

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE de M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N°:



DOMAINE : ELECTRONIQUE  
FILIERE : TELECOMMUNICATIO  
OPTION : SYSTEMES DES  
TELECOMMUNICATIONS

**Mémoire présenté pour l'obtention  
du diplôme de Master Académique**

**Par: CHAABANE Mahfoudh**

*et*

**BEN AISHA Ismail Abdessalam**

**Intitulé**

***Analyse de la Performance d'un Réseau  
Coopératif à un Seul Relais***

**Soutenu devant le jury composé de:**

YESAAD Dalila	Université Mohamed BOUDIAF	Président
BENMAHMOUD Slimane	Université Mohamed BOUDIAF	Rapporteur
KHALFA Ali	Université Mohamed BOUDIAF	Examineur

**Année universitaire: 2018 /2019**

## ***Remerciements***

Avant de présenter ce travail, nous tenons à remercier **DIEU** le tout puissant, de nous avoir permis d'arriver à ce niveau, et aussi pour nous avoir donné beaucoup de patience et de courage sans oublier nos parents qui n'ont lésiné sur aucun problème pour apporter toute l'aide nécessaire pour atteindre ce niveau qui nous permettrons d'assurer notre avenir.

A travers ce mémoire nous tenons à présenter nos sincères remerciements et nos profondes reconnaissances à notre encadreur *Dr. Benmahmoud Slimane* pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.

Nous tenons à remercier tous les enseignants au département d'électronique de l'université Mohamed Boudiaf à M'sila pour leur aides, soutiens et leurs conseils ainsi que tout le staff administratif du département.

Nous adressons aussi nos sincères reconnaissances aux personnes qui nous font l'honneur de participer au jury de ce mémoire.

Merci à tous ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin dans l'accomplissement de ce travail.

## *Dédicaces*

### **Je dédie ce modeste travail à:**

Mon père et ma mère qui m'ont toujours soutenu durant tous les périodes de vie, que dieu le tout puissant les protègent et les gardent. Mes frères et mes sœurs. A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire, Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infaillible, Merci d'être toujours là pour moi.

### **Je dédie ce modeste travail à:**

Mon père et ma mère qui m'ont toujours soutenu durant tous les périodes de vie, que dieu le tout puissant les protègent et les gardent. Mes frères. A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire, Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infaillible, Merci d'être toujours là pour moi.

## Table des matières

<i>Remerciements</i> .....	1
<i>Dédicaces</i> .....	2
<b>Résumé:</b> .....	3
<b>Table des matières</b> .....	4
<b>Liste des figures</b> .....	6
<b>Liste des tableaux</b> .....	7
<b>Introduction générale :</b> .....	8
<b>Chapitre 1 : Généralités sur les communications point-à-point</b> .....	10
<b>1.1 La communication sans-fil à une seule antenne</b> .....	11
1.1.1 L'émission .....	11
1.1.2 Le canal sans fil.....	14
1.1.3 La réception et la détection .....	17
<b>1.2 La communication sans-fil à antennes multiples et diversité spatiale</b> .....	20
1.2.1 La diversité en réception :.....	20
1.2.2 La diversité spatiale:.....	23
<b>1.3 Conclusion</b> .....	26
<b>Références</b> .....	28
<b>Chapitre 2 : Les communications coopératives</b> .....	31
<b>2.1 Aperçu et topologies des réseaux à relais</b> .....	32
<b>2.2 Les protocoles de relayage</b> .....	36
<b>2.3 Le modèle du canal à relayage [5]</b> .....	37
<b>2.4 Les stratégies de coopération</b> .....	42
<b>2.5 Conclusion</b> .....	43
<b>Références</b> .....	43
<b>Chapitre 3 : Les réseaux coopératifs à un seul relais avec relayage AF</b> .....	46
<b>3.1 Le modèle du système et du canal</b> .....	47
<b>3.2 Le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (E2E SNR)</b> .....	48
<b>3.3 La probabilité d'outage ou de panne</b> .....	49
<b>3.4 La capacité ergodique :</b> .....	52
<b>3.5 Résultats des simulations:</b> .....	55
<b>Conclusion</b> .....	60
<b>Références</b> .....	61

<b>Chapitre 4 : Les réseaux coopératifs à un seul relais avec relayage DF .....</b>	<b>62</b>
<b>4.1 Le modèle du système et du canal .....</b>	<b>63</b>
<b>4.2 Le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (E2E SNR) .....</b>	<b>63</b>
<b>4.3 La probabilité d'outage ou de panne : .....</b>	<b>64</b>
<b>4.4 La capacité ergodique : .....</b>	<b>65</b>
<b>4.5 Résultats des simulations: .....</b>	<b>65</b>
<b>Conclusion .....</b>	<b>67</b>
<b>Références .....</b>	<b>68</b>
<b>Conclusion générale et perspectives: .....</b>	<b>69</b>
<b>Annexe A. Démonstration des résultats dans les sections 3.3 et 3.4 .....</b>	<b>71</b>
<b>Annexe B : Démonstration des résultats dans la section 4.3: .....</b>	<b>74</b>

## Liste des figures

<b>Fig. 1.1</b> Un lien de communication sans fil point à point [1].	11
<b>Fig. 1.2</b> Un système de communication fonctionnant sur un canal à évanouissement sans fil [3].	12
<b>Fig. 1.3</b> Un diagramme de constellation d'une modulation 8-PSK [4].	13
<b>Fig. 1.4</b> Diversité spatiale utilisant plusieurs antennes de réception [4].	21
<b>Fig. 1.5</b> Diversité spatiale utilisant plusieurs antennes d'émission et un code à répétition [4].	23
<b>Fig. 1.6</b> Schéma fonctionnel du codage par blocs spatio-temporel orthogonal d'Alamouti [14].	25
<b>Fig. 2.1</b> Relais à double saut à une branche sans lien direct pour l'extension de la couverture [3].	33
<b>Fig. 2.2</b> Relais à double saut multi-branches sans lien direct pour l'extension de la couverture et l'amélioration de la diversité [3].	34
<b>Fig. 2.3</b> Relais à double saut à une seule branche avec liaison directe [3].	35
<b>Fig. 2.4</b> Relais à double sauts à plusieurs branches avec lien direct [3].	36
<b>Fig. 3.1</b> Un schéma fonctionnel d'un réseau coopératif a un seul relais avec relayage AF. ....	47
<b>Fig 3.2</b> La probabilité d'outage pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation pour les configurations: CNA, CA et Blind.	57
<b>Fig 3.3</b> La capacité ergodique pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation pour les configurations: CNA, CA et Blind.	59
<b>Fig. 4.1</b> Un schéma fonctionnel d'un réseau coopératif a un seul relais avec relayage DF. ....	63
<b>Fig 4.2</b> La probabilité d'outage pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation.	66

## Liste des tableaux

<b>Tableau 3.1</b> les deux scénarios considérés dans ce travail.....	48
---	----

**Résumé:**

Dans ce travail, on a étudié la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relaying amplify-and-forward et Decode-and-forward (AF/DF) dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami-m et le scénario Nakagami-m- Rayleigh ont été considérés. On a présenté un modèle à deux paramètres pour le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (the end-to-end signal to noise (E2E SNR), en Anglais) pour un système à relaying AF à deux sauts. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ou de panne (the outage probability (OP), *en Anglais*) et la capacité ergodique ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo.

**Abstract:**

In this research work, we have studied the end-to-end (E2E) performance of a AF/DF single relay cooperative network in a mixed fading environment. Two fading scenarios namely Rayleigh-Nakagami-m and Nakagami-m- Rayleigh have been considered. We've presented a two parameter end-to-end signal to noise (E2E SNR) model for a two-hop AF relaying system. Exact analytical expression for the outage probability and the ergodic capacity have been derived and compared to the Monte Carlo simulation results.

**ملخص:**

في هذا العمل، تم دراسة الأداء النهائي لشبكة اتصال تعاونية بريليه واحدة من نوع AF/DF في بيئة خفوت مختلطة. تم اعتماد سيناريوي خفوت Rayleigh-Nakagami-m و Nakagami-m- Rayleigh. عرضنا نموذج ثنائي العنصر لنسبة الاشارة الى الضجيج النهائي لنظام اتصال تعاوني بقرتين و تضخيم-إرسال. تم اشتقاق عبارات تحليلية دقيقة لاحتمال الإنقطاع و السعة الإرجودية و تم مقارنتها مع نتائج المحاكاة بطريقة مونتج كارلو.

## **Introduction générale :**

Les prochaines générations de systèmes de communication sans-fil devront augmenter les débits de transmission et assurer une meilleure qualité de service (QoS) afin de satisfaire les exigences croissantes des usagers. Dans une communication sans-fil, le signal est affecté par les évanouissements à petite échelle causés par les interférences constructives et destructives des composantes multi-trajets à la réception et par les évanouissements à grande échelle causés par les obstacles et l'atténuation du signal avec la distance. Afin de combattre les évanouissements profonds, la diversité de transmission permet de transmettre l'information dans des canaux subissant des évanouissements indépendants, ce qui permet à la réception d'effectuer une meilleure décision sur le symbole transmis. L'utilisation de plusieurs antennes de transmissions et de techniques de codage spatio-temporel montrent des gains substantiels en comparaison à des systèmes sans diversité. Cependant, les terminaux dans un réseau sans-fil ne peuvent pas toujours supporter plusieurs antennes en raison de contraintes de taille physique, de puissance, de matériel ou de coût. Afin de répondre à ces limitations, une nouvelle technique connue sous le nom de la communication coopérative permet à des usagers ayant une seule antenne de partager leurs antennes afin de créer un réseau d'antennes virtuel et donne de profiter de la diversité spatiale. L'approche de base de la communication coopérative est à pour rôle de détecter dans un premier temps le signal de son partenaire et de le retransmettre dans un deuxième temps. Par Conséquence, la destination reçoit le signal d'un usager par deux canaux d'évanouissements indépendants.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres. On traite dans le premier chapitre les systèmes de communication point à point qui utilisent une seule antenne ou plusieurs antennes dans des canaux à évanouissements sans fil. Dans le deuxième chapitre, on révèle comment peut-on surmonter les limitations de déploiement de plusieurs antennes sur un même terminal de

communication en utilisant les communications coopératives ou à relais. Dans le troisième chapitre, on étudie la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage AF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami-m et le scénario Nakagami-m-Rayleigh sont considérés. On présente un modèle à deux paramètres pour le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (the end-to-end signal to noise (E2E SNR), en Anglais) pour un système à relayage amplify-and-forward (AF) à deux sauts. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ou de panne (the outage probability (OP), *en Anglais*) et la capacité ergodique ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo. Le quatrième chapitre étudie la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage DF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami-m et le scénario Nakagami-m-Rayleigh sont considérés. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo. On a aussi dérivé une expression analytique pour la capacité ergodique pour les deux scénarios.

Finalement, la conclusion synthétise les résultats obtenus et présente des nouvelles perspectives de recherche dans le domaine.

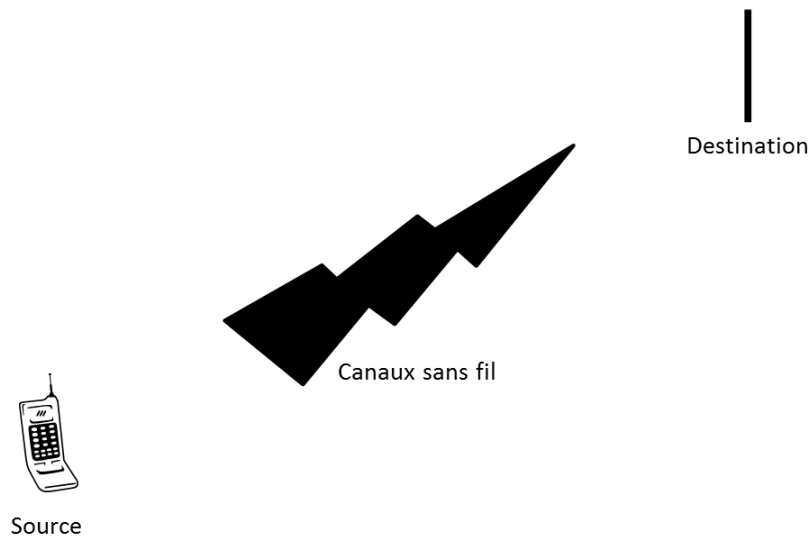
# Chapitre 1

## Généralités sur les communications point-à-point

*Ce chapitre traite les systèmes de communication point à point qui utilisent une seule antenne ou plusieurs antennes dans des canaux à évanouissements sans fil. Tout d'abord, pour un système à une seule antenne, le schéma fonctionnel de l'émetteur et du récepteur, le modèle de canal et les techniques de modulation et de démodulation sont décrits. Plus précisément, on concentre sur les techniques de codage différentiel et de détection non cohérente qui ne nécessitent pas d'estimation de canal. Ensuite, des techniques de diversité utilisant plusieurs antennes, différents procédés de combinaison et codes spatio-temporels sont décrites.*

## 1.1 La communication sans-fil à une seule antenne

La figure 1.1, illustre une liaison de communication point-à-point dans laquelle une source transmet des signaux à une destination à l'aide d'une seule antenne sur un canal sans fil. Le signal transmis est une onde électromagnétique dans la bande de radiofréquence (RF). Ce signal est généré par l'émetteur dont le fonctionnement détaillé est décrit ci-après [1].



**Fig. 1.1** Un lien de communication sans fil point à point [1].

### 1.1.1 L'émission

La figure 1.2 illustre la structure de l'émetteur d'un système de communication point à point sur un canal sans fil. Par souci de simplicité, tous les signaux et les blocs de traitement des signaux sont présentés sous forme complexe. En réalité, la forme complexe est divisée en parties réelles et imaginaires, qui correspondent aux composantes en phase et en quadrature de phase du signal RF. De plus, en raison de la mise en œuvre du traitement du signal numérique (DSP), l'équivalent en temps discret est utilisé pour la représentation du signal avant le bloc de mise en forme. Les informations à transmettre, qu'il s'agisse de signaux analogiques tels que audio ou vidéo ou de signaux numériques tels que du texte ou des

supports multimédias, sont converties en séquences binaires (bits) par les étapes précédentes (par exemple, le codage de source). Ensuite, la séquence binaire est passée au bloc de modulation [1], [2].

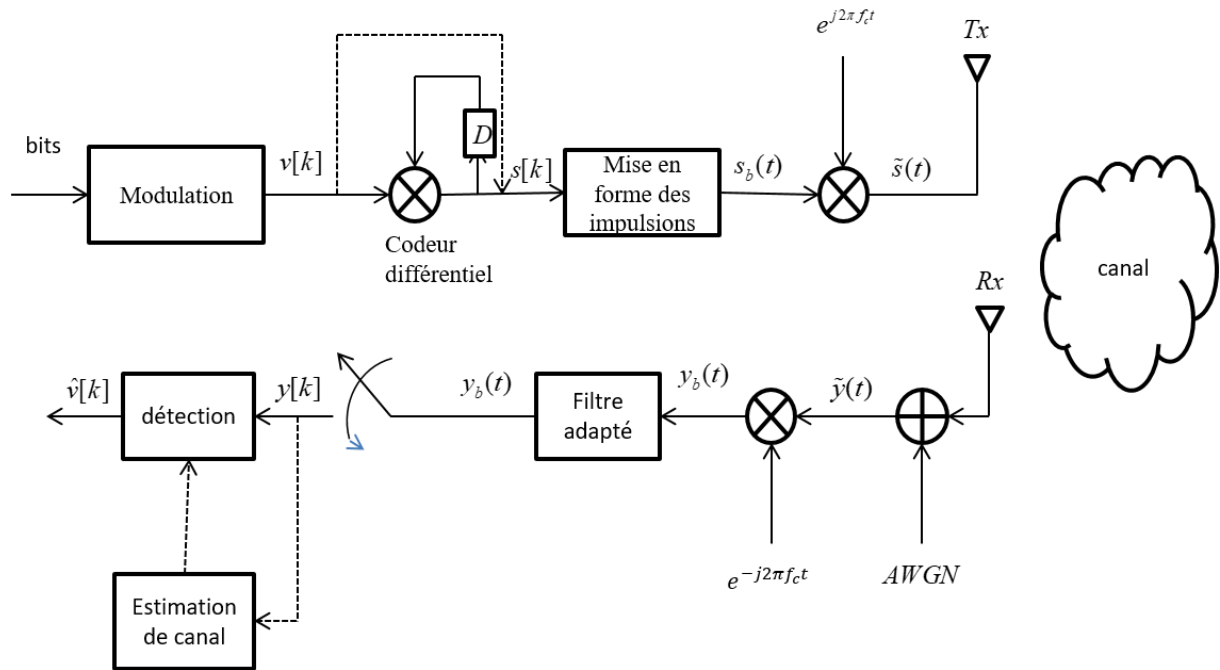


Fig. 1.2 Un système de communication fonctionnant sur un canal à évanouissement sans fil [3].

