ce jury. Je tiens à lui témoigner mon respect et mes chaleureux remerciements.
-

- A Monsieur **Mohamed IBNKAHLA**, Professeur à l'université Carleton et Monsieur **Mohamed Lassaad AMMARI**, Maître de Conférences à l'École Nationale d'Ingénieurs de Sousse (ENISO), pour le temps et l'attention qu'ils ont consacrés pour rapporter cette thèse. Leurs critiques et leurs suggestions m'ont permis d'améliorer mon travail.
- A Madame **Fatma ABDELKEFI**, Maître de Conférences à Sup'Com, pour avoir examiné ce travail. Je tiens à lui exprimer mon respect et mes sincères remerciements.

Je tiens à remercier aussi mes collègues membres du Laboratoire de l'Electronique et de Technologie de l'Information (LETI) et membres du laboratoire des Réseaux mobiles et Multimédia (MEDIATRON), pour leur aide et leur bonne humeur. Nous avons partagé de bons moments.

Enfin, je remercie mes parents **Jalel** et **Raoudha**, mon frère **Ali**, mes sœurs **Kaouthar** et **Emna**, mon mari **Mohamed**, mon fils **Mohamed**, ma belle-mère **Laila**, mon beau-père **Abdelhamid** et toute ma famille pour leur soutien moral et encouragement tout au long de la préparation de ce travail.

Résumé

Dans cette thèse, nous nous intéressons au problème d'optimisation de la consommation de l'énergie dans les systèmes coopératifs. Nous commençons par considérer un système ARQ coopératif dans lequel deux nœuds sources et un nœud relais retransmettent les paquets à un nœud destination. Nous optimisons l'énergie du nœud relais durant les retransmissions et selon le nombre de paquets qu'il retransmet dans le but de maximiser les performances du système en termes de débit sous contrainte d'énergie maximale du relais. Nous nous intéressons ensuite au problème de l'identification des nœuds dans les systèmes coopératifs qui est classiquement réalisée par envoi de bits de signalisation conduisant à une perte en termes d'énergie et de débit. Pour palier à ce problème, nous proposons une technique efficace de signalisation incorporée. Nous considérons finalement le problème de l'optimisation de l'énergie dans un système coopératif avec canaux interférants. Nous proposons un algorithme itératif distribué d'allocation des énergies dans lequel chaque nœud annonce un prix qui reflète sa perte en termes d'utilité due aux interférences reçues et ajuste son énergie en tenant compte des prix des autres nœuds.

Abstract

In this thesis, we are interested in the energy optimization problem in cooperative systems. We begin by considering a cooperative ARQ system in which two source nodes and a relay node retransmit packets to a destination node. We optimize the energy of the relay node according to the retransmission number and according to the number of packets to be retransmitted in order to maximize the overall throughput efficiency constrained by a maximum average relay energy cost. Then, we are interested in the nodes identification problem in cooperative systems which is classically performed by transmitting signaling bits resulting in a waste of energy and throughput. To solve this problem, we propose an efficient embedded signaling scheme. We consider finally the problem of energy optimization in a cooperative system with interfering channels. We propose an iterative distributed energy-efficient algorithm in which each node announces a price which reflects its loss in terms of utility due to the received interferences and adjusts its energy by taking into account prices of the other nodes.

Notations mathématiques

$(.)^T$	Transposition
$(.)^H$	Trans-conjugaison
$(.)^*$	Conjugaison
$E(.)$	Espérance mathématique
$ \cdot $	Module
$[a]$	Entier le plus proche, supérieur ou égal au réel a
$\Re(.)$	Partie réelle
\oplus	Addition binaire modulo 2
$B(.)$	Matrice composée des versions bipolaires
$[x]_a^b$	$\max\{a, \min\{x, b\}\}$
\mathbf{I}_n	Matrice Identité de dimension $n \times n$
$\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(a, b)$	Distribution gaussienne complexe de moyenne a et de variance b
$erfc(.)$	Fonction d'erreur complémentaire

Abréviations

ACK	ACKnowledgment
AF	Amplify-and-Forward
ANC	Analog Network Coding
ARQ	Automatic Repeat reQuest
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C-ARQ	Cooperative-Automatic Repeat reQuest
CRC	Cyclic Redundancy Check
DF	Decode-and-Forward
ddp	densité de probabilité
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FDP	Fonction de Densité de Probabilité
FWHT	Fast Walsh Hadamard Transform
IoT	Internet of Things
KKT	Karush-Kuhn-Tucker
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution-Advanced
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MLS	Maximum Length Sequences

<i>M</i> -PSK	<i>M</i> Phase Shift Keying
MRC	Maximal Ratio Combining
NACK	Negative ACKnowledgment
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ORS	Opportunistic Relay Selection
PRS	Partial Relay Selection
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RSB	Rapport Signal à Bruit
RSBI	Rapport Signal à Bruit plus Interférence
TIC	Technologies de l'Information et de la Communication
ZF	Zero Forcing

Table des matières

Introduction générale	1
1 État de l'art sur les systèmes sans fil coopératifs	8
1.1 Introduction	9
1.2 Systèmes coopératifs	9
1.2.1 Principe	9
1.2.2 Techniques de relaying	10
1.2.2.1 Amplify-and-Forward (AF)	11
1.2.2.2 Decode-and-Forward (DF)	11
1.3 Schéma coopératif avec un seul nœud relais	12
1.3.1 Transmission en 4 étapes	12
1.3.2 Transmission en 3 étapes	13
1.3.3 Transmission en 2 étapes	14
1.3.4 Système MIMO équivalent	14
1.3.5 Comparaison des performances	16
1.4 Schéma coopératif avec plusieurs nœuds sources et relais	18
1.5 Systèmes ARQ coopératifs (C-ARQ : Cooperative-ARQ)	19
1.6 Identification des nœuds	21
1.7 Conclusion	22
2 Optimisation de l'énergie du relais dans un système ARQ coopératif (C-ARQ : Cooperative ARQ)	23
2.1 Introduction	24

2.2	Modèle du système coopératif étudié	25
2.3	Optimisation de l'énergie du relais	31
2.3.1	Problème d'optimisation	31
2.3.2	Analyse du débit et de l'énergie moyenne du relais	32
2.3.3	Expressions semi-analytiques du débit et de l'énergie moyenne du relais	35
2.3.4	Méthode d'optimisation de l'énergie du relais	36
2.4	Résultats des simulations	37
2.5	Conclusion	41
3	Identification des nœuds par signalisation incorporée dans un sys- tème coopératif	43
3.1	Introduction	44
3.2	Modèle du système coopératif étudié	44
3.3	Identification basée sur les M-séquences avec phase du canal connue .	48
3.3.1	Identification non hiérarchique basée sur les M-séquences . . .	48
3.3.1.1	Séquences de précodage basées sur les M-séquences .	48
3.3.1.2	Traitement de la destination : Calcul de corrélation .	49
3.3.1.3	Application de la transformée rapide de Walsh Hada- mard	50
3.3.2	Identification hiérarchique basée sur les M-séquences	51
3.4	Identification basée sur les mots de code avec phase du canal connue .	54
3.4.1	Identification non hiérarchique basée sur les mots de code . . .	54
3.4.1.1	Séquences de précodage basées sur les mots de code .	54
3.4.1.2	Traitement de la destination : Décodage souple . . .	55
3.4.2	Identification hiérarchique basée sur les mots de code	56
3.5	Estimation de la phase du canal	57
3.6	Résultats des simulations	59
3.7	Conclusion	66

4 Optimisation distribuée de l'énergie dans un système coopératif avec canaux interférants	68
4.1 Introduction	69
4.2 Modèle du système coopératif étudié	70
4.3 Optimisation distribuée des énergies	72
4.3.1 Problème d'optimisation des énergies	73
4.3.2 Allocation des énergies sans coopération entre les nœuds	73
4.3.3 Allocation optimale des énergies dérivée des conditions KKT	74
4.3.4 Algorithme distribué d'allocation des énergies	76
4.3.5 Analyse de convergence de l'algorithme proposé	77
4.4 Résultats des simulations	78
4.5 Conclusion	83
Conclusion générale	85
Bibliographie	89

Table des figures

1.1	Système coopératif avec 2 nœuds sources et un seul nœud relais. . . .	12
1.2	Taux d'erreur paquet des différents cas de transmission en utilisant le détecteur MRC pour la transmission en 4 étapes et le détecteur basé sur le critère EQMM pour les transmissions en 3 et 2 étapes.	17
1.3	Système coopératif avec plusieurs nœuds sources et plusieurs nœuds relais.	18
1.4	Taux d'erreur paquet des différents cas de transmission pour un schéma de 3 sources et 2 relais.	20
2.1	Système considéré en cas de détection d'erreurs.	25
2.2	Résultats semi-analytiques comparés aux résultats des simulations pour $E_{R_{moy}}^{(1)}$, $E_{R_{moy}}^{(2)}$, T_{moy} et PRP	38
2.3	Débit du système en fonction de $E_{R_{cible}}^{(2)}/E_{R_{cible}}$	39
2.4	Débits obtenus avec les détecteurs proposés pour différentes contraintes d'optimisation de l'énergie.	41
3.1	Système coopératif constitué de plusieurs nœuds sources et plusieurs nœuds relais.	45
3.2	La transformée de Walsh Hadamard rapide appliquée à un vecteur de longueur $N = 8$	52

3.3	Taux d'erreur d'identification des liens de la technique d'identification non hiérarchique basée sur les M-séquences pour un système constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 20$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , la modulation BPSK ($q = 1$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d'identification explicite. . . .	60
3.4	Taux d'erreur d'identification des liens de la technique d'identification non hiérarchique basée sur les M-séquences pour un système constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 20$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , la modulation QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d'identification explicite. . . .	61
3.5	Taux d'erreur d'identification des liens de la technique d'identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour un système constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 8$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , les modulations BPSK ($q = 1$) et QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d'identification explicite.	62
3.6	Taux d'erreur d'identification des liens de la technique d'identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour différents codes, différents nombres de sous-blocs J , la modulation QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection ORS.	63
3.7	Taux d'erreur d'identification des liens de la technique d'identification hiérarchique basée sur les mots de code pour un système constitué de $N_S = 128$ nœuds sources et $N_R = 32$ nœuds relais pour différents alphabets de modulations, différents nombres de sous-blocs J et le schéma de sélection ORS.	64

3.8	Taux d'erreur d'identification des liens pour la technique d'identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour le cas où la phase φ_{uv} est parfaitement connue par D (courbes continues) et pour le cas où la technique d'estimation proposée est utilisée (courbes discontinues) pour un système constitué de $N_S = 16$ nœuds sources et $N_R = 4$ nœuds relais pour différents nombres de sous-blocs J , avec la modulation BPSK ($q = 1$) et le schéma de sélection PRS.	65
4.1	Liens coopératifs constitué chacun de deux sauts.	72
4.2	Convergence des énergies de transmission des nœuds sources.	79
4.3	Convergence des énergies de transmission des nœuds relais.	79
4.4	Utilité moyenne des liens dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds en comparaison avec le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.	80
4.5	Utilité moyenne des liens en fonction de la longueur de la région L dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds et dans le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.	81
4.6	Utilité moyenne des liens en fonction du paramètre d'affaiblissement α dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds et dans le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.	82
4.7	Utilité moyenne des liens pour différentes variances d'erreurs des prix.	83

Introduction générale

Jusqu'à récemment, l'optimisation de la consommation de l'énergie dans les systèmes sans fil a été considérée comme une nécessité imposée par les limites physiques telles que la durée de vie des batteries des équipements mobiles (smart phone, tablettes, capteurs. . .). Aujourd'hui, la problématique de l'optimisation de l'énergie devient une conscience écologique universelle visant à réduire les effets nuisibles de la consommation de l'énergie sur l'environnement. Selon le rapport SMART 2020 [[SmartReport](#),], la valeur de l'empreinte carbone du secteur des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) a été estimée à 2% de l'ensemble des émissions mondiales en 2011 et atteindrait 10% d'ici 2020. Ainsi, la maîtrise et la réduction de la consommation de l'énergie dans le secteur des TIC constituent une priorité d'actualité et nécessitent encore beaucoup d'efforts d'analyse et d'optimisation notamment avec la révolution technologique apportée par la cinquième génération (5G). En effet, cette génération vise à la mise en place de l'Internet of Things (IoT) avec laquelle plus que 50 milliards d'équipements, hyper mobiles mais à la fois complètement connectés, peuvent partager sans limite un trafic de données à un débit de l'ordre de 10Gbps [[RWS-120052](#), 2012]. De ce fait, le défi majeur pour les différents acteurs n'est pas seulement de répondre à cette explosion de débit mais aussi d'optimiser la consommation de l'énergie.

Dans cette thèse, nous nous intéressons à la problématique de l'optimisation de la consommation de l'énergie dans les systèmes sans fil coopératifs. Le gain en diversité de ces systèmes est prouvé dans les technologies sans fil actuelles [[Kramer et al.](#), 2006] et également pour la 5G [[Ma et al.](#), 2015]. En effet, les communications coopératives exploitent la nature de diffusion des canaux sans fil afin de permettre une

connectivité permanente entre un nœud source et un nœud destination distant par le biais d'un ou plusieurs nœuds intermédiaires appelés relais. L'étude du problème de l'optimisation de l'énergie dans ces systèmes nécessite un intérêt particulier. En effet, les systèmes coopératifs relient, par des liaisons sans fil, un grand nombre de nœuds mobiles. Ceci engendre de fortes interférences pouvant dégrader la qualité de service (QoS : Quality of Service) et entraîne un échange important de messages de contrôle et de signalisation d'identification et de localisation.

Dans la littérature, de nombreux travaux ont étudié l'optimisation de l'énergie dans les systèmes coopératifs. Dans [Deng, Haimovich, 2005; Luo *et al.*, 2005; Baghaie, Krishnamachari, 2011; Su *et al.*, 2008; Maric, Yates, 2004], les auteurs ont proposé une allocation de l'énergie du ou des nœuds relais optimisant un critère de performance tel que la maximisation du Rapport Signal à Bruit (RSB) [Deng, Haimovich, 2005], la minimisation de la probabilité de coupure [Luo *et al.*, 2005], du délai [Baghaie, Krishnamachari, 2011], du taux d'erreur symbole [Su *et al.*, 2008]... Ces travaux ont considéré que le ou les nœuds relais transmettent les paquets d'un nœud source dans le cadre d'une transmission sans fil conventionnelle.

Cependant, dans le cas pratique, les nœuds relais peuvent être contraints à retransmettre les paquets des nœuds sources en cas de détection d'erreurs, à combiner les paquets de plusieurs nœuds sources, ou à transmettre simultanément sur des canaux ininterférants. L'étude du problème de l'optimisation de l'énergie dans ces cas fait l'objet de cette thèse. Ainsi, nous considérons en premier lieu un système coopératif constitué d'un seul relais aidant deux nœuds sources à transmettre leurs données à un nœud destination. Nous proposons d'optimiser l'énergie du relais maximisant le débit dans le cadre d'un système ARQ (Automatic Repeat reQuest) coopératif (C-ARQ : Cooperative ARQ). L'originalité de notre approche est que l'optimisation de l'énergie tient compte du numéro de la retransmission du relais ainsi que du nombre de paquets retransmis. Ensuite, nous nous intéressons au problème de l'identification des nœuds dans un système coopératif. En effet, plusieurs travaux, comme [Sasanus *et al.*, 2008; Schwartz *et al.*, 2013], ont montré que la réduction de la quantité du trafic liée à la signalisation permet d'optimiser considérablement les ressources éner-

gétiques des nœuds dans les technologies actuelles. Dans ce cadre, nous proposons une nouvelle technique de signalisation incorporée permettant à un nœud destination d'identifier les différents nœuds sources et relais communiquant dans un système coopératif. Nous proposons ainsi différentes stratégies d'identification efficaces à complexité réduite. Enfin, nous considérons un système sans fil coopératif constitué de plusieurs nœuds sources qui transmettent simultanément leurs paquets, à travers plusieurs relais, vers plusieurs nœuds destinations, ce qui crée de l'interférence au niveau des nœuds. Nous proposons d'optimiser les énergies des nœuds dans le but de maximiser la somme des utilités des liens (approximation de la capacité à fort Rapport Signal à Bruit plus Interférence (RSBI)).

Cette thèse est constituée de quatre chapitres organisés comme suit.

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur les systèmes sans fil coopératifs. Nous commençons par introduire le principe des systèmes sans fil coopératifs et par spécifier les différentes techniques de relayage qui peuvent être utilisées au niveau du nœud relais. Nous nous intéressons ensuite à étudier les performances de différents cas de transmission relatives à un système coopératif constitué de deux nœuds sources, un nœud relais et un nœud destination. Puis, nous considérons le cas plus général avec plusieurs sources et plusieurs relais. Nous détaillons après le principe des systèmes coopératifs utilisant le protocole ARQ que nous considérons dans le chapitre 2. Nous présentons, à la fin du chapitre, la problématique de l'identification des nœuds dans les systèmes coopératifs.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à l'optimisation de l'énergie du nœud relais dans un système ARQ coopératif constitué de deux sources, un relais et une destination. Dans notre système, le relais retransmet un paquet dans le cas où un seul paquet d'une seule source est mal détecté à la destination ou la combinaison des deux paquets des deux sources dans le cas où les deux paquets sont mal détectés en utilisant le principe du codage réseau analogique (ANC : Analog Network Coding) [Katti *et al.*, 2007]. Nous proposons d'optimiser l'énergie du relais durant les retransmissions et selon le nombre de paquets qu'il retransmet. Le but est de maximiser les performances du système en termes de débit sous contrainte d'énergie

maximale du relais. Nous présentons une analyse du débit et de l'énergie moyenne du relais permettant de dériver leurs expressions semi-analytiques et nous détaillons la méthode de calcul des énergies du relais.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une nouvelle technique de signalisation implicite permettant à un nœud destination d'identifier les nœuds sources et relais émetteurs des paquets reçus dans un système coopératif constitué de plusieurs sources, plusieurs relais et une destination. La technique proposée est basée sur l'incorporation d'une séquence de précodage dans la séquence de données au niveau de chaque source et de chaque relais. Nous proposons d'utiliser deux types de séquences de précodage basées sur : les M-séquences (Maximum Length Sequences) et les mots de code d'un codeur de canal en bloc. Deux types d'identification des nœuds sont proposés : non hiérarchique, où la destination peut identifier la source et le relais en une seule étape, et hiérarchique, où la destination identifie la source et le relais en deux étapes (d'abord le relais et puis la source).

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons à optimiser les énergies des nœuds sources et relais dans un système coopératif constitué de plusieurs liens coopératifs composé chacun d'un nœud source, d'un nœud relais, et d'un nœud destination. Nous supposons que les paquets d'une source sont dédiés à une seule destination. Les nœuds sources transmettent leurs paquets simultanément aux nœuds relais. Ces derniers retransmettent aussi simultanément les paquets des sources aux destinations. Les nœuds relais et destination de chaque lien reçoivent ainsi les paquets des nœuds sources et relais des autres liens qui ne leurs sont pas dédiés. Ainsi, les nœuds relais et destinations reçoivent de l'interférence. Nous proposons d'étudier le problème de l'optimisation de l'énergie dans ce système. Nous considérons une fonction utilité de lien qui approxime la capacité de ce lien à fort RSBI. Nous proposons de chercher les énergies optimales maximisant la somme des utilités de tous les liens. Nous résolvons le problème considéré en lui appliquant les conditions de Karush-Kuhn-Tucker (KKT). Nous proposons un algorithme distribué d'allocation des énergies dans lequel les nœuds sources et relais annoncent des prix qui mesurent la perte en termes d'utilité de leur lien due aux interférences reçues et ajustent leurs énergies en tenant

compte des prix des autres nœuds. Nous prouvons la convergence de notre algorithme vers la solution unique optimale.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous récapitulons nos principaux résultats obtenus dans cette thèse et proposons quelques perspectives à notre travail.

Publications de l'auteur

Conférences internationales

1. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Distributed optimal power allocation for two-hop ad hoc wireless systems", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp. 93-98, Istanbul, Turquie, Avril 2014.
 2. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Throughput and energy optimization of a cooperative arq scheme using analog network coding", European Signal Processing Conference (EUSIPCO), pp. 1466-1470, Nice, France, Septembre 2015.
 3. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Efficient nodes identification based on embedded signaling using the fast walsh hadamard transform in multi-sources multi-relays systems", Proceedings of the International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Hammamet, Tunisie, Mai 2016.
 4. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Efficient hierarchical embedded signaling scheme for nodes identification in cooperative wireless networks with relay selection", Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Valence, Espagne, Septembre 2016.
-

Conférences nationales

1. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Study of energy optimization in a cooperative arq scheme based on analog network coding", Proceedings of the International Conference on Communications and Networking (ComNet), Hammamet, Tunisie, Novembre 2015.
 2. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Phase-precoding scheme for cooperative wireless systems over frequency-selective channels", Proceedings of the International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP), Monastir, Tunisie, Mars 2016.
 3. M.Ayedi, N.Sellami, & M.Siala, "Iterative receiver for cooperative wireless systems using analog network coding scheme", Proceedings of the International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP), Monastir, Tunisie, Mars 2016.
-

Chapitre 1

État de l'art sur les systèmes sans fil coopératifs

Sommaire

1.1	Introduction	9
1.2	Systèmes coopératifs	9
1.2.1	Principe	9
1.2.2	Techniques de relayage	10
1.3	Schéma coopératif avec un seul nœud relais	12
1.3.1	Transmission en 4 étapes	12
1.3.2	Transmission en 3 étapes	13
1.3.3	Transmission en 2 étapes	14
1.3.4	Système MIMO équivalent	14
1.3.5	Comparaison des performances	16
1.4	Schéma coopératif avec plusieurs nœuds sources et relais	18
1.5	Systèmes ARQ coopératifs (C-ARQ : Cooperative-ARQ)	19
1.6	Identification des nœuds	21
1.7	Conclusion	22

1.1 Introduction

Le signal transmis sur un canal sans fil mobile est affecté par les interférences et les évanouissements liés aux obstacles et aux multi trajets. Cela engendre des pertes de paquets et d'énergie. Afin de combattre l'instabilité du canal sans fil, la diversité, qui consiste à envoyer sur plusieurs voies indépendantes le même signal de façon à diminuer les évanouissements, peut être utilisée. La communication coopérative est l'une des techniques prometteuses et efficaces de diversité. Dans un système coopératif, un ou plusieurs nœuds, appelés relais, transmettent les paquets reçus de la part du nœud source vers le nœud destination.

Dans ce chapitre, nous commençons par donner un aperçu sur le principe des systèmes sans fil coopératifs. Nous présentons les différentes techniques de relayage qui peuvent être utilisées au niveau du nœud relais. Nous nous intéressons ensuite aux différents cas de transmission possibles relatives à un système coopératif constitué de deux nœuds sources, un nœud relais et un nœud destination. Nous considérons après le cas des systèmes coopératifs à plusieurs nœuds sources et relais et nous étudions les performances d'un système à 3 sources et 2 relais. Nous présentons aussi le principe des systèmes coopératifs utilisant le protocole ARQ. Nous nous intéressons, à la fin de ce chapitre, à la problématique de l'identification des nœuds qui est très importante dans les systèmes coopératifs.

1.2 Systèmes coopératifs

Dans ce qui suit, nous présentons le principe des systèmes coopératifs et nous détaillons les différentes techniques de relayage pouvant être utilisées par le nœud relais.

1.2.1 Principe

Dans les systèmes sans fil, un signal transmis par un nœud source n'est pas seulement reçu par le nœud destination, mais aussi par les nœuds voisins localisés dans la couverture de la source. Dans le cas où le canal direct entre la source et la des-

mination est perturbé, le message de la source risque d'être mal détecté au niveau de la destination. La communication coopérative propose de remédier à ce problème. Dans un système coopératif, les nœuds voisins, appelés nœuds relais, peuvent aider le nœud source en retransmettant son signal sur un canal sans fil de meilleure qualité. Le nœud destination utilise, pour détecter l'information émise, le signal résultant des combinaisons des différentes copies reçues. Une diversité spatiale, nommée diversité coopérative [Laneman, Wornell, 2003], est obtenue. Ainsi, les communications coopératives constituent une technique puissante alternative à la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) dont le déploiement peut être restreint par les coûts liés à l'utilisation de plusieurs antennes et les limites physiques des équipements embarqués.

L'une des premières recherches qui a introduit les systèmes coopératifs est celle de Sendonaris et al. [Sendonaris *et al.*, 2003]. Dans ce travail, un système cellulaire, composé d'une station de base et de deux nœuds sources, est considéré. Chaque source transmet les données de l'autre source à la station de base. Les auteurs montrent que la coopération élargit la région du débit effectif de chaque source. De plus, ils ont montré que la coopération améliore la probabilité d'erreur et la couverture. Les premiers protocoles pratiques de relayage sont introduits par Laneman et al. dans [Laneman *et al.*, 2004]. Dans ce travail, les auteurs identifient les différentes classes de protocoles coopératifs comme les protocoles fixes, dans lesquels le relais retransmet toujours le signal reçu, les protocoles sélectifs, dans lesquels le relais ne retransmet que s'il a correctement décodé le signal et les protocoles incrémentaux, dans lesquels le relais ne retransmet que si la transmission directe de la source vers la destination a échoué. Ces protocoles se basent sur différents traitements ou "techniques de relayage" au niveau du nœud relais. Dans ce qui suit, nous donnons un aperçu sur les techniques de relayage les plus utilisées.

1.2.2 Techniques de relayage

Dans cette thèse, nous nous intéressons aux deux techniques de relayage les plus utilisées, à savoir Amplify-and-Forward (AF) [Laneman *et al.*, 2004; Yang, Belfiore,

2006] et Decode-and-Forward (DF) [Yu, Li, 2005]. Nous les présentons dans ce qui suit.

1.2.2.1 Amplify-and-Forward (AF)

Dans cette technique, le relais amplifie le signal reçu et transmet le signal amplifié à la destination. L'avantage de cette technique est sa simplicité d'implémentation puisqu'aucune opération de décodage ou de traitement de signal n'est requise au niveau du relais. Par contre, l'inconvénient est que la version relayée du signal est corrompue par le bruit amplifié. Ceci pourrait dégrader la capacité de détection au niveau de la destination.

1.2.2.2 Decode-and-Forward (DF)

Dans cette technique, le nœud relais décode le signal de la source et détermine la séquence binaire transmise. Cette séquence est ensuite modulée, réencodée et transmise à la destination. Dans ce cas, contrairement à la technique AF, le bruit n'est pas amplifié et une nouvelle version du signal est transmise. Clairement, si le relais échoue dans le décodage du signal reçu, il transmettra une version erronée qui peut perturber l'opération de décodage au niveau de la destination. Ce phénomène est appelé propagation d'erreurs [SAID, 2014].

Dans ce qui suit, nous considérons un système coopératif avec deux nœuds sources et un nœud relais. Nous distinguons différents cas selon que les sources et le relais transmettent simultanément ou pas. Nous utilisons la technique AF dans le cas où le relais a un seul paquet à transmettre. Dans le cas où il a deux paquets à transmettre, nous utilisons le codage réseau analogique [Katti *et al.*, 2007]. Nous considérons différents détecteurs possibles au niveau de la destination et comparons les performances obtenues dans les différents cas en termes de taux d'erreur paquet.