### La modulation M-PSK:

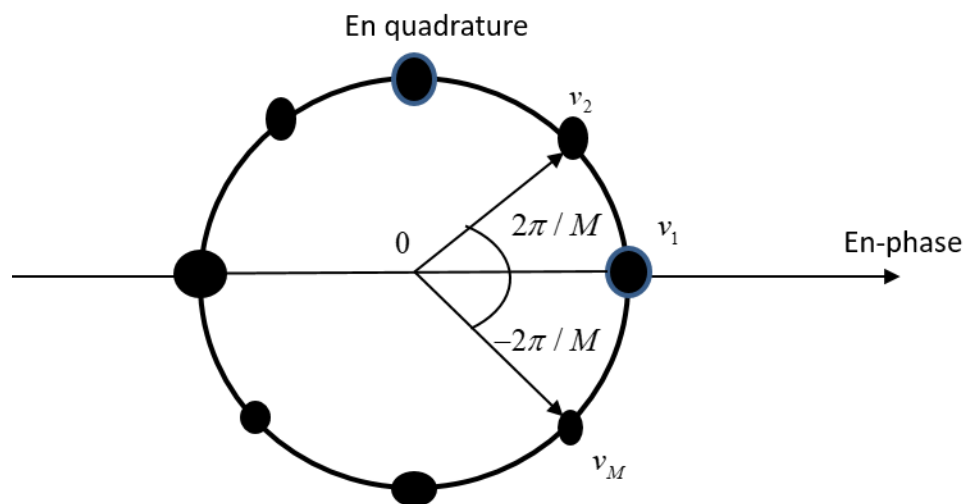
Les bits d'information sont mappés sur des symboles en utilisant un schéma de signalisation (ou de modulation). Parmi les différentes techniques de signalisation, la modulation par décalage ou déplacement de phase (M-PSK) est largement utilisée dans les technologies existantes telles que les WLAN, les normes RFID, Bluetooth, les communications par satellite, etc., en raison de sa propriété d'enveloppe constante et de sa bonne efficacité de bande passante. Dans une modulation M-PSK, un groupe de bits d'information  $\log_2 M$  est codé dans la phase du symbole  $v[k] \in \mathcal{V}$  où  $\mathcal{V} = \{e^{j2\pi m/M}, m=0, \dots, M-1\}$  et  $k$  est l'indice de temps discret. Pour une modulation M-PSK, il y a M points équidistants représentés sur un cercle. La représentation graphique spatiale appelée diagramme de constellation du signal 8-

PSK est illustrée à la figure 1.3, dans laquelle huit points de constellation sont représentés [1], [4].

*Le codage différentiel:*

Le second bloc peut être contourné pour une détection cohérente de telle sorte que  $s[k] = v[k]$ . Cependant, pour les applications pour lesquelles l'estimation de canal n'est pas faisable, les symboles d'information peuvent être codés de manière différentielle, de sorte que le récepteur n'a pas besoin des informations d'état de canal (the channel-state-information, *en Anglais*). Un tel schéma est appelé la modulation M-PSK différentielle (M-DPSK). Soient  $v[k] \in \mathcal{V}$  et  $s[k-1] \in \mathcal{V}$  les symboles M-PSK et M-DPSK sur les indices de temps  $k$  et  $k-1$ , respectivement, le symbole M-DPSK à l'instant  $k$  est obtenu comme [4]

$$s[k] = v[k]s[k-1], \quad k \in \mathbb{Z}, \quad s[0] = 1 \quad (1.1)$$



**Fig. 1.3** Un diagramme de constellation d'une modulation 8-PSK [4].

*Mise en forme et conversion ascendante:*

Le symbole de temps discret résultant est ensuite converti en un signal de temps continu en utilisant le bloc de mise en forme d'impulsions dans la bande de base. Le signal en bande de

base,  $s_b(t)$ , est ensuite converti par un oscillateur local pour produire un signal RF  $\tilde{s}(t)$ ,  $0 < t < T_s$ . où  $T_s$  est le temps symbole (ou durée du symbole). Ensuite, le signal RF se propage à travers le canal sans fil et serait affecté par une atténuation à grande échelle (perte de trajectoire et ombrage) et une atténuation à petite échelle. Les évanouissements à petite échelle ou simplement les évanouissements sont la cause principale de la fluctuation rapide de la force du signal. Par conséquent, il est important d'examiner le modèle mathématique d'un canal à évanouissements [1], [2].

### 1.1.2 Le canal sans fil

Dans les communications sans fil, pour éviter de traiter la complexité des équations électromagnétiques, les canaux sans fil sont modélisés avec un système linéaire variable dans le temps (a linear time-varying system, *en Anglais*) . Selon le temps de propagation, les canaux sont divisés en canaux à évanouissement plat et à évanouissement sélectif en fréquence. Dans les canaux sélectifs en fréquence, le temps de propagation est supérieur au temps symbole, tandis que dans les canaux à évanouissements plats, le délai est nettement inférieur au temps symbole. Ce travail porte principalement sur les canaux à évanouissements plats, applicables aux systèmes de communication à bande étroite. Pour les canaux à évanouissements plats, la réponse impulsionnelle du canal est représentée par un seul coefficient d'un filtre. De plus, étant donné que la majeure partie du traitement est réellement effectuée en bande de base, la représentation en bande de base du coefficient de canal est utilisée. Ce coefficient est modélisé comme une variable aléatoire complexe dont la distribution dépend de la nature de l'environnement de propagation radio [2], [4].

*Le modèle statistique d'un canal:*

Les distributions typiques pour le coefficient de canal en bande de base sont Rayleigh, Rician, Nakagami, etc. Dans ce travail, les modèles de fading à plat de Rayleigh et de Nakagami-m

sont adoptés puisqu'ils s'agissent des modèles populaires pour de nombreuses applications telles que les réseaux mobiles. Soit  $h[k]$  le coefficient de canal dans un modèle à évanouissement plat de Rayleigh à l'indice de temps  $k$ . Donc,  $h[k]$  est modélisé comme une variable aléatoire complexe gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_h^2$ . En fait, le nom évanouissement de Rayleigh vient de la distribution de l'enveloppe  $\eta = |h[k]|$ , qui est une distribution de Rayleigh:

$$f_\eta(\eta) = \frac{\eta}{\sigma_h^2} \exp\left(-\frac{\eta}{2\sigma_h^2}\right), \quad \eta \geq 0 \quad (1.2)$$

En outre, la variable aléatoire associée  $\lambda = |h[k]|^2$  est distribuée de manière exponentielle avec une densité

$$f_\lambda(\lambda) = \frac{1}{\sigma_h^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_h^2}\right), \quad \lambda \geq 0 \quad (1.3)$$

La variable aléatoire exponentielle est principalement rencontrée dans l'analyse de la performance [2].

*La fonction d'auto-corrélation d'un canal:*

En raison de la mobilité des utilisateurs, le canal à évanouissement change également dans le temps et, par conséquent, le taux de variation du canal a un impact significatif sur de nombreux aspects d'un système de communication sans fil. Une quantité statistique qui modélise cette variation dans le temps est connue sous le nom de fonction d'auto-corrélation de canal,  $\varphi(n)$  définie comme

$$\varphi(n) = E\{h[k]h^*[k+n]\} \quad (1.4)$$

où  $n$  est la distance temporelle entre deux coefficients de canal aux indices de temps  $k$  et  $k+n$  respectivement. Si la durée du symbole est inférieure à la période de temps sur laquelle le processus d'évanouissement est corrélé, le canal est appelé à évanouissement lent. Sinon, il est appelé à évanouissement rapide [2], [4].

Un modèle populaire de la fonction d'auto-corrélation d'un canal à évanouissement plat est le modèle de Clark ou de Jakes [5], donné comme suit:

$$\varphi(n) = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_D T_s n) \quad (1.5)$$

où  $J_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel d'ordre zéro du premier type:

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{jx \cos(\theta)} d\theta \quad (1.6)$$

et  $f_D$  et  $T_s$  sont la fréquence Doppler et la durée du symbole, respectivement. La fréquence Doppler est provoquée par la mobilité des utilisateurs et déterminée comme suit:  $f_D = f_c v / c$ , où  $f_c$  est la fréquence porteuse utilisée par le système de communication,  $v$  est la vitesse de l'utilisateur et  $c = 3 \times 10^8$  est la vitesse de la lumière. Habituellement, le taux de variation du canal est indiqué avec le produit  $f_D T_s$  et il est appelé la fréquence Doppler normalisée.

*Modèle auto-régressif d'un canal:*

Il est également important de modéliser mathématiquement l'évolution des coefficients de canal dans le temps à l'aide d'un modèle de série temporelle chronologique. Un tel modèle serait utile pour des raisons de simulation ou d'analyse des performances d'un système de communication fonctionnant sur des canaux variables dans le temps. Le modèle auto-régressif (AR) de premier ordre, AR(1), a été largement utilisé et vérifié comme modèle de série temporelle simple mais efficace pour les canaux à évanouissements plats de Rayleigh [6], [7].

Il est donné comme

$$h[k] = \alpha h[k-1] + \sqrt{1-\alpha^2} e[k] \quad (1.7)$$

où  $\alpha \leq 1$  est la valeur d'auto-corrélation du canal et  $e[k]$  est distribué sous la forme  $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$  et est indépendant de  $h[k-1]$ . Il est facile de voir qu'avec le modèle ci-dessus, la distribution de  $h[k]$  est un gaussien complexe avec une moyenne nulle et une variance  $\sigma_h^2$ .

*La simulation du canal:*

Il existe plusieurs méthodes pour générer des coefficients de canal corrélés dans le temps dans la simulation informatique. Dans ce travail, l'algorithme de simulation de [8] est utilisé. Cet algorithme de simulation utilise une méthode de somme des sinusoides pour générer les coefficients d'un canal à événement de Rayleigh corrélés dans le temps. Par exemple, pour générer  $h[k]$ :

$$h[k] = \Re\{h[k]\} + j\Im\{h[k]\}$$

$$\Re\{h[k]\} = \sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \cos(2\pi f_D k \cos(a_n) + \phi_n) \quad (1.8)$$

$$\Im\{h[k]\} = \sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \cos(2\pi f_D k \sin(a_n) + \psi_n) \quad (1.9)$$

$$a_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4N_1}, \quad n = 1, 2, \dots, N_1$$

où  $\phi_n$ ,  $\psi_n$  et  $\theta$  sont statistiquement indépendants et uniformément répartis sur  $[-\pi, \pi)$  pour tout  $n$  et  $N_1$  est le nombre de multitrajets choisis de manière arbitrairement suffisante pour obtenir un modèle précis [8].

### 1.1.3 La réception et la détection

La structure du récepteur est illustrée sur la figure 1.2. Le signal issu de l'antenne de réception ( $R_x$ ) est ajouté au bruit AWGN. Ensuite, le signal RF reçu  $\tilde{y}(t)$  est converti par un oscillateur local et passé à travers le filtre adapté pour obtenir le signal en bande de base à temps continu

$y_b(t)$ . Le signal  $y_b(t)$  est ensuite échantillonné à un débit de  $1/T_s$  symboles pour obtenir le signal en bande de base à temps discret suivant

$$y[k] = \sqrt{P}h[k]s[k] + w[k] \quad (1.10)$$

où  $P$  est la puissance d'émission par symbole,  $h[k] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$  est le coefficient de canal et  $w[k] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  est la composante de bruit gaussien blanc à temps discret au niveau du récepteur. Le rapport signal sur bruit (SNR), défini comme le rapport entre la puissance moyenne du signal reçu et la puissance du bruit, est donné par

$$\text{SNR} = \frac{P\sigma_h^2}{N_0} \quad (1.11)$$

*La détection cohérente:*

Dans le cas d'une détection cohérente, le coefficient de canal est obtenu par le bloc estimateur de canal. En supposant une estimation parfaite du canal, la détection cohérente de M-PSK peut être effectuée symbole par symbole en multipliant  $y[k]$  et  $h^*[k]$  par

$$h^*[k]y[k] = |h[k]|^2 v[k] + h^*[k]w[k] \quad (1.12)$$

où  $s[k] = v[k]$  lorsque le codeur différentiel est contourné dans un système cohérent. Ensuite, la détection à maximum de vraisemblance (ML) du symbole transmis peut être obtenue comme suit:

$$\hat{v}[k] = \arg \min_{v[k] \in \mathcal{V}} |h^*[k]y[k] - v[k]| \quad (1.13)$$

*Détection non cohérente à deux symboles:*

Lorsque le codage différentiel est effectué au niveau de l'émetteur, une détection non cohérente peut être appliquée sans nécessiter la connaissance de  $h[k]$  (c'est-à-dire, aucune

estimation de canal n'est requise). En supposant que les coefficients de canal restent approximativement constants pour deux symboles successifs, à savoir,  $h[k] \approx h[k-1]$ , on a

$$y[k] = v[k]y[k-1] + w[k] \quad (1.14)$$

où  $w[k] = w[k] - s[k]w[k-1]$  est le bruit équivalent à la sortie du détecteur, qui est également une variable aléatoire complexe gaussienne à moyenne nulle et à variance  $2N_0$ .

Par conséquent, sur la base des observations  $y[k-1]$  et  $y[k]$ , la détection différentielle non cohérente de M-DPSK peut être effectuée en calculant la variable de décision suivante

$$\zeta = y^*[k-1]y[k] = v[k]|y[k-1]|^2 + y^*[k-1]w[k] \quad (1.15)$$

D'après l'expression ci-dessus, on peut constater que la détection ML du symbole transmis à l'instant  $k$  peut être obtenue comme suit [9]:

$$\hat{v}[k] = \arg \min_{v[k] \in \mathcal{V}} |\zeta - v[k]| \quad (1.16)$$

ce qui montre qu'aucune information de canal n'est nécessaire pour la détection. Il est également bien connu que, du fait que la variance de bruit est doublée, il existe une perte de performance d'environ 3 dB entre les détections cohérente et non cohérente dans un environnement à évanouissements lents [3], [9]. Cependant, la détection non cohérente à deux symboles subit une perte de performance plus importante dans des canaux variant dans le temps [3].

*Détection différentielle à plusieurs symboles :*

Pour surmonter les limitations de performances de la détection à deux symboles, une détection différentielle à plusieurs symboles (MSD) [10-12] a été proposée pour les communications point à point. Dans la détection MSD, des blocs de  $N > 2$  symboles reçus sont traités conjointement pour décider sur  $N-1$  symboles de données. Rassemblons  $N$  symboles reçus dans le vecteur  $\mathbf{y} = [y[1], \dots, y[N]]'$ , qui peut être écrit :

$$\mathbf{y} = \sqrt{P} \text{diag}\{\mathbf{s}\}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (1.17)$$

Donc  $\mathbf{s} = [s[1], \dots, s[N]]^t$ ,  $\mathbf{h} = [h[1], \dots, h[N]]^t$  et  $\mathbf{w} = [w[1], \dots, w[N]]^t$ . La règle de décision de détection de MSD à maximum de vraisemblance est la suivante [12]

$$\hat{s} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{C}^N} \left\{ \left( \text{diag}\{\mathbf{y}\mathbf{s}^*\} \right)^H \mathbf{C}^{-1} \text{diag}\{\mathbf{y}\mathbf{s}^*\} \right\} \quad (1.18)$$

où  $C$  est la fonction d'autocorrélation du canal.

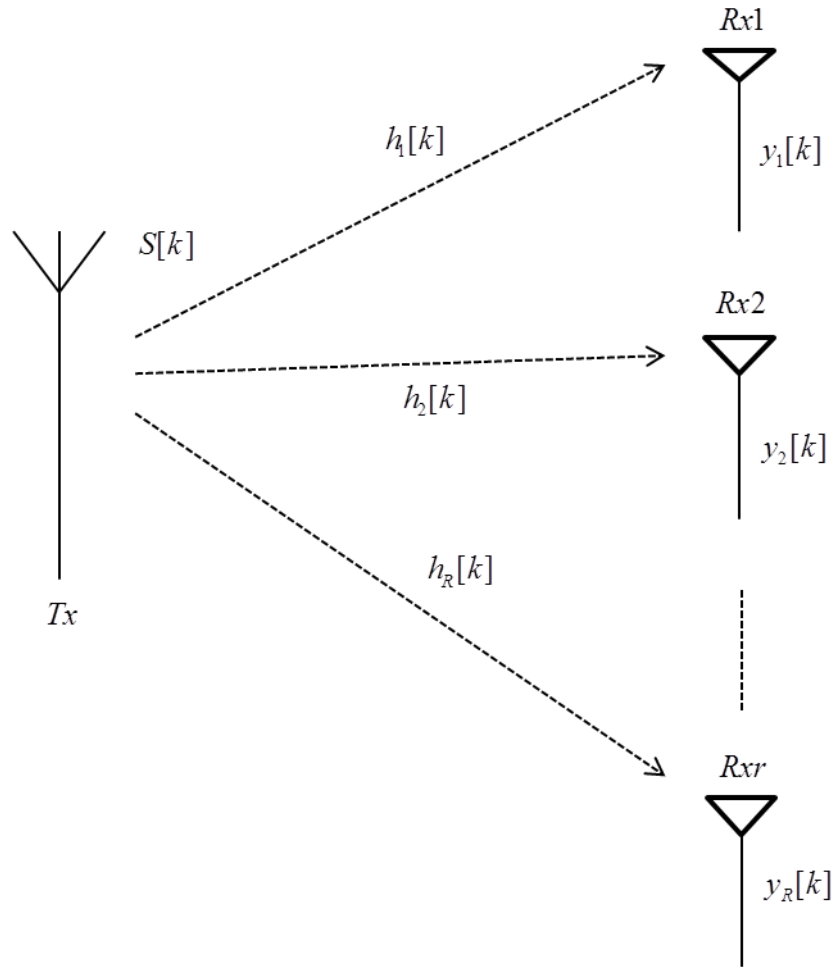
## 1.2 La communication sans-fil à antennes multiples et diversité spatiale

Comme décrit dans la section précédente, l'ordre de diversité d'un système de communication à une seule antenne sur des canaux à évanouissements est égal à un. Pour améliorer les performances des systèmes de communication sur des canaux à évanouissements, des techniques de diversité telles que la diversité temporelle, fréquentielle ou spatiale peuvent être utilisées. Ici, la diversité spatiale est prise en compte car elle offre une meilleure efficacité de la bande passante. La diversité spatiale est une méthode efficace pour lutter contre les effets néfastes des canaux à évanouissements sans fil en utilisant plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et / ou du récepteur. La diversité spatiale peut être classée en tant que diversité de réception, diversité de transmission et diversité de transmission et de réception [2], [4].

### 1.2.1 La diversité en réception :

La diversité de réception est simplement obtenue en utilisant plusieurs antennes au niveau du récepteur, comme illustré à la figure 1.4. La distance entre les antennes du récepteur est telle que le symbole transmis subit une valeur d'évanouissement indépendante dans chaque liaison.

Supposons que le symbole  $s[k]$  est transmis de l'antenne d'émission ( $T_x$ ) à l'instant  $k$ . Les signaux reçus aux antennes  $R_x$  sont donnés par



**Fig. 1.4** Diversité spatiale utilisant plusieurs antennes de réception [4].

$$y_i[k] = h_i[k]s[k] + w_i[k], \quad i = 1, \dots, R \quad (1.19)$$

où le  $i^{\text{ième}}$  canal  $h_i[k]$  et le bruit  $w_i[k]$  sont indépendants des antennes. Pour obtenir une diversité, les signaux reçus doivent être combinés en utilisant une technique de combinaison. Il existe deux principales méthodes de combinaison qui seront détaillées ci-dessous.

*Maximum Ratio Combining (MRC):*

La méthode MRC pondère le signal reçu dans chaque branche proportionnellement à la force du signal et aligne également les phases des signaux afin de maximiser le SNR de sortie [1].

La statistique suffisante est donnée comme

$$\zeta = \sum_{i=1}^R a_i \zeta_i \quad (1.20)$$

où  $a_i$  sont les poids combinés. Pour une détection cohérente,  $v[k]=s[k]$  et les quantités  $\zeta_i$  sont

$$\zeta_i = h_i^*[k]y_i[k] = |h_i[k]|^2 v[k] + h_i^*[k]w_i[k], \quad i = 1, \dots, R \quad (1.21)$$

Par contre, pour une détection non cohérente on a

$$\zeta_i = y_i^*[k-1]y_i[k] = |y_i[k-1]|^2 v[k] + y_i^*[k-1]\tilde{w}_i[k] \quad (1.22)$$

où  $w_i[k] = w_i[k] - s[k]w_i[k-1]$ . Si toutes les liaisons ont la même force de signal moyenne, on a  $a_i = 1, i = 1, \dots, R$ . La sortie du combineur est ensuite utilisée pour détecter le signal transmis comme

$$\hat{v}[k] = \arg \min_{v[k] \in \mathcal{V}} |\zeta - v[k]| \quad (1.23)$$

*Selection Combining :*

Une autre méthode de combinaison importante est la combinaison par sélection (SC). Dans la méthode SC, les statistiques de décision de chaque lien sont calculées et comparées pour choisir le lien avec le SNR le plus élevé. Pour une détection cohérente, cela nécessite une estimation des coefficients de canal de toutes les liaisons. En pratique, le lien avec l'amplitude la plus élevée du signal reçu est choisi, puis seul le canal dans le lien choisi est estimé pour une détection cohérente. De même, pour une détection non cohérente, le lien avec l'amplitude la plus élevée de la variable de décision est choisi. La sortie du combineur est donc [4]

$$\zeta = \arg \max_{\zeta_i, i=1, \dots, R} \{\zeta_i\} \quad (1.24)$$

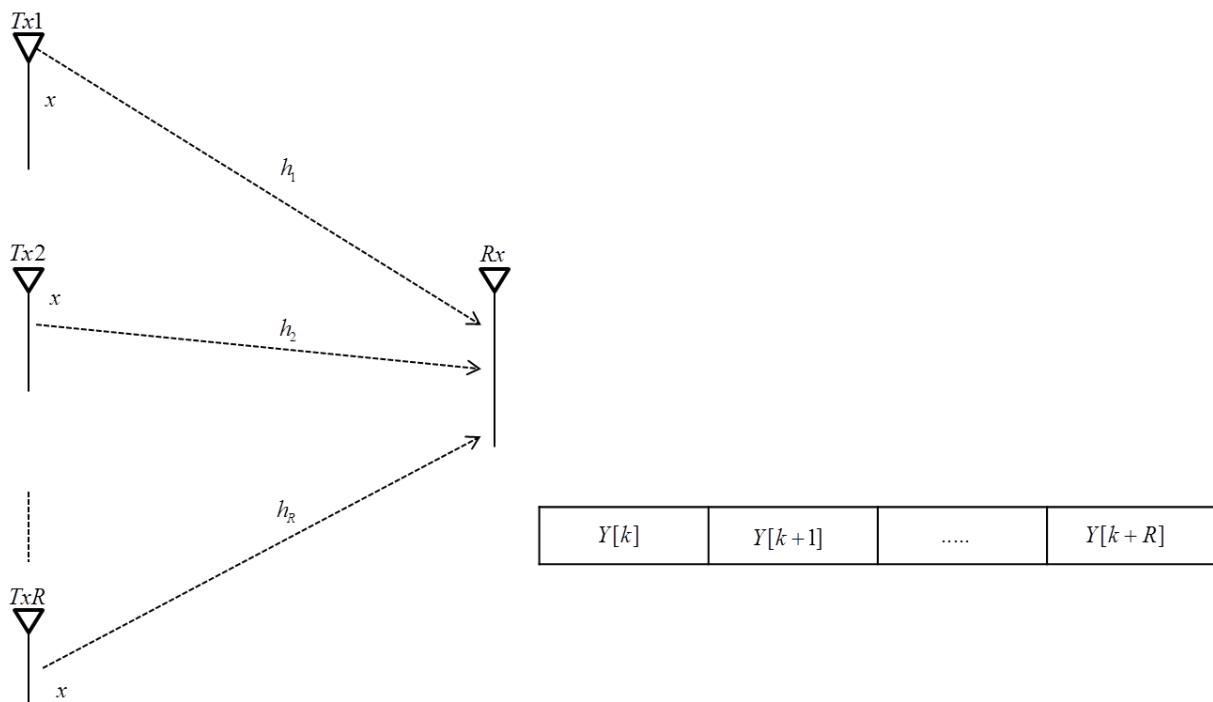
où

$$\zeta_i = \begin{cases} y_i[k], & \text{for coherent detection} \\ y_i^*[k-1]y_i[k], & \text{for non-coherent detection.} \end{cases} \quad (1.25)$$

La méthode SC est plus simple que la méthode MRC et peut également fournir une diversité remarquable. Cependant, ses performances sont inférieures à celles de la méthode MRC [13].

### 1.2.2 La diversité spatiale:

La Figure 1.5 présente une diversité spatiale en utilisant plusieurs antennes au niveau de l'émetteur. Il y a R antennes d'émission et une seule antenne de réception. Il existe deux méthodes principales pour envoyer des signaux d'antennes Tx à des antennes Rx qui permettent d'obtenir une diversité de R. Elles sont décrites ci-après.



**Fig. 1.5** Diversité spatiale utilisant plusieurs antennes d'émission et un code à répétition [4].

#### *Transmission basée sur la répétition:*

En premier lieu, considérons une transmission duplex par répartition dans le temps (Time Division Duplex (TDD), *en Anglais*) dans laquelle toutes les antennes envoient le même symbole dans différents créneaux temporels au récepteur. À tout moment, une seule antenne

est allumée et les autres sont silencieuses. Ceci est similaire au code de répétition [1] et n'est donc pas efficace en termes d'efficacité spectrale.

Soit,  $x$  le symbole transmis et  $y[k+i-1]$  le symbole reçu de la  $i$ ème antenne d'émission. Il peut être écrit comme

$$y[k+i-1] = h_i x + w[k+i-1], \quad i = 1, \dots, R \quad (1.26)$$

où  $h_i$  est le gain de canal de la  $i$ ème antenne d'émission au récepteur et  $w[k+i-1]$  est la composante de bruit dans chaque intervalle de temps et  $R$  est le nombre d'antennes d'émission.

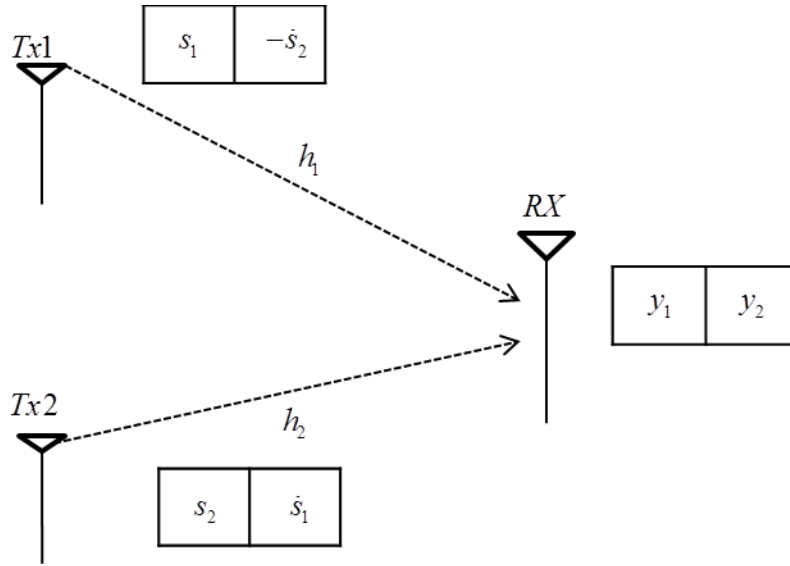
Comme on peut le constater, il existe  $R$  copies du symbole transmis perturbées par des valeurs et des bruits d'évanouissements indépendants. Semblable à la réception en diversité, les signaux reçus dans différents créneaux temporels peuvent être combinés à l'aide de la méthode MRC ou SC pour atteindre la diversité.

D'autre part, au lieu d'une transmission basée sur la répétition, les codes spatio-temporels peuvent être utilisés dans des systèmes à plusieurs antennes pour obtenir une meilleure efficacité spectrale.

*Codage spatio-temporel:*

Un code spatio-temporel (STC) est essentiellement une règle qui mappe les bits d'entrée sur les symboles transmis pour un système à plusieurs antennes. Avec le codage spatio-temporel, les symboles peuvent être transmis simultanément depuis différentes antennes, ce qui permet d'obtenir un débit binaire plus élevé.

A titre d'exemple, considérons un système avec deux antennes d'émission et une antenne de réception. Pour un tel système, il existe un très célèbre code spatio-temporel appelé code en blocs spatio-temporel orthogonal d'Alamouti [14]. Ce code est schématisé sur la figure 1.5.



**Fig. 1.6** Schéma fonctionnel du codage par blocs spatio-temporel orthogonal d'Alamouti [14].

*Codage spatio-temporel différentiel :*

Pour éviter une estimation de canal au niveau du récepteur, des codes spatio-temporels unitaires différentiels (D-USTC) ont été étudiés dans [24, 25] pour des systèmes à plusieurs antennes. Pour des codes D-USTC, les symboles d'information à l'indice de bloc  $k$  sont codés comme une matrice unitaire  $\mathbf{V}[k] \in \mathcal{V}$  où  $\mathcal{V} = \{\mathbf{V}_l \mid \mathbf{V}_l^* \mathbf{V}_l = \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^* = \mathbf{I}_R, l=1, \dots, L\}$ . Ici,  $R$  et  $L$  sont le nombre d'antennes d'émission et le nombre total de mots de code, respectivement. La conception de ces matrices unitaires a été étudiée dans [24, 25]. Le mot de code est alors codé différentiellement comme

$$\mathbf{S}[k] = \mathbf{V}[k]\mathbf{S}[k-1], \quad \mathbf{S}[0] = \mathbf{I}_R \quad (1.27)$$

qui est aussi une matrice unitaire.

Le mot de code codé est ensuite transmis de plusieurs antennes au récepteur. La forme vectorielle du signal reçu au récepteur à l'indice de bloc  $k$  est donnée par

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{P}\mathbf{S}[k]\mathbf{h}[k] + \mathbf{w}[k] \quad (1.28)$$

*Détection non-cohérente à deux mots de code :*

De même, comme pour la modulation DPSK, une détection non-cohérente à deux symboles peut être appliquée au code D-USTC utilisé dans un système à plusieurs antennes. Dans le cas d'un évanouissement lent, on suppose que le vecteur de canal est approximativement constant pour les transmissions en mode bloc, c.-à-d.

$$\mathbf{h}[k] \approx \mathbf{h}[k-1] \quad (1.29)$$

La substitution de (1.27) et (1.29) dans (1.28) donne

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{V}[k]\mathbf{y}[k-1] + \tilde{\mathbf{w}}[k] \quad (1.30)$$

où

$$\tilde{\mathbf{w}}[k] = \mathbf{w}[k] - \mathbf{V}[k]\mathbf{w}[k-1] \quad (1.31)$$

est le vecteur de bruit équivalent à la sortie du détecteur. En se basant sur (1.30), la détection non-cohérente du mot de code transmis est la suivante [24, 25]:

$$\hat{\mathbf{V}}[k] = \arg \min_{\mathbf{V}[k] \in \mathcal{V}} \|\mathbf{y}[k] - \mathbf{V}[k]\mathbf{y}[k-1]\| \quad (1.32)$$

Là encore, il existe une dégradation des performances d'environ 3 dB entre les détections cohérente et non cohérente [15, 16] sur des canaux à évanouissements lents. La dégradation des performances est cependant plus importante pour les canaux variant dans le temps [17].