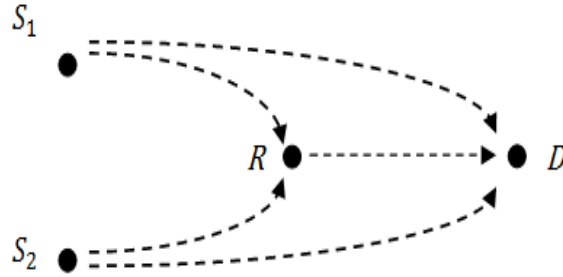


FIGURE 1.1 – Système coopératif avec 2 nœuds sources et un seul nœud relais.

1.3 Schéma coopératif avec un seul nœud relais

Dans cette section, nous nous intéressons à un système coopératif composé de deux nœuds sources S_1 et S_2 , d'un seul nœud relais R et d'un seul nœud destination D tel qu'illustré par la figure 1.1. Nous considérons trois cas selon le nombre d'étapes requis pour transmettre les deux paquets des deux sources.

1.3.1 Transmission en 4 étapes

Dans le cas de la transmission en 4 étapes, le nœud source S_1 transmet son paquet à la destination durant le slot de temps $t = 1$. Ensuite, le nœud source S_2 transmet son paquet à la destination durant le slot de temps $t = 2$. Le nœud relais, reçoit les transmissions des sources vu que les canaux sans fil sont des canaux de diffusion. Durant le slot de temps $t \in \{1, 2\}$, les signaux reçus par les nœuds R et D sont respectivement donnés par

$$\mathbf{y}_{S_i R} = \sqrt{E_{S_i}} h_{S_i R} \mathbf{x}_{S_i} + \mathbf{n}_{S_i R}, \quad (1.1)$$

$$\mathbf{y}_{S_i D} = \sqrt{E_{S_i}} h_{S_i D} \mathbf{x}_{S_i} + \mathbf{n}_{S_i D}, \quad (1.2)$$

où E_{S_i} est l'énergie émise par symbole de la source S_i , $i \in \{1, 2\}$, h_{XY} est le canal reliant un nœud émetteur $X \in \{S_1, S_2\}$ et un nœud récepteur $Y \in \{R, D\}$ qu'on suppose constant durant un slot, $\mathbf{x}_{S_i} = (x_{S_i 1}, \dots, x_{S_i N})$ est le paquet de données de taille N symboles transmis par la source S_i , $\mathbf{n}_{S_i Y}$ avec $Y \in \{R, D\}$ désigne un vecteur

de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 = N_0$. Nous omettons l'indice du slot t par soucis de clarté.

Le relais retransmet le signal de la source S_1 durant le slot de temps $t = 3$ et le signal de la source S_2 durant le slot de temps $t = 4$ à la destination. Durant les slots de temps $t \in \{3, 4\}$, les signaux reçus par la destination sont respectivement donnés par

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{RD}^{S_1} &= f_{S_1} \sqrt{E_R} h_{RD}^{S_1} \mathbf{y}_{S_1R} + \mathbf{n}_{RD}^{S_1}, \\ \mathbf{y}_{RD}^{S_2} &= f_{S_2} \sqrt{E_R} h_{RD}^{S_2} \mathbf{y}_{S_2R} + \mathbf{n}_{RD}^{S_2},\end{aligned}\quad (1.3)$$

où E_R est l'énergie émise par symbole du nœud relais, $h_{RD}^{S_1}$ et $h_{RD}^{S_2}$ sont les canaux reliant le relais et la destination durant les slots $t = 3$ et $t = 4$ respectivement, $\mathbf{n}_{RD}^{S_i}, i \in \{1, 2\}$ désigne un vecteur de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 = N_0$ et $f_{S_i}, i \in \{1, 2\}$ est le facteur d'amplification donné par

$$f_{S_i} = \frac{1}{\sqrt{E_{S_i} |h_{S_iR}|^2 + N_0}}. \quad (1.4)$$

1.3.2 Transmission en 3 étapes

Dans ce deuxième cas, le nœud source S_1 transmet son paquet à la destination durant le slot de temps $t = 1$ et le nœud source S_2 transmet son paquet à la destination durant le slot de temps $t = 2$. Les signaux reçus par les nœuds R et D sont respectivement donnés par les équations (1.1) et (1.2). Le relais retransmet la combinaison des deux signaux selon la technique du codage réseau analogique (Analog Network Coding : ANC) [Katti *et al.*, 2007] durant le slot de temps $t = 3$ à la destination. Le signal reçu par D à $t = 3$ est donné par

$$\mathbf{y}_{RD}^S = g \sqrt{E_R} h_{RD}^S [\mathbf{y}_{S_1R} + \mathbf{y}_{S_2R}] + \mathbf{n}_{RD}^S, \quad (1.5)$$

où h_{RD}^S est le canal reliant le relais et la destination, \mathbf{n}_{RD}^S désigne un vecteur de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 = N_0$, g est le facteur d'amplification donné par

$$g = \frac{1}{\sqrt{E_{S_1} |h_{S_1R}|^2 + E_{S_2} |h_{S_2R}|^2 + 2N_0}} \quad (1.6)$$

et S désigne les deux sources $\{S_1, S_2\}$.

1.3.3 Transmission en 2 étapes

Dans ce cas, les deux nœuds sources transmettent leurs paquets simultanément durant le slot de temps $t = 1$. Les signaux reçus par les nœuds R et D à $t = 1$ sont donnés respectivement par

$$\mathbf{y}_{SR} = \sqrt{E_{S_1}}h_{S_1R}\mathbf{x}_{S_1} + \sqrt{E_{S_2}}h_{S_2R}\mathbf{x}_{S_2} + \mathbf{n}_{SR}, \quad (1.7)$$

$$\mathbf{y}_{SD} = \sqrt{E_{S_1}}h_{S_1D}\mathbf{x}_{S_1} + \sqrt{E_{S_2}}h_{S_2D}\mathbf{x}_{S_2} + \mathbf{n}_{SD}, \quad (1.8)$$

où \mathbf{n}_{SR} et \mathbf{n}_{SD} sont des vecteurs de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 = N_0$.

Le relais amplifie et retransmet le signal reçu durant le slot de temps $t = 2$ à la destination. Le signal reçu par D à $t = 2$ est donné par

$$\mathbf{y}_{RD} = k\sqrt{E_R}h_{RD}\mathbf{y}_{SR} + \mathbf{n}_{RD}, \quad (1.9)$$

où h_{RD} est le canal reliant le relais et la destination et k est le facteur d'amplification donné par

$$k = \frac{1}{\sqrt{E_{S_1}|h_{S_1R}|^2 + E_{S_2}|h_{S_2R}|^2 + N_0}}. \quad (1.10)$$

1.3.4 Système MIMO équivalent

En considérant les équations des signaux reçus au niveau à la destination, nous montrons facilement que le système coopératif est équivalent à un système MIMO dans les trois cas de transmission. L'équation du système MIMO équivalent est donnée par

$$\mathbf{Y}_e = \mathbf{H}_e\mathbf{X} + \mathbf{N}_e, \quad (1.11)$$

où $e \in \{4, 3, 2\}$ désigne le nombre d'étapes de chaque cas de transmission, \mathbf{X} est la matrice $2 \times N$ regroupant les séquences de symboles donnée par $\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{S_1} \\ \mathbf{x}_{S_2} \end{pmatrix}$. Pour $e = 4$,

$$\mathbf{Y}_4 = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{S_1D} \\ \mathbf{y}_{S_2D} \\ \mathbf{y}_{RD}^{S_1} \\ \mathbf{y}_{RD}^{S_2} \end{pmatrix}, \mathbf{H}_4 = \begin{pmatrix} \sqrt{E_{S_1}}h_{S_1D} & 0 \\ 0 & \sqrt{E_{S_2}}h_{S_2D} \\ f_{S_1}\sqrt{E_{S_1}E_R}h_{RD}^{S_1}h_{S_1R} & 0 \\ 0 & f_{S_2}\sqrt{E_{S_2}E_R}h_{RD}^{S_2}h_{S_2R} \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{N}_4 = \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{S_1D} \\ \mathbf{n}_{S_2D} \\ f_{S_1}\sqrt{E_R}h_{RD}^{S_1}\mathbf{n}_{S_1R} + \mathbf{n}_{RD} \\ f_{S_2}\sqrt{E_R}h_{RD}^{S_2}\mathbf{n}_{S_2R} + \mathbf{n}_{RD} \end{pmatrix}.$$

Pour $e = 3$,

$$\mathbf{Y}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{S_1D} \\ \mathbf{y}_{S_2D} \\ \mathbf{y}_{RD}^S \end{pmatrix}, \mathbf{H}_3 = \begin{pmatrix} \sqrt{E_{S_1}}h_{S_1D} & 0 \\ 0 & \sqrt{E_{S_2}}h_{S_2D} \\ g\sqrt{E_{S_1}E_R}h_{RD}^S h_{S_1R} & g\sqrt{E_{S_2}E_R}h_{RD}^S h_{S_2R} \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{N}_3 = \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{S_1D} \\ \mathbf{n}_{S_2D} \\ g\sqrt{E_R}h_{RD}^S(\mathbf{n}_{S_1R} + \mathbf{n}_{S_2R}) + \mathbf{n}_{RD}^S \end{pmatrix}.$$

Pour $e = 2$,

$$\mathbf{Y}_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{SD} \\ \mathbf{y}_{RD} \end{pmatrix}, \mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} \sqrt{E_{S_1}}h_{S_1D} & \sqrt{E_{S_2}}h_{S_2D} \\ k\sqrt{E_{S_1}E_R}h_{RD}h_{S_1R} & k\sqrt{E_{S_2}E_R}h_{RD}h_{S_2R} \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{N}_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{SD} \\ k\sqrt{E_R}h_{RD}(\mathbf{n}_{S_1R} + \mathbf{n}_{S_2R}) \end{pmatrix}.$$

Ayant reçu plusieurs copies du même signal, la destination tire profit de cette diversité pour estimer les paquets des sources. Elle peut utiliser les techniques de détection qui ont été proposées pour les systèmes MIMO.

Dans le cas d'une transmission à 4 étapes, les paquets des sources sont reçus séparément par la destination. Ainsi, la destination détecte séparément les paquets de données de chaque source en utilisant la technique de combinaison Maximal Ratio Combining (MRC). Le Rapport Signal à Bruit (RSB) résultant $\Gamma_{MRC}^{S_i}$, $i \in \{1, 2\}$ relatif à la source S_i est la somme du RSB instantané du lien direct (source-destination) Γ_{S_iD} et du RSB du lien coopératif (source-relais-destination) Γ_{S_iRD} avec Γ_{S_iD} est donné par

$$\Gamma_{S_iD} = \frac{E_{S_i}|h_{S_iD}|^2}{N_0} \quad (1.12)$$

et Γ_{S_iRD} est donné par

$$\Gamma_{S_iRD} = \frac{f_{S_i}^2 E_R E_{S_i} |h_{RD}^{S_i}|^2 |h_{S_iR}|^2}{N_0 (f_{S_i}^2 E_R |h_{RD}^{S_i}|^2 + 1)}. \quad (1.13)$$

La séquence estimée de chaque source $\tilde{\mathbf{x}}_{S_i}, i \in \{1, 2\}$ est exprimée ainsi par

$$\tilde{\mathbf{x}}_{S_i} = \frac{\sqrt{E_{S_i}} (h_{S_i D})^*}{N_0} \mathbf{y}_{S_i D} + \frac{f_{S_i} \sqrt{E_R E_{S_i}} (h_{RD}^{S_i} h_{S_i R})^*}{N_0 (f_{S_i}^2 E_R |h_{RD}^{S_i}|^2 + 1)} \mathbf{y}_{RD}^{S_i}, \quad (1.14)$$

où $(.)^*$ désigne la conjugaison complexe.

Dans les cas des transmissions à 3 et à 2 étapes, la destination reçoit une combinaison des paquets des deux sources. Ainsi, elle détecte les paquets des deux sources conjointement en utilisant une des techniques de détection MIMO. La technique optimale est celle du maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood). Pour minimiser la complexité de calcul, la destination peut utiliser des techniques sous-optimales comme les techniques utilisant les critères de minimisation de l'erreur quadratique moyenne EQMM (MMSE : Minimum Mean Square Error), et de Forçage à zéro (ZF : Zero Forcing). Les matrices de symboles estimées dans ces deux cas sont données respectivement par

$$\tilde{\mathbf{X}}_{EQMM} = (\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e + \sigma_n^2 \mathbf{I}_2)^{-1} \mathbf{H}_e^H \mathbf{Y}_e, \quad (1.15)$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_{ZF} = (\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e)^{-1} \mathbf{H}_e^H \mathbf{Y}_e, \quad (1.16)$$

où $e \in \{3, 2\}$, $(.)^H$ est la transposée conjuguée et \mathbf{I}_2 est la matrice identité de dimensions 2×2 .

1.3.5 Comparaison des performances

Dans cette section, nous comparons les performances des différents cas de transmission et des différentes techniques de détection. Nous supposons que les paquets de données sont composés de 100 bits d'information modulés avec la modulation binaire à déplacement de phase (BPSK : Binary Phase Shift Keying). Les canaux sont supposés de Rayleigh par bloc. Les énergies des sources $E_{S_i}, i \in \{1, 2\}$ et l'énergie du relais E_R sont égales à 1.

La figure 1.2 compare les performances en termes de taux d'erreur paquet (TEP) pour les différents cas de transmission : transmission en 4 étapes, en 3 étapes et en 2 étapes en fonction du E_b/N_0 où E_b est l'énergie émise par bit. La destination utilise le détecteur MRC dans le cas d'une transmission en 4 étapes et le détecteur basé

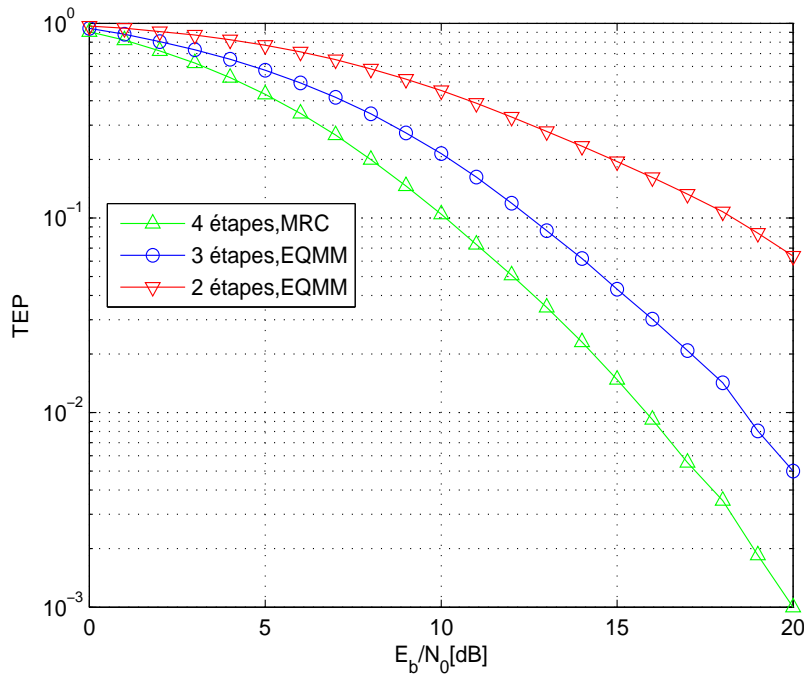


FIGURE 1.2 – Taux d’erreur paquet des différents cas de transmission en utilisant le détecteur MRC pour la transmission en 4 étapes et le détecteur basé sur le critère EQMM pour les transmissions en 3 et 2 étapes.

sur le critère EQMM dans les cas des transmissions en 3 et 2 étapes pour détecter les paquets des sources. Clairement, les performances obtenues pour la transmission en 4 étapes sont meilleures que celles obtenues pour la transmission en 3 étapes qui sont elles aussi meilleures que celles obtenues pour la transmission en 2 étapes. Cependant, l’amélioration des performances est obtenue au prix d’une perte en termes de débit.

Dans cette thèse, dans le chapitre 2, nous allons considérer un système de transmission en 3 étapes vu qu’il présente un bon compromis entre le taux d’erreur obtenu après détection et le débit.

Dans ce qui suit, nous considérons le cas plus général avec plusieurs sources et plusieurs relais.

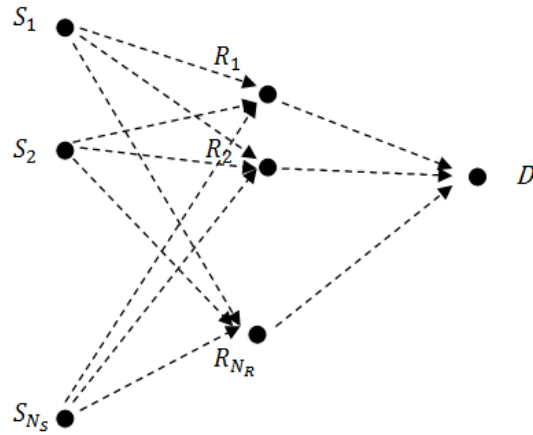


FIGURE 1.3 – Système coopératif avec plusieurs nœuds sources et plusieurs nœuds relais.

1.4 Schéma coopératif avec plusieurs nœuds sources et relais

Dans cette section, nous considérons le cas d'un système coopératif où N_R nœuds relais peuvent coopérer avec N_S nœuds sources tel qu'illustré par la figure 1.3. Ainsi, chaque lien l comporte deux sauts et est composé d'une source, d'un relais et d'une destination (S_i, R_j, D) , $i \in [1, N_S]$, $j \in [1, N_R]$. Ici, plusieurs cas de transmission sont possibles. En effet, les nœuds sources peuvent transmettre leurs paquets en même temps comme ils peuvent transmettre durant des slots de temps successifs. Les nœuds relais peuvent retransmettre les paquets des sources séparément durant des slots de temps successifs ou ils peuvent les combiner avant de les envoyer.

Dans ce qui suit, nous comparons à titre d'exemple les performances de différents cas de transmission pour un schéma coopératif constitué de 3 nœuds sources et 2 nœuds relais :

- Cas 1 : Les sources transmettent leurs paquets dans des slots de temps successifs et les relais transmettent les signaux des sources séparément dans des slots successifs. La destination utilise le détecteur MRC (courbe verte).
- Cas 2 : Les sources transmettent leurs paquets dans des slots de temps suc-

cessifs. Les relais transmettent la combinaison des 3 signaux des sources dans des slots successifs en utilisant la technique du codage réseau analogique. Le système est équivalent à un système MIMO avec 3 antennes émettrices et 5 antennes réceptrices. La destination utilise le détecteur basé sur le critère EQMM (courbe bleue).

- Cas 3 : Les 3 sources transmettent leurs paquets simultanément et les relais transmettent successivement la combinaison des 3 paquets à la destination. La destination utilise le détecteur basé sur le critère EQMM (courbe rouge).

Nous supposons que les paquets de données sont composés de 100 bits d'information modulés avec la modulation BPSK. Les canaux sont supposés de Rayleigh par bloc. Les énergies des sources $E_{S_i}, i \in \{1, 2, 3\}$ et des relais $E_{R_j}, j \in \{1, 2\}$ sont égales à 1. La figure 1.4 présente les performances en termes de taux d'erreur paquet (TEP) pour les différents cas de transmission en fonction de E_b/N_0 . Nous remarquons que les meilleures performances en termes de TEP sont obtenues quand les paquets sont reçus séparément par la destination. Les performances se dégradent quand les relais combinent les paquets et se dégradent encore plus quand de plus les sources transmettent simultanément.

Afin d'améliorer la fiabilité des transmissions, les communications coopératives peuvent être utilisées conjointement avec la technique ARQ (Automatic Repeat reQuest). Dans ce qui suit, nous présentons les systèmes ARQ coopératifs que nous utiliserons dans le chapitre 2.

1.5 Systèmes ARQ coopératifs (C-ARQ : Cooperative-ARQ)

Le protocole Automatic Repeat reQuest (ARQ) est largement utilisé dans les systèmes de communication sans fil conventionnels pour améliorer la qualité de la transmission. Dans ce protocole, au niveau de l'émetteur, la séquence à émettre est codée par un code détecteur d'erreurs. Au niveau du récepteur, s'il n'y a pas de détection

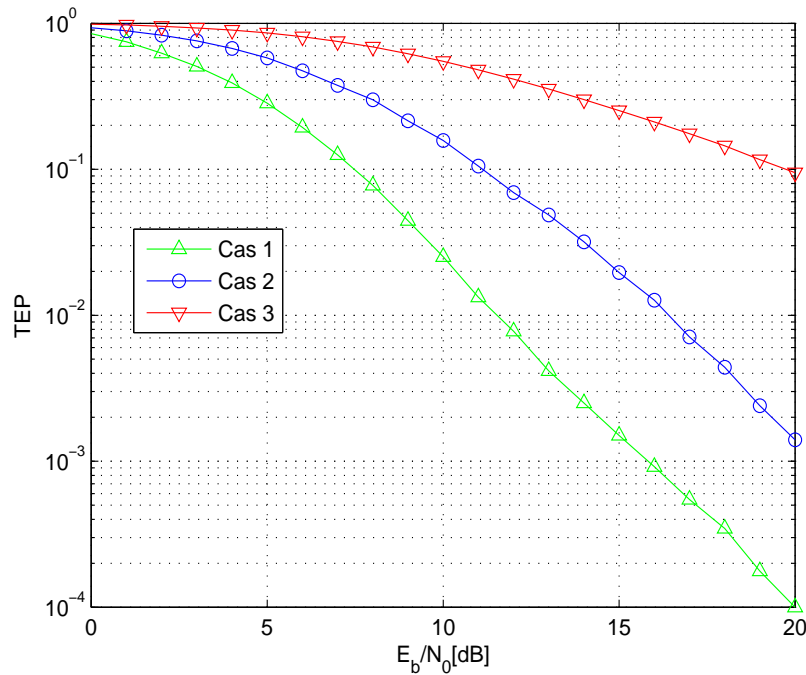


FIGURE 1.4 – Taux d’erreur paquet des différents cas de transmission pour un schéma de 3 sources et 2 relais.

d’erreurs, le paquet est accepté et un accusé de réception positif (ACK : ACKnowledgment) est envoyé à l’émetteur. Sinon, un accusé de réception négatif (NACK : Negative ACKnowledgment) est envoyé pour signaler la nécessité d’une retransmission. Dans le cas où un NACK est envoyé, l’émetteur retransmet le signal jusqu’à avoir une détection sans erreurs au niveau du récepteur. Les protocoles ARQ peuvent être tronqués, c’est à dire, le nombre de retransmissions est limité. Dans ce cas, la retransmission d’un paquet est faite par l’émetteur jusqu’à la bonne réception du paquet ou l’atteinte du nombre maximal de retransmissions.

L’utilisation des protocoles ARQ a été récemment introduite dans les systèmes coopératifs par [Zimmermann *et al.*, 2004]. Dans ces nouveaux systèmes, appelés ainsi ARQ coopératifs (C-ARQ : Cooperative-ARQ), les nœuds relais retransmettent le signal de la source dans le cas où la destination détecte des erreurs dans le signal transmis via le lien direct. La combinaison des deux concepts, communications coopératives et ARQ, améliore divers critères de performance tels que le débit [Stanojev

et al., 2006; Yu *et al.*, 2007], le délai [Boujemâa, 2009] et l'efficacité énergétique [Lee *et al.*, 2010a; Stanojev *et al.*, 2009].

Dans le chapitre 2, nous proposons d'optimiser l'énergie du relais dans un système ARQ coopératif.

Dans les systèmes de communications actuels ainsi que futurs, le nombre de sources et de relais par cellule est très important. L'utilisation de la signalisation classique pour identifier les nœuds conduit à des délais de transmission et au gaspillage de l'énergie et des ressources radio. Dans ce qui suit, nous présentons la problématique de l'identification des nœuds dans les systèmes coopératifs.

1.6 Identification des nœuds

Dans un système coopératif, un nœud destination doit identifier le nœud source et le (ou les) nœuds relais émetteurs d'un paquet reçu. Dans les systèmes sans fil, les nœuds sont identifiés par des adresses préalablement connues. Ces adresses sont intégrées sous forme de bits d'identification (bits de signalisation) dans les séquences de données. Les nœuds récepteurs déterminent les identités des nœuds émetteurs après la détection des signaux reçus.

Avec l'augmentation du nombre de sources et de relais dans le système coopératif, le problème de l'identification devient plus complexe. Le transfert des messages de signalisation crée ainsi une charge lourde de trafic causant un gaspillage des énergies des nœuds, des ressources radio et une diminution du débit [Sasanus *et al.*, 2008; Schwartz *et al.*, 2013]. Les nouvelles générations des technologies mobiles comme la technologie Long Term Evolution-Advanced (LTE-A) sont très exigeantes en termes de ressources et de latence [ITU-R-M.2134, 2008]. Récemment, la signalisation implicite a été proposée afin d'éviter l'échange explicite des messages de signalisation. Cette solution consiste à inclure les informations de signalisation dans les séquences de données qui seront transmises. Quelques études ont utilisé la signalisation implicite dans le contexte de l'estimation du canal [Zhou *et al.*, 2007] et de la réduction de PAPR (Peak to Average Power Ratio) dans les systèmes OFDM (Orthogonal

Frequency Division Multiplexing) [He *et al.*, 2011; Sghaier *et al.*, 2014].

Dans cette thèse, nous proposons, dans le chapitre 3, une technique d'identification basée sur la signalisation implicite permettant à la destination d'identifier les nœuds sources et relais de manière fiable.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons brièvement présenté le principe des systèmes sans fil coopératifs ainsi que les techniques de relayage que peuvent utiliser les nœuds relais. Nous avons présenté les différents cas de transmission pour un schéma coopératif avec deux nœuds sources, un nœud relais et un nœud destination et nous avons comparé leurs performances. Nous avons étudié ensuite le cas plus général avec plusieurs sources et plusieurs relais. Nous avons présenté par la suite le principe des systèmes ARQ coopératifs. Nous avons fini par présenter la problématique de l'identification des nœuds dans les systèmes coopératifs.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier le problème de l'optimisation de l'énergie dans un système ARQ coopératif constitué d'un nœud relais et de deux nœuds sources communiquant avec un nœud destination.

Chapitre 2

Optimisation de l'énergie du relais dans un système ARQ coopératif (C-ARQ : Cooperative ARQ)

Sommaire

2.1	Introduction	24
2.2	Modèle du système coopératif étudié	25
2.3	Optimisation de l'énergie du relais	31
2.3.1	Problème d'optimisation	31
2.3.2	Analyse du débit et de l'énergie moyenne du relais	32
2.3.3	Expressions semi-analytiques du débit et de l'énergie moyenne du relais	35
2.3.4	Méthode d'optimisation de l'énergie du relais	36
2.4	Résultats des simulations	37
2.5	Conclusion	41

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous considérons un système ARQ coopératif (C-ARQ : Cooperative ARQ) formé de deux nœuds sources et un nœud relais qui retransmettent les paquets mal détectés au nœud destination. Nous proposons d'étudier le problème de l'optimisation de l'énergie du relais dans ce système. Dans la littérature, le problème d'efficacité énergétique a été étudié dans un système sans fil utilisant le protocole ARQ conventionnel, comme dans [Kaddour *et al.*, 2010], et dans les systèmes coopératifs [Zhou *et al.*, 2008] mais pas dans les systèmes C-ARQ. Dans [Lee *et al.*, 2010b], les auteurs ont optimisé l'énergie moyenne d'un nœud source dans un système C-ARQ en supposant que le relais retransmet les paquets en utilisant la même énergie. Nous proposons dans cette thèse d'optimiser l'énergie utilisée par le relais dans un système C-ARQ.