*Détection non-cohérente à plusieurs symboles :*

Semblable au décodage différentiel à plusieurs symboles (MSD) [10–12] des signaux DPSK dans les systèmes mono-antenne, la détection MSD a été étudiée pour le code D-USTC dans les canaux MIMO [18].

### 1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, les systèmes de communication point à point utilisant une seule antenne et plusieurs antennes ont été introduits. Pour les systèmes à une seule antenne, les structures de

l'émetteur, le modèle du canal à évanouissement et le récepteur ont été décrits. Pour les systèmes à antennes multiples, la diversité de réception en utilisant deux techniques de combinaison importantes (MRC et SC) ainsi que la diversité de transmission utilisant un codage par répétition et un codage espace-temps ont été présentées. En outre, la modulation différentielle et la détection non-cohérente ont été discutées dans les deux cas. Il a été souligné qu'il existait une perte de performances de 3 dB entre les détections cohérente et non-cohérente dans les canaux à évanouissements lents et que la dégradation des performances serait plus importante dans les canaux à variation temporelle rapide. La détection différentielle à symboles multiples est également introduite dans les deux scénarios afin d'atténuer la dégradation des performances dans des canaux à variation temporelle rapide.

## Références

- [1] David Tse and Pramod Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University press, 2005.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] M. Alouini and M. Simon, *Digital Communication over Fading Channels*, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [4] John Proakis and Masoud Salehi, *Digital Communications, 5th Edition*, McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2007.
- [5] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 1994.
- [6] Hong Shen Wang and Pao-Chi Chang, “On verifying the first-order markovian assumption for a Rayleigh fading channel model,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 45, no. 2, pp. 353 -357, May 1996.
- [7] H. Shen Wang and N. Moayeri, “Finite-state Markov channel-a useful model for radio communication channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 1, pp. 163 -171, Feb. 1995.
- [8] Y.R. Zheng and C. Xiao, “Improved models for the generation of multiple uncorrelated Rayleigh fading waveforms,” *IEEE Commun. Letters*, vol. 6, no. 6, pp. 256 -258, Jun. 2002.
- [9] John Proakis and Masoud Salehi, *Digital Communications, 5th Edition*, McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2007.

- [10] D. Divsalar and M.K. Simon, “Maximum-likelihood differential detection of uncoded and trellis coded amplitude phase modulation over AWGN and fading channels-metrics and performance,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 1, pp. 76 -89, Jan. 1994.
- [11] P. Ho and D. Fung, “Error performance of multiple-symbol differential detection of PSK signals transmitted over correlated Rayleigh fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 10, pp. 1566 -1569, Oct. 1992.
- [12] L. Lampe, R. Schober, V. Pauli, and C. Windpassinger, “Multiple-symbol differential sphere decoding,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 12, pp. 1981 - 1985, Dec. 2005.
- [13] Hamid Jafarkhani, *Space-Time Coding Theory and Practice*, Cambridge University Press; 1st edition, 2005.
- [14] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 -1458, Oct. 1998.
- [15] B.L. Hughes, “Differential space-time modulation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567 -2578, Nov. 2000.
- [16] B.M. Hochwald and W. Sweldens, “Differential unitary space-time modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 12, pp. 2041-2052, 2000.
- [17] C.B. Peel and A.L. Swindlehurst, “Performance of space-time modulation for a generalized time-varying Rician channel model,” *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 3, no. 3, pp. 1003 - 1012, May 2004.
- [18] V. Pauli and L. Lampe, “Tree-search multiple-symbol differential decoding for unitary space-time modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 8, pp. 1567 -1576, Aug. 2007.



## Chapitre 2

### Les communications coopératives

*Dans le chapitre précédent, les communications point à point ont été introduites. Il a été expliqué que l'effet des évanouissements par trajets multiples peut être atténué à l'aide de techniques de diversité. Plus précisément, la diversité spatiale utilisant plusieurs antennes au niveau de l'émetteur ou du récepteur a été élaborée. Toutefois, dans de nombreuses applications sans fil, telles que les réseaux cellulaires, les réseaux WLAN et les réseaux de capteurs ad-hoc, le déploiement de plusieurs antennes n'est pas faisable. Ceci est principalement dû aux restrictions de taille et de poids de ces applications. En outre, en raison de la limitation de la puissance des systèmes sans fil, les utilisateurs situés dans des zones éloignées ou à la périphérie de cellules sans fil souffrent de la limitation de la couverture et des interférences provenant d'autres cellules voisines. Heureusement, la diversité spatiale est devenue réalisable dans ces applications grâce aux travaux de Sendonaris et al. sur les communications coopératives [1], [2]. Dans ce chapitre, les communications coopératives ou à relais sont présentées comme un moyen de surmonter les limitations susmentionnées du déploiement de plusieurs antennes sur un même terminal de communication. Les topologies canoniques des réseaux de relais, les protocoles des relais et les stratégies de coopération sont introduits. Le contexte de ce chapitre est utile pour mieux comprendre les principales contributions des chapitres suivants.*

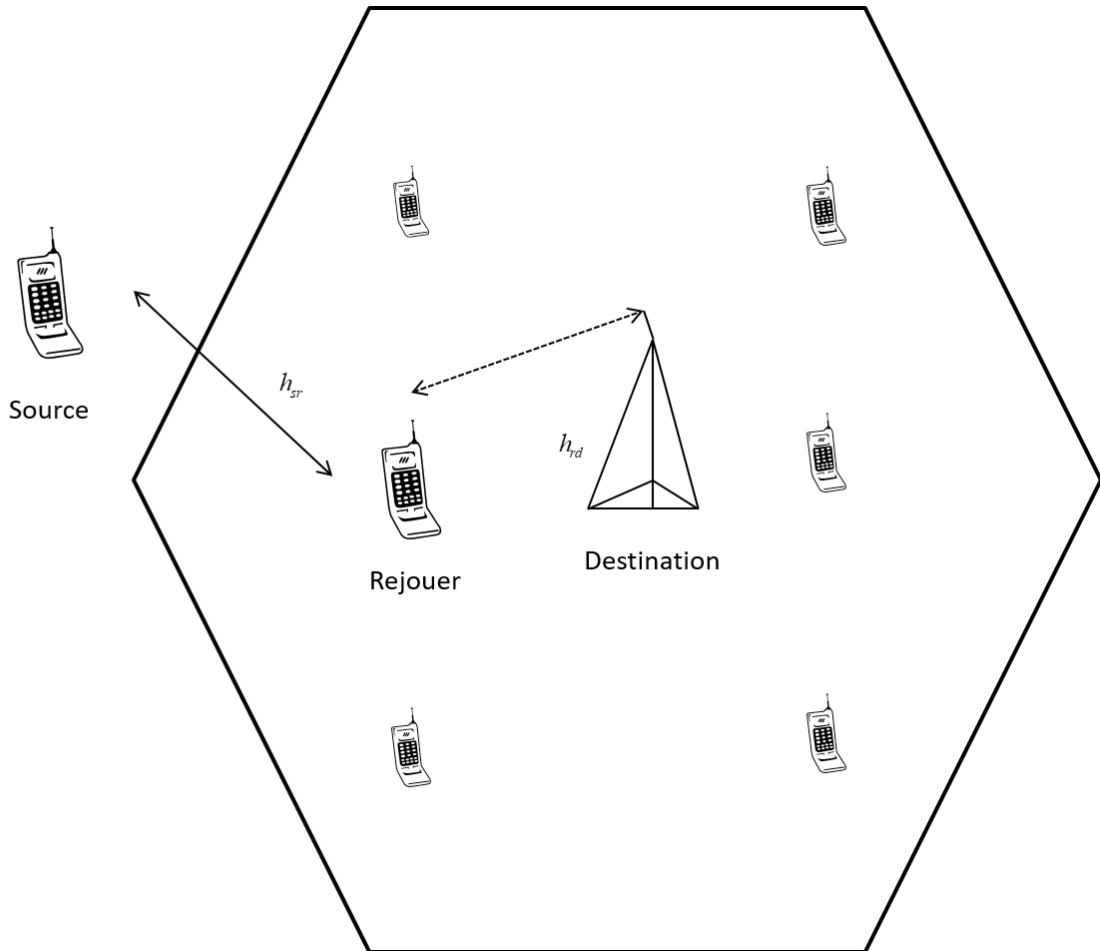
## 2.1 Aperçu et topologies des réseaux à relais

En raison de la propagation non directionnelle des ondes électromagnétiques, tous les utilisateurs d'un réseau peuvent recevoir des signaux d'autres utilisateurs. Dans les communications coopératives, les utilisateurs agissent en tant que relais qui reçoivent et traitent les signaux de la source et transmettent les résultats à la destination. Selon la disponibilité du canal direct de la source à la destination ou le nombre de relais dans le réseau, différentes topologies peuvent être construites. De plus, les réseaux de relais peuvent être distingués par le protocole utilisé par les relais pour traiter les signaux reçus de source ou par la stratégie de coopération. Les principales topologies, protocoles et stratégies qui se présentent dans la littérature sont présentés ci-après [3].

*Relais à double sauts avec une seule branche sans lien direct :*

Selon les conditions de propagation, le lien direct entre la source et la destination peut ne pas être suffisamment fort pour faciliter la transmission des données. Par exemple, un utilisateur mobile au bord de la cellule d'un réseau cellulaire recevrait un signal faible de la station de base et serait soumis à une couverture limitée. Dans cette situation, un utilisateur voisin peut agir en tant que relais pour relier la source à la destination, en créant une topologie de relais canonique, à savoir un relais à deux sauts avec une seule branche sans lien direct. La figure 2.1 illustre un système de relais à double saut dans un réseau cellulaire. Comme on peut le constater, un utilisateur mobile (Source) communique avec la station de base (Destination) via un autre utilisateur mobile (Relais). Le relais à double saut a été étudié dans la littérature comme solution permettant de résoudre le problème de couverture limitée de nombreuses applications sans fil telles que les réseaux cellulaires, les réseaux WLAN, les réseaux de capteurs sans fil, etc. [3]. En particulier, le relais à double saut a été développé en technologie WLAN IEEE 802.11 et WiMAX IEEE 802.16j et a été normalisé en 3GPP LTE [3]. En plus

de sa propre importance, les relais à double saut constitue l'épine dorsale d'autres topologies multibranches. Dans les chapitres 3 et 4, deux réseaux de relais à double saut seront étudiés en détail [3], [4].

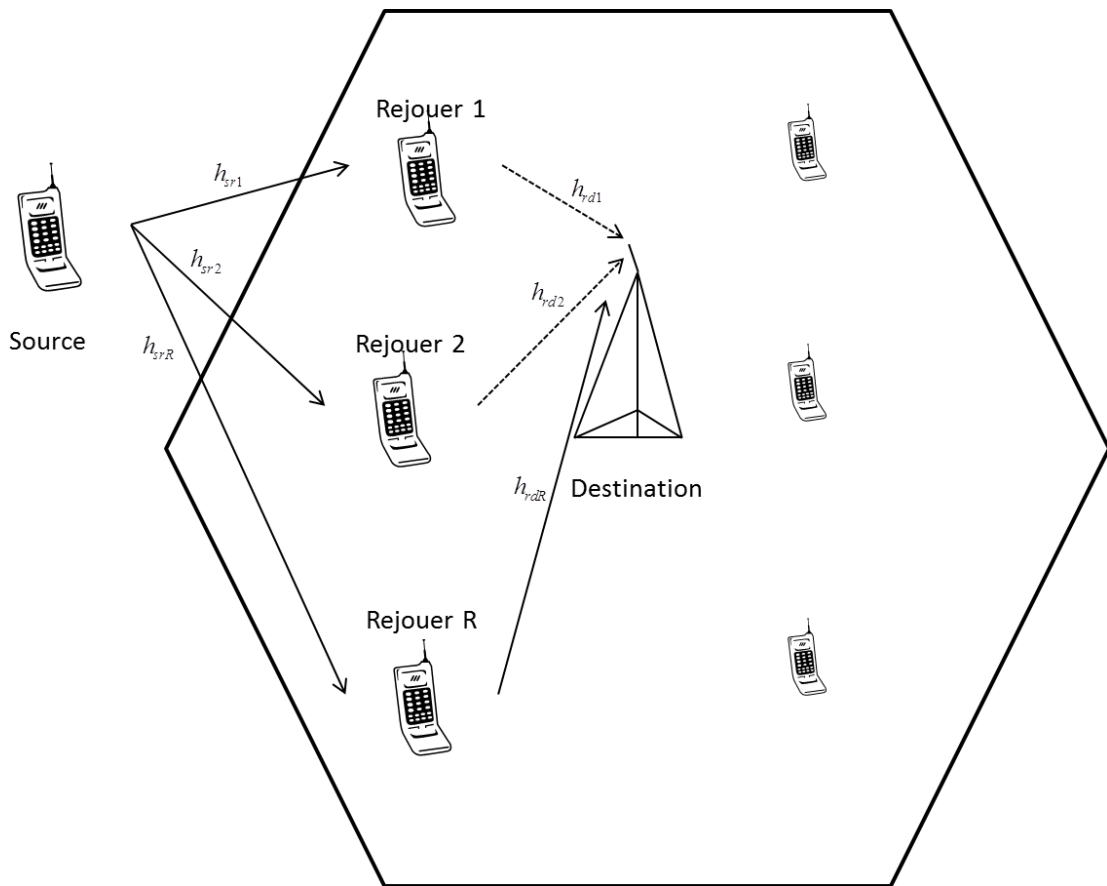


**Fig. 2.1** Relais à double saut à une branche sans lien direct pour l'extension de la couverture [3].

*Relais à double sauts à plusieurs branches sans lien direct :*

Le relais double saut à une seule branche peut être étendu au relais double saut à plusieurs branches s'il y a plus de relais disposés à coopérer. Ceci est décrit à la figure 3.2. Dans cette topologie, l'utilisateur qui rencontre une couverture limitée peut bénéficier à la fois d'une extension de couverture et d'une amélioration de la diversité avec l'aide d'autres utilisateurs.

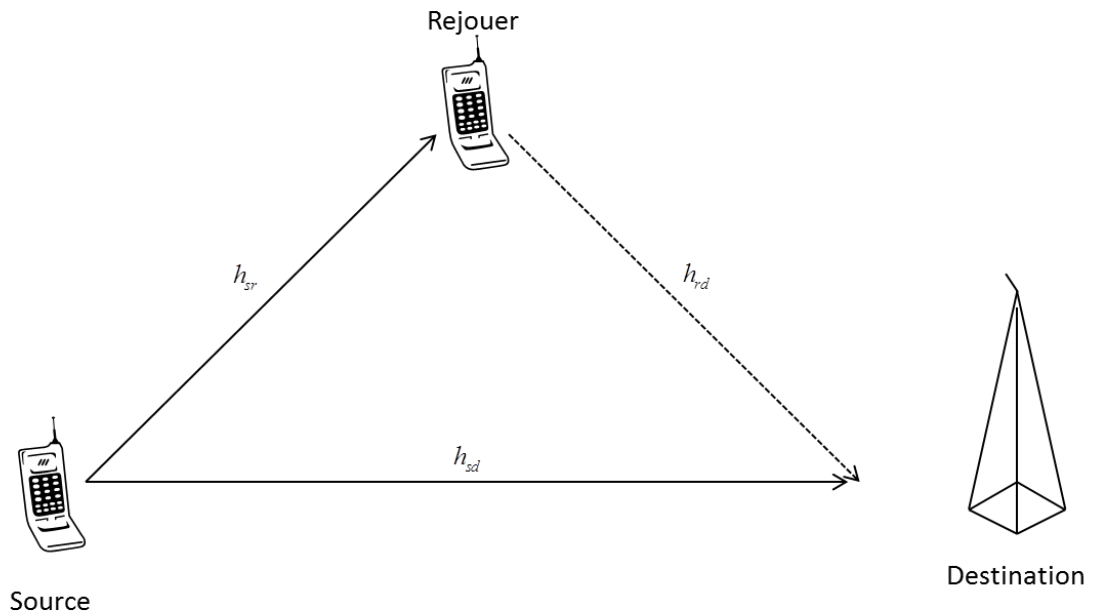
La diversité maximale réalisable dans cette topologie est égale à  $R$ , le nombre de relais [3], [4].



**Fig. 2.2** Relais à double saut multi-branches sans lien direct pour l'extension de la couverture et l'amélioration de la diversité [3].

*Relais à double sauts à une seule branche avec un lien direct :*

Si le signal reçu du lien direct est suffisamment fort, il peut être utilisé pour améliorer le gain de diversité du réseau. La figure 3.3 illustre un réseau de relais à double sauts à une seule branche avec un lien direct [3], [4].

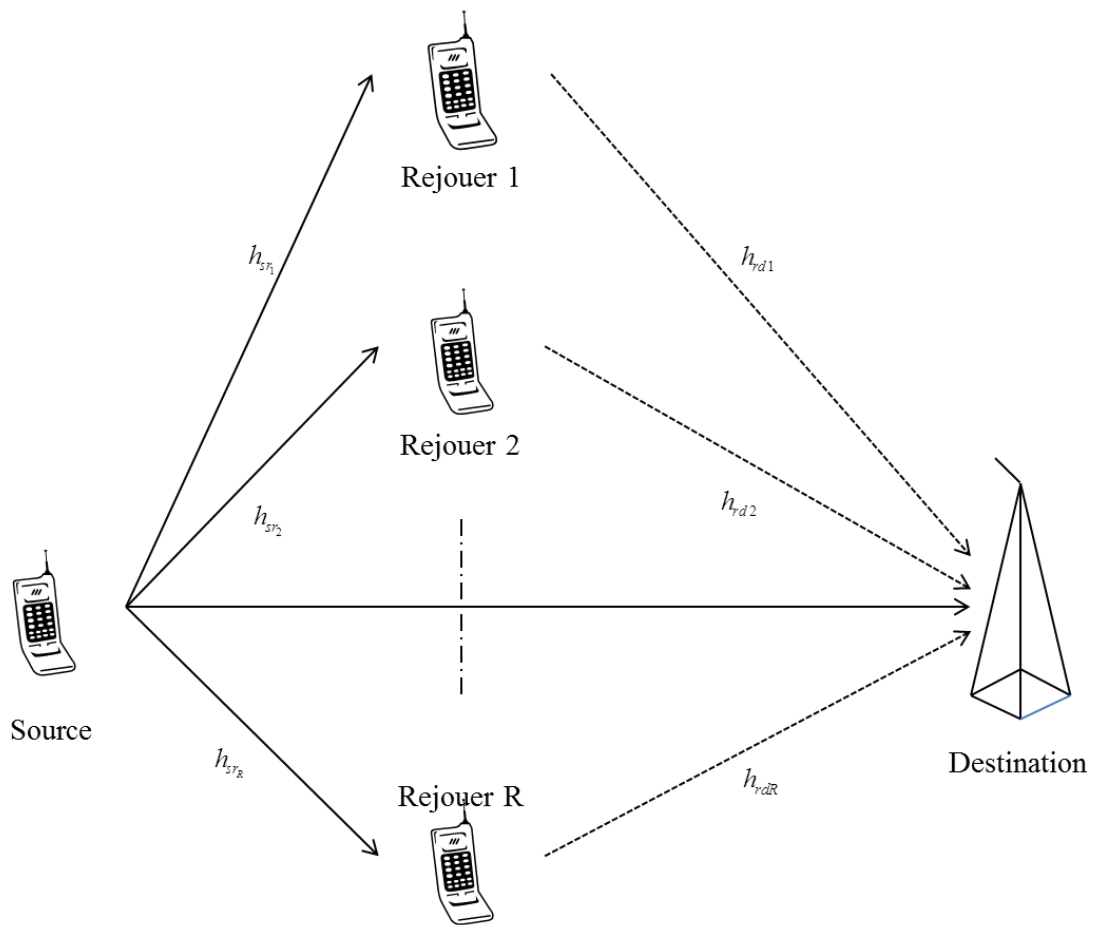


**Fig. 2.3** Relais à double saut à une seule branche avec liaison directe [3].

La diversité spatiale maximale réalisable pour ce réseau est de deux. Cette architecture a été examinée dans plusieurs études en tant que l'une des topologies de relais les plus importantes.

*Relais à double sauts à plusieurs branches avec lien direct :*

Le relais à une seule branche avec lien direct peut être étendu au relais à plusieurs branches avec lien direct s'il y a plus de relais dans le réseau disposés à vous aider. De cette façon, des branches supplémentaires à double saut peuvent être construites pour obtenir une plus grande diversité coopérative, comme illustré à la figure 3.4 [3], [4].



**Fig. 2.4** Relais à double sauts à plusieurs branches avec lien direct [3].

La diversité spatiale maximale réalisable des réseaux de relais multi-branches avec lien direct est  $R + 1$ ,  $R$  étant le nombre de relais.

## 2.2 Les protocoles de relayage

Les signaux reçus de la source sont traités par les relais avant leur transmission à la destination. Selon le type de traitement, les relais sont classés en des relais de décodage et de retransmission (decode-and-forward, DF) ou des relais d'amplification et de retransmission (amplify-and-forward, AF).

*Relayage decode-and-forward:*

Dans le relayage DF, les relais décodent le signal reçu de la source, le re-encodent, puis retransmettent le résultat à la destination. Le processus de décodage et de réencodage au niveau des relais introduit une charge de calcul supplémentaire au niveau des relais. De plus, le processus de décodage ne peut pas être exempt d'erreur ce qui pose un problème de propagation d'erreur [3].

*Relayage amplify-and-forward:*

Dans le relayage AF, le processus de décodage est évité et le signal reçu est simplement multiplié par un facteur de multiplication avant d'être retransmis à la destination. Le principal inconvénient du relayage AF est que le bruit au niveau du relais est également amplifié avec le signal. Il convient également de mentionner que le terme « amplifier » ne signifie pas nécessairement que l'amplitude du signal sera renforcée par le facteur d'amplification, mais il pourrait s'agir de l'une ou l'autre des manières [3].

### 2.3 Le modèle du canal à relayage [5]

En utilisant le relais AF, un canal en cascade est construit entre une source et une destination. Ce canal en cascade a des propriétés différentes de celles d'un canal direct. Supposons que le symbole  $v$  soit transmis de la source au relais (Figure 3.1). Le signal reçu au niveau du relais est

$$x = \sqrt{P_0} h_{sr} v + w_1, \quad w_1 \sim \mathcal{CN}(0, N_0) \quad (3.1)$$

où  $P_0$  est la puissance moyenne transmise par symbole à la source. Le signal reçu au relais est multiplié par le facteur d'amplification  $A$  et retransmis à la destination. Le signal reçu à la destination est

$$y = Ah_{\text{rd}}x + w_2, \quad w_2 \sim \mathcal{CN}(0, N_0) \quad (3.2)$$

La substitution de (3.1) dans (3.2) donne

$$y = A\sqrt{P_0}hv + w \quad (3.3)$$

où sont  $h = h_{\text{sr}}h_{\text{rd}}$  et  $w = Ah_{\text{rd}}w_1 + w_2$  le canal équivalent et le bruit, respectivement. Comme on peut le constater, du point de vue de la destination, le symbole transmis  $v$  est déformé par  $h$ , le produit de deux canaux. Ce canal serait interchangeable appelé le canal cascadié, le canal équivalent ou le canal double de Rayleigh.

Avec la supposition que les canaux individuels subissent un évanouissement de Rayleigh, c'est-à-dire  $h_{\text{sr}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{sr}}^2)$ ,  $h_{\text{rd}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{rd}}^2)$ , les parties réelle et imaginaire de  $h = X + jY$  sont des variables aléatoires laplaciennes distribuées de manière identique avec des pdfs [6]

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_{\text{sr}}\sigma_{\text{rd}}} \exp\left(\frac{-2|x|}{\sigma_{\text{sr}}\sigma_{\text{rd}}}\right) \quad (3.4)$$

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma_{\text{sr}}\sigma_{\text{rd}}} \exp\left(\frac{-2|y|}{\sigma_{\text{sr}}\sigma_{\text{rd}}}\right) \quad (3.5)$$

En outre, le pdf de l'enveloppe  $\eta = |h[k]|$  est

$$f_\eta(\eta) = \frac{4\eta}{\sigma_{\text{sr}}^2\sigma_{\text{rd}}^2} K_0\left(\frac{2\eta}{\sigma_{\text{sr}}\sigma_{\text{rd}}}\right) \quad (3.6)$$

où  $K_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro du deuxième type [6], [7]. De plus, le modèle en série chronologique du canal en cascade est important pour l'étude des performances des réseaux de relais dans des canaux variant dans le temps. Pour dériver ce modèle, en fonction de la mobilité des nœuds les uns par rapport aux autres, les trois cas suivants sont considérés. Par souci de simplicité, mettons  $\sigma_{\text{sr}}^2 = \sigma_{\text{rd}}^2 = 1$  dans les trois cas.

*Source mobile, relais et destination fixes:*

Lorsque Source est en mouvement mais que Relais et Destination sont fixes, le canal SR devient un canal variant dans le temps et leurs propriétés statistiques suivent les canaux de diffusion isotropes bidimensionnels fixes vers mobiles [8]. Cependant, le canal RD reste statique. Le canal SR peut être décrit par un modèle AR (1) comme suit [9]:

$$h_{sr}[k] = \alpha_{sr} h_{sr}[k-1] + \sqrt{1 - \alpha_{sr}^2} e_{sr}[k] \quad (3.7)$$

où  $\alpha_{sr} = J_0(2\pi f_{sr} n) \leq 1$  est l'auto-corrélation du canal SR,  $f_{sr}$  est la fréquence Doppler normalisée du canal SR et  $e_{sr}[k] \sim \mathcal{CN}(0,1)$  est indépendant de  $h_{sr}[k-1]$ .

En outre, dans le scénario relais fixe et destination, deux utilisations consécutives du canal RD sont approximativement égales, à savoir:

$$h_{rd}[k] \approx h_{rd}[k-1] \quad (3.8)$$

Ainsi, pour le canal en cascade, multiplier (3.7) par (3.8) donne

$$h[k] = \alpha_{sr} h[k-1] + \sqrt{1 - \alpha_{sr}^2} h_{rd}[k-1] e_{sr}[k] \quad (3.9)$$

qui est un modèle AR (1) avec le paramètre  $\alpha_{sr}$  et  $h_{rd}[k-1] e_{sr}[k]$  comme bruit blanc d'entrée [9].

*Source et destination mobiles, relais fixe :*

Lorsque les sources et les destinations se déplacent, mais que le relais est fixe, les canaux SR et RD varient en fonction du temps et suivent à nouveau le modèle de diffusion fixe à mobile [8]. Par conséquent, le modèle AR (1) de (3.7) est utilisé pour modéliser le canal SR.

De même, pour le canal RD, le modèle AR (1) est [10], [11]

$$h_{rd}[k] = \alpha_{rd}h_{rd}[k-1] + \sqrt{1-\alpha_{rd}^2}e_{rd}[k] \quad (3.10)$$

où  $\alpha_{rd} = J_0(2\pi f_{rd}n) \leq 1$  est l'auto-corrélation du canal RD,  $f_{rd}$  est la fréquence Doppler normalisée du canal RD et  $e_{rd}[k] \sim \mathcal{CN}(0,1)$  est indépendant de  $h_{rd}[k-1]$ .

Ensuite, pour le canal en cascade, multiplier (3.7) par (3.10) donne

$$h[k] = \alpha h[k-1] + \Delta[k] \quad (3.11)$$

où  $\alpha = \alpha_{sr}\alpha_{rd} \leq 1$  est l'auto-corrélation équivalente du canal en cascade et

$$\begin{aligned} \Delta[k] = & \alpha_{sr}\sqrt{1-\alpha_{rd}^2}h_{sr}[k-1]e_{rd}[k] + \alpha_{rd}\sqrt{1-\alpha_{sr}^2}h_{rd}[k-1]e_{sr}[k] \\ & + \sqrt{(1-\alpha_{sr}^2)(1-\alpha_{rd}^2)}e_{sr}[k]e_{rd}[k] \end{aligned} \quad (3.12)$$

représente la partie variable dans le temps du canal équivalent, qui est une combinaison de trois distributions doubles-complexes gaussiennes non-corrélées [7] et non-corrélées à  $h[k-1]$ .

Puisque  $\Delta[k]$  a une moyenne nulle, sa fonction d'auto-corrélation est calculée comme suit:

$$E\{\Delta[k]\Delta^*[k+m]\} = \begin{cases} 1-\alpha^2, & \text{if } m=0 \\ 0, & \text{if } m \neq 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

Par conséquent,  $\Delta[k]$  est un processus de bruit blanc avec la variance  $E\{\Delta[k]\Delta^*[k]\} = 1-\alpha^2$ .

Toutefois, l'utilisation de  $\Delta[k]$  de la manière définie en (3.12) n'est pas réalisable pour l'analyse de la performance. Ainsi, pour rendre l'analyse réalisable, il faut approximer  $\Delta[k]$  avec une version ajustée de l'un de ses termes, de la manière suivante [9], [11]:

$$\hat{\Delta}[k] = \sqrt{1 - \alpha^2} h_{rd}[k-1] e_{sr}[k] \quad (3.14)$$

L'approximation ci-dessus de  $\Delta[k]$  est également un processus de bruit blanc avec des propriétés statistiques du premier et du deuxième ordre identiques à celles de  $\Delta[k]$  et non corrélées à  $h[k-1]$ .

En substituant (3.14) dans (3.11), le modèle en série chronologique du canal équivalent peut être décrit comme suit [10]:

$$h[k] = \alpha h[k-1] + \sqrt{1 - \alpha^2} h_{rd}[k-1] e_{sr}[k] \quad (3.15)$$

L'approximation ci-dessus de  $\Delta[k]$  est encore un AR (1) avec les paramètres  $\alpha$  et  $h_{rd}[k-1] e_{sr}[k]$  comme bruit blanc d'entrée.

La comparaison des modèles AR (1) de (3.9) et (3.15) montre qu'ils ne sont fondamentalement différents que dans le paramètre de modèle, c'est-à-dire  $\alpha_{sr}$  et  $\alpha$ : le paramètre contient l'effet du canal SR dans l'ancien modèle, tandis que les effets des canaux SR et RD sont inclus dans le modèle ultérieur. Cela signifie que le modèle de (3.15) peut être utilisé comme modèle de série chronologique du canal en cascade pour l'analyse dans les deux cas. Plus précisément, pour les canaux RD statiques,  $\alpha_{rd} = 1$  et donc (3.15) devient (3.9) [9], [10].

*Tous les nœuds sont mobiles (Source, destination et relais mobiles) :*

Dans ce cas, tous les liens suivent le modèle de canal mobile à mobile [12]. Cependant, ils sont toutes atténués par un évanouissement de Rayleigh et la seule différence est que l'auto-corrélation du canal doit être remplacée conformément à ce modèle. Ainsi, le modèle de canal

(3.15) peut à nouveau être utilisé comme modèle de série chronologique du canal en cascade dans ce cas, bien qu'avec une valeur d'auto-corrélation appropriée. Le lecteur est référé à la discussion dans [13] et [12] pour plus de détails sur le calcul de ces auto-corrélations ainsi que dans le tutoriel sur les divers modèles d'évanouissements pour les systèmes de communication coopératifs de mobile à mobile dans [14].

## 2.4 Les stratégies de coopération

Le processus de transmission dans les réseaux coopératifs est généralement divisé en deux phases. Dans la première phase, les relais sont silencieux et écoutent le signal transmis par la source. Dans la seconde phase, les relais coopèrent pour délivrer les signaux reçus à la destination. Il existe deux stratégies de coopération principales: le codage basé sur la répétition et le codage distribué spatio-temporel [15].

### *La coopération basée sur la répétition :*

La stratégie basée sur la répétition est en réalité une combinaison de diversité de réception et de diversité de transmission en utilisant le code de répétition. Tous les relais reçoivent différentes copies du même signal de la source en phase I, ce qui est similaire à la diversité du récepteur dans les communications point à point. Durant la phase II, les relais amplifient et rediffusent les symboles reçus vers la destination de manière séquentielle dans le temps. Ceci est similaire à la diversité de transmission en utilisant un codage de répétition. La stratégie basée sur la répétition est simple à mettre en œuvre. Il ne nécessite pas d'encodage et de décodage compliqués à la source ou à la destination. De plus, pendant la transmission de chaque relais, les autres relais restent silencieux et ne doivent donc pas être synchronisés au niveau des symboles. Cependant, la stratégie basée sur la répétition a une efficacité spectrale faible. Dans la stratégie basée sur la répétition, les signaux reçus de plusieurs liaisons au

niveau de la destination doivent être combinés à l'aide d'une technique de combinaison pour obtenir une diversité coopérative [16].