Dans ce chapitre, nous supposons que les sources transmettent successivement leurs paquets et que le relais retransmet un paquet dans le cas où un seul paquet d'une seule source est mal détecté à la destination ou la combinaison des deux paquets des deux sources dans le cas où les deux paquets sont mal détectés en utilisant le principe du codage réseau analogique (ANC : Analog Network Coding) [Katti *et al.*, 2007]. Ainsi, nous proposons que la destination utilise différentes techniques de détection pour ces différents cas. Notre objectif est d'optimiser l'énergie du relais durant les retransmissions et selon le nombre de paquets qu'il retransmet dans le but de maximiser les performances du système en termes de débit sous contrainte d'énergie maximale du relais. Pour cela, nous dérivons des bornes semi-analytiques du débit et de l'énergie moyenne du relais et nous adoptons la méthode de recherche dichotomique pour calculer les énergies optimales du relais.

Nous commençons ce chapitre par présenter le modèle du système étudié. Nous présentons ensuite le problème d'optimisation de l'énergie du relais considéré. Nous présentons une analyse du débit et de l'énergie moyenne du relais où nous dérivons leurs expressions semi-analytiques et nous détaillons la méthode de calcul des énergies du

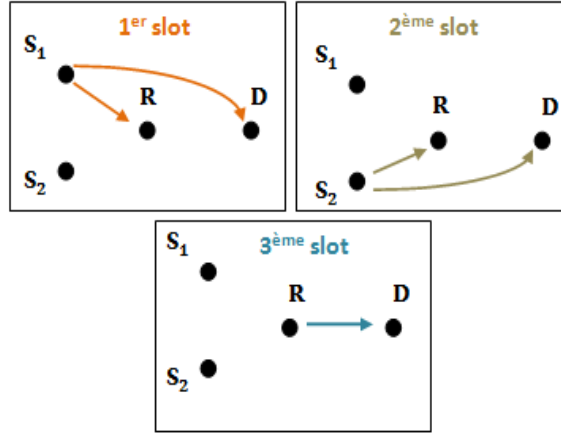


FIGURE 2.1 – Système considéré en cas de détection d’erreurs.

relais. A la fin de ce chapitre, nous présentons les résultats des simulations.

2.2 Modèle du système coopératif étudié

Nous considérons un système sans fil coopératif constitué de deux nœuds sources $\{S_1, S_2\}$ communiquant directement et à travers un nœud relais R avec un seul nœud destination D . Nous utilisons la modulation à déplacement de phase (BPSK : Binary Phase Shift Keying). Nous supposons que les nœuds sont reliés par des canaux de Rayleigh par bloc. Ainsi, les canaux sont constants sur chaque bloc, comprenant N symboles, et varient indépendamment d’un bloc à un autre. Le canal reliant un nœud émetteur $X \in \{S_1, S_2, R\}$ et un nœud récepteur $Y \in \{R, D\}$ est noté par $h_{XY}^{(t_X)}$. Nous considérons le modèle d’affaiblissement de propagation donné par

$$E(|h_{XY}^{(t_X)}|^2) = \left(\frac{d_{XY}^{(t_X)}}{d_0} \right)^{-\alpha}, \quad (2.1)$$

où $E(\cdot)$ désigne l’espérance mathématique, d_0 est une distance de référence, $d_{XY}^{(t_X)}$ est la distance entre X et Y et α est le paramètre d’affaiblissement.

Nous supposons que tous les nœuds ont une connaissance parfaite des canaux.

Le modèle du système considéré est illustré par la figure 2.1. Dans le premier slot de temps, le nœud source S_1 transmet son paquet de données au nœud destination D . Dans le deuxième slot de temps, le nœud source S_2 transmet son paquet de données

au nœud D . Durant ces deux slots, le nœud relais R reçoit les transmissions des sources vu la nature de diffusion des canaux sans fil.

Nous adoptons une communication selon le protocole ARQ coopératif tronqué décrit dans la section 1.5. La détection des erreurs au niveau de la destination est basée sur la vérification de redondance cyclique (CRC : Cyclic Redundancy Check). Le nœud destination détecte les paquets des sources en utilisant les signaux reçus. Les techniques de détection utilisées seront détaillées ultérieurement. La destination transmet ensuite un acquittement positif (ACK : ACKnowledgement) en cas d'une détection réussie, ou négatif (NACK : Negative ACKnowledgement), en cas d'une détection avec erreurs, aux nœuds sources et relais sur un canal de retour (feedback). En cas d'une détection avec erreur, les nœuds sources et le nœud relais retransmettent les paquets jusqu'à avoir une détection sans erreurs à la destination ou atteindre un nombre maximal M de retransmissions (faites par les sources et le relais). Pour chaque nœud émetteur $X \in \{S_1, S_2, R\}$, nous utilisons l'exposant $t_X \in [1, p_X]$ pour désigner le numéro de la transmission par ce nœud et p_X pour désigner le nombre de retransmissions faites par ce nœud au total.

Dans le slot de temps $i \in \{1, 2\}$, les signaux reçus par les nœuds R et D sont respectivement donnés par

$$\mathbf{y}_{S_i R}^{(1)} = \sqrt{E_S} h_{S_i R}^{(1)} \mathbf{x}_{S_i} + \mathbf{n}_{S_i R}^{(1)}, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{y}_{S_i D}^{(1)} = \sqrt{E_S} h_{S_i D}^{(1)} \mathbf{x}_{S_i} + \mathbf{n}_{S_i D}^{(1)}, \quad (2.3)$$

où E_S est l'énergie émise par symbole pour chaque source, $\mathbf{x}_{S_i} = (x_{S_i 1}, \dots, x_{S_i N})$ est le paquet transmis par la source S_i de taille N symboles, $\mathbf{n}_{S_i Y}^{(1)}$ avec $Y \in \{R, D\}$ désigne le vecteur de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 = N_0$. Nous supposons ici que les deux nœuds sources émettent à la même énergie E_S vu que notre but est d'optimiser l'énergie du relais.

Nous considérons trois cas possibles.

- **1^{er} cas : Les deux paquets sont correctement détectés**

Dans le cas où D détecte correctement les deux paquets transmis de S_1 et S_2 , le relais R reste silencieux. Le Rapport Signal à Bruit (RSB) de chaque

transmission directe reçue par la destination est noté par $\Gamma_{S_i D}^{(1)}$, $i \in \{1, 2\}$ et il est donné par

$$\Gamma_{S_i D}^{(1)} = \frac{E_S |h_{S_i D}^{(1)}|^2}{N_0}. \quad (2.4)$$

Dans les deux slots suivants, les nœuds sources transmettent deux nouveaux paquets.

• **2^{ème} cas : Un seul paquet est correctement détecté**

Dans le cas où D détecte correctement l'un des deux paquets transmis par S_1 et S_2 , le relais R amplifie et transmet uniquement le paquet mal détecté d'indice i où $i \in \{1, 2\}$. Le signal reçu par D est donné par

$$\mathbf{y}_{RD}^{(1)} = f_{S_i}^{(1)} \sqrt{E_{R_1}^{(1)}} h_{RD}^{(1)} \mathbf{y}_{S_i R}^{(1)} + \mathbf{n}_{RD}^{(1)}, \quad (2.5)$$

où $E_{R_1}^{(1)}$ est l'énergie utilisée par le nœud relais pour retransmettre un seul paquet de données et $f_{S_i}^{(1)}$ est le facteur d'amplification donné par

$$f_{S_i}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{E_S |h_{S_i R}^{(1)}|^2 + N_0}}. \quad (2.6)$$

Nous proposons d'utiliser au niveau de la destination D le détecteur Maximal Ratio Combining (MRC). Le vecteur estimé à sa sortie est donné par

$$\tilde{\mathbf{x}}_{S_i} = \frac{\sqrt{E_S} (h_{S_i D}^{(1)})^*}{N_0} \mathbf{y}_{S_i D}^{(1)} + \frac{f_{S_i}^{(1)} \sqrt{E_{R_1}^{(1)}} E_S (h_{RD}^{(1)} h_{S_i R}^{(1)})^*}{N_0 (f_{S_i}^{(1)2} E_{R_1}^{(1)} |h_{RD}^{(1)}|^2 + 1)} \mathbf{y}_{RD}^{(1)}, \quad (2.7)$$

où $(.)^*$ désigne la conjugaison complexe.

Le RSB résultant à la sortie du MRC est la somme des RSBs individuels instantanés des transmissions de la source et du relais et il est donné par

$$\Gamma_{MRC}^{(1)} = \Gamma_{S_i D}^{(1)} + \Gamma_{S_i RD}^{(1)}, \quad (2.8)$$

où $\Gamma_{S_i D}^{(1)}$ est donné par l'équation (2.4) et

$$\Gamma_{S_i RD}^{(1)} = \frac{f_{S_i}^{(1)2} E_{R_1}^{(1)} E_S |h_{RD}^{(1)}|^2 |h_{S_i R}^{(1)}|^2}{N_0 (f_{S_i}^{(1)2} E_{R_1}^{(1)} |h_{RD}^{(1)}|^2 + 1)}. \quad (2.9)$$

Si D échoue une autre fois dans la détection du paquet, la source S_i retransmet le paquet et le MRC est appliqué aux trois signaux reçus $\mathbf{y}_{S_i D}^{(1)}$, $\mathbf{y}_{RD}^{(1)}$ et $\mathbf{y}_{S_i D}^{(2)}$. Si D échoue une autre fois dans la détection du paquet, R amplifie et retransmet le paquet reçu de S_i . Ce processus de retransmissions alternatives faites par la source S_i et le relais continue jusqu'à avoir une détection sans erreurs à la destination ou atteindre le nombre maximal de retransmissions. Après chaque retransmission (faite par la source ou par le relais), le MRC est appliqué à tous les signaux reçus auparavant. Après p_{S_i} retransmissions faites par la source S_i et p_R retransmissions faites par le relais, le vecteur estimé est donné par

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{S_i} = & \sum_{t_{S_i}=1}^{p_{S_i}} \frac{\sqrt{E_S} \left(h_{S_i D}^{(t_{S_i})} \right)^*}{N_0} \mathbf{y}_{S_i D}^{(t_{S_i})} \\ & + \sum_{t_R=1}^{p_R} \frac{f_{S_i}^{(t_R)} \sqrt{E_{R_1} E_S} \left(h_{RD}^{(t_R)} h_{S_i R}^{(t_R)} \right)^*}{N_0 (f_{S_i}^{(t_R)^2} E_{R_1} |h_{RD}^{(t_R)}|^2 + 1)} \mathbf{y}_{RD}^{(t_R)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

et le RSB résultant à la sortie du MRC est donné par

$$\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_R} = \sum_{t_{S_i}=1}^{p_{S_i}} \Gamma_{S_i D}^{(t_{S_i})} + \sum_{t_R=1}^{p_R} \Gamma_{S_i RD}^{(t_R)}, \quad (2.11)$$

où

$$\Gamma_{S_i D}^{(t_{S_i})} = \frac{E_S |h_{S_i D}^{(t_{S_i})}|^2}{N_0}, \quad (2.12)$$

$$\Gamma_{S_i RD}^{(t_R)} = \frac{f_{S_i}^{(t_R)^2} E_{R_1} E_S |h_{RD}^{(t_R)}|^2 |h_{S_i R}^{(t_R)}|^2}{N_0 (f_{S_i}^{(t_R)^2} E_{R_1} |h_{RD}^{(t_R)}|^2 + 1)} \quad (2.13)$$

et

$$f_{S_i}^{(t_R)} = \frac{1}{\sqrt{E_S |h_{S_i R}^{(t_R)}|^2 + N_0}}. \quad (2.14)$$

Notons que p_R est égal à p_{S_i} ou à $p_{S_i} - 1$.

- **3^{ème} cas : Les deux paquets sont mal détectés**

Dans le cas où D échoue dans la détection des deux paquets transmis, R amplifie

et transmet la combinaison des deux paquets qu'il a reçus en utilisant le principe du codage réseau analogique (ANC : Analog Network Coding) [Katti *et al.*, 2007]. Le signal reçu par D est donné par

$$\mathbf{y}_{RD}^{(1)} = g^{(1)} \sqrt{E_{R_2}^{(1)}} h_{RD}^{(1)} [\mathbf{y}_{S_1R}^{(1)} + \mathbf{y}_{S_2R}^{(1)}] + \mathbf{n}_{RD}^{(1)}, \quad (2.15)$$

où $E_{R_2}^{(1)}$ est l'énergie utilisée par le nœud relais pour retransmettre deux paquets de données et $g^{(1)}$ est le facteur d'amplification donné par

$$g^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{E_S (|h_{S_1R}^{(1)}|^2 + |h_{S_2R}^{(1)}|^2) + 2N_0}}. \quad (2.16)$$

Dans ce cas, les paquets sont reçus séparément (via les transmissions directes) et combinés (via la transmission du relais). Ainsi, nous considérons deux techniques de détection : la technique de détection MRC avec annulation d'interférence et la technique de détection selon le critère de l'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM) avec annulation d'interférence.

- **Détection MRC avec annulation d'interférence** : La destination D commence par calculer le Rapport Signal à Bruit plus Interférence (RSBI) calculé à la sortie du MRC pour chaque paquet en considérant l'autre paquet comme du bruit. Le RSBI du paquet i est donné par

$$\Lambda_{MRC}^{(1)} = \Gamma_{S_iD}^{(1)} + \Lambda_{S_iRD}^{(1)} \quad (2.17)$$

où $\Gamma_{S_iD}^{(1)}$ est donné par l'équation (2.4) et

$$\Lambda_{S_iRD}^{(1)} = \frac{g^{(1)2} E_{R_2}^{(1)} E_S |h_{RD}^{(1)}|^2 |h_{S_iR}^{(1)}|^2}{g^{(1)2} E_{R_2}^{(1)} |h_{RD}^{(1)}|^2 (E_S |h_{S_jR}^{(1)}|^2 + 2N_0) + N_0}. \quad (2.18)$$

La destination détecte le paquet $i \in \{1, 2\}$ qui a le plus grand RSBI, c'est à dire, celui qui a plus de chance d'être détecté correctement. Le vecteur estimé est donné par

$$\tilde{\mathbf{x}}_{S_i} = \frac{\sqrt{E_S} \left(h_{S_iD}^{(1)} \right)^*}{N_0} \mathbf{y}_{S_iD}^{(1)} + \frac{g^{(1)} \sqrt{E_{R_2}^{(1)} E_S} \left(h_{RD}^{(1)} h_{S_iR}^{(1)} \right)^*}{g^{(1)2} E_{R_2}^{(1)} |h_{RD}^{(1)}|^2 (E_S |h_{S_jR}^{(1)}|^2 + 2N_0) + N_0} \mathbf{y}_{RD}^{(1)}. \quad (2.19)$$

En cas d'une détection sans erreur, la contribution de ce paquet est éliminée du signal $\mathbf{y}_{RD}^{(1)}$ comme suit

$$\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(1)} = \mathbf{y}_{RD}^{(1)} - g^{(1)} \sqrt{E_{R_2}^{(1)} E_S} h_{RD}^{(1)} h_{S_i R}^{(1)} \tilde{\mathbf{x}}_{S_i}. \quad (2.20)$$

Ainsi, D continue la détection de l'autre paquet $j \in \{1, 2\}, j \neq i$ en appliquant le MRC sur $\mathbf{y}_{S_j D}^{(1)}$ et $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(1)}$. Si D échoue dans la détection de ce paquet, la source S_j le retransmet et le MRC est appliqué aux trois signaux reçus $\mathbf{y}_{S_j D}^{(1)}$, $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(1)}$ et $\mathbf{y}_{S_j D}^{(2)}$. Si D échoue encore, R retransmet le paquet alternativement avec la source jusqu'à avoir une détection sans erreurs ou atteindre le nombre maximal de retransmissions. Le détecteur MRC est appliqué à tous les signaux reçus. Dans le cas d'une détection avec erreurs du paquet $i \in \{1, 2\}$, les deux sources sont invitées à retransmettre de nouveau leurs paquets et le traitement est répété depuis le début avec les trois cas possibles.

– **Détection selon le critère EQMM avec annulation d'interférence :**

Le système décrit par les équations (2.3) et (2.15), est équivalent à un système multi-antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output). Pour détecter \mathbf{x}_{S_1} et \mathbf{x}_{S_2} , nous proposons d'utiliser la détection selon le critère EQMM. La matrice composée des séquences de symboles $\tilde{\mathbf{X}}_{EQMM} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_{S_1} \\ \tilde{\mathbf{x}}_{S_2} \end{pmatrix}$ estimée selon le critère EQMM est donnée par

$$\tilde{\mathbf{X}}_{EQMM} = (\mathbf{H}^{(1)H} \mathbf{H}^{(1)} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_2)^{-1} \mathbf{H}^{(1)H} \mathbf{Y}^{(1)}, \quad (2.21)$$

où $(\cdot)^H$ est la transposée conjuguée, $\mathbf{Y}^{(1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{S_1 D}^{(1)} \\ \mathbf{y}_{S_2 D}^{(1)} \\ \mathbf{y}_{RD}^{(1)} \end{pmatrix}$, \mathbf{I}_2 est la matrice identité de taille 2×2 et

$$\mathbf{H}^{(1)} = \begin{pmatrix} \sqrt{E_S} h_{S_1 D}^{(1)} & 0 \\ 0 & \sqrt{E_S} h_{S_2 D}^{(1)} \\ \sqrt{E_S E_{R_2}^{(1)} g^{(1)} h_{RD}^{(1)} h_{S_1 R}^{(1)}} & \sqrt{E_S E_{R_2}^{(1)} g^{(1)} h_{RD}^{(1)} h_{S_2 R}^{(1)}} \end{pmatrix}.$$

Si D détecte correctement un seul paquet $i \in \{1, 2\}$ d'une source S_i , la contribution du paquet correctement détecté est annulé du signal $\mathbf{y}_{RD}^{(1)}$ comme dans (2.20). L'autre source $S_j, i \in \{1, 2\}, j \neq i$ est invitée à retransmettre son paquet. Le signal reçu par D est noté par $\mathbf{y}_{S_j D}^{(2)}$. Le MRC est ensuite appliqué sur $\mathbf{y}_{S_j D}^{(1)}, \mathbf{y}_{S_j D}^{(2)}$ et $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(1)}$ pour détecter le paquet d'indice $j \in \{1, 2\}, j \neq i$. Si D échoue une autre fois dans la détection de ce paquet, R amplifie et retransmet le signal reçu contenant ce paquet et le processus des retransmissions alternativement faites par la source et le relais continue jusqu'à obtenir une détection sans erreurs ou atteindre le nombre maximal de retransmission.

Si D échoue dans la détection des deux paquets, les deux sources retransmettent leurs paquets et le détecteur selon le critère EQMM est appliqué à tous les signaux reçus pour la détection des deux paquets. Si D échoue dans la détection des deux paquets, le relais R retransmet la combinaison des deux paquets. Le nombre de lignes de la matrice MIMO équivalente $\mathbf{H}^{(p_R)}$ est égale ainsi à $p = p_{S_1} + p_{S_2} + p_R$.

Dans la section suivante, nous proposons d'optimiser l'énergie du relais selon le nombre de paquets qu'il a à retransmettre et selon le numéro de retransmission.

2.3 Optimisation de l'énergie du relais

2.3.1 Problème d'optimisation

Nous souhaitons optimiser l'énergie du nœud relais dépensée par symbole à chaque retransmission t_R dans le but de maximiser le débit du système (throughput) sous la

contrainte que l'énergie moyenne du relais $E_{R_{moy}}^{(t_R)}$ par symbole durant la retransmission t_R ne dépasse pas une valeur maximale $E_{R_{cible}}^{(t_R)}$. Nous notons par $E_{R_1}^{(t_R)}$ l'énergie du relais dans le cas où il retransmet un seul paquet et par $E_{R_2}^{(t_R)}$ l'énergie du relais dans le cas où il retransmet la combinaison des deux paquets à la retransmission t_R . Le problème s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
& \max_{E_{R_1}^{(t_R)}, E_{R_2}^{(t_R)}} && \text{Débit} \\
& \text{sous contrainte} && E_{R_{moy}}^{(t_R)} \leq E_{R_{cible}}^{(t_R)} \\
& \text{avec} && \sum_{t_R=1}^{p_R} E_{R_{cible}}^{(t_R)} = E_{R_{cible}}, \\
& \text{et} && \{E_{R_i}^{(t_R)}\} \leq E_{R_{max}}, i \in \{1, 2\}, \tag{2.22}
\end{aligned}$$

avec $E_{R_{max}}$ est l'énergie maximale allouée pour transmettre un ou deux paquets et

$$\text{Débit} = \frac{k}{k + n_p} \times \frac{1 - PRP}{T_{moy}}, \tag{2.23}$$

où k est le nombre de bits d'information par paquet, n_p est le nombre de bits de parité ajoutés, T_{moy} est le nombre moyen de transmissions et PRP est la probabilité de rejet d'un paquet après M retransmissions. Afin de résoudre ce problème, nous commençons dans ce qui suit par dériver les expressions semi-analytiques de $E_{R_{moy}}^{(t_R)}$, T_{moy} et PRP .

2.3.2 Analyse du débit et de l'énergie moyenne du relais

Nous spécifions tout d'abord les différentes probabilités utilisées dans notre analyse.

Nous notons par

- $P_{S_i D}$ la probabilité de l'évènement : le paquet reçu par D via le lien direct $S_i D$, $i \in \{1, 2\}$ est détecté avec erreurs à la première transmission de la source S_i .
- P_{1S} la probabilité de l'évènement : seulement le paquet reçu par D envoyé par le nœud source S_i , avec $i \in \{1, 2\}$, est détecté avec erreurs aux premières transmissions des sources.

- P_{2S} la probabilité de l'évènement : les deux paquets reçus par D envoyés par les deux nœuds sources sont détectés avec erreurs aux premières transmissions des sources.
- $P_{1S,1R}^{p_{S_1}, p_R}$ la probabilité de l'évènement : seulement le paquet envoyé par le nœud source S_i , avec $i \in \{1, 2\}$ reçu par D contient des erreurs et contient encore des erreurs après p_{S_1} et p_{S_2} retransmissions des sources S_1 et S_2 respectivement et p_R retransmissions du relais.
- $P_{2S,2R}^{p_{S_1}, p_{S_2}, p_R}$ la probabilité de l'évènement : les deux paquets reçus par D envoyés par les deux nœuds sources contiennent des erreurs et contiennent encore des erreurs après p_{S_1} et p_{S_2} retransmissions des sources S_1 et S_2 respectivement et p_R retransmissions du relais.
- $P_{2S,1R}^{p_{S_i}, p_R}$ la probabilité de l'évènement : les deux paquets reçus par D envoyés par les deux nœuds sources contiennent des erreurs, un seul paquet d'indice i , avec $i \in \{1, 2\}$, contient encore des erreurs après p_{S_i} retransmissions du nœud source S_i et p_R retransmissions du relais.

Nous dérivons tout d'abord les expressions des quatres premières probabilités.

Les probabilités P_{1S} et P_{2S} sont égales respectivement à

$$P_{1S} = P_{S_1D}(1 - P_{S_2D}) + P_{S_2D}(1 - P_{S_1D}), \quad (2.24)$$

$$P_{2S} = P_{S_1D}P_{S_2D}. \quad (2.25)$$

Pour une modulation BPSK, la probabilité P_{S_iD} est donnée par

$$P_{S_iD} = 1 - \int \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{u}) \right]^N p_{\Gamma_{S_iD}^{(1)}}(u) du, \quad (2.26)$$

où $p_{\Gamma_{S_iD}^{(1)}}$ est la Fonction de Densité de Probabilité (FDP) du RSB $\Gamma_{S_iD}^{(1)}$ donné dans (2.4) qui suit une distribution du Khi 2 avec 2 de degrés de liberté (distribution exponentielle) pour des canaux de Rayleigh. La FDP $p_{\Gamma_{S_iD}^{(1)}}$ est donnée par

$$p_{\Gamma_{S_iD}^{(1)}}(u) = \frac{1}{\bar{\Gamma}_{S_iD}^{(1)}} e^{-\frac{u}{\bar{\Gamma}_{S_iD}^{(1)}}}, \quad (2.27)$$

avec $\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(1)} = E(\Gamma_{S_i D}^{(1)})$.

Dans le cas où les gains des canaux directs suivent la même distribution, on peut écrire que $P_{S_1 D} = P_{S_2 D} = P_S$.

Pour dériver $P_{S_i, R}^{p_{S_i}, p_R}$, nous avons besoin de calculer la distribution du RSB résultant à la sortie du MRC donné par (2.11) dans le cas où un seul paquet est correctement détecté. Dans les systèmes coopératifs avec un relais AF, une borne supérieure du RSB équivalent $\Gamma_{S_i RD}^{(t_R)}$ est dérivée par [Hasna, Alouini, 2003] comme une fonction des RSBs des deux sauts $\Gamma_{S_i R}^{(t_R)}$ et $\Gamma_{RD}^{(t_R)}$

$$\Gamma_{S_i RD}^{(t_R)} < \Gamma_{S_i RD}^{(t_R)up} = \frac{\Gamma_{S_i R}^{(t_R)} \Gamma_{RD}^{(t_R)}}{\Gamma_{S_i R}^{(t_{S_i})} + \Gamma_{RD}^{(t_R)}}, \quad (2.28)$$

où

$$\Gamma_{S_i R}^{(t_R)} = \frac{E_S |h_{S_i R}^{(t_R)}|^2}{N_0} \quad (2.29)$$

et

$$\Gamma_{RD}^{(t_R)} = \frac{E_{R_1} |h_{RD}^{(t_R)}|^2}{N_0}. \quad (2.30)$$

La borne $\Gamma_{S_i RD}^{(t_R)up}$ suit une distribution du Khi 2 avec 2 degrés de liberté dont la FDP est donnée par

$$p_{\Gamma_{S_i RD}^{(t_R)up}}(u) = \frac{1}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}} e^{\frac{-u}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}}}, \quad (2.31)$$

où

$$\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up} = \frac{\bar{\Gamma}_{S_i R}^{(t_R)} \bar{\Gamma}_{RD}^{(t_R)}}{\bar{\Gamma}_{S_i R}^{(t_{S_i})} + \bar{\Gamma}_{RD}^{(t_R)}} \quad (2.32)$$

et $\bar{\Gamma}_{S_i R}^{(t_R)} = E(\Gamma_{S_i R}^{(t_R)})$ et $\bar{\Gamma}_{RD}^{(t_R)} = E(\Gamma_{RD}^{(t_R)})$.