*La coopération basée sur le codage spatio-temporel distribué :*

La stratégie basée sur la répétition souffre d'un faible débit de données. Une solution logique serait de déployer le codage spatio-temporel de manière distribuée à l'aide de relais. Dans le codage spatio-temporel distribué (distributed space-time coding, DSTC), différents relais reçoivent différentes copies des mêmes symboles d'information lors de la phase I. Les relais traitent ces signaux reçus et les transmettent simultanément à la destination lors de la deuxième phase. Le traitement distribué à différents nœuds de relais forme un réseau d'antennes virtuelles (virtual antenna array, VAA). Par conséquent, des schémas de codage en blocs spatio-temporels classiques peuvent être appliqués aux réseaux des relais pour obtenir une diversité coopérative et un gain de codage [3], [16].

## **2.5 Conclusion**

Ce chapitre présente les principales topologies de relayage, telles que le relayage à double saut avec une seule branche et celui à double branche avec et sans lien direct. Des protocoles de relayage et des stratégies de coopération ont également été décrits. En plus, un modèle de série chronologique a été présenté pour le canal en cascade. Le contexte de ce chapitre sera nécessaire pour une meilleure compréhension des systèmes et des réseaux examinés dans les chapitres suivants.

## Références

- [1] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity. part i. system description,” *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927 – 1938, Nov. 2003.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity. part ii. Implementation aspects and performance analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1939 – 1948, Nov. 2003.
- [3] M. Dohler and Y. Li, *Cooperative communications: Hardware, channel and PHY*, Wiley, 2010.
- [4] Q. Li, R.Q. Hu, Y. Qian, and G. Wu, “Cooperative communications for wireless networks: techniques and applications in LTE-advanced systems,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 19, no. 2, pp. 22 –29, Apr. 2012.
- [5] Q. Zhao and H. Li, “Differential modulation for cooperative wireless systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 5, pp. 2273 –2283, May 2007
- [6] C.S. Patel, G.L. Stuber, and T.G. Pratt, “Statistical properties of amplify and forward relay fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 1, pp. 1 – 9, Jan. 2006.
- [7] N. O’Donoughue and J.M.F. Moura, “On the product of independent complex gaussians,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 3, pp. 1050 –1063, Mar. 2012.
- [8] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 1994.
- [9] M.R. Avendi and H.H. Nguyen, “Performance of differential amplify-and-forward relaying in multinode wireless communications,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 8, pp. 3603–3613, 2013.

- [10] M. R. Avendi and H. H. Nguyen, “Selection combining for differential amplify-and-forward relaying over Rayleigh-fading channels,” *IEEE Signal Process. Letters*, vol. 20, no. 3, pp. 277–280, Mar. 2013.
- [11] M. R. Avendi and H. H. Nguyen, “Differential Amplify-and-Forward relaying in timevarying Rayleigh fading channels,” in *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Shanghai, P.R. China, 2013, pp. 2997–3002.
- [12] A.S. Akki and F. Haber, “A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 35, no. 1, pp. 2–7, Feb. 1986.
- [13] C.S. Patel, G.L. Stuber, and T.G. Pratt, “Statistical properties of amplify and forward relay fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 1, pp. 1–9, Jan. 2006.
- [14] B. Talha and M. Patzold, “Channel models for mobile-to-mobile cooperative communication systems: A state of the art review,” *IEEE Commun. Magazine*, vol. 6, no. 2, pp. 33–43, Jun. 2011.
- [15] Kiran T. and B. Sundar Rajan, “Partially-coherent distributed space-time codes with differential encoder and decoder,” *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 426–433, Feb. 2007.
- [16] Yindi Jing and B. Hassibi, “Distributed space-time coding in wireless relay networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 5, no. 12, pp. 3524–3536, Dec. 2006.

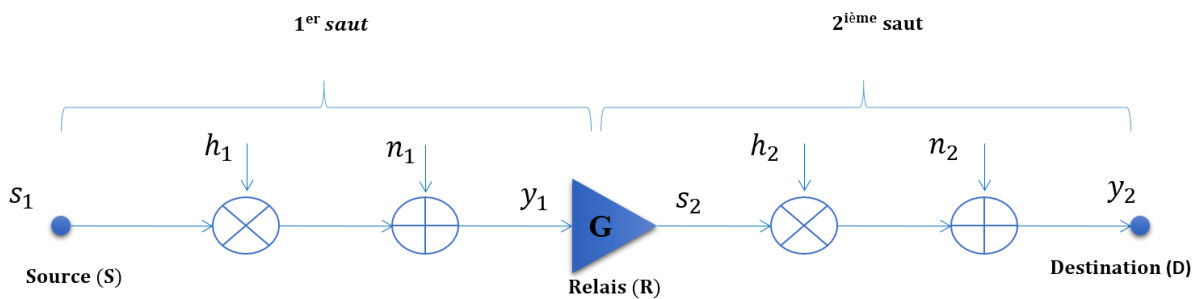
## Chapitre 3

### Les réseaux coopératifs à un seul relais avec relayage AF

*Dans ce chapitre, on étudie la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage AF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami- $m$  et le scénario Nakagami- $m$ - Rayleigh sont considérés. On présente un modèle à deux paramètres pour le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (the end-to-end signal to noise (E2E SNR), en Anglais) pour un système à relayage amplify-and-forward (AF) à deux sauts. Ce modèle est une version modifiée d'une version qui existe précédemment. Cette version modifiée est capable de représenter des allocations de puissance de source et de relais indépendamment et trois configurations bien-connues de relais. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ou de panne (the outage probability (OP), en Anglais) et la capacité ergodique ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo.*

### 3.1 Le modèle du système et du canal

La **Fig. 3.1**, illustre un réseau coopératif à relayage AF avec deux sauts. Dans ce réseau, la transmission se déroule de la source ( $S$ ) vers la destination ( $D$ ) à travers le relais ( $R$ ) durant deux tranches de temps (c.-à-d., deux sauts). Durant le premier saut, le nœud ( $S$ ) envoie son signal  $s_1$  vers le nœud ( $R$ ). Ce dernier amplifie le signal reçu  $y_1$  par un facteur d'amplification  $G$  et expédie le signal résultant  $s_2$  vers le nœud ( $D$ ), durant le deuxième saut [1], [2], [3].



**Fig. 3.1** Un schéma fonctionnel d'un réseau coopératif a un seul relais avec relayage AF.

Ici on considère une version modifiée du modèle du gain introduit dans [2] -afin d'être capable de prendre en considération les puissances des signaux transmis ( $s_1$  et  $s_2$ ) à travers les deux sauts- donnée par:

$$G^2 = \frac{P_2}{ah_1^2 P_1 + bN_1} \quad (3.1)$$

où,

- $h_i$  est le gain du  $n^{ième}$  canal.  $h_i$  est modélisé soit comme une variable aléatoire (VA) de Rayleigh soit comme une VA de Nakagami-m. Donc comme illustré dans le **tableau 3.1**, deux différents scénarios seront considérés.

**Tableau 3.1** les deux scénarios considérés dans ce travail.

	Le lien $S-R \{h_1\}$	Le lien $R-D \{h_2\}$
Scénario # 1	Nakagami-m	Rayleigh
Scénario # 2	Rayleigh	Nakagami-m

- $n = n_r + jn_i$  consiste en un bruit blanc Gaussien additif (Additif White Gaussian Noise (AWGN), *en anglais*). Il s'agit du modèle de bruit ZMCSCG (Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussien) c.-à-d., si  $n_r$  et  $n_i$  sont des variables aléatoires Gaussiennes réelles, indépendantes, de moyennes nulles et de même variance  $N$ , donc

$$n \sim N(0, N) + jN(0, N) \sim CN(0, N) \quad (3.2)$$

- $N_i$  est la variance du bruit  $n_i$ .
- La puissance moyenne du signal  $s_i$  est notée  $P_i$ .
- $G$  est le facteur d'amplification (ou le gain).

Notons que le choix des valeurs des paramètres  $a$  et  $b$  dans l'éq (3.1) reflète la configuration du relais où  $(a, b) \in \{(1,1), (1,0), (0,1)\}$  représentent respectivement les configurations appelées: Channel-Noise Assisted (CNA), Channel-Assisted (CA) et Blind.

### 3.2 Le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (E2E SNR)

Le signal reçu à la destination est donné par:

$$y_2 = h_2 s_2 + n_2 \quad (3.3)$$

où,

$$s_2 = G(h_1 s_1 + n_1) \quad (3.4)$$

La substitution de l'équation (3.4) dans (3.3), donne

$$y_2 = h_1 h_2 G s_1 + n_2 G n_1 + n_2 \quad (3.5)$$

A partir de l'équation (3.5) et en considérant le gain de l'équation (3.1), le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (the end-to-end signal to noise (E2E SNR), *en anglais*) peut être donnée par:

$$\Lambda = \frac{\Lambda_1 \Lambda_2}{a\Lambda_1 + \Lambda_2 + b} \quad (3.6)$$

où,

$\Lambda_i = P_i \frac{h_i^2}{N_i}$ ,  $i = 1, 2$  est appelé le SNR instantané. Il suit une loi exponentielle ou gamma.

### 3.3 La probabilité d'outage ou de panne

La probabilité d'outage ou de panne (the outage probability, *en anglais*) notée  $P_{out}(x)$  est définie comme [3]:

$$\begin{aligned} P_{out}(x) &= \Pr(\Lambda \leq x) \\ &= \Pr\left[\frac{\Lambda_1 \Lambda_2}{a\Lambda_1 + \Lambda_2 + b} \leq x\right] \end{aligned} \quad (3.7)$$

En appliquant quelques manipulations algébriques,  $P_{out}(x)$  peut être décrite comme suit:

$$P_{out}(x) = 1 - \int_0^{+\infty} \bar{F}_{\Lambda_2}\left(ax + \frac{ax^2 + bx}{z}\right) f_{\Lambda_1}(z+x) dz \quad (3.8)$$

où,

$\bar{F}_{\Lambda_i}(x) = 1 - F_{\Lambda_i}(x)$  est la fonction de distribution cumulative complémentaire (the Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF), *en anglais*).

*Démonstration:* voir l'annexe A.

✓ *Le premier scénario:*

- Pour le cas d'un relai à configuration CNA, la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8), sera donnée, pour  $x \geq 0$ , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{a}{\gamma_2}\right)x^{\alpha_1-1}} \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} c_3(n) \times K_{n+1} \left( 2\sqrt{\frac{(ax+b)x}{\beta_1\gamma_2}} \right) \left( a + \frac{b}{x} \right)^{\frac{n+1}{2}} x^{\alpha_1} \quad (3.9)$$

où,

$$c_3(n) = \frac{\beta_1^{\frac{n+1-2\alpha_1}{2}} \gamma_2^{\frac{n+1}{2}}}{n!(\alpha_1-1-n)!}.$$

- Pour le cas d'un relai à configuration CA, la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8), sera donnée, pour  $x \geq 0$ , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{a}{\gamma_2}\right)x^{\alpha_1-1}} \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} c_3(n) \times K_{n+1} \left( 2\sqrt{\frac{a}{\beta_1\gamma_2}} x \right) a^{\frac{n+1}{2}} x^{\alpha_1}, \quad (3.10)$$

- Pour le cas d'un relai à configuration Blind, la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8), sera donnée, pour  $x \geq 0$ , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\frac{1}{\beta_1}x^{\alpha_1-1}} \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} c_3(n) K_{n+1} \left( 2\sqrt{\frac{bx}{\beta_1\gamma_2}} \right) \times b^{\frac{n+1}{2}} x^{\frac{2\alpha_1-n-1}{2}}. \quad (3.11)$$

*Démonstration:* voir l'annexe A.

✓ *Le deuxième scénario:*

- Pour le cas d'un relais à configuration CNA , la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8), sera donnée, pour  $x \geq 0$  , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\left(\frac{1+a}{\beta_1 + \beta_2}\right)x} \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} \sum_{q=0}^k c_4(k, q) \times K_{1-q} \left( 2\sqrt{\frac{(ax+b)x}{\gamma_1\beta_2}} \right) \left( a + \frac{b}{x} \right)^{\frac{q+1}{2}} x^{k+1}, \quad (3.12)$$

où,

$$c_4(k, q) = \frac{a^{k-q} \gamma_1^{\frac{q+1}{2}} \beta_2^{\frac{q-1-2k}{2}}}{q!(k-q)!}.$$

- Pour le cas d'un relais à configuration CA , la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8) , sera donnée, pour  $x \geq 0$  , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\left(\frac{1+a}{\gamma_1 + \beta_2}\right)x} \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} \sum_{q=0}^k c_4(k, q) \times K_{1-q} \left( 2\sqrt{\frac{a}{\gamma_1\beta_2}} x \right) a^{\frac{q+1}{2}} x^{k+1}. \quad (3.13)$$

- Pour le cas d'un relais à configuration Blind , la probabilité d'outage  $P_{out}(x)$  dans l'équation (3.8) , sera donnée , pour  $x \geq 0$  , par:

$$P_{out}(x) = 1 - 2e^{-\frac{1}{\gamma_1}x} \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} c_5(k) K_{1-q} \left( 2\sqrt{\frac{bx}{\gamma_1\beta_2}} \right) \times x^{\frac{k+1}{2}}, \quad (3.14)$$

où,

$$c_5(k) = \frac{\gamma_1^{\frac{q+1}{2}} \frac{b}{\beta_2}^{\frac{k+1}{2}}}{k!}.$$

*Démonstration:* voir l'annexe A.

### 3.4 La capacité ergodique :

Pour un réseau coopératif à un seul relais avec relayage AF, la capacité ergodique,  $C_{erg}$  peut être exprimé comme [4]:

$$C_{erg} = \frac{1}{2} E \{ \log_2 (1 + \Lambda) \} \quad (3.15)$$

où,

$\Lambda$  est le E2E SNR définie par l'équation (3.6) et  $E \{ X \}$  représente la valeur espérée de la VA  $X$ .

La capacité ergodique dans l'équation (3.15) peut être bornée comme suit

$$C_{erg} \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \int_0^{+\infty} [P_{out}(x) - 1] dx \right) \quad (3.16)$$

*Démonstration:* voir l'annexe A.

✓ *Le premier scénario:*

- Pour le cas d'un relais à configuration CNA , la capacité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16), sera donnée par:

$$\begin{aligned}
 C_{erg} \leq & \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} \sum_{q=0}^{n+2} c_1(0,0,0) a^{\frac{n+1}{2}} \binom{n+2}{q} \right. \\
 & \times \left( \frac{b}{a} \right)^q \frac{\sqrt{a\beta_1\gamma_2} \Gamma(n+2) \Gamma(1)}{2b(-1)^{\alpha_1+k-q+1}} \frac{d^{\alpha_1-q+1}}{dp^{\alpha_1-q+1}} \left. \left\{ e^{\frac{bp}{2a}} \right. \right. \\
 & \times W_{\frac{n+2}{2}, \frac{n+1}{2}} \left( \frac{b \left( p - \sqrt{p^2 - \frac{4a}{\beta_1\gamma_2}} \right)}{2a} \right) \right. \\
 & \left. \left. \times W_{\frac{n+2}{2}, \frac{n+1}{2}} \left( \frac{b \left( p + \sqrt{p^2 - \frac{4a}{\beta_1\gamma_2}} \right)}{2a} \right) \right\} \right) \Bigg|_{p=\frac{1}{\beta_1} + \frac{a}{\gamma_2}}. \tag{3.17}
 \end{aligned}$$

- Pour le cas d'un relais à configuration CA, la capacité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16), sera donnée par:

$$\begin{aligned}
 C_{erg} \leq & \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} c_3(n) a^{\frac{n+1}{2}} \right. \\
 & \times \frac{\sqrt{\pi} \Gamma(\alpha_1 + n + 2) \Gamma(\alpha_1 - n)}{\Gamma(\alpha_1 + 3/2)} \left( \frac{16a}{\beta_1\gamma_2} \right)^{\frac{n+1}{2}} \\
 & \left. \times \frac{{}_2F_1(\alpha_1 + n + 2; n + 3/2; \alpha_1 + 3/2; \bar{s})}{\left( \left( \sqrt{\frac{a}{\gamma_2}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_1}} \right)^2 \right)^{\alpha_1 + n + 2}} \right). \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

- Pour le cas d'un relais à configuration Blind, la probabilité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16), sera donnée par:

$$\begin{aligned}
 C_{erg} \leq & \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} c_3(n) b^{\frac{n+1}{2}} \right. \\
 & \times \frac{\Gamma(\alpha_1+1)\Gamma(\alpha_1-n)}{2\sqrt{\beta_1\gamma_2}} \left( \frac{1}{\beta_1} \right)^{\frac{n-2\alpha_1}{2}} \\
 & \left. \times e^{\frac{b}{2\gamma_2}} W_{\frac{n-2\alpha_1}{2}, \frac{n+1}{2}} \left( \frac{b}{\gamma_2} \right) \right). \tag{3.19}
 \end{aligned}$$

*Démonstration:* voir l'annexe A.