Le RSB à la sortie du MRC après p_{S_i} retransmissions de la source S_i pour $i \in \{1, 2\}$ et p_R retransmissions du relais ($p_R = p_{S_i}$ ou $p_{S_i} - 1$) donné par (2.11) est borné par

$$\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_R} \leq \Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_R up} = \sum_{t_R=1}^{p_R} \Gamma_{S_i RD}^{(t_R)up} + \sum_{t_{S_i}=1}^{p_{S_i}} \Gamma_{S_i D}^{(t_{S_i})}. \quad (2.33)$$

La borne $\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_R up}$ est la somme de $(p_{S_i} + p_R)$ variables aléatoires chacune suivant une distribution du Khi 2 avec 2 degrés de liberté. Nous supposons que ces variables ont

différentes variances ce qui est le cas le plus probable pratiquement. Ainsi, l'expression du FDP de $\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_{R}^{up}}$ est dérivée comme suit [Chaabouni *et al.*, 2014]

$$p_{\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_{R}^{up}}}(u) = \sum_{t_{S_i}=1}^{p_{S_i}} \frac{\alpha_{S_i D}^{(t_{S_i})}}{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})}} e^{\frac{-u}{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})}}} + \sum_{t_R=1}^{p_R} \frac{\beta_{S_i RD}^{(t_R)up}}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}} e^{\frac{-u}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}}}, \quad (2.34)$$

où

$$\alpha_{S_i D}^{(t_{S_i})} = \prod_{k_{S_i}=1, k_{S_i} \neq t_{S_i}}^{p_{S_i}} \frac{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})}}{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})} - \bar{\Gamma}_{S_i D}^{(k_{S_i})}} \prod_{t_R=1}^{p_R} \frac{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})}}{\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})} - \bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}}, \quad (2.35)$$

$$\beta_{S_i RD}^{(t_R)up} = \prod_{k_R=1, k_R \neq t_R}^{p_R} \frac{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up} - \bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(k_R)up}} \prod_{t_{S_i}=1}^{p_{S_i}} \frac{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up}}{\bar{\Gamma}_{S_i RD}^{(t_R)up} - \bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})}}, \quad (2.36)$$

et $\bar{\Gamma}_{S_i D}^{(t_{S_i})} = E(\Gamma_{S_i D}^{(t_{S_i})})$.

Une approximation analytique de la probabilité d'erreur $P_{1S,1R}^{p_{S_i}, p_R}$ est donnée par

$$P_{1S,1R}^{p_{S_i}, p_R} = 1 - \int \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{u}) \right]^N p_{\Gamma_{MRC}^{p_{S_i}, p_R^{up}}}(u) du. \quad (2.37)$$

Dans le cas où les deux paquets contiennent des erreurs après la détection des signaux reçus par D à travers les liens directs, le détecteur MRC avec annulation d'interférence ou le détecteur selon le critère EQMM avec annulation d'interférence est appliqué après la transmission du relais pour détecter les deux paquets. La dérivation analytique de la distribution du RSBI résultant est complexe à cause des produits des gains de canaux obtenus dans la matrice MIMO équivalente $\mathbf{H}^{(p_R)}$. Nous proposons ainsi de calculer numériquement par simulations les probabilités $P_{2S,2R}^{p_{S_1}, p_{S_2}, p_R}$ et $P_{2S,1R}^{p_{S_i}, p_R}$.

2.3.3 Expressions semi-analytiques du débit et de l'énergie moyenne du relais

Nous dérivons maintenant les bornes semi-analytiques de $E_{R_{moy}}^{(t_R)}$, T_{moy} et PRP . Nous considérons ici le cas particulier où $M = 6$. Notons que les résultats obtenus sont facilement généralisables à d'autres valeurs de M . Pour $M = 6$, $p_{S_i} \leq 2$ et $p_R \leq 2$ (on néglige ici la probabilité que les deux paquets sont détectés faux à leur première

transmission par les sources puis détectés tous les deux justes après le détecteur basé sur le critère EQMM). Puisque les évènements d'erreurs de détection sont dépendants, les énergies moyennes du relais $E_{R_{moy}}^{(1)}$ et $E_{R_{moy}}^{(2)}$ utilisées dans les deux premières transmissions du relais sont minorées par

$$E_{R_{moy}}^{(1)} \geq \frac{1}{2} \left[E_{R_1}^{(1)} P_{1S} + E_{R_2}^{(1)} P_{2S} \right]. \quad (2.38)$$

$$E_{R_{moy}}^{(2)} \geq \frac{1}{2} \left[E_{R_1}^{(2)} [P_{1S} P_{1S,1R}^{1,1} P_{1S,1R}^{2,1} + P_{2S} P_{2S,1R}^{1,1} P_{2S,1R}^{2,1}] \right. \\ \left. + E_{R_2}^{(2)} P_{2S} P_{2S,2R}^{1,1,1} P_{2S,2R}^{2,2,1} \right]. \quad (2.39)$$

Le nombre moyen de transmissions d'un paquet T_{moy} est minoré par

$$T_{moy} \geq \frac{1}{2} \left[2 + P_{1S} (1 + P_{1S,1R}^{1,1} + P_{1S,1R}^{1,1} P_{1S,1R}^{2,1}) \right. \\ \left. + P_{2S} [1 + P_{2S,2R}^{1,1,1} (2 + P_{2S,2R}^{2,2,1}) + P_{2S,1R}^{1,1} (1 + P_{2S,1R}^{2,1}) \right. \\ \left. + P_{2S,2R}^{1,1,1} P_{2S,2R}^{2,2,1}] \right]. \quad (2.40)$$

La probabilité de rejet d'un paquet PRP est minorée par

$$PRP \geq P_{1S} P_{1S,1R}^{1,1} P_{1S,1R}^{2,1} P_{1S,1R}^{2,2} + P_{2S} [P_{2S,1R}^{1,1} P_{2S,1R}^{2,1} P_{2S,1R}^{2,2} \\ + P_{2S,2R}^{2,2,1} P_{2S,1R}^{2,2} + P_{2S,2R}^{2,2,1} P_{2S,2R}^{2,2,2}]. \quad (2.41)$$

2.3.4 Méthode d'optimisation de l'énergie du relais

A cause de la non linéarité et de la complexité du problème considéré (2.22), nous proposons d'utiliser la recherche dichotomique numérique pour calculer les portions d'énergies $E_{R_1}^{(t_R)}$ et $E_{R_2}^{(t_R)}$. Nous quantifions les énergies et nous commençons la recherche par une première boucle des énergies en utilisant un pas de quantification modéré. Parmi les valeurs quantifiées, les valeurs de $E_{R_1}^{(t_R)}$ et $E_{R_2}^{(t_R)}$ maximisant le débit et satisfaisant les contraintes des énergies sont prises. Nous continuons ensuite la recherche avec une deuxième boucle en utilisant un pas plus raffiné aux alentours des valeurs de $E_{R_1}^{(t_R)}$ et $E_{R_2}^{(t_R)}$ trouvées dans la première boucle de recherche. Le traitement est répété ainsi plusieurs fois et arrêté quand la variation $E_{R_1}^{(t_R)}$ et $E_{R_2}^{(t_R)}$ est minime ($\simeq 10^{-2}$).

2.4 Résultats des simulations

Dans cette section, nous présentons les résultats des simulations illustrant les performances du système C-ARQ avec l'optimisation de l'énergie proposée. Nous considérons des paquets de données composés de $k = 95$ bits d'informations et $n_p = 5$ bits de parité modulés tous avec la modulation BPSK. Nous supposons que le nœud relais R est plus proche du nœud destination D que des nœuds sources. Le paramètre d'affaiblissement α est égal à 4. La quantité E_{Rcible} est égale à 1, l'énergie maximale allouée pour le relais E_{Rmax} est égale à 1 ainsi que l'énergie des nœuds sources E_s . Le nombre maximal de retransmissions M est égal à 6.

Nous commençons par valider par simulations les expressions semi-analytiques obtenues du débit et de l'énergie moyenne du relais. La figure 2.2 compare les expressions semi-analytiques trouvées pour les bornes de $E_{Rmoy}^{(1)}$, $E_{Rmoy}^{(2)}$, T_{moy} et PRP données respectivement par les équations (2.38), (2.39), (2.40) et (2.41) (courbes bleues en traits pointillés) et les valeurs obtenues par simulations (courbes rouges en traits continus) en fonction du RSB= E_s/N_0 . La figure montre que les expressions semi-analytiques sont assez précises essentiellement à moyen et fort RSB. A faible RSB, les bornes semi-analytiques sont moins précises à cause de la dépendance des événements d'erreurs.

Nous proposons maintenant de chercher, par simulations, les meilleures valeurs des énergies maximales allouées pour les transmissions du relais $E_{Rcible}^{(t_R)}$ sous la contrainte donnée par

$$\sum_{t_R=1}^2 E_{Rcible}^{(t_R)} = E_{Rcible}$$

avec $E_{Rcible} = 1$. (2.42)

Pour cela, nous illustrons, dans la figure 2.3, le débit du système en fonction de $E_{Rcible}^{(2)}/E_{Rcible}$ pour différentes valeurs du RSB. Nous notons que :

- A faible RSB, le meilleur débit est obtenu à faible $E_{Rcible}^{(2)}/E_{Rcible}$. Par conséquent, la plus grande partie de l'énergie du relais devrait être allouée à la première transmission du relais. En effet, à faible RSB, si après la première transmission du relais, le nœud destination échoue dans la détection des paquets,

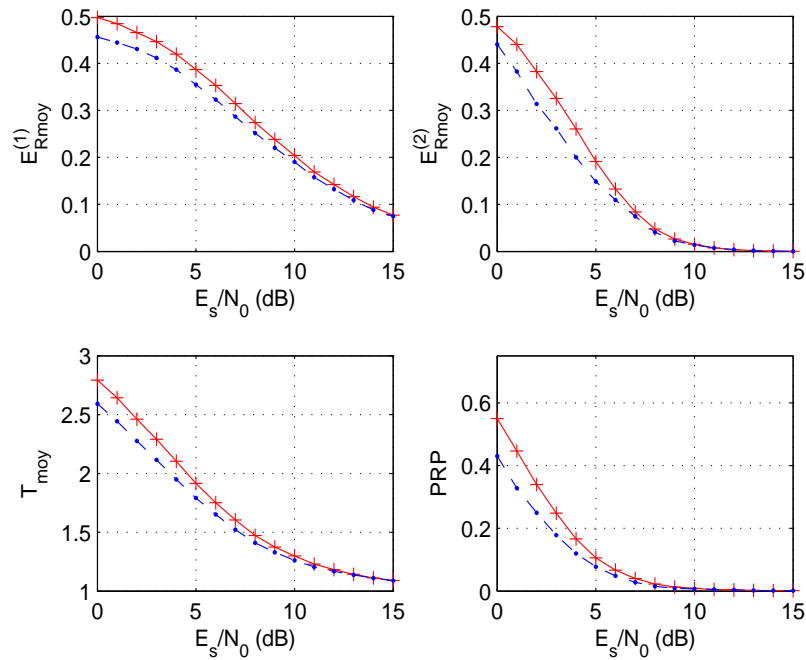


FIGURE 2.2 – Résultats semi-analytiques comparés aux résultats des simulations pour $E_{R_{moy}}^{(1)}$, $E_{R_{moy}}^{(2)}$, T_{moy} et PRP .

il est inutile de dépenser beaucoup d'énergie dans les prochaines transmissions du relais.

- A moyen RSB (4 dB), $E_{R_{cible}}^{(1)}$ et $E_{R_{cible}}^{(2)}$ devraient être comparables pour maximiser le débit.
- A fort RSB, le débit est maximisé quand plus d'énergie est allouée à la deuxième transmission du relais. En effet, si après la première transmission du relais, le nœud destination échoue dans la détection des paquets, une deuxième transmission du relais avec plus d'énergie augmente les chances d'avoir une détection sans erreurs à la destination.

Ainsi, les valeurs de $E_{R_{cible}}^{(2)}$ prises pour la suite sont données par le tableau 2.1. Nous proposons maintenant d'illustrer, dans la figure 2.4, les performances en termes de débit du système C-ARQ proposé avec les techniques de détection que nous précisons dans ce qui suit en considérant différentes contraintes sur l'énergie du relais.

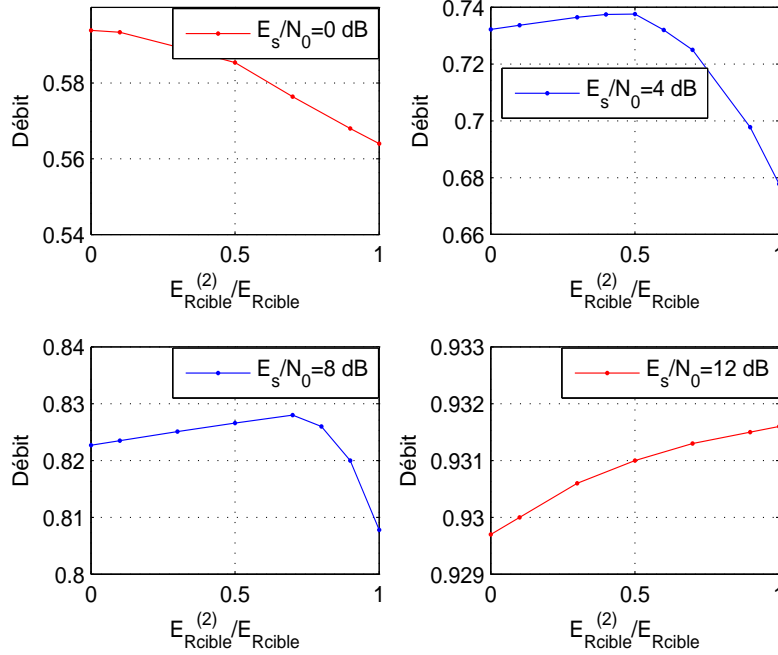


FIGURE 2.3 – Débit du système en fonction de $E_{Rcible}^{(2)}/E_{Rcible}$.

Nous évaluons le débit en fonction de E_{moy}/N_0 , où E_{moy} est l'énergie moyenne du relais et des sources dépensée par symbole et donnée par

$$E_{moy} = E_S + \frac{1}{2}(E_{Rmoy}^{(1)} + E_{Rmoy}^{(2)}). \quad (2.43)$$

Nous comparons les techniques de détection suivantes :

- Détecteur 1 : dans le cas où un seul paquet est mal détecté, le MRC est utilisé. Dans le cas où les deux paquets sont mal détectés, le MRC avec l'annulation d'interférence est utilisé. Afin de diminuer la complexité, le détecteur est appliqué aux deux derniers signaux reçus, celui de la part de la source et celui du relais, en considérant que la destination D n'utilise pas tous les signaux reçus (courbes bleues).
- Détecteur 2 : dans le cas où un seul paquet est mal détecté, le MRC est utilisé. Dans le cas où les deux paquets sont mal détectés, le détecteur selon le critère EQMM avec annulation d'interférence est utilisé. Le détecteur est appliqué aux deux derniers signaux reçus (courbe verte).

E_s/N_0	0	1	2	3	4	5	7	8	9	10	≥ 11
$E_{R_{cible}}^{(2)}$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.55	0.6	0.7	0.8	0.85	0.9

TABLE 2.1 – Valeurs de $E_{R_{cible}}^{(2)}$ prises en fonction de E_s/N_0

- Détecteur 3 : dans le cas où un seul paquet est mal détecté, le MRC est utilisé. Dans le cas où les deux paquets sont mal détectés, le détecteur selon le critère EQMM avec annulation d'interférence est utilisé. Le détecteur est appliqué à tous les signaux reçus de la part des sources et du relais (courbes rouges).

La courbe noire montre le débit du système C-ARQ conventionnel où le relais amplifie et transmet alternativement sans combinaison les paquets des sources mal détectés par la destination. Ce schéma utilise un quatrième slot de temps par rapport au schéma dans lequel le codage réseau analogique est utilisé. La destination utilise le détecteur MRC. Les énergies du relais sont fixes et égales à l'énergie maximale $E_{R_{max}}$. Comparé au système C-ARQ conventionnel, le système C-ARQ proposé avec énergie du relais fixe offre un meilleur débit pour le même coût d'énergie. En effet, le traitement proposé dans le cas de deux paquets détectés avec erreurs améliore le débit du système. La courbe en bleu avec $E_{R_{cible}}^{(t_r)}$ fixe montre les performances du débit du schéma C-ARQ coopératif avec le détecteur 1 et l'énergie du relais optimisée en considérant que les énergies maximales allouées aux transmissions du relais sont indépendantes du RSB : $E_{R_{cible}}^{(1)} = E_{R_{cible}}^{(2)} = 0.5$. Nous remarquons que le débit est amélioré considérablement quand la distribution de l'énergie du relais est optimisée selon le nombre de paquets à transmettre et durant les retransmissions du relais. L'amélioration est plus claire à faible E_{moy}/N_0 puisque la probabilité d'avoir des retransmissions des paquets faites par le relais est importante dans ce cas. Quand la détection selon le critère EQMM est appliquée aux deux derniers signaux reçus (courbe verte), le débit est amélioré essentiellement à faible E_{moy}/N_0 vu que les événements d'avoir deux paquets détectés avec erreurs sont plus fréquents. La détection

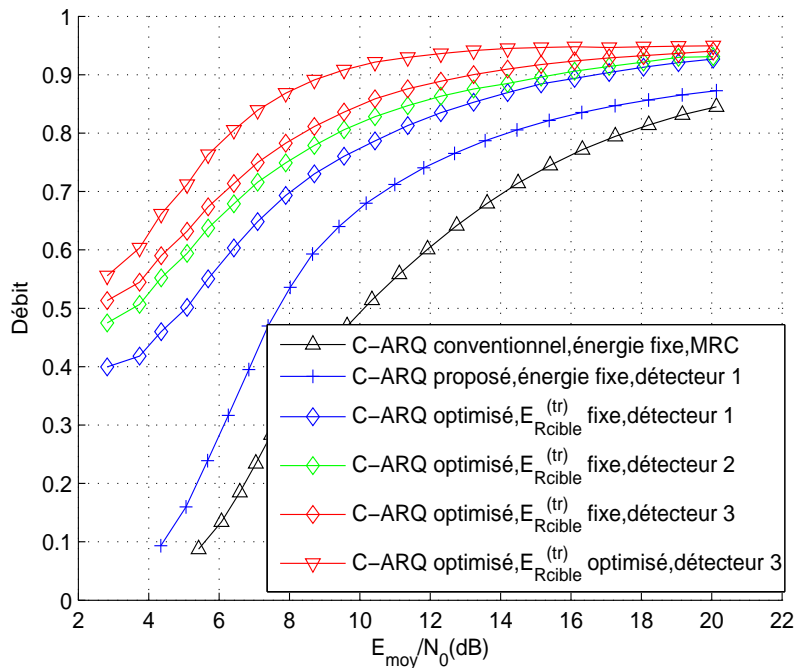


FIGURE 2.4 – Débits obtenus avec les détecteurs proposés pour différentes contraintes d’optimisation de l’énergie.

selon le critère EQMM de tous les signaux reçus par la destination offre un meilleur débit puisque la diversité est améliorée. Le débit est aussi meilleur quand les quantités des énergies maximales $E_{R_{cible}}^{(1)}$ et $E_{R_{cible}}^{(2)}$ sont judicieusement choisies selon le RSB comme le montre le tableau 2.1.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré un système ARQ coopératif dans lequel deux nœuds sources communiquent directement et via un seul nœud relais avec un nœud destination. Le relais transmet un paquet ou la combinaison de deux paquets en se basant sur le principe du codage réseau analogique selon le nombre de paquets correctement détectés par la destination. Nous avons proposé différentes techniques de détection au niveau de la destination. Nous avons considéré le problème de l’optimisation de l’énergie du relais dans ce système. L’objectif était de trouver la distribution

optimale de l'énergie du relais selon le numéro de la transmission et le nombre de paquets à retransmettre maximisant le débit du système. Nous avons dérivé et validé les bornes semi-analytiques de l'énergie moyenne du relais relative à chaque transmission, le nombre moyen de transmissions et la probabilité de rejet d'un paquet. Nous avons proposé d'utiliser la méthode de recherche dichotomique pour trouver les quantités des énergies optimales. Les résultats des simulations ont montré l'amélioration du débit offert par le système C-ARQ proposé en comparaison avec celui du système C-ARQ conventionnel et celui du système C-ARQ où les énergies du relais sont fixes. Les résultats ont aussi montré qu'allouer plus d'énergie à la première transmission du relais à faible RSB et à la deuxième transmission du relais à fort RSB est la meilleure stratégie pour augmenter le débit. L'impact de la technique de détection et du nombre de paquets utilisés dans la détection sur le débit du système a été aussi étudié par simulations.

Dans le chapitre suivant, nous proposons de nous intéresser à un autre problème très important pour les systèmes coopératifs qui est celui de l'identification des nœuds sources et relais par la destination.

Chapitre 3

Identification des nœuds par signalisation incorporée dans un système coopératif

Sommaire

3.1	Introduction	44
3.2	Modèle du système coopératif étudié	44
3.3	Identification basée sur les M-séquences avec phase du canal connue	48
3.3.1	Identification non hiérarchique basée sur les M-séquences	48
3.3.2	Identification hiérarchique basée sur les M-séquences	51
3.4	Identification basée sur les mots de code avec phase du canal connue	54
3.4.1	Identification non hiérarchique basée sur les mots de code	54
3.4.2	Identification hiérarchique basée sur les mots de code	56
3.5	Estimation de la phase du canal	57
3.6	Résultats des simulations	59
3.7	Conclusion	66

3.1 Introduction

Dans un système coopératif, un paquet de données émis par un nœud source est transmis par un ou plusieurs nœuds relais avant d'être reçu par le nœud destination. Ce dernier doit identifier les nœuds sources et relais émetteurs de chaque paquet reçu. Actuellement, les nœuds peuvent s'identifier en s'échangeant les identités avant le transfert des données et en les incluant dans les séquences de données. Ceci peut, notamment avec l'augmentation du nombre de sources et des relais, épuiser les énergies des nœuds et minimiser le débit [Sasamus *et al.*, 2008; Schwartz *et al.*, 2013].

Dans ce chapitre, nous considérons le problème de l'identification des nœuds dans un système coopératif composé de plusieurs nœuds sources et relais. Nous proposons un nouveau schéma d'identification implicite basé sur l'incorporation de séquences de précodage dans les séquences de données au niveau de chaque nœud source et de chaque nœud relais. Nous proposons d'utiliser deux types de séquences pour identifier les nœuds : les M-séquences (MLS : Maximum Length Sequences) et les mots de code générés à partir de codes en bloc linéaires. Nous proposons aussi deux types d'identification : non hiérarchique, où la destination peut identifier la source et le relais en une seule étape, et hiérarchique, où la destination identifie la source et le relais en deux étapes (d'abord le relais et après la source). Nous spécifions d'abord le traitement de la destination relatif à chaque type de séquences en supposant que la phase du canal est parfaitement connue par la destination. Nous proposons ensuite d'améliorer les schémas d'identification proposés en implémentant à la destination une technique d'estimation aveugle de la phase du canal. Nous présentons les résultats des simulations illustrant les performances des schémas proposés à la fin de ce chapitre.

3.2 Modèle du système coopératif étudié

Nous considérons un système coopératif constitué de N_S nœuds sources, N_R nœuds relais et un nœud destination D . Le modèle du système considéré est illustré par la figure 3.1. Ainsi, chaque lien sans fil l est composé de deux sauts reliant une source,

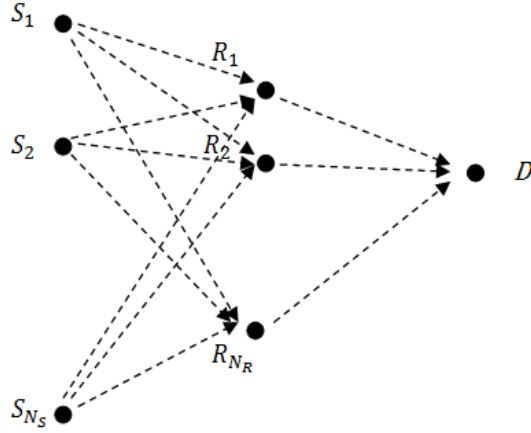


FIGURE 3.1 – Système coopératif constitué de plusieurs nœuds sources et plusieurs nœuds relais.

un relais et une destination (S_u, R_v, D) , $u \in [1, N_S]$, $v \in [1, N_R]$. Nous supposons que les nœuds sont reliés par des canaux de Rayleigh par bloc. Ainsi, le canal reliant un nœud émetteur $X \in \{S_u, R_v\}$, $u \in [1, N_S]$, $v \in [1, N_R]$ et un nœud récepteur $Y \in \{R_v, D\}$, $v \in [1, N_R]$, noté par h_{XY} , est constant sur chaque bloc, comprenant JN symboles, avec $\{J, N\} \in \mathbb{N}^*$, et varie indépendamment d'un bloc à un autre. Nous considérons le modèle d'affaiblissement de propagation donné par

$$E(|h_{XY}|^2) = \left(\frac{d_{XY}}{d_0} \right)^{-\alpha}, \quad (3.1)$$

où $E(\cdot)$ désigne l'espérance mathématique, d_0 est une distance de référence, d_{XY} est la distance entre X et Y et α est le paramètre d'affaiblissement.

Nous supposons que les nœuds $\{X \in \{S_u, R_v\}, u \in [1, N_S], v \in [1, N_R]\}$ transmettent des blocs de données de longueur JN composés de J sous-blocs concaténés \mathbf{y}_X^j , $j \in [1, J]$ chacun de longueur N . A chaque nœud source S_u , $u \in [1, N_S]$, et pour le j ème sous-bloc, une séquence de qN bits d'information $\mathbf{b}_{S_u}^j = (b_{S_u 1}^j, \dots, b_{S_u qN}^j)$ est modulée par une modulation à déplacement de phase à $M = 2^q$ états (M -PSK : M Phase Shift Keying) en une séquence de symboles $\mathbf{x}_{S_u}^j = (x_{S_u 1}^j, \dots, x_{S_u N}^j)$ en utilisant un alphabet de modulation $\Omega = \left\{ \exp\left(\frac{i(2k+1)\pi}{2^q}\right), k \in [0, 2^q - 1] \right\}$, où $i = \sqrt{-1}$ et $q \geq 1$ est le nombre de bits par symbole. Les symboles de la séquence modulée $\mathbf{x}_{S_u}^j$ sont multipliés terme à terme par des coefficients complexes d'une séquence de précodage $\mathbf{p}_{S_u} =$

$(p_{S_{u1}}, \dots, p_{S_{uN}})$ afin d'obtenir la séquence précodée $\mathbf{y}_{S_u}^j = (x_{S_{u1}}^j p_{S_{u1}}, \dots, x_{S_{uN}}^j p_{S_{uN}})$ du nœud source S_u . Nous notons que la séquence de précodage est la même pour tous les sous-blocs. Nous expliquerons la construction des séquences de précodage dans les sections suivantes.

Dans ce chapitre, nous considérons que la transmission entre les nœuds se fait en 2 étapes. Dans la première étape, un nœud source $S_u, u \in [1, N_S]$ transmet son bloc précodé $\mathbf{y}_{S_u} = (\mathbf{y}_{S_u}^1, \dots, \mathbf{y}_{S_u}^J)$ aux nœuds relais. Nous présentons, dans ce qui suit, le traitement relatif à un seul sous-bloc $\mathbf{y}_{S_u}^j$ vu que le traitement est le même pour tous les sous-blocs. Le sous-bloc reçu par le nœud relais $R_v, v \in [1, N_R]$ est donné par

$$\mathbf{z}_{S_u R_v}^j = \sqrt{E_{S_u}} h_{S_u R_v} \mathbf{y}_{S_u}^j + \mathbf{w}_{S_u R_v}^j, \quad (3.2)$$

où E_{S_u} est l'énergie émise par symbole de la source S_u , $h_{S_u R_v}$ est le gain du canal reliant S_u et R_v et $\mathbf{w}_{S_u R_v}^j$ désigne un vecteur de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_w^2 = N_0$.

Dans la deuxième étape, un seul relais sélectionné R_v retransmet le bloc reçu à la destination. Dans la littérature, il existe plusieurs études qui ont proposé des méthodes de sélection de relais telles que [Jing, Jafarkhani, 2009; Madan *et al.*, 2008; Zhao *et al.*, 2006]. Dans cette thèse, nous considérons deux schémas de sélection de relais : le schéma de sélection opportuniste de relais (ORS : Opportunistic Relay Selection) [Bletsas *et al.*, 2006] et le schéma de sélection partielle de relais (PRS : Partial Relay Selection) [Krikidis *et al.*, 2008]. Pour la technique ORS [Bletsas *et al.*, 2006], le nœud relais ayant le plus grand Rapport Signal à Bruit (RSB), $\Gamma_{S_u R_v D}$, des liens $(S_u, R_v, D), u \in [1, N_S], v \in [1, N_R]$ est sélectionné. Le RSB du lien (S_u, R_v, D) est donné par

$$\Gamma_{S_u R_v D} = \frac{\Gamma_{S_u R_v} \Gamma_{R_v D}}{1 + \Gamma_{S_u R_v} + \Gamma_{R_v D}}, \quad (3.3)$$

avec

$$\Gamma_{XY} = \frac{E_X |h_{XY}|^2}{N_0}, \quad (3.4)$$

où E_X est l'énergie émise par symbole du nœud émetteur X . Le schéma ORS offre de bonnes performances vu qu'il considère la qualité de la totalité du lien dans

la sélection du relais. Cependant, dans la pratique, il est difficile de l'implémenter puisqu'il requiert la connaissance des informations sur les états des canaux par la destination. Pour réduire la complexité d'implémentation, le schéma PRS est proposé par [Krikidis *et al.*, 2008], où le relais ayant le plus grand RSB, $\Gamma_{S_u R_v}$, uniquement du premier saut (source-relais) est sélectionné. Le RSB du lien (S_u, R_v) est donné par

$$\Gamma_{S_u R_v} = \frac{E_{S_u} |h_{S_u R_v}|^2}{N_0}. \quad (3.5)$$

Au niveau du nœud relais sélectionné R_v , les échantillons reçus sont multipliés par des coefficients complexes d'une séquence de précodage $\mathbf{p}_{R_v} = (p_{R_v 1} \dots p_{R_v N})$ pour obtenir le sous-bloc précodé $\mathbf{y}_{R_v}^j = (z_{S_u R_v 1}^j p_{R_v 1} \dots z_{S_u R_v N}^j p_{R_v N})$. Ensuite, le nœud relais R_v amplifie et transmet le sous-bloc précodé au nœud destination D . Le signal reçu par D correspondant au sous-bloc $\mathbf{y}_{R_v}^j$ est donné par

$$\mathbf{z}_{R_v D}^j = \beta h_{R_v D} \mathbf{y}_{R_v}^j + \mathbf{w}_{R_v D}^j, \quad (3.6)$$

où $h_{R_v D}$ est le gain du canal reliant R_v et D , $\mathbf{w}_{R_v D}^j$ est un vecteur de bruit gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_w^2 = N_0$ et β est le facteur d'amplification donné par

$$\beta = \sqrt{\frac{E_{R_v}}{E_{S_u} |h_{S_u R_v}|^2 + N_0}}, \quad (3.7)$$

où E_{R_v} est l'énergie émise par symbole du relais R_v .

Les coefficients de précodage sont incorporés dans la séquence de données transmise afin de permettre à la destination D de récupérer les identités des sources et des relais sans avoir besoin d'échanger des informations de signalisation. Nous choisissons d'utiliser deux types de séquences pour identifier les nœuds sources et relais : les M-séquences et les mots de code d'un code en bloc linéaire. Dans la suite, nous commençons par considérer les M-séquences qui ont de bonnes propriétés d'intercorrélation [Sarwate, Pursley, 1980]. Dans les sections 3.3 et 3.4, nous supposons que les phases des canaux reliant un nœud source et un nœud relais au nœud destination D sont parfaitement connues par D .

3.3 Identification basée sur les M-séquences avec phase du canal connue

Tout d'abord, nous présentons le cas de l'identification non hiérarchique basée sur les M-séquences. Nous spécifions les séquences de précodage et nous détaillons par la suite le calcul par corrélation effectué par le nœud destination pour identifier les nœuds sources et relais. Ensuite, nous proposons de réduire la complexité de calcul en utilisant la transformée rapide de Walsh Hadamard (FWHT : Fast Walsh Hadamard Transform). Nous présentons, à la fin de cette partie, le cas de l'identification hiérarchique.

3.3.1 Identification non hiérarchique basée sur les M-séquences

3.3.1.1 Séquences de précodage basées sur les M-séquences

Nous proposons ici d'utiliser les M-séquences comme des séquences d'identification pour construire les séquences de précodage. Ces séquences sont des séquences binaires générées par des registres à décalage à rebouclage linéaire (LFSR : Linear Feedback Shift Register). Ainsi, chaque séquence d'identification \mathbf{m}_X du nœud $X \in \{S_u, R_v\}, u \in [1..N_S], v \in [1..N_R]$ est une M-séquence de longueur N , où $N = 2^r - 1$ et r est le nombre de registres à décalage générés par un polynôme primitif f donné par

$$f(x) = x^n + \sum_{k=0}^{n-1} e_k x^k, \quad (3.8)$$

avec $e_k, k \in [0..n-1]$ est 0 ou 1.

L'addition binaire modulo 2 d'une séquence d'identification $\mathbf{m}_{S_u} = (m_{S_u1}, \dots, m_{S_uN}), u \in [1..N_S]$ et d'une séquence d'identification $\mathbf{m}_{R_v} = (m_{R_v1}, \dots, m_{R_vN}), v \in [1..N_R]$ constitue la séquence d'identification du lien (S_u, R_v, D) , donnée par

$$\mathbf{m}_{S_u R_v} = \mathbf{m}_{S_u} \oplus \mathbf{m}_{R_v}, \quad (3.9)$$

où \oplus est l'addition binaire modulo 2.

Nous définissons \mathbf{M} la matrice de taille $(N_S N_R \times N)$ regroupant les séquences de tous

les liens donnée par $\mathbf{M} = ((\mathbf{m}_{S_1 R_1})^T, \dots, (\mathbf{m}_{S_{N_S} R_{N_R}})^T)^T$, où $(\cdot)^T$ désigne la transposition. Nous supposons que \mathbf{M} est connue par le nœud destination D .

Vu que les performances du schéma d'identification dépendent des propriétés d'intercorrélation des séquences d'identification des liens, nous proposons d'utiliser comme séquences d'identification des relais et des sources des paires spécifiques de M-séquences nommées les paires préférées. Une paire préférée de $(\mathbf{m}_{S_u}, \mathbf{m}_{R_v})$ est générée par une paire préférée de polynômes primitifs. Dans ce cas, l'addition modulo 2 obtenue, c'est à dire la séquence d'identification du lien $\mathbf{m}_{S_u R_v}$, est une séquence de Gold. Les propriétés d'intercorrélation des séquences de Gold, meilleures que celles des M-séquences, sont données par les trois valeurs $\{-1, -t(r), t(r) - 2\}$ où $t(r)$ est donné par

$$t(r) = \begin{cases} 2^{(r+1)/2} + 1 & \text{pour } r \text{ impair} \\ 2^{(r+2)/2} + 1 & \text{pour } r \text{ pair.} \end{cases} \quad (3.10)$$

La séquence de précodage du nœud $X \in \{S_u, R_v\}, u \in [1..N_S], v \in [1..N_R]$ est donnée par

$$\mathbf{p}_X = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{m}_X}{2^q}\right). \quad (3.11)$$

3.3.1.2 Traitement de la destination : Calcul de corrélation

La destination D élève la séquence reçue $\mathbf{z}_{R_v D} = (\mathbf{z}_{R_v D}^1, \dots, \mathbf{z}_{R_v D}^J)$ élément par élément à la puissance 2^q . Ensuite, D calcule le vecteur $\mathbf{z}_{uv}^{q,avg}$ qui est la moyenne des J sous-blocs obtenus après l'élévation des vecteurs $\mathbf{z}_{R_v D}^j$ élément par élément à la puissance 2^q avec $j \in [1, J]$. Le vecteur obtenu est donné par

$$\mathbf{z}_{uv}^{q,avg} = h_{uv}^{2^q} [B(\mathbf{m}_{S_u R_v})] + \mathbf{w}_{uv}^{q,avg}, \quad (3.12)$$

où $B(\mathbf{x})$ désigne la version bipolaire du vecteur \mathbf{x} , c'est à dire, $B(\mathbf{x}) = 1 - 2\mathbf{x}$, h_{uv} est le gain du canal équivalent donné par $h_{uv} = (\beta \sqrt{E_{S_u}} h_{R_v D} h_{S_u R_v})$ et $\mathbf{w}_{uv}^{q,avg}$ est la moyenne des J vecteurs équivalents de bruits dans (3.6) élevés élément par élément à la puissance 2^q .

Nous supposons ici que la destination D connaît la phase φ_{uv} de $h_{uv}^{2^q}$. Elle calcule

ainsi

$$\check{\mathbf{z}}_{uv} = \exp(-i2^q \varphi_{uv}) \mathbf{z}_{uv}^{q,avg}. \quad (3.13)$$

Dans ce cas, D calcule le vecteur de corrélation $\boldsymbol{\lambda}$ donné par

$$\boldsymbol{\lambda} = B(\mathbf{M}) \Re((\check{\mathbf{z}}_{uv})^T), \quad (3.14)$$

où $\Re(\cdot)$ désigne la partie réelle, $B(\mathbf{M})$ est la matrice composée des versions bipolaires des éléments de \mathbf{M} , c'est à dire, $B(\mathbf{M}) = 1 - 2\mathbf{M}$.

Ainsi, D trouve une estimation de l , l'indice du lien (S_u, R_v, D) , donnée par

$$\hat{l} = \arg \max_{l \in [1..N_S \cdot N_R]} \{\lambda_l\}, \quad (3.15)$$

où $\lambda_l, l \in [1..N_S N_R]$ sont les éléments de $\boldsymbol{\lambda}$.

Par conséquent, les indices des nœuds source et relais qui ont transmis la séquence reçue sont déterminés.

3.3.1.3 Application de la transformée rapide de Walsh Hadamard

Dans la suite, nous proposons de simplifier la complexité du calcul de la corrélation donnée par l'équation (3.14) en appliquant la transformée rapide de Walsh Hadamard (FWHT : Fast Walsh Hadamard Transform) à la matrice \mathbf{M} . Évidemment, la complexité de calcul dans (3.14) augmente si N augmente. En effet, la multiplication du vecteur $(\check{\mathbf{z}}_{uv})^T$ de taille $(N \times 1)$ par la matrice des M-séquences \mathbf{M} de taille $(N_S N_R \times N)$ nécessite $(N_S N_R N^2)$ opérations de multiplications. Ainsi, pour réduire le coût de ce calcul, nous proposons d'utiliser la FWHT qui est basée sur l'équivalence entre la matrice des M-séquences et la matrice de Walsh Hadamard associée. En utilisant cette équivalence, les $(N_S N_R N^2)$ opérations de multiplication sont réduites à $[N_S N_R N \log_2(N)]$ opérations de permutation et d'addition.

La matrice de Walsh Hadamard \mathbf{H}_N est une matrice carrée d'ordre N dont les éléments sont des -1 et des 1 et elle est générée par la récursion donnée par

$$\mathbf{H}_{2N} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_N & \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N & -\mathbf{H}_N^T \end{pmatrix}, \quad (3.16)$$

où $\mathbf{H}_1 = (1)$.

Selon [Cohn, Lempel, 1977], la matrice \mathbf{M} est équivalente à

$$\mathbf{M} = \mathbf{P}_L \tilde{\mathbf{H}}_N \mathbf{P}_S, \quad (3.17)$$

avec $\tilde{\mathbf{H}}_N$ est la matrice équivalente à \mathbf{H}_N où chaque 1 est remplacé par 0 et chaque -1 est remplacé par 1, \mathbf{P}_L et \mathbf{P}_S sont des matrices de permutation obtenues à partir des caractéristiques du polynôme primitif de la matrice \mathbf{M} comme il est détaillé dans [Cohn, Lempel, 1977].

En utilisant l'équivalence donnée par (3.17), la corrélation (3.14) est efficacement réduite aux trois étapes suivantes :

1. Appliquer une première permutation au vecteur $(\tilde{\mathbf{z}}_{uv})^T$ donnée par

$$\mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_S \Re((\tilde{\mathbf{z}}_{uv})^T). \quad (3.18)$$

2. Appliquer la FWHT à \mathbf{P}_1 . Comme le montre la figure 3.2, la FWHT est un algorithme rapide qui calcule la transformée de Walsh Hadamard (**WHT**) d'un vecteur donné. Pour un vecteur de longueur 8 par exemple, 3 étages sont nécessaires pour avoir sa transformée de Walsh Hadamard. A chaque étage, les éléments de la première moitié sont les sommes deux à deux des éléments du vecteur résultant de l'étage précédent et les éléments de la deuxième moitié sont les différences deux à deux des éléments du vecteur résultant de l'étage précédent. La transformée de Walsh Hadamard de \mathbf{P}_1 est donnée par

$$\mathbf{WHT}(\mathbf{P}_1) = \tilde{\mathbf{H}}_N \mathbf{P}_1. \quad (3.19)$$

3. Appliquer au résultat obtenu une deuxième permutation donnée par

$$\mathbf{P}_2 = \mathbf{P}_L \mathbf{WHT}(\mathbf{P}_1). \quad (3.20)$$

3.3.2 Identification hiérarchique basée sur les M-séquences

Dans le cas de l'identification hiérarchique des nœuds, les nœuds sources et relais utilisent deux alphabets de modulation différents q et \tilde{q} . Prendre $\tilde{q} > q$ permet

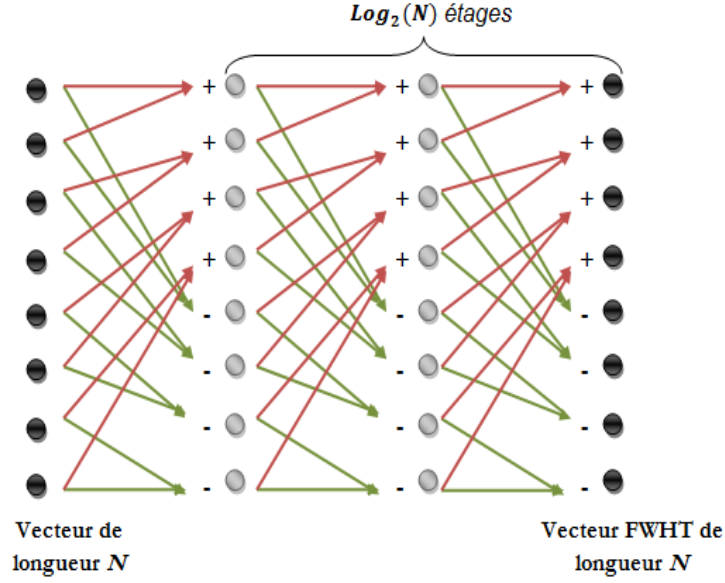


FIGURE 3.2 – La transformée de Walsh Hadamard rapide appliquée à un vecteur de longueur $N = 8$.

au nœud destination d'identifier la source et le relais en deux étapes comme on va l'expliquer dans la suite.

Pour ce cas, nous définissons \mathbf{M}_S la $(N_S \times N)$ matrice regroupant les séquences d'identification de tous les nœuds sources donnée par $\mathbf{M}_S = ((\mathbf{m}_{S_1})^T, \dots, (\mathbf{m}_{S_{N_S}})^T)^T$ et \mathbf{M}_R la $(N_R \times N)$ matrice regroupant les séquences de tous les nœuds relais donnée par $\mathbf{M}_R = ((\mathbf{m}_{R_1})^T, \dots, (\mathbf{m}_{R_{N_R}})^T)^T$. Les paires $(\mathbf{m}_{S_u}, \mathbf{m}_{R_v}), u \in [1, N_S], v \in [1, N_R]$ sont des paires préférées générées par des paires préférées de polynômes primitifs.

Les séquences de précodage de chaque nœud source $S_u, u \in [1, N_S]$ et de chaque nœud relais $R_v, v \in [1, N_R]$ sont données respectivement par

$$\mathbf{p}_{S_u} = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{m}_{S_u}}{2^q}\right) \quad (3.21)$$

et

$$\mathbf{p}_{R_v} = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{m}_{R_v}}{2^{\tilde{q}}}\right), \quad (3.22)$$

où \tilde{q} est un entier et $\tilde{q} > q$.

Tout d'abord, la destination D élève la séquence reçue $\mathbf{z}_{R_v D} = (\mathbf{z}_{R_v D}^1, \dots, \mathbf{z}_{R_v D}^J)$ élément par élément à la puissance $2^{\tilde{q}}$. Elle calcule le vecteur $\mathbf{z}_v^{\tilde{q}, avg}$, qui est la moyenne

des J sous-blocs obtenus après l'élévation des vecteurs $\mathbf{z}_{R_v D}^j$ élément par élément à la puissance $2^{\tilde{q}}$ avec $j \in [1, J]$. Le vecteur obtenu est donné par

$$\mathbf{z}_v^{\tilde{q}, avg} = h_{uv}^{2^{\tilde{q}}} B(\mathbf{m}_{R_v}) + \mathbf{w}_v^{\tilde{q}, avg}, \quad (3.23)$$

où $\mathbf{w}_v^{\tilde{q}, avg}$ est la moyenne des J vecteurs équivalents de bruits dans (3.6) élevés élément par élément à la puissance $2^{\tilde{q}}$. Supposons que D connaît parfaitement la phase φ_{uv} de $h_{uv}^{2^{\tilde{q}}}$, elle calcule

$$\check{\mathbf{z}}_v = \exp(-i2^{\tilde{q}}\varphi_{uv})\mathbf{z}_v^{\tilde{q}, avg}. \quad (3.24)$$

Dans ce cas, D calcule le vecteur de corrélation $\boldsymbol{\lambda}_R$ donné par

$$\boldsymbol{\lambda}_R = B(\mathbf{M}_R)\Re((\check{\mathbf{z}}_v)^T). \quad (3.25)$$

Ainsi, D identifie l'indice du nœud relais \hat{v} donné par

$$\hat{v} = \arg \max_{v \in [1, N_R]} \{\lambda_{Rv}\}, \quad (3.26)$$

où λ_{Rv} , $v \in [1, N_R]$ sont les éléments de $\boldsymbol{\lambda}_R$.

Par la suite, la destination D multiplie la séquence reçue $\mathbf{z}_{R_v D}$ élément par élément par la séquence $\mathbf{p}_{R_{\hat{v}}}^*$, séquence conjuguée complexe de $\mathbf{p}_{R_{\hat{v}}}$. Elle élève la séquence obtenue élément par élément à la puissance 2^q . Elle calcule le vecteur $\mathbf{z}_u^{q, avg}$, qui est la moyenne des J sous-blocs obtenus après l'élévation des vecteurs $\mathbf{z}_{R_v D}^j \mathbf{p}_{R_{\hat{v}}}^*$ élément par élément à la puissance 2^q avec $j \in [1, J]$. Le vecteur obtenu est donné par

$$\mathbf{z}_u^{q, avg} = h_{uv}^{2^q} B(\mathbf{m}_{S_u}) + \mathbf{w}_{uv}^{q, avg}. \quad (3.27)$$

Supposons que D connaît la phase φ_{uv} de $h_{uv}^{2^q}$, elle calcule

$$\check{\mathbf{z}}_u = \exp(-i2^q\varphi_{uv})\mathbf{z}_u^{q, avg}. \quad (3.28)$$

Ensuite, D calcule le vecteur de corrélation $\boldsymbol{\lambda}_S$ donné par

$$\boldsymbol{\lambda}_S = B(\mathbf{M}_S)\Re((\check{\mathbf{z}}_u)^T). \quad (3.29)$$

Ainsi, D identifie l'indice du nœud source \hat{u} donné par

$$\hat{u} = \arg \max_{u \in [1, N_S]} \{\lambda_{Su}\}, \quad (3.30)$$

où $\lambda_{S_u}, u \in [1, N_S]$ sont les éléments de λ_S .

Pour simplifier la complexité de calcul dans les corrélations dans (3.25) et (3.29), nous proposons d'appliquer la FWHT aux matrices \mathbf{M}_R et \mathbf{M}_S respectivement comme nous l'avons expliqué dans la partie 3.3.1.3.

Afin d'améliorer la robustesse de la méthode d'identification au bruit de transmission, nous proposons dans ce qui suit d'utiliser des séquences de précodage basées sur les mots de code d'un code en bloc linéaire.

3.4 Identification basée sur les mots de code avec phase du canal connue

Dans cette partie, nous détaillons la technique d'identification basée sur les mots de code en supposant que la phase du canal est parfaitement connue par D . Nous détaillons tout d'abord le cas de l'identification non hiérarchique.

3.4.1 Identification non hiérarchique basée sur les mots de code

3.4.1.1 Séquences de précodage basées sur les mots de code

Dans cette partie, nous proposons d'utiliser les mots de code générés à partir d'un code en bloc linéaire pour identifier les nœuds. Nous considérons un code en bloc linéaire, noté par $C(N, K)$, avec $K = K_S + K_R$ où $K_S = \lceil \log_2(N_S) \rceil$ et $K_R = \lceil \log_2(N_R) \rceil$, avec $\lceil x \rceil$ est l'entier le plus proche, supérieur ou égal au réel x . Nous notons que nous ajouterons un autre bit, c'est à dire, $K = K_S + K_R + 1$, dans le cas où la destination ne connaît pas les phases des canaux, comme nous l'expliquerons dans la section 3.5. Nous désignons par \mathbf{G} la matrice génératrice du code de taille $(K \times N)$.

Pour chaque nœud source S_u , nous associons une séquence d'information $\mathbf{d}_{S_u} = (d_{S_u1}, \dots, d_{S_uK_S}, \underbrace{0, \dots, 0}_{K_R})$ avec $(d_{S_u1}, \dots, d_{S_uK_S})$ est la représentation binaire d'un entier

appartenant à l'intervalle $[0, 2^{K_S} - 1]$. De plus, pour chaque nœud relais R_v , nous associons une séquence d'information $\mathbf{d}_{R_v} = (\underbrace{0, \dots, 0}_{K_S}, d_{R_v 1}, \dots, d_{R_v K_R})$ avec $(d_{R_v 1}, \dots, d_{R_v K_R})$ est la représentation binaire d'un entier appartenant à l'intervalle $[0, 2^{K_R} - 1]$. Notons que les séquences d'information des sources (de mêmes que celles des relais) sont différentes.

Nous définissons les mots de code \mathbf{c}_X des nœuds $X \in \{S_u, R_v\}$ par

$$\mathbf{c}_X = \mathbf{d}_X \mathbf{G}. \quad (3.31)$$

L'addition binaire modulo 2 d'une séquence d'identification d'une source $\mathbf{c}_{S_u}, u \in [1..N_S]$ et d'une séquence d'identification d'un relais $\mathbf{c}_{R_v}, v \in [1..N_R]$ constitue la séquence d'identification du lien (S_u, R_v, D) donnée par

$$\mathbf{c}_{S_u R_v} = \mathbf{c}_{S_u} \oplus \mathbf{c}_{R_v}. \quad (3.32)$$

Nous définissons \mathbf{C} la matrice de taille $(N_S N_R \times N)$ regroupant les mots de code relatifs à tous les liens donnée par $\mathbf{C} = ((\mathbf{c}_{S_1 R_1})^T, \dots, (\mathbf{c}_{S_{N_S} R_{N_R}})^T)^T$. La séquence de précodage \mathbf{p}_X de chaque nœud $X \in \{S_u, R_v\}$ est donnée par

$$\mathbf{p}_X = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{c}_X}{2^q}\right). \quad (3.33)$$

3.4.1.2 Traitement de la destination : Décodage souple

La destination D élève la séquence reçue $\mathbf{z}_{R_v D} = (\mathbf{z}_{R_v D}^1, \dots, \mathbf{z}_{R_v D}^J)$ élément par élément à la puissance 2^q et calcule la moyenne des J sous-blocs obtenus comme dans (3.12) afin de trouver

$$\mathbf{z}_{uv}^{q, avg} = h_{uv}^{2^q} B(\mathbf{c}_{S_u R_v}) + \mathbf{w}_{uv}^{q, avg}. \quad (3.34)$$

En supposant que D connaît la phase φ_{uv} de $h_{uv}^{2^q}$, elle calcule $\check{\mathbf{z}}_{uv}$ comme dans (3.13). Ensuite, D effectue un décodage souple en calculant le vecteur de corrélation donné par

$$\boldsymbol{\lambda} = B(\mathbf{C}) \Re((\check{\mathbf{z}}_{uv})^T). \quad (3.35)$$

La destination D trouve ainsi une estimation de l l'indice du lien (S_u, R_v, D) donné par

$$\hat{l} = \arg \max_{l \in [1..N_S N_R]} \{\lambda_l\}, \quad (3.36)$$

où $\lambda_l, l \in [1..N_S N_R]$ sont les éléments de $\boldsymbol{\lambda}$.

Par conséquent, les indices des nœuds source et relais engagés dans la transmission sont déterminés.

3.4.2 Identification hiérarchique basée sur les mots de code

Comme dans la section 3.3.2, dans le cas de l'identification hiérarchique des nœuds, les nœuds sources et relais utilisent deux alphabets de précodage différents q et \tilde{q} . Le nœud destination identifie ainsi la source et le relais en deux étapes. Nous décrivons dans cette partie la méthode d'identification hiérarchique basée sur les mots de code. Nous considérons deux codes en bloc linéaires désignés par $C(N, K_S)$ et $C(N, K_R)$, où $K_S = \lceil \log_2(N_S) \rceil$ et $K_R = \lceil \log_2(N_R) \rceil$, pour identifier les nœuds sources et les nœuds relais respectivement. Nous désignons par \mathbf{G}_S et \mathbf{G}_R les matrices génératrices de tailles $(K_S \times N)$ et $(K_R \times N)$ des codes $C(N, K_S)$ et $C(N, K_R)$ respectivement. A chaque nœud source $S_u, u \in [1, N_S]$, nous associons la séquence d'identification $\mathbf{d}_{S_u} = (d_{S_u 1}, \dots, d_{S_u K_S})$ qui est la représentation binaire d'un entier appartenant à l'intervalle $[0, 2^{K_S} - 1]$. De plus, pour chaque nœud relais $R_v, v \in [1, N_R]$, nous associons la séquence d'identification $\mathbf{d}_{R_v} = (d_{R_v 1}, \dots, d_{R_v K_R})$ qui est la représentation binaire d'un entier appartenant à l'intervalle $[0, 2^{K_R} - 1]$. Nous définissons les mots de code \mathbf{c}_{S_u} et \mathbf{c}_{R_v} pour chaque nœud source $S_u, u \in [1, N_S]$ et chaque nœud relais $R_v, v \in [1, N_R]$ respectivement par

$$\mathbf{c}_{S_u} = \mathbf{d}_{S_u} \mathbf{G}_S \quad (3.37)$$

et

$$\mathbf{c}_{R_v} = \mathbf{d}_{R_v} \mathbf{G}_R. \quad (3.38)$$

Les séquences de précodage de chaque nœud source $S_u, u \in [1, N_S]$ et de chaque nœud relais $R_v, v \in [1, N_R]$ sont données respectivement par

$$\mathbf{p}_{S_u} = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{c}_{S_u}}{2^q}\right) \quad (3.39)$$

et

$$\mathbf{p}_{R_v} = \exp\left(\frac{i\pi \mathbf{c}_{R_v}}{2^{\tilde{q}}}\right). \quad (3.40)$$

Comme expliqué dans la section 3.3.2, la destination commence par identifier le relais puis la source.