✓ *Le deuxième scénario:*

- pour le cas d'un relais à configuration CNA, la capacité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16), sera donnée par:

$$\begin{aligned}
 C_{erg} \leq & \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} \sum_{q=0}^{m+2} c_1(0, k, m) a^{\frac{m+1}{2}} \right. \\
 & \times \binom{m+2}{q} \left( \frac{b}{a} \right)^q \frac{\sqrt{a\gamma_1\beta_2}\Gamma(2)\Gamma(m+1)}{2b(-1)^{2+k-q}} \\
 & \times \frac{d^{k-q+2}}{dp^{k-q+2}} \left\{ e^{\frac{bp}{2a}} \times W_{\frac{m+2}{2}, \frac{-m+1}{2}} \left( \frac{b(p - \sqrt{p^2 - \frac{4a}{\gamma_1\beta_2}})}{2a} \right) \right. \\
 & \left. \times W_{\frac{m+2}{2}, \frac{-m+1}{2}} \left( \frac{b(p + \sqrt{p^2 - \frac{4a}{\gamma_1\beta_2}})}{2a} \right) \right\} \Bigg|_{p=\frac{1}{\gamma_1} + \frac{a}{\beta_2}} \Bigg). \tag{3.20}
 \end{aligned}$$

- Pour le cas d'un relais à configuration CA, la capacité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16) sera donnée par:

$$C_{erg} \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{n=0}^{\alpha_1-1} \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} c_4(k, m) a^{\frac{m+1}{2}} \right. \\
 \times \frac{\sqrt{\pi} \Gamma(k-m+3) \Gamma(k+m+1)}{\Gamma(k+5/2)} \left( \frac{16a}{\gamma_1 \beta_2} \right)^{\frac{1-m}{2}} \\
 \left. \times \frac{{}_2F_1(k-m+3; -m+3/2; k+5/2; \bar{s})}{\left( \left( \sqrt{\frac{a}{\beta_2}} + \sqrt{\frac{1}{\gamma_1}} \right)^2 \right)^{k-m+3}} \right). \quad (3.21)$$

- Pour le cas d'un relais à configuration Blind, la capacité ergodique,  $C_{erg}$  dans l'équation (3.16), sera donnée par:

$$C_{erg} \leq \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 - 2 \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} c_5(k) \frac{\Gamma(2) \Gamma(k+1)}{2 \sqrt{\frac{b}{\gamma_1 \beta_2}}} \left( \frac{1}{\gamma_1} \right)^{\frac{-k-2}{2}} e^{\frac{b}{2\beta_2}} W_{-\frac{k-2}{2}, -\frac{k+1}{2}} \left( \frac{b}{\beta_2} \right) \right). \quad (3.22)$$

*Démonstration:* voir l'annexe A.

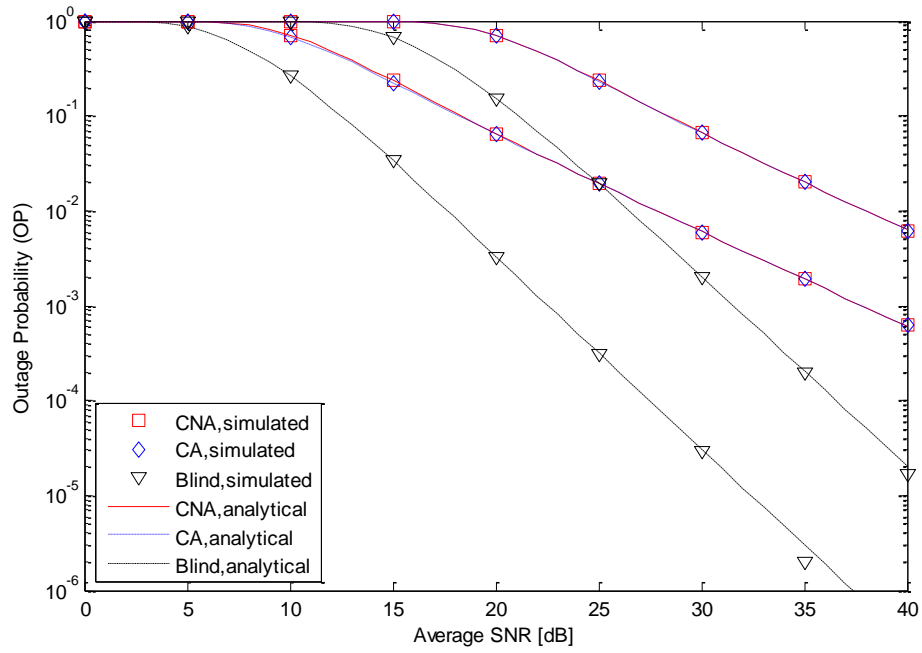
### 3.5 Résultats des simulations:

Dans cette section, les résultats théoriques de la probabilité d'outage et la capacité ergodique, sont vérifiés par des simulations Monte Carlo qui ont été effectuées en faisant la moyenne de  $10^6$  échantillons. Les deux scénarios : Rayleigh- Nakagami-m et Nakagami-m-Rayleigh et les trois configurations de relais à savoir CNA, CA et Blind sont considérés. Pour un lien Nakagami-m, on prend  $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$ , et  $\beta_1 = \beta_2 = 2$ , tan que pour un lien Rayleigh on prend  $\bar{\gamma} = 1$ .

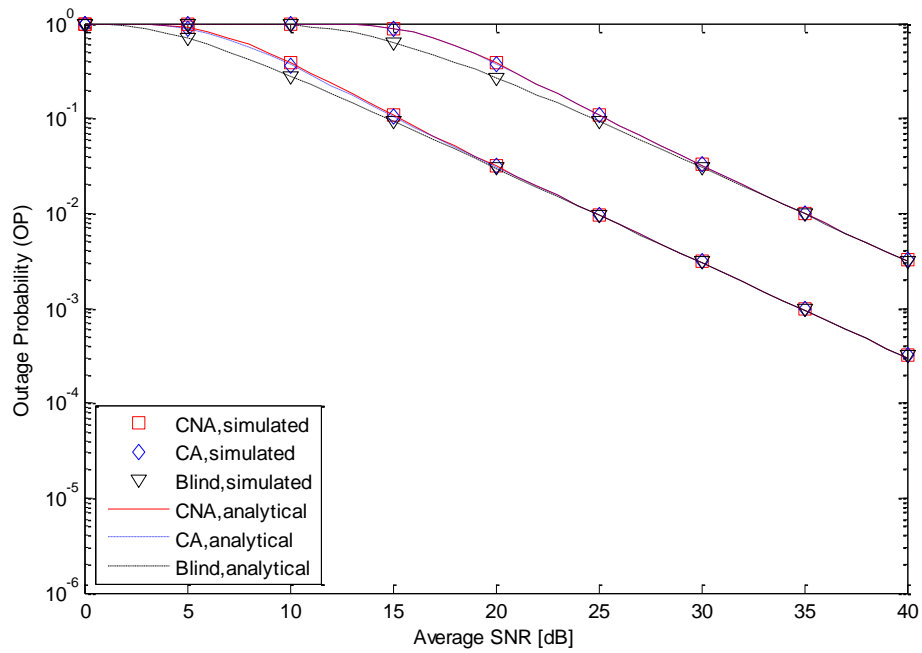
Premièrement, sur la **Fig. 3.2**, la probabilité d'outage,  $P_{\text{out}}(x)$ , en fonction du SNR moyen pour deux seuils différents  $x = 2^2 - 1 = 3$  (i.e., 2 bits/channel use) et  $x = 2^5 - 1 = 31$  (i.e., 5 bits/channel use) est tracée.

De cette figure, nous pouvons clairement noter que:

- Les expressions analytiques (représentées par des lignes) sont pleinement conformes aux résultats des simulations Monte Carlo (représentées par des marqueurs).
- Pour le même SNR, les relayages CNA et CA ont presque la même probabilité d'outage pour les deux différentes valeurs de seuil pour les deux scénarios. Ils ont une probabilité d'outage supérieure à celle du relais Blind pour le premier scénario mais ils ont presque les mêmes performances de celle du relayage Blind pour le deuxième scénario.



(a)



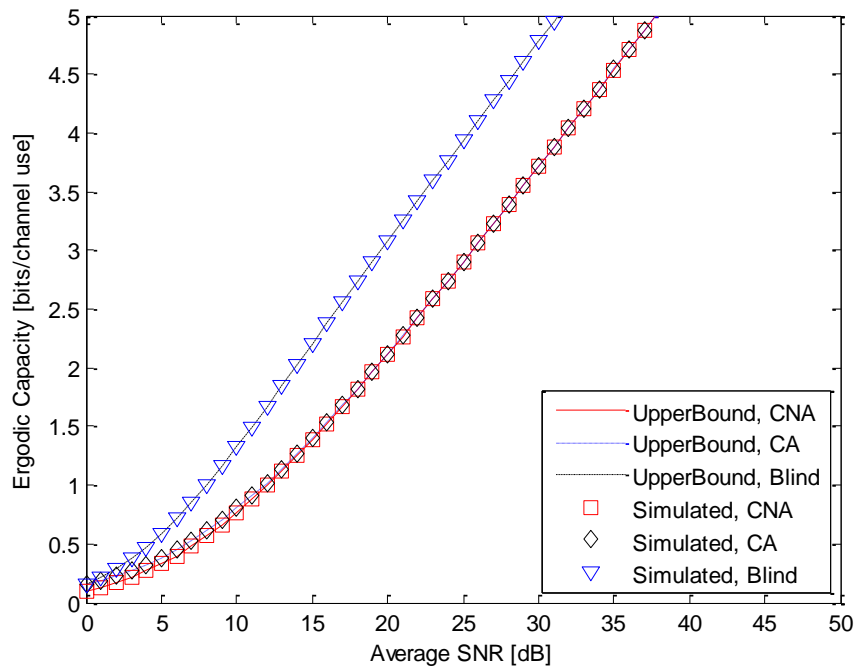
(b)

**Fig 3.2** La probabilité d'outage pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation pour les configurations: CNA, CA et Blind.

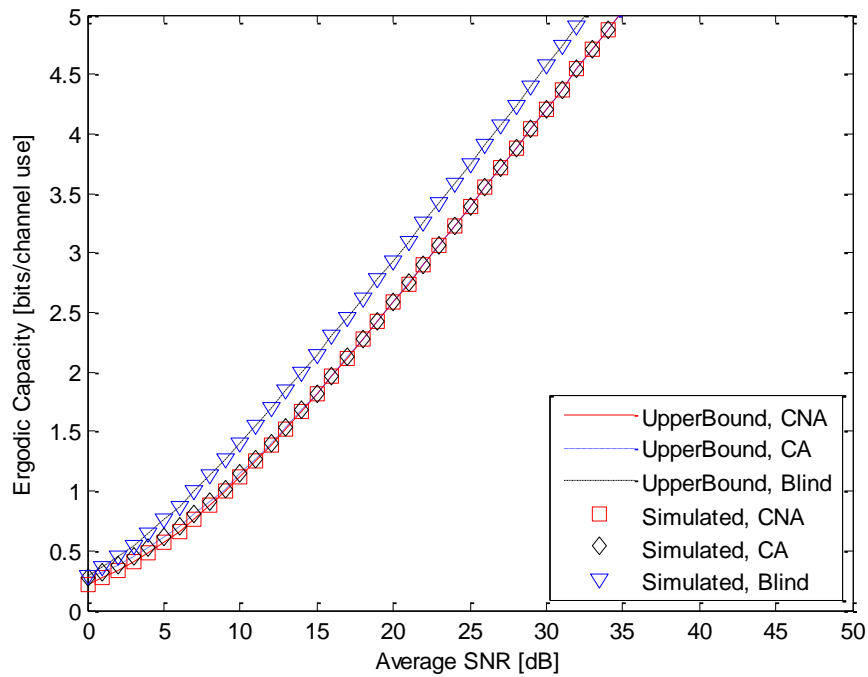
Deuxièmement, sur la **Fig. 3.3**, on montre la capacité ergodique comme une fonction du SNR.

Comme on peut le voir sur cette figure, le relayage Blind, qui a souffert une probabilité d'outage plus faible, présente une capacité ergodique supérieure à celles des relayage CNA et CA.

En générale, tant pour la probabilité d'outage que pour la capacité ergodique, les courbes des relais CNA et CA sont en accord. Ceci justifie l'utilisation de ce dernier pour l'approximation du premier dans de nombreuses applications.



(a)



(b)

**Fig 3.3** La capacité ergodique pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation pour les configurations: CNA, CA et Blind.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté un modèle général du E2E SNR, pour un système de relayage AF à deux sauts, qui englobe les configurations de relais conventionnelles, à savoir les configurations CNA, CA et Blind comme des cas particuliers. Des expressions analytiques pour la probabilité d'outage et la capacité ergodique ont été dérivées. Ces résultats ont été prouvés analytiquement et vérifiés par des simulations.

**Références**

- [1] M. elibasic , and M. Pejanovic-Djurisic, "Dual-Hop Amplify-and-Forward Relay System Over Non-identical Ricean Fading Channels." *Wireless Pers Commun.*, vol. 93 , pp. 675686, 2017.
- [2] D. Senaratne and C. Tellambura, "Unified Exact Performance Analysis of Two-Hop Amplify-and-Forward Relaying in Nakagami Fading," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 59, no. 3, pp. 1529-1534, Mar. 2010.
- [3] E. Bjornson, M. Matthaiou, and M. Debbah, "A new look at dual-hop relaying: Performance limits with hardware impairments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 11, pp. 4512-4525, Nov. 2013.
- [4] G. Farhadi and N. C. Beaulieu, "On the ergodic capacity of wireless relaying systems over Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 11, pp. 4462–4467, Nov. 2008.
- [5] O. Waqar, M. Ghogho, and D. McLernon, "Tight bounds for ergodic capacity of dual-hop fixed-gain relay networks under Rayleigh fading," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 413–415, Apr. 2011.

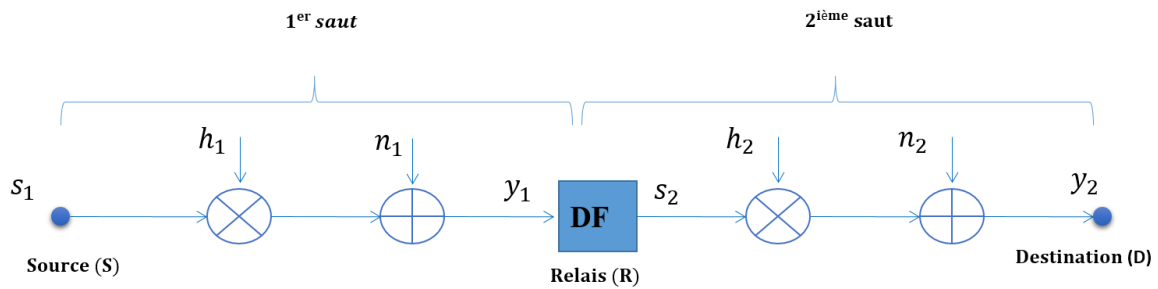
## Chapitre 4

### **Les réseaux coopératifs à un seul relais avec relayage DF**

*Dans ce chapitre, on étudie la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage DF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami- $m$  et le scénario Nakagami- $m$ - Rayleigh sont considérés. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ou de panne (the outage probability (OP), en Anglais) ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo. On a aussi dérivé une expression analytique pour la capacité ergodique pour les deux scénarios.*

## 4.1 Le modèle du système et du canal

La Fig. 4.1, illustre un réseau coopératif à relayage DF avec deux sauts. Dans ce réseau, la transmission se déroule de la source ( $S$ ) vers la destination ( $D$ ) à travers le relais ( $R$ ) durant deux sauts. Durant le première saut, le nœud ( $S$ ) envoi son signal  $s_1$  vers le nœud ( $R$ ). Ce dernier détecte et décode le signal reçu de la source, puis ré-encode ce signal et le retransmis vers le nœud ( $D$ ) [1], [2].