La technique d'identification hiérarchique permet au nœud destination D d'identifier les indices des nœuds source et relais engagés dans la transmission du paquet de données reçu en deux étapes. Cette technique permet de simplifier le nombre de corrélations de $(N_S N_R)$, faites dans le cas de la technique d'identification non hiérarchique, à $(N_S + N_R)$.

Jusqu'à maintenant, nous avons supposé que la phase du canal φ_{uv} est connue au niveau de la destination. Dans ce qui suit, nous considérons le cas plus réaliste où cette phase est inconnue.

3.5 Estimation de la phase du canal

Nous proposons une technique d'estimation aveugle permettant à la destination d'estimer la phase du canal φ_{uv} . Nous proposons de calculer numériquement la phase $\theta_{uv} \in [0, \pi]$ qui maximise

$$\sum_{n=1}^N [\Re((z_{uv}^{q,avg})_n) \exp(-i2^q \theta_{uv})]^2, \quad (3.41)$$

où $(z_{uv}^{q,avg})_n, n \in [1, N]$ sont les éléments de $\mathbf{z}_{uv}^{q,avg}$.

Puisque les éléments de $B(\mathbf{m}_{S_u R_v})$ dans le cas des M-séquences et $B(\mathbf{c}_{S_u R_v})$ dans le cas des mots de code sont bipolaires, l'estimation de φ_{uv} est obtenue avec une ambiguïté de π . La phase obtenue θ_{uv} est ainsi une estimation de φ_{uv} ou de $\varphi_{uv} + \pi$. En utilisant ces deux phases dans le calcul de la corrélation, nous obtenons deux

séquences opposées.

Dans le cas des M-séquences, ces séquences sont générées par des registres à décalage à rebouclage linéaire, la matrice \mathbf{M} ne contient pas des séquences opposées. La destination D sélectionne donc la séquence, obtenue en utilisant θ_{uv} ou $\theta_{uv} + \pi$, donnant le maximum de la corrélation (3.14).

Dans le cas des mots de code, nous distinguons deux cas :

- Si $(1, \dots, 1)$ n'est pas un mot de code, il n'y aura pas des mots de code opposés dans \mathbf{C} . La destination D sélectionne ainsi le mot de code, obtenu en utilisant θ_{uv} ou $\theta_{uv} + \pi$ donnant le maximum de la corrélation dans le décodage. Dans ce cas, nous avons $K = K_S + K_R$.
- Si $(1, \dots, 1)$ est un mot de code, chaque mot de code de \mathbf{C} a son opposé dans \mathbf{C} . Nous supposons, sans perte de généralité, que la dernière ligne de \mathbf{G} est $(1, \dots, 1)$. Nous proposons dans ce cas de ne pas considérer le dernier bit dans la séquence d'identification du relais \mathbf{d}_{R_v} . Ce bit est fixé à 0 ou 1 et il sera utilisé par D pour enlever l'ambiguïté de π sur la phase. Dans ce cas, nous avons $K = K_S + K_R + 1$.

Remarque : Extension au cas des systèmes constitués de plusieurs sauts

Nous proposons maintenant d'étendre la technique d'identification non hiérarchique basée sur les mots de code au cas des systèmes sans fil constitués de plusieurs sauts où la séquence de données émise par le nœud source S_u , $u \in [1, N_S]$ est transmise successivement par L nœuds relais appartenant chacun à un ensemble de N_{R^l} , $l \in [1, L]$ relais, avant d'être reçue par le nœud destination D .

Dans ce cas, nous avons $K = K_S + \sum_{l=1}^L K_{R^l}$ où $K_S = \lceil \log_2(N_S) \rceil$ et $K_{R^l} = \lceil \log_2(N_{R^l}) \rceil$. Ainsi, la séquence d'information associée à S_u est donnée par

$$\mathbf{d}_{S_u} = (d_{S_{u1}}, \dots, d_{S_{uK_S}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{K_{R^1}}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{K_{R^L}}). \quad (3.42)$$

A chaque nœud relais R_v^l , $l \in [1, L]$, on associe la séquence d'information donnée par

$$\mathbf{d}_{R_v^l} = (\underbrace{0, \dots, 0}_{K_S + \sum_{e=1}^{l-1} K_{R^e}}, d_{R_v^l 1}, \dots, d_{R_v^l K_{R^l}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{\sum_{e=l+1}^L K_{R^e}}). \quad (3.43)$$

La technique de précodage ainsi que le traitement de la destination suivent ensuite le même principe décrit dans le cas de deux sauts.

3.6 Résultats des simulations

Dans cette section, nous présentons les résultats des simulations illustrant les performances des techniques d'identification proposées. Les simulations sont effectuées pour les deux types de séquences d'identification : les M-séquences et les mots de code et pour les deux types d'identification : non hiérarchique et hiérarchique. Dans ces simulations, nous utilisons la modulation BPSK et la modulation par déplacement de phase à 4 états (QPSK : Quadrature Phase Shift Keying). Le système coopératif est constitué des liens de deux sauts reliant N_S nœuds sources et N_R nœuds relais au nœud destination D . Nous supposons que l'énergie d'émission utilisée par les nœuds sources et relais, notée E_s , est égale à 1. Nous considérons que les nœuds relais sont plus proches de la destination que des nœuds sources. Ainsi, $d_{S_u R_v} = 1$ et $d_{R_v D} = 0.5$, pour $u \in [1, N_S], v \in [1, N_R]$. Le paramètre d'affaiblissement α est égal à 4. Les courbes de taux d'erreur d'identification sont tracées en fonction de E_b/N_0 où E_b est l'énergie émise par bit d'information.

La figure 3.3 illustre le taux d'erreur d'identification de la technique d'identification non hiérarchique basée sur les M-séquences appliquée au système coopératif constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 20$ relais pour $J \in \{5, 10, 20, 50\}$ en comparaison avec celui de la signalisation explicite (non-incorporée) appliquée au même système. Pour la technique d'identification proposée, le nombre de registres à décalage r est fixé à 5 et les polynômes préférés utilisés sont $f_1(x) = x^5 + x^2 + 1$ et $f_2(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Nous supposons que la phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par D . Pour la signalisation explicite, 10 bits d'identification, contenant les identités des nœuds sources et relais, sont codés et ajoutés à la séquence de données de longueur N . Le nœud destination récupère les identités des nœuds après le décodage et la détection des séquences reçues. Nous utilisons le code cyclique $C(15, 5)$ pour coder les bits d'identification de la source et du relais. Pour ce

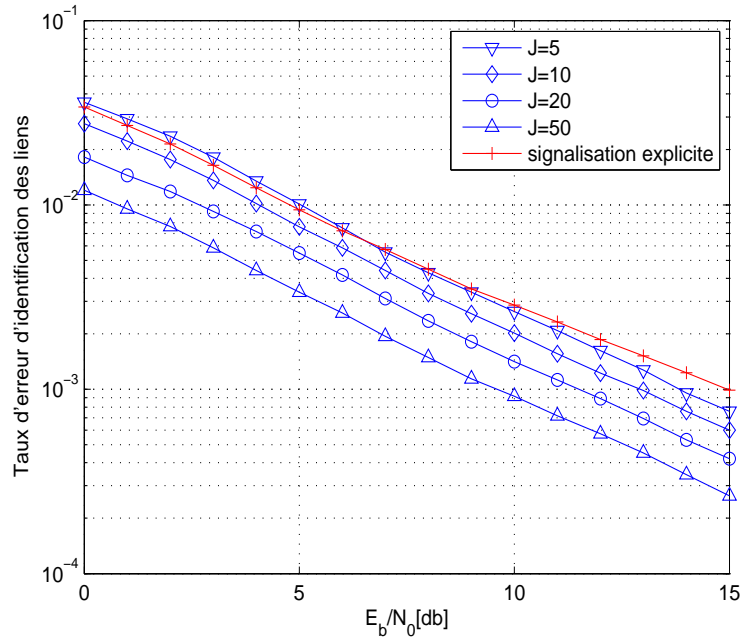


FIGURE 3.3 – Taux d’erreur d’identification des liens de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les M-séquences pour un système constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 20$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , la modulation BPSK ($q = 1$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d’identification explicite.

schéma, l’augmentation de J n’a pas d’effet sur les performances d’identification. La modulation BPSK est utilisée pour les deux techniques. Le schéma de sélection de relais PRS est utilisé. Clairement, les performances de la technique d’identification proposée sont meilleures quand J augmente vu que l’effet du bruit est diminué grâce au moyennage des J sous-blocs. Quand $J = 5$, le schéma d’identification proposé a des performances légèrement inférieures à celles du schéma d’identification avec signalisation explicite à faible E_b/N_0 . Quand J est plus élevé, le schéma d’identification proposé a de meilleures performances que celles du schéma d’identification avec signalisation explicite en termes de taux d’erreur d’identification. Evidemment, notre schéma offre aussi de meilleures performances en termes de débit et d’efficacité énergétique puisqu’il n’utilise pas de bits supplémentaires pour identifier les nœuds. La figure 3.4 montre le taux d’erreur d’identification du schéma d’identification pro-

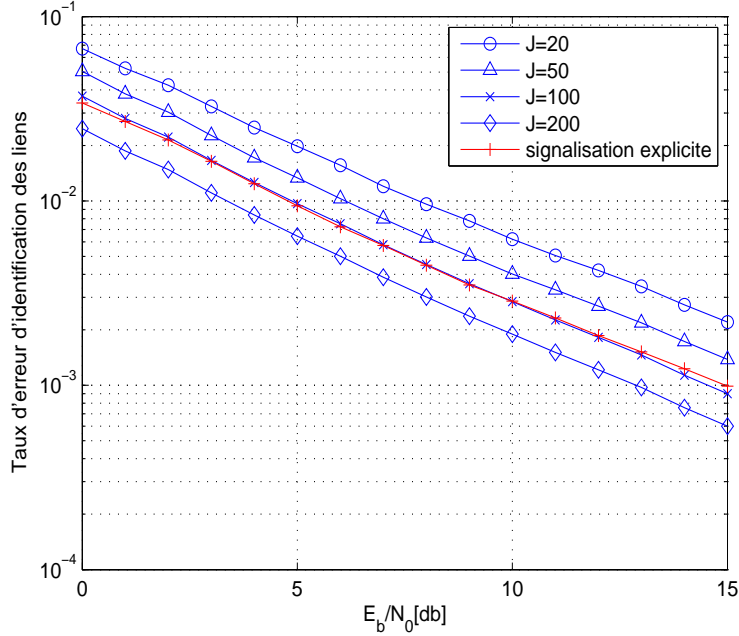


FIGURE 3.4 – Taux d’erreur d’identification des liens de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les M-séquences pour un système constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 20$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , la modulation QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d’identification explicite.

posé appliqué au système coopératif constitué de $N_S = 30$ sources et $N_R = 30$ relais avec $J \in \{20, 50, 100, 200\}$ en comparaison avec celui de la signalisation explicite appliquée au même système. Le nombre de registres $r = 5$ et les polynômes f_1 et f_2 sont utilisés. La phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par D . Le schéma de sélection de relais PRS est utilisé. La modulation QPSK est utilisée ($q = 2$). Egalement ici, les performances sont améliorées avec l’augmentation de J . La figure montre aussi que le schéma proposé est moins performant que le schéma d’identification explicite pour les faibles valeurs de J ($J < 100$) et offre de meilleures performances pour des valeurs de J plus élevées.

En comparant les résultats obtenus dans les figures 3.3 et 3.4, nous remarquons que les performances sont dégradées en utilisant la modulation QPSK à cause de l’élévation du bruit reçu à la puissance 4. Ainsi, en utilisant la modulation QPSK, le

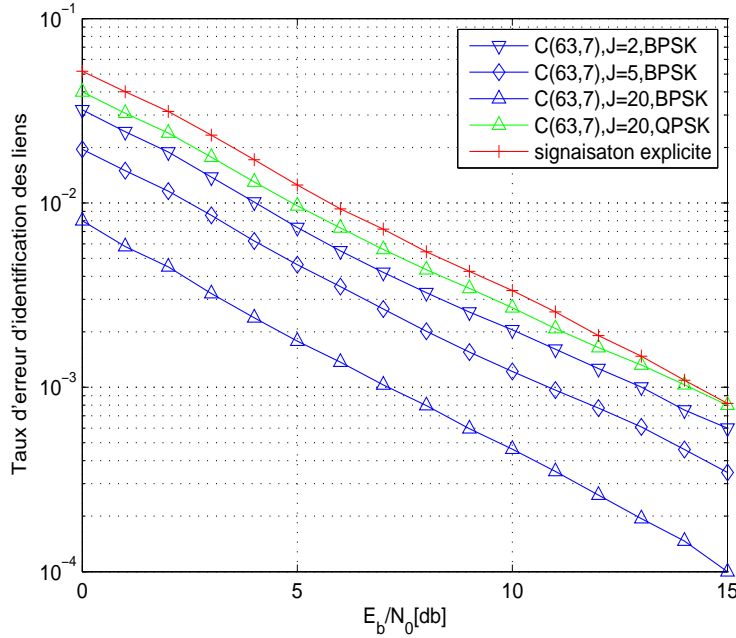


FIGURE 3.5 – Taux d’erreur d’identification des liens de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour un système constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 8$ relais pour différents nombres de sous-blocs J , les modulations BPSK ($q = 1$) et QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection PRS en comparaison avec la technique d’identification explicite.

nombre J de sous-blocs doit être augmenté afin d’obtenir une fiabilité d’identification comparable à celle obtenue avec la modulation BPSK.

La figure 3.5 illustre les performances en termes de taux d’erreur d’identification de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les mots de code en comparaison avec celles de la signalisation explicite. Nous supposons que la phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par D . Nous traçons le taux d’erreur d’identification pour un système coopératif constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 8$ relais pour $J \in \{2, 5, 20\}$ utilisant la modulation BPSK (courbes bleues) et la modulation QPSK (courbe verte) avec $J = 20$. Pour générer les mots de code, nous utilisons le code BCH $C(63, 7)$. Ainsi, $N = 63$ et $K = K_S + K_R = 7$ où $K_S = \log_2(N_S) = 4$ et $K_R = \log_2(N_R) = 3$. Le schéma de sélection de relais PRS est utilisé. De même ici, les performances sont améliorées avec l’augmentation de J , pour la même modulation

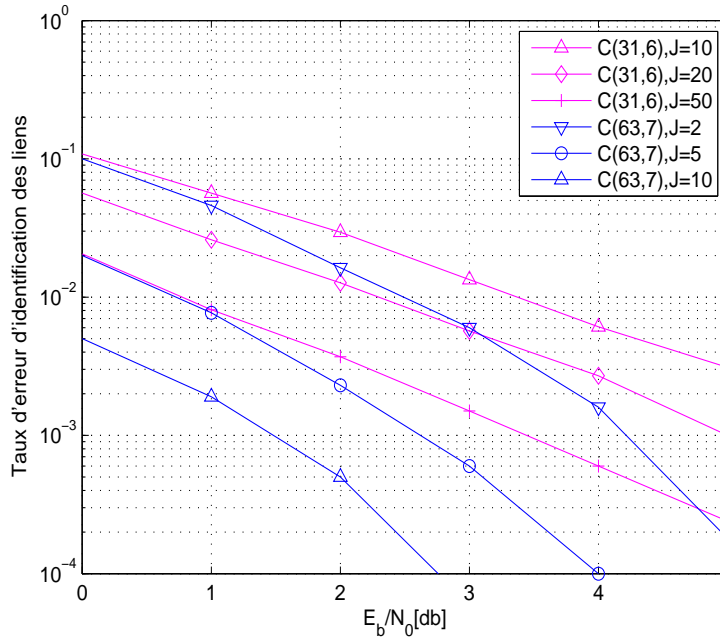


FIGURE 3.6 – Taux d’erreur d’identification des liens de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour différents codes, différents nombres de sous-blocs J , la modulation QPSK ($q = 2$) et le schéma de sélection ORS.

utilisée, grâce à la réduction de l’effet de bruit. L’utilisation de la modulation QPSK dégrade les performances aussi pour ce type d’identification. Pour la signalisation explicite, 7 bits d’identification, contenant les identités des nœuds sources et relais, sont codés et ajoutés à la séquence de données de longueur N . Nous utilisons les codes cycliques $C(12, 4)$ et $C(9, 3)$ pour coder respectivement les bits d’identification de la source et du relais. D’après la figure, le schéma proposé est plus performant que le schéma d’identification explicite quand la modulation BPSK est utilisée.

La figure 3.6 montre le taux d’erreur d’identification de la technique d’identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour différents codes et différents nombres de sous-blocs J . La phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par D . La modulation QPSK est utilisée ($q = 2$) et le schéma ORS est utilisé pour sélectionner les relais. Nous traçons le taux d’erreur d’identification pour un système coopératif constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 4$ relais pour $J \in \{10, 20, 50\}$ (courbes roses). Pour générer les mots de code, nous utilisons le code BCH $C(31, 6)$. La longueur du

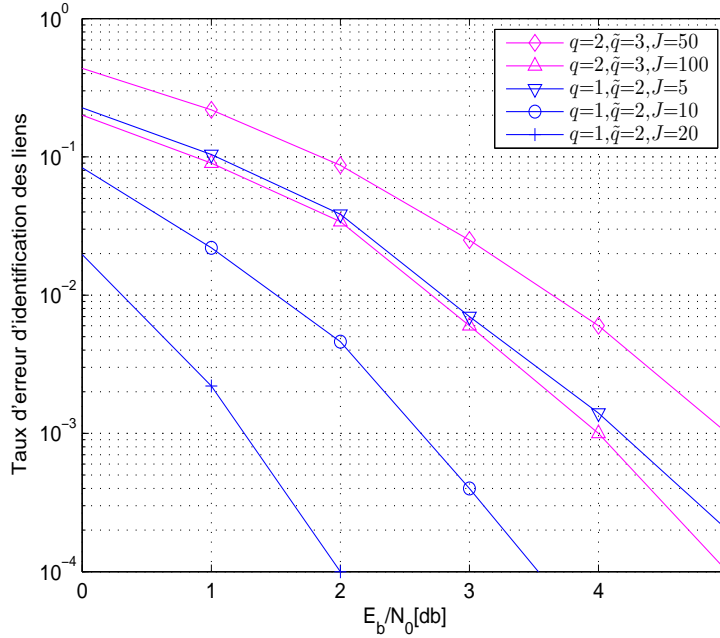


FIGURE 3.7 – Taux d’erreur d’identification des liens de la technique d’identification hiérarchique basée sur les mots de code pour un système constitué de $N_S = 128$ nœuds sources et $N_R = 32$ nœuds relais pour différents alphabets de modulations, différents nombres de sous-blocs J et le schéma de sélection ORS.

sous-bloc modulé N est égale ainsi à 31 et $K = K_S + K_R = 6$ où $K_S = \log_2(N_S) = 4$ et $K_R = \log_2(N_R) = 2$. Nous traçons le taux d’erreur d’identification pour un système coopératif constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 8$ relais pour $J \in \{2, 5, 10\}$ (courbes bleues). Pour générer les mots de code, nous utilisons le code BCH $C(63, 7)$. Clairement, l’utilisation d’un code plus performant, pour la même valeur de J , ($J = 10$), améliore les performances de l’identification des nœuds sources et relais. En comparant les résultats obtenus dans les figures 3.5 et 3.6, nous remarquons que le taux d’erreur d’identification est amélioré quand le schéma ORS est utilisé.

La figure 3.7 illustre les performances de l’identification hiérarchique basée sur les mots de code pour différents alphabets de modulation et différents nombres de sous-blocs J . Le schéma ORS est utilisé pour sélectionner les relais. Nous supposons que la phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par D . Le système coopératif est constitué de $N_S = 128$ nœuds sources et $N_R = 32$ nœuds relais. Pour l’identification, nous

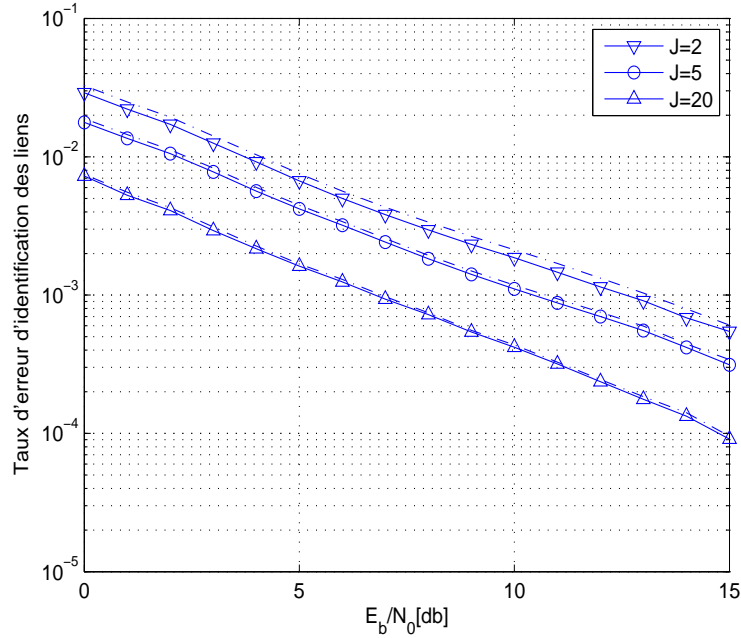


FIGURE 3.8 – Taux d’erreur d’identification des liens pour la technique d’identification non hiérarchique basée sur les mots de code pour le cas où la phase φ_{uv} est parfaitement connue par D (courbes continues) et pour le cas où la technique d’estimation proposée est utilisée (courbes discontinues) pour un système constitué de $N_S = 16$ nœuds sources et $N_R = 4$ nœuds relais pour différents nombres de sous-blocs J , avec la modulation BPSK ($q = 1$) et le schéma de sélection PRS.

utilisons les codes cycliques $C(15, 7)$ et $C(15, 5)$ pour identifier les nœuds sources et relais respectivement. Ainsi, $N = 15$, $K_S = \log_2(N_S) = 7$ et $K_R = \log_2(N_R) = 5$. Nous illustrons les performances (courbes bleues) pour $q = 1$ et $\tilde{q} = 2$. Les symboles transmis par les relais après précodage sont alors des symboles 8PSK. Le nombre de sous-blocs J varie dans $\{5, 10, 20\}$. Également ici, les performances sont améliorées avec l’augmentation de J . Nous montrons aussi (courbes roses) le taux d’erreur d’identification quand $q = 2$ et $\tilde{q} = 3$. Le nombre de sous-blocs J varie dans $\{50, 100\}$. Nous remarquons que les performances sont dégradées à cause de l’élévation du bruit reçu aux puissances 4 et 8 dans les étapes d’identification des nœuds sources et relais respectivement. Ainsi, le nombre de sous-blocs J doit être augmenté pour ce cas pour avoir des performances comparables à celles du cas où $q = 1$ et $\tilde{q} = 2$.

La figure 3.8 illustre les performances de l'identification non hiérarchique basée sur les mots de code dans le cas où la phase du canal φ_{uv} est parfaitement connue par la destination D (courbes continues) et dans le cas où la phase du canal φ_{uv} est estimée par D en utilisant la technique d'estimation aveugle proposée dans la section 3.5 (courbes discontinues). Nous traçons le taux d'erreur d'identification pour un système coopératif constitué de $N_S = 16$ sources et $N_R = 4$ relais pour $J \in \{2, 5, 20\}$. Pour générer les mots de code, nous utilisons le code BCH $C(63, 7)$. Le code BCH génère des mots de code opposés. Ainsi, le dernier bit dans la séquence d'identification du relais n'est pas considéré. Donc, $K = K_S + K_R + 1 = 7$ où $K_S = \log_2(N_S) = 4$ et $K_R = \log_2(N_R) = 2$. Le schéma de sélection PRS est utilisé pour sélectionner les relais. La modulation BPSK est utilisée. Nous remarquons que les performances obtenues avec la technique d'estimation sont très proches de celles obtenues avec connaissance parfaite de la phase. La précision de la technique d'estimation est meilleure quand J augmente.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une technique de signalisation implicite permettant à un nœud destination d'identifier les nœuds sources et relais émetteurs des paquets reçus. La technique est basée sur l'incorporation de séquences de précodage dans la séquence de données au niveau de chaque nœud source et chaque nœud relais et sur un calcul de corrélation au niveau du nœud destination. Nous avons proposé deux types de séquences d'identification : les M-séquences et les mots de code et deux types d'identification : non hiérarchique et hiérarchique. Nous avons montré que les techniques d'identification proposées ont de meilleures performances que celles de la technique d'identification explicite dans la plupart des cas (J assez élevé) en termes de taux d'erreur d'identification, de débit et d'efficacité énergétique. L'utilisation des séquences de précodage basées sur les mots de code offre de meilleures performances que celles des séquences basées sur les M-séquences grâce au gain offert par le codage. Nous avons montré que la sélection de relais améliore le taux d'erreur d'identification.

Nous avons aussi proposé et validé une technique d'estimation aveugle de la phase du canal nécessaire pour notre méthode d'identification.

Jusqu'à présent, nous n'avons pas considéré les systèmes avec interférences au niveau des nœuds. Dans le chapitre suivant, nous proposons d'étudier le problème d'optimisation de l'énergie dans un système constitué de plusieurs liens coopératifs, constitué chacun d'un nœud source, d'un nœud relais et d'un nœud destination, qui interfèrent entre eux.

Chapitre 4

Optimisation distribuée de l'énergie dans un système coopératif avec canaux interférants

Sommaire

4.1	Introduction	69
4.2	Modèle du système coopératif étudié	70
4.3	Optimisation distribuée des énergies	72
4.3.1	Problème d'optimisation des énergies	73
4.3.2	Allocation des énergies sans coopération entre les nœuds .	73
4.3.3	Allocation optimale des énergies dérivée des conditions KKT	74
4.3.4	Algorithme distribué d'allocation des énergies	76
4.3.5	Analyse de convergence de l'algorithme proposé	77
4.4	Résultats des simulations	78
4.5	Conclusion	83

4.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons considéré le cas où des nœuds sources transmettent avec l'aide des nœuds relais à une même destination. Dans ce chapitre, nous considérons un système coopératif où chaque source transmet ses données vers une destination à l'aide d'un relais. Nous supposons que les nœuds sources transmettent leurs paquets simultanément. Les nœuds relais retransmettent ensuite les paquets des sources aux nœuds destinations aussi simultanément. Les nœuds relais et destination de chaque lien reçoivent ainsi les paquets des nœuds des autres liens qui ne leur sont pas dédiés, ce qui crée de l'interférence.

Nous nous intéressons au problème de l'optimisation de l'énergie dans ce contexte. Dans la littérature, et comme alternative aux approches utilisant des décisions centralisées prises au niveau de la station de base, des algorithmes distribués itératifs ont été proposés et leurs convergences ont été établies [Foschini, Miljanic, 1993; Chen *et al.*, 1994; Mitra, 1993]. Récemment, une optimisation basée sur la théorie de jeux a été proposée [Alpcan *et al.*, 2002; Sung, Wong, 2003]. Le problème est formulé ainsi comme un jeu non coopératif où plusieurs joueurs égoïstes veulent maximiser chacun un profit mesuré par une fonction d'utilité. Dans [Saraydar *et al.*, 2002; Huang *et al.*, 2006], les auteurs introduisent une forme de coopération entre les joueurs par l'incorporation de la notion d'échange de prix entre les nœuds. Les prix mesurent les dégâts causés par les interférences sur les utilités des nœuds. Cette solution réalise des performances meilleures que celles du cas où il n'y a pas de coopération entre les joueurs.

Dans ce chapitre, nous proposons un algorithme distribué d'allocation des énergies dans un système coopératif avec canaux interférants. Nous considérons une fonction d'utilité qui correspond à l'approximation de la capacité de Shannon à fort Rapport Signal à Bruit plus Interférence (RSBI) et qui mesure la qualité d'un lien coopératif (source-relais-destination). Le problème considéré est la maximisation de la somme des utilités de tous les liens. Pour le simplifier, nous proposons une approximation

de la fonction d'utilité. Nous proposons ensuite de dériver les conditions de Karush-Kuhn-Tucker (KKT) relatives au problème considéré et nous présentons l'algorithme itératif distribué d'allocation des énergies. Dans cet algorithme, chaque lien annonce un prix qui reflète sa perte en termes d'utilité due aux interférences. Nous nous basons sur l'étude de [Huang *et al.*, 2006], effectuée dans le cas d'un système sans fil conventionnel, pour prouver la convergence de notre algorithme vers la solution optimale unique. Nous présentons les résultats des simulations illustrant la convergence et les performances de l'algorithme proposé à la fin de ce chapitre.

4.2 Modèle du système coopératif étudié

Nous considérons un système sans fil coopératif constitué de N liens formés chacun de deux sauts. Chaque lien $l_i, i \in [1, N]$ est constitué de trois nœuds (S_i, R_i, D_i) : un nœud source S_i , un nœud relais R_i et un nœud destination D_i . Les liens utilisent la même bande de fréquence. Nous supposons que les nœuds sont reliés par des canaux de Rayleigh par bloc. Ainsi, le canal reliant un nœud émetteur $X \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$ et un nœud récepteur $Y \in \{R_i, D_i\}, i \in [1, N]$, noté par h_{XY} , est constant sur chaque bloc, comprenant T symboles, et varie indépendamment d'un bloc à un autre. Nous considérons le modèle d'affaiblissement de propagation donné par

$$E(|h_{XY}|^2) = \left(\frac{d_{XY}}{d_0}\right)^{-\alpha}, \quad (4.1)$$

avec $E(\cdot)$ désigne l'espérance mathématique, d_0 est une distance de référence, d_{XY} est la distance entre X et Y et α est le paramètre d'affaiblissement.

Nous supposons que la communication entre les nœuds se fait en deux slots de temps. Durant le premier slot de temps, chaque nœud source $S_i, i \in [1, N]$ émet son paquet \mathbf{x}_i . Le relais R_i reçoit le paquet \mathbf{x}_i de la source S_i ainsi que ceux des autres sources $\mathbf{x}_j, j \in [1, N], j \neq i$. Le signal reçu par R_i est donné par

$$\mathbf{y}_{S_i R_i} = \sqrt{E_{S_i}} h_{S_i R_i} \mathbf{x}_i + \sum_{j \neq i} \sqrt{E_{S_j}} h_{S_j R_i} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_{S_i R_i}, \quad (4.2)$$

où E_{S_i} est l'énergie émise par symbole de la source S_i et $\mathbf{n}_{S_i R_i}$ désigne le vecteur de bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_{S_i R_i}^2$.

Le Rapport Signal à Bruit plus Interférence (RSBI) de la transmission de la source S_i vers le relais R_i est donné par

$$\Gamma_{S_i R_i} = \frac{E_{S_i} |h_{S_i R_i}|^2}{\sum_{j \neq i} E_{S_j} |h_{S_j R_i}|^2 + \sigma_{S_i R_i}^2}. \quad (4.3)$$

Par souci de simplification du problème, nous supposons que le relais peut parfaitement décoder et encoder le signal reçu. Il transmet ainsi le paquet obtenu à la destination correspondante durant le deuxième slot de temps. Nous supposons que les nœuds sources et destinations sont suffisamment éloignés de sorte qu'il n'y ait pas de transmission directe des sources vers les destinations. Ainsi, la destination D_i reçoit le signal émis par le relais R_i ainsi que ceux des autres relais $R_j, j \in [1, N], j \neq i$. Le signal reçu par D_i est donné par

$$\mathbf{y}_{R_i D_i} = \sqrt{E_{R_i}} h_{R_i D_i} \mathbf{x}_i + \sum_{j \neq i} \sqrt{E_{R_j}} h_{R_j D_i} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_{R_i D_i}, \quad (4.4)$$

où E_{R_i} est l'énergie émise par symbole du relais R_i et $\mathbf{n}_{R_i D_i}$ désigne le vecteur de bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_{R_i D_i}^2$.

Le RSBI de la transmission du relais R_i vers la destination D_i est donné par

$$\Gamma_{R_i D_i} = \frac{E_{R_i} |h_{R_i D_i}|^2}{\sum_{j \neq i} E_{R_j} |h_{R_j D_i}|^2 + \sigma_{R_i D_i}^2}. \quad (4.5)$$

Le RSBI effectif du lien l_i , noté par Γ_{l_i} , reçu par la destination D_i à travers les deux sauts est donné par

$$\begin{aligned} \Gamma_{l_i} &= \min(\Gamma_{S_i R_i}, \Gamma_{R_i D_i}) \\ &= \min \left(\frac{E_{S_i}}{\bar{\alpha}_{S_i R_i} \bar{\mathbf{E}}_{S_i} + w_{S_i R_i}}, \frac{E_{R_i}}{\bar{\beta}_{R_i D_i} \bar{\mathbf{E}}_{R_i} + w_{R_i D_i}} \right), \end{aligned} \quad (4.6)$$

où $\bar{\alpha}_{S_i R_i} = [\alpha_{S_1 R_i}, \dots, \alpha_{S_{(i-1)} R_i}, \alpha_{S_{(i+1)} R_i}, \dots, \alpha_{S_N R_i}]$ et $\bar{\beta}_{R_i D_i} = [\beta_{R_1 D_i}, \dots, \beta_{R_{(i-1)} D_i}, \beta_{R_{(i+1)} D_i}, \dots, \beta_{R_N D_i}]$ avec $\alpha_{S_j R_i}$ et $\beta_{R_j D_i}$, pour $\{i, j\} \in [1, N], j \neq i$, sont les puissances des canaux normalisées données respectivement par

$$\alpha_{S_j R_i} = \frac{|h_{S_j R_i}|^2}{|h_{S_i R_i}|^2} \text{ et } \beta_{R_j D_i} = \frac{|h_{R_j D_i}|^2}{|h_{R_i D_i}|^2}, \quad (4.7)$$

$w_{S_i R_i}$ et $w_{R_i D_i}$ sont les variances normalisées données respectivement par

$$w_{S_i R_i} = \frac{\sigma_{S_i R_i}^2}{|h_{S_i R_i}|^2} \text{ et } w_{R_i D_i} = \frac{\sigma_{R_i D_i}^2}{|h_{R_i D_i}|^2} \quad (4.8)$$

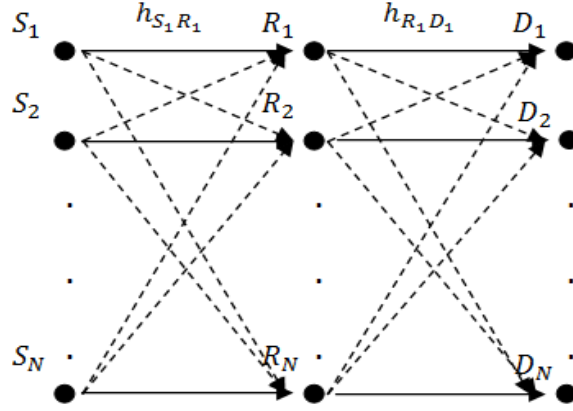


FIGURE 4.1 – Liens coopératifs constitué chacun de deux sauts.

et $\bar{\mathbf{E}}_{X_i} = [E_{X_1}, \dots, E_{X_{(i-1)}}, E_{X_{(i+1)}}, \dots, E_{X_{(N)}}]^T$, $X_i \in \{S_i, R_i\}$. Nous notons par $\mathbf{E}_{l_i} = [E_{S_i}, E_{R_i}]$ le vecteur composé des énergies des nœuds source et relais d'un lien l_i et par $\mathbf{E} = [E_{S_1}, E_{R_1}, \dots, E_{S_N}, E_{R_N}]$ le vecteur composé des énergies de tous les nœuds sources et relais situés dans le système.

Nous proposons dans ce chapitre de considérer une fonction utilité U_i permettant de mesurer les performances d'un lien l_i , $i \in [1, N]$. Nous proposons d'utiliser la fonction utilité logarithmique donnée par

$$U_i = \log(\Gamma_{l_i}) = \log(\min(\Gamma_{S_i R_i}, \Gamma_{R_i D_i})) \quad (4.9)$$

qui correspond à la capacité de Shannon $C = \log(1 + \Gamma_{l_i})$ à fort RSBI et qui a de bonnes propriétés mathématiques (fonction croissante et concave en termes de RSBI). Nous proposons dans la suite d'optimiser les énergies des nœuds sources et relais.

4.3 Optimisation distribuée des énergies

Dans cette section, nous commençons par présenter le problème d'optimisation considéré. Nous proposons d'abord de le résoudre en considérant que les nœuds ne coopèrent pas. Ensuite, nous supposons que les nœuds ont une certaine connaissance sur les canaux et les interférences et nous proposons une solution optimale dérivée

des conditions de Karush-Kuhn-Tucker (KKT). Par la suite, nous proposons l'algorithme itératif distribué d'allocation des énergies pour atteindre la solution. Nous finirons cette section par l'étude de la convergence de l'algorithme proposé.

4.3.1 Problème d'optimisation des énergies

Nous proposons de déterminer le vecteur des énergies $\mathbf{E} = [E_{S_1}, E_{R_1}, \dots, E_{S_N}, E_{R_N}]$ qui maximise la somme des utilités de tous les liens :

$$\max_{\{(E_{X_i}) \in C_{X_i}, i \in [1, N]\}} \sum_{i=1}^N U_i(\Gamma_{l_i}(\mathbf{E})), \quad (4.10)$$

où l'intervalle $C_{X_i} = [E_{X_i}^{min}, E_{X_i}^{max}]$ avec $E_{X_i}^{min} > 0$ pour $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$. Afin de simplifier le problème (4.10), nous proposons d'utiliser l'approximation suivante [Moon, Stirling, 2005]

$$\begin{aligned} U_i = \log(\Gamma_{l_i}) &= \log(\min(\Gamma_{S_i R_i}, \Gamma_{R_i D_i})) \\ &= \min(\log(\Gamma_{S_i R_i}), \log(\Gamma_{R_i D_i})) \\ &\cong -\log(e^{(-\log(\Gamma_{S_i R_i}))} + e^{(-\log(\Gamma_{R_i D_i}))}) \\ &= \log\left(\frac{\Gamma_{S_i R_i} \Gamma_{R_i D_i}}{\Gamma_{S_i R_i} + \Gamma_{R_i D_i}}\right). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Cette approximation est précise quand $|\Gamma_{S_i R_i} - \Gamma_{R_i D_i}| \gg 0$. Nous proposons dans la suite de résoudre le problème considéré (4.10) en utilisant l'approximation (4.11).

4.3.2 Allocation des énergies sans coopération entre les nœuds

Dans le cas où les nœuds ne coopèrent pas, les nœuds source et relais de chaque lien veulent maximiser de manière égoïste l'utilité de leur lien U_i . Ainsi, les nœuds sources et relais vont transmettre avec les énergies maximales qui leur sont allouées $E_{X_i}^{max}, X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$. En effet, chaque fonction d'utilité $U_i(\Gamma_{l_i}) = U_i(\Gamma_{S_i R_i}, \Gamma_{R_i D_i})$ est une fonction croissante du vecteur énergie $\mathbf{E}_{l_i} = [E_{S_i}, E_{R_i}]$ pour $\bar{\mathbf{E}}_{S_i}$ et $\bar{\mathbf{E}}_{R_i}$ fixes vu que

$$\frac{\partial U_i(E_{S_i}, E_{R_i})}{\partial E_{S_i}} = \frac{E_{R_i} f_{S_i R_i}}{E_{S_i} (E_{S_i} f_{R_i D_i} + E_{R_i} f_{S_i R_i})} \geq 0,$$

et

$$\frac{\partial U_i(E_{S_i}, E_{R_i})}{\partial E_{R_i}} = \frac{E_{S_i} f_{R_i D_i}}{E_{R_i} (E_{S_i} f_{R_i D_i} + E_{R_i} f_{S_i R_i})} \geq 0,$$

avec $f_{S_i R_i}$ et $f_{R_i D_i}$ représentent les interférences plus bruit reçues au niveau du nœud relais et au niveau du nœud destination respectivement données par

$$f_{S_i R_i} = \bar{\alpha}_{S_i R_i} \bar{\mathbf{E}}_{S_i} + w_{S_i R_i} \quad (4.12)$$

et

$$f_{R_i D_i} = \bar{\beta}_{R_i D_i} \bar{\mathbf{E}}_{R_i} + w_{R_i D_i}. \quad (4.13)$$

Cette solution génère le maximum d'interférence entre les nœuds. Ainsi, elle n'est pas une solution optimale du problème (4.10). Pour améliorer les performances du système, les nœuds ont besoin d'ajuster leurs énergies de transmission en tenant compte de l'interférence qu'ils causent aux autres nœuds. Dans ce qui suit, nous dérivons les conditions KKT qui correspondent au problème (4.10) et nous proposons un algorithme distribué d'allocation des énergies en nous basant sur les résultats obtenus.

4.3.3 Allocation optimale des énergies dérivée des conditions KKT

Dans cette partie, nous dérivons les conditions KKT relatives au problème d'optimisation (4.10). Elles sont données par le lemme suivant :

Lemme 1 : pour toute solution optimale locale $E_{X_i}^*$ du problème (4.10), il existe deux multiplicateurs de Lagrange uniques $\theta_{X_i}^*$ et $\lambda_{X_i}^*$ de sorte que pour tout $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$

$$\frac{\partial U_i(E_{X_i}^*, \bar{\mathbf{E}}_{X_i}^*)}{\partial E_{X_i}} + \sum_{j \neq i} \frac{\partial U_j(E_{X_j}^*, \bar{\mathbf{E}}_{X_j}^*)}{\partial E_{X_i}} = \theta_{X_i}^* - \lambda_{X_i}^*, \quad (4.14)$$

$$\theta_{X_i}^* (E_{X_i}^* - E_{X_i}^{max}) = 0, \lambda_{X_i}^* (E_{X_i}^{min} - E_{X_i}^*) = 0, \text{ et } \theta_{X_i}^*, \lambda_{X_i}^* \geq 0.$$

Nous définissons pour $X_j \in \{S_j, R_j\}, Y_j \in \{R_j, D_j\}, j \in [1, N]$

$$\Pi_{X_j}(E_{X_j}, \bar{\mathbf{E}}_{X_j}) = -\frac{\partial U_j(E_{X_j}, \bar{\mathbf{E}}_{X_j})}{\partial f_{X_j Y_j}(\bar{\mathbf{E}}_{X_j})}. \quad (4.15)$$

En utilisant (4.14) et (4.15), nous obtenons

$$\frac{\partial U_i(E_{S_i}^*, \bar{\mathbf{E}}_{S_i}^*)}{\partial E_{S_i}} - \sum_{j \neq i} \Pi_{S_j}(E_{S_j}^*, \bar{\mathbf{E}}_{S_j}^*) \alpha_{S_j R_i} = \theta_{S_i}^* - \lambda_{S_i}^* \quad (4.16)$$

$$\frac{\partial U_i(E_{R_i}^*, \bar{\mathbf{E}}_{R_i}^*)}{\partial E_{R_i}} - \sum_{j \neq i} \Pi_{R_j}(E_{R_j}^*, \bar{\mathbf{E}}_{R_j}^*) \beta_{R_j D_i} = \theta_{R_i}^* - \lambda_{R_i}^*. \quad (4.17)$$

Les conditions (4.16) et (4.17) sont les conditions d'optimalité nécessaires et suffisantes du problème suivant dans lequel chaque nœud émetteur $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$ spécifie une énergie E_{X_i} qui maximise l'utilité nette suivante

$$\max_{E_{X_i} \in C_{X_i}} U_{X_i}^{net}(E_{X_i}, \bar{\mathbf{E}}_{X_i}, \bar{\boldsymbol{\Pi}}_{X_i}), \quad (4.18)$$

avec

$$U_{X_i}^{net}(E_{X_i}, \bar{\mathbf{E}}_{X_i}, \bar{\boldsymbol{\Pi}}_{X_i}) = U_i(E_{X_i}, \bar{\mathbf{E}}_{X_i}) - E_{X_i} \left(\sum_{j \neq i} \Pi_{X_j} G_{X_j Y_i} \right), \quad (4.19)$$

où

$$G_{X_j Y_i} = \begin{cases} \alpha_{S_j R_i} & \text{si } X_j = S_j \\ \beta_{R_j D_i} & \text{si } X_j = R_j. \end{cases}$$

et $\bar{\boldsymbol{\Pi}}_{X_i} = [\Pi_{X_1}, \dots, \Pi_{X(i-1)}, \Pi_{X(i+1)}, \dots, \Pi_{X_N}]$.

L'utilité nette dans (4.19) peu être vue comme la différence entre l'utilité du lien et un coût qu'il paye pour les autres liens dans le système en contrepartie de l'interférence qu'il génère à travers chaque saut. En effet, pour chaque nœud $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$, le coût d'interférence qu'il paye pour un autre nœud $X_j \in \{S_j, R_j\}, j \in [1, N], j \neq i$ est le prix Π_{X_j} multiplié par l'énergie reçue donnée par $E_{X_i} G_{X_j Y_i}$. En nous basant sur cette interprétation des conditions KKT, nous proposons dans la suite un algorithme distribué itératif d'allocation des énergies.

4.3.4 Algorithme distribué d'allocation des énergies

A partir des résultats obtenus, l'expression de l'énergie de chaque nœud E_{X_i} est obtenue en annulant la dérivée de $U_{X_i}^{net}$: $\frac{\partial U_{X_i}^{net}}{\partial E_{X_i}} = 0$. Nous obtenons ainsi

$$\frac{\Gamma_{Y_i Z_i}}{\Gamma_{X_i Y_i}(\Gamma_{X_i Y_i} + \Gamma_{Y_i Z_i})} \frac{\Gamma_{X_i Y_i}}{E_{X_i}} = \sum_{j \neq i} \Pi_{X_j} G_{X_j Y_i}, \quad (4.20)$$

où pour chaque $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$, $\Gamma_{Y_i Z_i}$ désigne le RSBI de l'autre saut du lien $l_i, i \in [1, N]$ donné par

$$\Gamma_{Y_i Z_i} = \begin{cases} \Gamma_{R_i D_i} & \text{si } X_i = S_i \\ \Gamma_{S_i R_i} & \text{si } X_i = R_i \end{cases}$$

et

$$\Pi_{X_j} = -\frac{\partial U_j(E_{X_j}, \bar{\mathbf{E}}_{X_j})}{\partial f_{X_j Y_j}(\bar{\mathbf{E}}_{X_j})} = \frac{\exp U_j}{E_{X_j}}. \quad (4.21)$$

Ainsi, nous obtenons l'équation suivante du second degré

$$E_{X_i}^2 + E_{X_i} \Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i} - \frac{\Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i}}{\sum_{j \neq i} \Pi_{X_j} G_{X_j Y_i}} = 0. \quad (4.22)$$

En résolvant cette équation, l'énergie de chaque nœud E_{X_i} est donnée par

$$E_{X_i} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{(\Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i})^2 + 4 \frac{\Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i}}{\sum_{j \neq i} \Pi_{X_j} G_{X_j Y_i}}} - \Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i} \right). \quad (4.23)$$

Nous résumons le traitement des nœuds dans l'algorithme itératif suivant. Nous supposons que les gains de canaux sont connus par les nœuds récepteurs $Y_i \in \{R_i, D_i\}, i \in [1, N]$. Nous notons par t l'indice du slot de temps actuel et par t^- l'indice du slot de temps précédent

1. **Initialisation** : A $t = 0$, chaque nœud $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$ choisit une énergie $E_{X_i}(0) \in C_{X_i}$ et un prix $\Pi_{X_i}(0) \geq 0$
2. **Mise à jour de l'énergie** : chaque nœud $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$ affine son énergie $E_{X_i}(t)$ qui correspond à :

$$E_{X_i}(t) = W_{X_i}(\mathbf{E}(t^-), \bar{\Pi}_{X_i}(t^-)),$$

avec

$$W_{X_i}(\mathbf{E}, \bar{\Pi}_{X_i}) = \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{(\Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i})^2 + 4 \frac{\Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i}}{\sum_{j \neq i} \Pi_{X_j} G_{X_j Y_i}} - \Gamma_{Y_i Z_i} f_{X_i Y_i} \right) \right]_{E_{X_i}^{min}}^{E_{X_i}^{max}},$$

où $[x]_a^b = \max\{a, \min\{x, b\}\}$.

3. **Mise à jour du prix** : chaque nœud $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$ annonce son prix $\Pi_{X_i}(t)$ qui correspond à :

$$\Pi_{X_i}(t) = R_{X_i}(\mathbf{E}(t^-)),$$

avec

$$R_{X_i}(\mathbf{E}) = -\frac{\partial U_i(E_{X_i}, \bar{\mathbf{E}}_{X_i})}{\partial f_{X_i Y_i}(\bar{\mathbf{E}}_{X_i})} = \frac{\exp U_i}{E_{X_i}}.$$

Dans cet algorithme, chaque nœud annonce un prix et les autres nœuds mettent à jour leurs énergies d'émission en se basant sur les valeurs des prix reçus. Les prix et les énergies sont mis à jour d'une manière asynchrone. L'allocation des énergies des nœuds est alors optimisée dans le but de ne pas dépasser les budgets alloués et de minimiser les interférences. Pour cela, chaque nœud source $S_i, i \in [1, N]$ (respectivement relais $R_i, i \in [1, N]$) a besoin de connaître le gain du canal $h_{S_i R_i}$ (respectivement $h_{R_i D_i}$), les gains des canaux qui le relie avec les autres nœuds $h_{S_j R_i}$ (respectivement $h_{R_j D_i}$) avec $j \in [1, N], j \neq i$, l'interférence plus bruit $f_{S_i R_i}$ (respectivement $f_{R_i D_i}$) et les prix des autres nœuds Π_{S_j} (respectivement Π_{R_j}).

4.3.5 Analyse de convergence de l'algorithme proposé

Dans cette partie, nous analysons la convergence de l'algorithme proposé. Le problème (4.10) et la fonction d'utilité nette (4.19) sont équivalents au problème (P1) et l'utilité (6) dans [Huang *et al.*, 2006]. Ainsi, nous proposons d'utiliser les résultats de [Huang *et al.*, 2006] pour prouver la convergence de l'algorithme proposé. Les conditions de convergence sont données par [Huang *et al.*, 2006], dans la proposition 3. Ils peuvent être écrites dans notre cas comme suit :

Pour $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$

1. $E_{X_i}^{min} > 0$.
2. $CR_{X_i}(\Gamma_{X_i Y_i}) \in [a, b]$ pour tout $\Gamma_{X_i Y_i} \in [\Gamma_{X_i Y_i}^{min}, \Gamma_{X_i Y_i}^{max}]$ où $[a, b]$ est un intervalle fermé de $[1, 2]$.

Le coefficient $CR_{X_i}(\Gamma_{X_i Y_i})$ [Varian, 1992] est donné par

$$CR_{X_i}(\Gamma_{X_i Y_i}) = -\Gamma_{X_i Y_i} \frac{\partial^2 U_i(\Gamma_{X_i Y_i}, \Gamma_{Y_i Z_i})}{\partial \Gamma_{X_i Y_i}^2} \frac{1}{\frac{\partial U_i(\Gamma_{X_i Y_i}, \Gamma_{Y_i Z_i})}{\partial \Gamma_{X_i Y_i}}}.$$

Pour $\Gamma_{Y_i Z_i}$ fixe, on a

$$\frac{\partial U_i(\Gamma_{X_i Y_i}, \Gamma_{Y_i Z_i})}{\partial \Gamma_{X_i Y_i}} = \frac{\Gamma_{Y_i Z_i}}{\Gamma_{X_i Y_i} \Gamma_{Y_i Z_i} + \Gamma_{Y_i Z_i}^2}$$

et

$$\frac{\partial^2 U_i(\Gamma_{X_i Y_i}, \Gamma_{Y_i Z_i})}{\partial \Gamma_{X_i Y_i}^2} = -\frac{\Gamma_{Y_i Z_i}^2 + 2\Gamma_{X_i Y_i} \Gamma_{Y_i Z_i}}{(\Gamma_{X_i Y_i} \Gamma_{Y_i Z_i} + \Gamma_{X_i Y_i}^2)^2}.$$

Ainsi,

$$CR_{X_i Y_i}(\Gamma_{X_i Y_i}) = \frac{\Gamma_{Y_i Z_i} + 2\Gamma_{X_i Y_i}}{\Gamma_{Y_i Z_i} + \Gamma_{X_i Y_i}} \in]1, 2[, \forall \Gamma_{X_i Y_i} > 0.$$

Les conditions de convergence données par [Huang *et al.*, 2006] sont ainsi vérifiées dans notre cas.

4.4 Résultats des simulations

Dans cette section, nous présentons les résultats des simulations illustrant la convergence et les performances de l'algorithme proposé. Nous considérons un système coopératif constitué de 10 liens parallèles placés aléatoirement dans une région carrée de surface $L \times L$. Nous supposons que les liens sont des lignes droites de longueur égale à 1. Les nœuds relais sont aléatoirement localisés entre les nœuds sources et les nœuds destinations. Les énergies limites sont données par $E_{X_i}^{min} = 10^{-5}$ et $E_{X_i}^{max} = 1$ pour $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$. Les nœuds mettent à jour leurs énergies et leurs prix selon l'algorithme proposé dans la section 4.3.4.

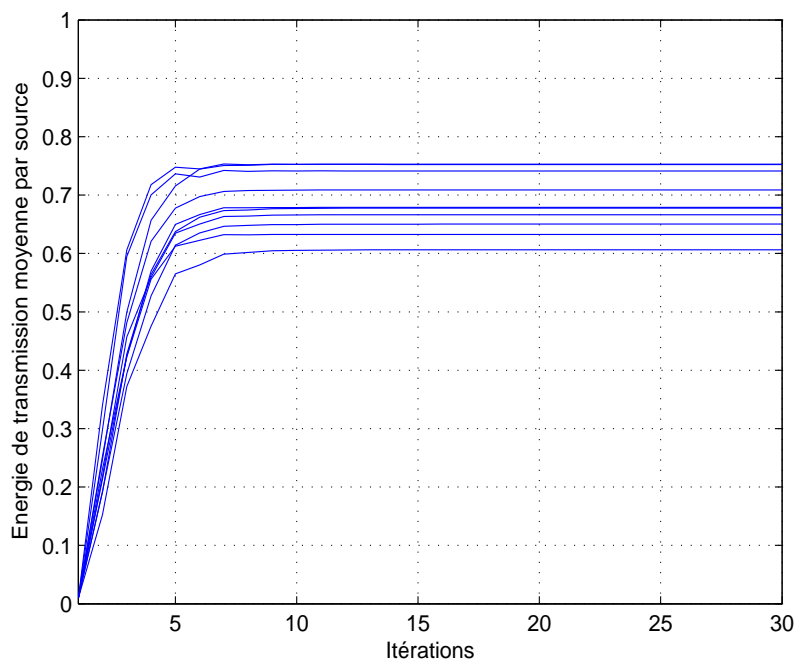


FIGURE 4.2 – Convergence des énergies de transmission des nœuds sources.

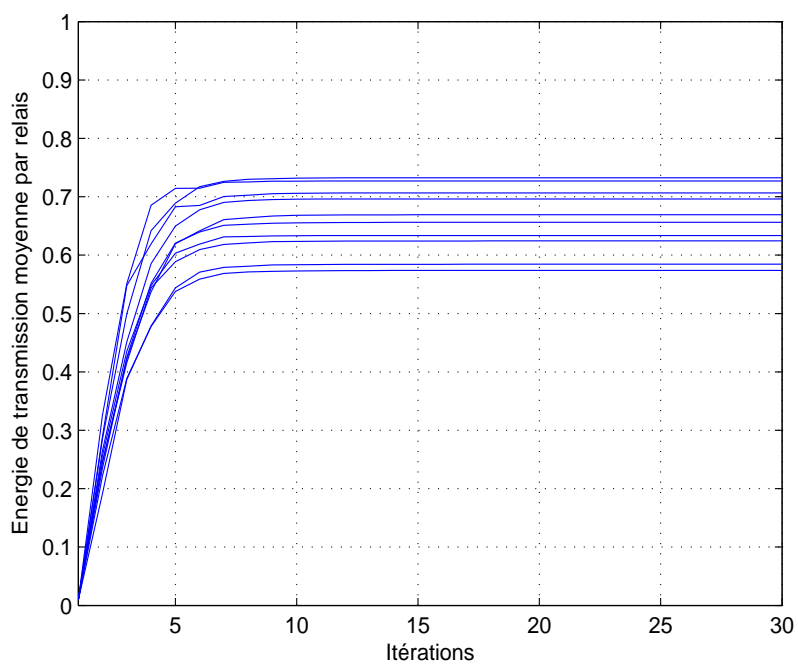


FIGURE 4.3 – Convergence des énergies de transmission des nœuds relais.

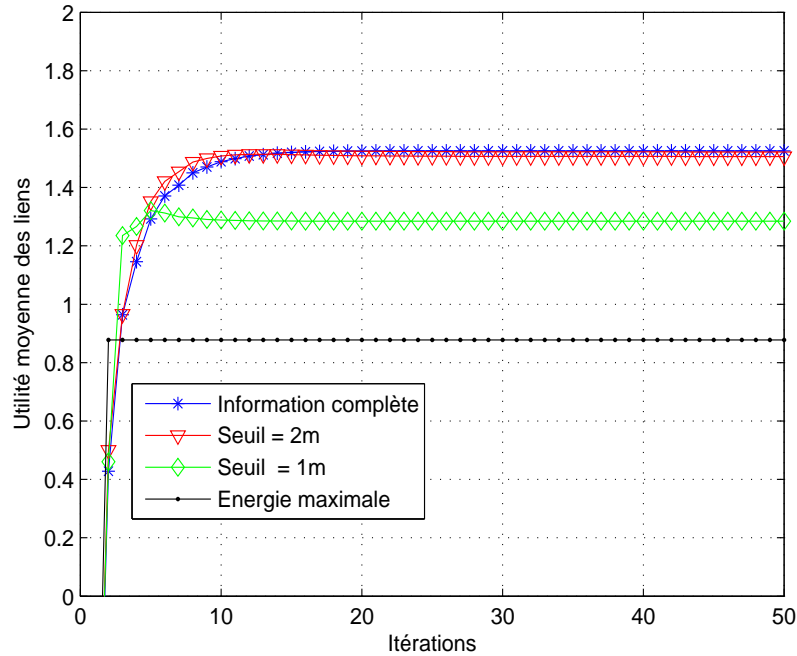


FIGURE 4.4 – Utilité moyenne des liens dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds en comparaison avec le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.

Les figures 4.2 et 4.3 illustrent l'évolution des énergies de transmission des nœuds sources et des nœuds relais en fonction des itérations. Les énergies sont moyennées sur 100 réalisations aléatoires. La longueur de la région L est fixée à $10m$ et le paramètre d'affaiblissement α est fixé à 4. Clairement, la convergence de l'algorithme est rapidement atteinte. En effet, moins de 10 itérations sont nécessaires pour que les énergies des nœuds convergent.

Dans la figure 4.4, nous proposons d'étudier l'effet de la limitation de l'échange des prix entre les nœuds. Nous supposons que les nœuds reçoivent les prix uniquement des nœuds qui génèrent les plus fortes interférences, c'est à dire, les nœuds qui sont les plus proches (localisés à une distance seuil donnée). Le but est de minimiser le trafic de signalisation généré par l'algorithme proposé. La figure 4.4 illustre l'utilité moyenne des liens dans le cas de limitation de l'échange des prix pour différents seuils en comparaison avec le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des

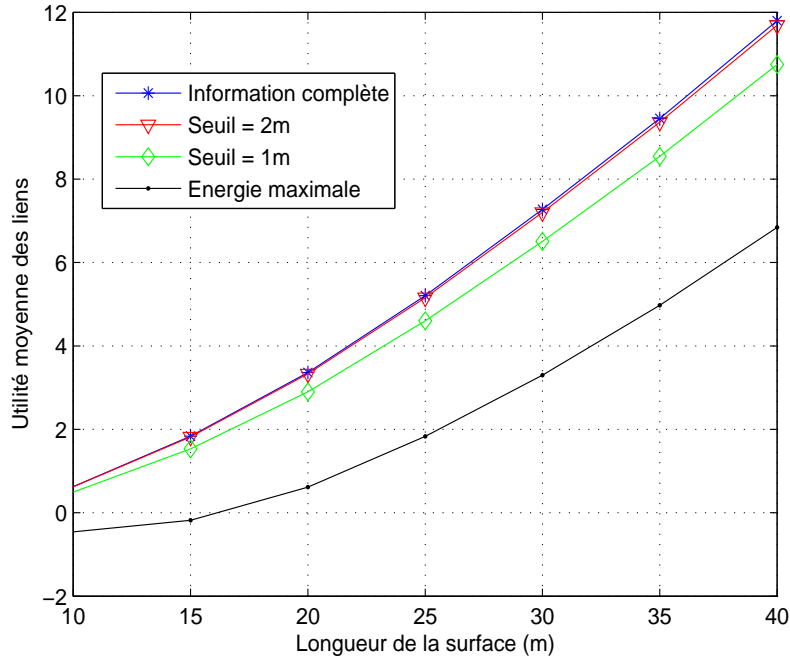


FIGURE 4.5 – Utilité moyenne des liens en fonction de la longueur de la région L dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds et dans le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.

autres nœuds situés dans le système. Les paramètres α et L ont les mêmes valeurs que celles utilisées dans les figures 4.2 et 4.3. D'après la figure 4.4, le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds offre la plus grande valeur d'utilité quand la convergence de l'algorithme est obtenue. Dans le cas où l'échange d'informations est limité, la dégradation de l'utilité est faible quand le seuil est plus grand que $2m$. En effet, la plupart des nœuds générant les fortes interférences sont localisés à une distance inférieure à ce seuil et l'interférence causée par les autres nœuds localisés au delà de ce seuil est faible. Quand le seuil est égal à 0, les nœuds transmettent alors avec les énergies maximales qui leur sont allouées comme dans 4.3.2. Dans ce cas, il n'y a pas d'échange de prix. Les valeurs des utilités sont alors considérablement diminuées.

La figure 4.5 montre les performances de l'algorithme proposé en termes d'utilité

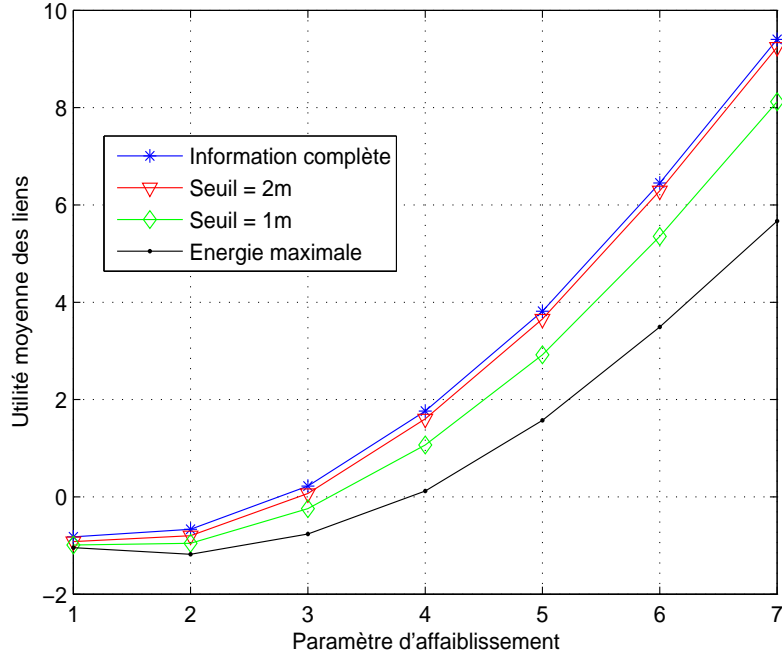


FIGURE 4.6 – Utilité moyenne des liens en fonction du paramètre d'affaiblissement α dans le cas où les nœuds ont une connaissance complète des prix des autres nœuds et dans le cas où l'échange des prix est limité aux nœuds les plus proches pour différentes distances seuils.

moyenne des liens en fonction de la longueur de la région L . Le paramètre d'affaiblissement α est égal à 4. Quand la région est large, les liens sont éloignés les uns des autres. Ainsi, l'interférence est diminuée et l'utilité est meilleure.

La figure 4.6 illustre l'utilité moyenne des liens en fonction du paramètre d'affaiblissement α . La longueur L est égale à $10m$. L'utilité moyenne augmente avec l'augmentation de α . Ainsi, les performances de l'algorithme proposé sont améliorées vu la diminution de l'interférence reçue.

Figure 4.7 illustre l'utilité moyenne des liens en fonction des itérations dans le cas où les nœuds reçoivent les valeurs exactes des prix des autres nœuds en comparaison avec le cas où les nœuds reçoivent les prix des autres nœuds perturbés avec des erreurs comme suit

$$\Pi_{X_i}^e = \Pi_{X_i} + e_{X_i}, \quad (4.24)$$

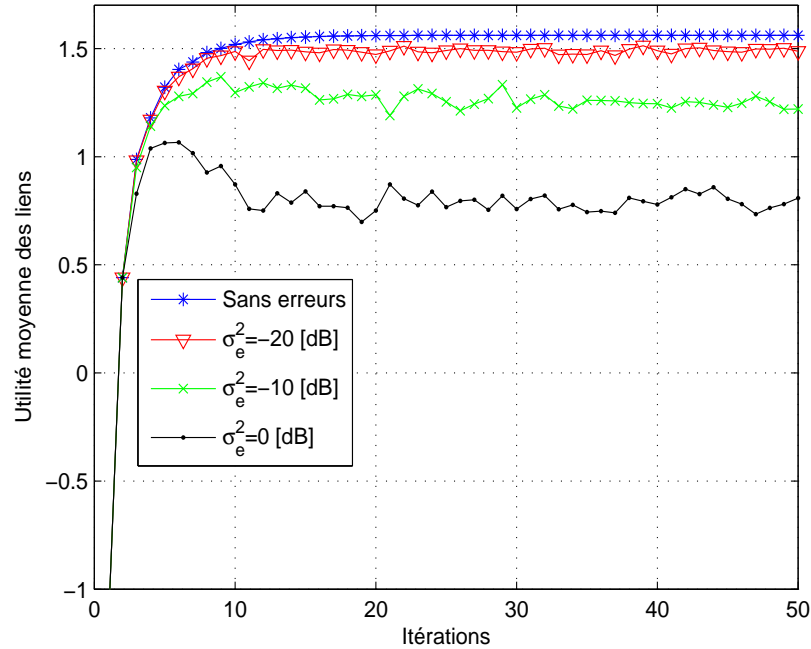


FIGURE 4.7 – Utilité moyenne des liens pour différentes variances d’erreurs des prix.

où e_{X_i} est l’erreur de variance σ_e^2 pour $X_i \in \{S_i, R_i\}, i \in [1, N]$. Comme on pouvait s’y attendre, quand les erreurs augmentent l’utilité moyenne des liens diminue. De plus, la réception des prix erronés perturbe la convergence de l’algorithme proposé et génère des fluctuations au niveau de l’utilité. Ces fluctuations sont importantes quand la variance des erreurs est plus importante.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré le problème de l’optimisation de l’énergie dans un système coopératif où plusieurs nœuds sources communiquent, à travers des nœuds relais, avec plusieurs nœuds destinations. Nous avons considéré le cas où les nœuds transmettent simultanément à plusieurs destinations contrairement aux cas étudiés dans les chapitres 2 et 3. Dans ce chapitre, les nœuds reçoivent alors des interférences causées par les transmissions simultanées. Nous avons proposé un algorithme itératif distribué d’allocation des énergies. Dans cet algorithme, les nœuds annoncent des prix

qui reflètent l'impact des interférences sur leurs utilités et ajustent leurs énergies en tenant compte des prix annoncés des autres nœuds. La convergence de l'algorithme vers une solution unique optimale est prouvée. Les résultats des simulations ont montré que cette convergence est rapide et que les nœuds peuvent recevoir les prix uniquement des nœuds les plus proches sans dégradation de performances afin de minimiser l'échange d'informations.

Conclusion générale

Dans les technologies de transmission sans fil, la diversité représente une technique efficace pour lutter contre les évanouissements dus aux multi-trajets. La diversité spatiale peut être obtenue avec les systèmes d'antennes multiples MIMO. Cependant, l'intégration d'antennes multiples au niveau des nœuds mobiles est coûteuse. Les communications coopératives ont été proposées par [Sendonaris *et al.*, 2003] comme alternative des systèmes MIMO. Dans une communication coopérative, des nœuds relais coopèrent conjointement avec un nœud source afin de transmettre ses données vers sa destination pour garantir des gains en diversité spatiale sans avoir besoin d'antennes multiples [Laneman *et al.*, 2004].

La forte croissance des systèmes coopératifs a été accompagnée de nouveaux défis liés aux capacités physiques et énergétiques des nœuds mobiles. En effet, vu que les nœuds sont alimentés par des batteries, leurs ressources en énergie sont limitées. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés au problème de l'optimisation de la consommation de l'énergie des nœuds mobiles dans les systèmes sans fil coopératifs en considérant différents cas de transmission.

Dans le chapitre 2, nous avons considéré le problème de l'optimisation de l'énergie dans un système ARQ coopératif constitué d'un nœud relais et de deux nœuds sources communiquant avec un nœud destination. Nous avons supposé que la transmission entre les nœuds se fait en 3 étapes. Nous avons aussi considéré que le relais retransmet un paquet dans le cas où un seul paquet d'une seule source est mal détecté à la destination ou la combinaison des deux paquets des deux sources dans le cas où les deux paquets sont mal détectés. Ainsi, nous avons proposé que la destination utilise le détecteur MRC dans le cas où un seul paquet est mal détecté et les tech-

niques MRC avec annulation d'interférence ou EQMM avec annulation d'interférence dans le cas où les deux paquets sont mal détectés. Nous avons proposé de trouver la distribution optimale de l'énergie du relais durant les retransmissions et selon le nombre de paquets qu'il retransmet maximisant le débit du système sous contrainte d'énergie maximale du relais. Pour ce faire, nous avons dérivé et validé les bornes semi-analytiques de l'énergie moyenne du relais relative à chaque transmission, du nombre moyen de transmissions et de la probabilité de rejet d'un paquet. Nous avons montré que le débit offert par le système C-ARQ proposé est nettement amélioré par rapport à celui du système C-ARQ conventionnel et celui du système C-ARQ où les énergies du relais sont fixes. Nous avons aussi montré qu'allouer plus d'énergie à la première transmission du relais à faible RSB et à la deuxième transmission du relais à fort RSB est la meilleure stratégie pour augmenter le débit.

Dans un système coopératif, la destination doit identifier les nœuds sources et relais émetteurs de chaque paquet reçu. La signalisation explicite, utilisée dans les systèmes actuels tels que le LTE, conduit à un gaspillage de l'énergie en plus de celui des ressources radio et à une diminution du débit. Dans le chapitre 3, nous avons donc considéré le problème de l'identification des nœuds dans un système coopératif composé de plusieurs nœuds sources et relais. Nous avons proposé un nouveau schéma d'identification implicite basé sur l'incorporation de séquences de précodage dans les séquences de données au niveau de chaque nœud source et relais. Nous avons proposé d'utiliser deux types de séquences pour identifier les nœuds : les M-séquences et les mots de code d'un code en bloc ainsi que deux types d'identification : non-hiérarchique et hiérarchique. Nous avons spécifié le traitement de la destination basé sur le calcul de corrélation pour chaque cas. Nous avons aussi proposé une technique d'estimation aveugle de la phase du canal. Nous avons montré que le schéma d'identification proposé a de meilleures performances que celles du schéma d'identification explicite en termes de taux d'erreur d'identification et évidemment en termes de débit et d'efficacité énergétique.

Dans le chapitre 4, nous avons considéré le problème d'optimisation de l'énergie dans un système coopératif où plusieurs nœuds sources communiquent, à travers

des nœuds relais, avec plusieurs nœuds destinations. Nous avons considéré le cas où les nœuds sources et relais transmettent simultanément leurs paquets vers plusieurs nœuds destinations contrairement aux cas étudiés dans les chapitres 2 et 3. Ainsi, les nœuds reçoivent des interférences causées par les transmissions simultanées des autres nœuds. Nous avons proposé un algorithme itératif distribué d'allocation des énergies dans lequel les nœuds annoncent des prix reflétant la perte en termes d'utilité causée par les interférences qu'ils reçoivent et ajustent leurs énergies en tenant compte des prix des autres nœuds. Nous avons prouvé la convergence de l'algorithme vers une solution unique optimale. Nous avons montré que cette convergence est rapide et que les nœuds peuvent recevoir les prix uniquement des nœuds les plus proches afin de minimiser l'échange des prix et sans dégradation de performances.

Comme perspectives de ce travail, nous proposons dans le futur d'étudier les points suivants :

- Dans le chapitre 2, nous avons proposé d'optimiser l'énergie du relais dans un système avec deux sources, un relais et une destination. Nous proposons d'étendre l'optimisation au cas d'un système avec plusieurs nœuds sources et relais.
 - Dans le chapitre 3, nous avons proposé une méthode d'identification des nœuds par signalisation incorporée quand les nœuds sources et relais transmettent successivement. Nous proposons d'étendre le schéma d'identification proposé au cas où les nœuds transmettent simultanément. Nous proposons aussi de trouver des expressions analytiques du taux d'erreur d'identification.
 - Dans le chapitre 4, nous avons considéré le cas où les paquets d'une source sont transmis par un seul relais à la destination. Nous proposons dans le futur de développer les expressions des énergies et des prix dans le cas où les paquets d'une source sont transmis par plusieurs relais avant d'être reçus par la destination.
 - Dans cette thèse, nous avons optimisé l'énergie des nœuds en maximisant le débit du système. Nous proposons dans le futur de considérer d'autres critères
-

de performance tels que le délai de transmission.

Références

- ALPCAN, T., BAŞAR, T., SRIKANT, R., ALTMAN, E. (2002). Cdma uplink power control as a noncooperative game. *Wireless Networks*, 8(6):659–670.
- BAGHAIE, M., KRISHNAMACHARI, B. (Apr,2011). Delay constrained minimum energy broadcast in cooperative wireless networks. *In IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM)*, pages 864–872.
- BLETSAS, A., KHISTI, A., REED, D. P., LIPPMAN, A. (2006). A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, 24(3):659–672.
- BOUJEMÂA, H. (2009). Delay analysis of cooperative truncated harq with opportunistic relaying. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(9):4795–4804.
- CHAABOUNI, S., SELLAMI, N., SIALA, M. (2014). Mapping optimization for a map turbo detector over a frequency-selective channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(2):617–627.
- CHEN, S., BAMBOS, N., POTTIE, G. (June, 1994). Admission control schemes for wireless communication networks with adjustable transmitter powers. *In IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM)*, pages 21–28.
- COHN, M., LEMPEL, A. (1977). On fast m-sequence transforms (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, 23(1):135–137.
- DENG, X., HAIMOVICH, A. M. (2005). Power allocation for cooperative relaying in wireless networks. *IEEE Communications Letters*, 9(11):994–996.
- FOSCHINI, G., MILJANIC, Z. (Nov, 1993). A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42(4):641–646.
-

-
- HASNA, M. O., ALOUINI, M.-S. (2003). End-to-end performance of transmission systems with relays over rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(6):1126–1131.
- HE, L., WANG, Z., YANG, F., CHEN, S., HANZO, L. (2011). Preamble design using embedded signaling for ofdm broadcast systems based on reduced-complexity distance detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(3):1217–1222.
- HUANG, J., BERRY, R., HONIG, M. (May, 2006). Distributed interference compensation for wireless networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(5):1074–1084.
- ITU-R-M.2134 (2008). Requirements related to technical system performance for imt-advanced radio interface(s) [imt.tech]. *ITU, Tech. Rep.*
- JING, Y., JAFARKHANI, H. (2009). Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(3):1414–1423.
- KADDOUR, B., SIALA, M., BOUJEMÂA, H. (Nov. 2010). Improving the performance of arq protocols over awgn channels using an optimized energy allocation. *In IEEE International Conference on Communications and Networking (ComNet)*, pages 1–6.
- KATTI, S., GOLLAKOTA, S., KATABI, D. (2007). Embracing wireless interference : analog network coding. *In ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 37, pages 397–408.
- KRAMER, G., MARIĆ, I., YATES, R. D. (2006). Cooperative communications. *Foundations and Trends in Networking*, 1(3):271–425.
- KRIKIDIS, I., THOMPSON, J., MCLAUGHLIN, S., GOERTZ, N. (2008). Amplify-and-forward with partial relay selection. *IEEE Communications Letters*, 12(4):235–237.
-

-
- LANEMAN, J. N., TSE, D. N., WORNELL, G. W. (2004). Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50(12):3062–3080.
- LANEMAN, J. N., WORNELL, G. W. (2003). Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10):2415–2425.
- LEE, S., SU, W., BATALAMA, S., MATYJAS, J. D. (2010a). Cooperative decode-and-forward arq relaying : Performance analysis and power optimization. *IEEE Transactions on wireless Communications*, 9(8):2632–2642.
- LEE, S., SU, W., PADOS, D. A., MATYJAS, J. D. (Dec. 2010b). The average total power consumption of cooperative hybrid-arq on quasi-static rayleigh fading links. *In IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–5.
- LUO, J., BLUM, R. S., CIMINI, L., GREENSTEIN, L., HAIMOVICH, A. (2005). Power allocation in a transmit diversity system with mean channel gain information. *IEEE Communications Letters*, 9(7):616–618.
- MA, Z., ZHANG, Z., DING, Z., FAN, P., LI, H. (2015). Key techniques for 5g wireless communications : network architecture, physical layer, and mac layer perspectives. *Science China Information Sciences*, 58(4):1–20.
- MADAN, R., MEHTA, N. B., MOLISCH, A. F., ZHANG, J. (2008). Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(8):3013–3025.
- MARIC, I., YATES, R. D. (Nov,2004). Bandwidth and power allocation for cooperative strategies in gaussian relay networks. *In IEEE Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pages 1907–1911.
-

-
- MITRA, D. (Oct, 1993). An asynchronous distributed algorithm for power control in cellular radio systems. *In Winlab Workshop Third Generation Wireless Information Network*, pages 249–257.
- MOON, T. K., STIRLING, W. (2005). Error correcting codes : Mathematical methods and algorithms.
- RWS-120052 (Jun, 2012). Report of 3gpp ran workshop on release 12 and onwards.
- SAID, M. B. (2014). *ARQ protocols for cooperative systems*. Thèse de doctorat, L'école supérieure des communications de Tunis SUP'COM.
- SARAYDAR, C. U., MANDAYAM, N. B., GOODMAN, D. J. (2002). Efficient power control via pricing in wireless data networks. *IEEE Transactions on Communications*, 50(2):291–303.
- SARWATE, D. V., PURSLEY, M. B. (1980). Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceedings of the IEEE*, 68(5):593–619.
- SASANUS, S., TIPPER, D., QIAN, Y. (Jun,2008). Impact of signaling load on the umts call blocking/dropping. *In IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 2507–2511. IEEE.
- SCHWARTZ, C., LEHRIEDER, F., WAMSER, F., HOSSFELD, T., TRAN-GIA, P. (Sep,2013). Smart-phone energy consumption vs. 3g signaling load : The influence of application traffic patterns. *In Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications-Green ICT (TIWDC)*, pages 1–6.
- SENDONARIS, A., ERKIP, E., AAZHANG, B. (2003). User cooperation diversity. part i. system description. *IEEE Transactions on communications*, 51(11):1927–1938.
- SGHAIER, M., ABDELKEFI, F., SIALA, M. (Apr,2014). An efficient blind dummy zeros insertion and slm scheme for papr reduction in ofdm systems. *In IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 747–752.
-

-
- SMARTREPORT. Enabling the low carbon economy in the information age. <http://gesi.org/files/Reports/Smart%202020%20report%20in%20English.pdf>. consulté le : 03-09-2016.
- STANOJEV, I., SIMEONE, O., BAR-NESS, Y., KIM, D. H. (2009). Energy efficiency of non-collaborative and collaborative hybrid-arq protocols. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(1):326–335.
- STANOJEV, I., SIMEONE, O., BAR-NESS, Y., YOU, C. (2006). Performance of multi-relay collaborative hybrid-arq protocols over fading channels. *IEEE Communications Letters*, 10(7):522–524.
- SU, W., SADEK, A. K., LIU, K. R. (2008). Cooperative communication protocols in wireless networks : performance analysis and optimum power allocation. *Wireless Personal Communications*, 44(2):181–217.
- SUNG, C. W., WONG, W. S. (2003). A noncooperative power control game for multirate cdma data networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(1):186–194.
- VARIAN, H. (1992). *Microeconomic analysis*, vol. 2. Norton New York.
- YANG, S., BELFIORE, J.-C. (2006). Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme. *arXiv preprint cs/0603123*.
- YU, G., ZHANG, Z., QIU, P. (2007). Efficient arq protocols for exploiting cooperative relaying in wireless sensor networks. *Computer Communications*, 30(14):2765–2773.
- YU, M., LI, J. (Mar,2005). Is amplify-and-forward practically better than decode-and-forward or vice versa? *In IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, pages iii–365.
- ZHAO, Y., ADVE, R., LIM, T. J. (Jul,2006). Improving amplify-and-forward relay networks : optimal power allocation versus selection. *In IEEE International Symposium on Information Theory*, pages 1234–1238.
-

-
- ZHOU, L., ZHANG, J.-K., WONG, K. M. (2007). A novel signaling scheme for blind unique identification of alamouti space-time block-coded channel. *IEEE Transactions on signal processing*, 55(6):2570–2582.
- ZHOU, Z., ZHOU, S., CUI, J.-H., CUI, S. (2008). Energy-efficient cooperative communication based on power control and selective single-relay in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(8):3066–3078.
- ZIMMERMANN, E., HERHOLD, P., FETTWEIS, G. (May,2004). The impact of cooperation on diversity-exploiting protocols. *In IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 1, pages 410–414.
-