**Fig. 4.1** Un schéma fonctionnel d'un réseau coopératif a un seul relais avec relayage DF.

Les paramètres  $h_i$  et  $n_i$  sont les même décrit dans la section 3.1.

## 4.2 Le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (E2E SNR)

Les signaux reçus au niveau du relais et a la destination sont donnés par

$$y_1 = h_1 s_1 + n_1 \quad (4.1)$$

et

$$y_2 = h_2 s_2 + n_2 \quad (4.2)$$

respectivement.

Dans un protocole à relayage DF, le signal  $s_2$  transmis par le relais doit être égal au signal  $s_1$  transmis par la source. ça est seulement possible si le relais est capable de décoder le signal  $y_1$  ; donc, le SNR effectif est le minimum des SNRs entre 1) la source et le relais et 2) le relais et la destination.

A partir des équations (4.1) et (4.2), le E2E SNR peut être donné par [3]

$$\Lambda = \min(\Lambda_1, \Lambda_2) \quad (4.3)$$

où,

$\Lambda_i = P_i \frac{h_i^2}{N_i} = P_i \frac{\rho_i}{N_i}$ ,  $i = 1, 2$  représente le SNR instantané du  $i^{ieme}$  saut.

### 4.3 La probabilité d'outage ou de panne :

La probabilité d'outage ou de panne,  $P_{out}(x)$  est définie par :

$$P_{out}(x) = \Pr\{\Lambda \leq x\} = F_{\Lambda}(x) \quad (4.4)$$

A partir de cet equation et en considérant le E2E SNR de l'équation (4.3), la probabilité d'outage  $P_{out}(x)$  peut être donnée par

$$P_{out}(x) = 1 - \prod_{i=1}^2 \left( F_{\rho_i} \left( \frac{N_i x}{P_i} \right) \right) \quad (4.5)$$

Démonstration : voir l'annexe B.

✓ *Le premier scénario:*

La probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$ , pour le premier scénario est donnée par:

$$P_{out}(x) = 1 - \left( \sum_{j=0}^{\alpha_1-1} \frac{e^{-\frac{N_1 x}{P_1 \beta_1}}}{j!} \left( \frac{N_1 x}{P_1 \beta_1} \right)^j \right) \times \left( e^{-\frac{N_2 x}{P_2 \lambda_2}} \right) \quad (4.6)$$

✓ *Le deuxième scénario:*

La probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$ , pour le deuxième scénario est donnée par:

$$P_{out}(x) = 1 - \left( e^{-\frac{N_1 x}{P_1 \lambda_1}} \right) \times \left( \sum_{j=0}^{\alpha_2-1} \frac{e^{-\frac{N_2 x}{P_2 \beta_2}}}{j!} \left( \frac{N_2 x}{P_2 \beta_2} \right)^j \right) \quad (4.7)$$

Démonstration : voir l'annexe B.

#### 4.4 La capacité ergodique :

Pour un réseau coopératif à un seul relais avec relayage DF, et selon [4, Eq.(45)], et [5, Eq.(11a)] , et en considérant le E2E SNR dans l'équation (4.3), la capacité ergodique peut être bornée comme suit:

$$C_{erg} \leq \min_{i=1,2} \frac{1}{2} \log_2 (1 + \Lambda_i) \quad (4.8)$$

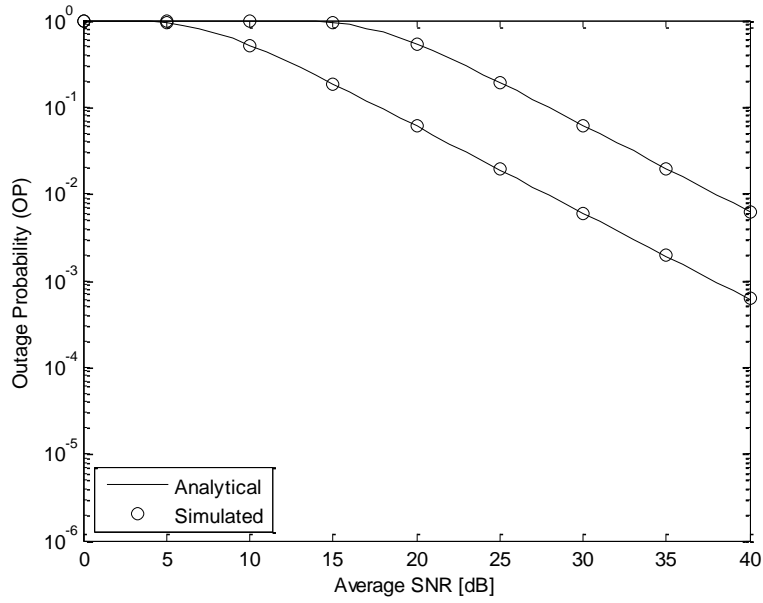
Démonstration : voir l'annexe B.

#### 4.5 Résultats des simulations:

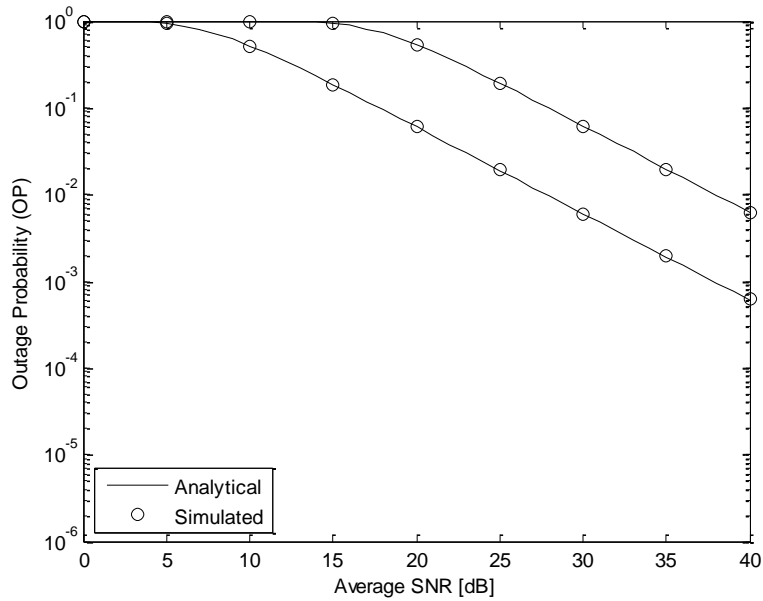
Sur la **Fig. 4.2**, la probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$ , en fonction du SNR moyen pour deux seuils différents  $x = 2^2 - 1 = 3$  (i.e., 2 bits/channel use) et  $x = 2^5 - 1 = 31$  (i.e., 5 bits/channel use) est tracée pour les deux scénarios.

De cette figure, nous pouvons clairement noter que:

- Les expressions analytiques (représentées par des lignes) sont pleinement conformes aux résultats des simulations Monte Carlo (représentées par des marqueurs).
- Les deux scénarios présentent les même probabilités d'outage qui due à la symétrie de cette configuration.



(a)



(b)

**Fig 4.2** La probabilité d'outage pour les deux scénarios : (a) Rayleigh- Nakagami-m, et (b) Nakagami-m-Rayleigh. Résultats analytiques et de simulation.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, des expressions analytiques pour la probabilité d'outage ont été dérivées. Ces résultats ont été prouvés analytiquement et vérifiés par des simulations. On a aussi dérivé une expression analytique pour la capacité ergodique

**Références**

- [1] S. Ikki and M. H. Ahmed, "Performance of decode and forward cooperative diversity networks over Nakagami-m fading channels," in Proc. IEEE GLOBECOM, Nov. 2007, pp. 4328-4333.
- [2] Chaitanya K, and Muthuchidambaranathan P. Performance analysis of decode and forward relaying over dual-hop mixed fading channels. Int J Electron Commun (AEU) 73(2017):8488.
- [3] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks," in Proc. IEEE WCNC, Sept. 2000, vol. 1, pp. 7-12.
- [4] A. Host-Madsen and J. Zhang, "Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 6, pp. 2020–2040, Jun. 2005.
- [5] G. Farhadi and N. C. Beaulieu, "On the ergodic capacity of wireless relaying systems over Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, no. 11, pp. 4462–4467, Nov. 2008.

**Conclusion générale et perspectives:**

Dans ce mémoire, on a étudié la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage AF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami-m et le scénario Nakagami-m-Rayleigh ont été considérés. On a présenté un modèle à deux paramètres pour le rapport signal sur bruit de bout-en-bout (the end-to-end signal to noise (E2E SNR), en Anglais) pour un système à relayage amplify-and-forward (AF) à deux sauts. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ou de panne (the outage probability (OP), *en Anglais*) et la capacité ergodique ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo. On a aussi étudié la performance de bout-en-bout d'un réseau coopératif à un seul relais avec relayage DF dans un environnement d'évanouissement mixte. Deux scénarios d'évanouissement à savoir le scénario Rayleigh-Nakagami-m et le scénario Nakagami-m-Rayleigh ont été aussi considérés. Des expressions analytiques exactes pour la probabilité d'outage ont été dérivées et comparées aux résultats de simulations de la méthode Monte Carlo. On a aussi dérivé une expression analytique pour la capacité ergodique pour les deux scénarios.

Ce travail met en évidence la puissance du système de communication coopérative à deux sauts qui demeure un sujet de recherche.

Malgré la contribution faite dans ce mémoire et dans d'autres travaux sur les systèmes de communication coopérative à deux sauts et à relayage AF et DF, plusieurs problèmes restent à résoudre. En effet, quelqu'un peut considérer le cas d'un système de communication coopérative multi-sauts où le problème se complique rapidement.

Un autre problème très intéressant qui nécessite d'être étudié est l'étude de la performance d'un système de communication coopérative à deux sauts et à deux sens (*a dual-hop two-way cooperative communication system*) dans un environnement d'évanouissement mixte.

**Annexe A.** Démonstration des résultats dans les sections 3.3 et 3.4

Ici, on fournit les démonstrations des résultats trouvés dans les sections 3.3 et 3.4. Comme on la déjà mentionné dans la section 3.1, le gain du  $i^{ème}$  canal  $h_i$  est à modéliser soit comme une VA de Rayleigh soit comme une VA de Nakagami-m, donc le SNR instantané,  $\Lambda_i$ , et à modéliser comme une VA exponentielle ou Gamma. Leurs CCDFs et PDFs sont données, pour  $i \in \{1, 2\}$  par:

$$\begin{aligned} f_{\Lambda_i}^{Exp}(x) &= \frac{1}{\lambda_i} e^{-\frac{x}{\lambda_i}}, \quad x \geq 0 \\ \overline{F}_{\Lambda_i}^{Exp}(x) &= e^{-\frac{x}{\lambda_i}}, \quad x \geq 0 \end{aligned} \quad (A1)$$

$$\begin{aligned} f_{\Lambda_i}^{Gam}(x) &= \frac{x^{\alpha_i-1} e^{-\frac{x}{\beta_i}}}{\Gamma(\alpha_i) \beta_i^{\alpha_i}}, \quad x \geq 0 \\ \overline{F}_{\Lambda_i}^{Gam}(x) &= \sum_{k=0}^{\alpha_i-1} \frac{e^{-\frac{x}{\beta_i}}}{k!} \left( \frac{x}{\beta_i} \right)^k, \quad x \geq 0 \end{aligned} \quad (A2)$$

respectivement.

 1. *Démonstration des résultats de la probabilité d'outage (section 3.3):*

Soit  $\Pr\{\Lambda\}$  la probabilité d'un évènement  $\Lambda$ . La probabilité d'outage,  $P_{out}(x)$ , peut être dérivée comme suit:

$$\begin{aligned} P_{out}(x) &= \Pr \left\{ \frac{\lambda_1 \lambda_2}{a\lambda_1 + \lambda_2 + b} \leq x \right\} \\ &= 1 - \int_x^{+\infty} \overline{F}_{\Lambda_2} \left( \frac{(a\lambda_1 + b)x}{\lambda_1 - x} \right) f_{\Lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \end{aligned} \quad (A3)$$

En faisant un changement de variable  $z = \lambda_1 - x$  on va aboutir à l'équation (3.8).

✓ *Le premier scenario:*

- Cas CNA : en substituant les équations (A1) et (A2) dans l'équation (3.8), on trouve :

$$\begin{aligned} P_{out}(x) &= 1 - \frac{e^{-\left(\frac{a}{\gamma_2} + \frac{1}{\beta_1}\right)x}}{\Gamma(\alpha_1) \beta_1^{\alpha_1}} \\ &\quad \times \int_0^{+\infty} (z+x)^{\alpha_1-1} e^{-\left(\frac{(ax^2+bx)/\gamma_2 + z}{z} \right) \frac{1}{\beta_1}} dz \end{aligned} \quad (A4)$$

En effectuant un développement polynomial du terme  $(z+x)^{\alpha_1-1}$  et en utilisant [Réf 1, 3.471.9], on trouve l'équation (3.9) après quelques simplifications.

- Cas CA et Blind : les équations (3.10) et (3.11) peuvent être directement déduit à partir de l'équation (3.9) en posant  $b = 0$  et  $a = 0$  respectivement.

✓ *Le deuxième scénario:*

- Cas CNA : en substituant les équations (A1) et (A2) dans l'équation (3.8), on trouve :

$$P_{out} = 1 - \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} \frac{e^{-\left(\frac{1+a}{\gamma_1} + \frac{a}{\beta_2}\right)x}}{k! \beta_2^k \gamma_1} (ax^2 + bx)^k \times \int_0^{+\infty} \left( \frac{ax}{ax^2 + bx} + \frac{1}{z} \right)^k \times e^{-\left(\frac{ax^2+bx}{z} + \frac{z}{\gamma_1}\right)} dz \quad (A5)$$

En effectuant un développement polynomiale du terme  $\left( \frac{ax}{ax^2 + bx} + \frac{1}{z} \right)^k$  et en utilisant [Réf 1,3.471.9] on trouve l'équation (3.12) après quelques simplifications.

- Cas CA : l'équation (3.13) peut être directement déduit à partir de l'équation (3.12) en posant  $b = 0$ .
- Cas Blind : en posant  $a = 0$ , l'équation (A5) se réduit à

$$P_{out}(x) = 1 - \sum_{k=0}^{\alpha_2-1} \frac{e^{-\frac{x}{\gamma_1}}}{k! \beta_2^k \gamma_1} (bx)^k \times \int_0^{+\infty} \left( \frac{1}{z} \right)^k e^{-\left(\frac{bx/\beta_2}{z} + \frac{z}{\gamma_1}\right)} dz \quad (A6)$$

L'utilisation de [Réf 1, 3.471.9] pour évaluer l'intégral dans l'équation (A6) mène à l'équation (3.14)

## 2. Démonstration des résultats de la capacité ergodique (section 3.4) :

Soit  $E\{\Lambda\}$ , la valeur espérée d'un événement  $\Lambda$ . La capacité ergodique,  $C_{erg}$  peut être décrit par l'équation (3.15).

Notons que la fonction  $\log_2(1 + \Lambda)$  dans l'équation (3.15) est deux fois différentiable et sa deuxième dérivée est:

$$-\frac{1}{\ln(2)(1+\Lambda)^2} < 0 \quad (\text{A7})$$

On peut donc appliquer l'inégalité de Jensen pour trouver

$$C_{erg} \leq \frac{1}{2} \log_2(1 + E\{\Lambda\}) \quad (\text{A8})$$

On sait que la valeur espérée  $E\{\Lambda\}$  d'un évènement  $\Lambda$  est liée à sa fonction génératrice des moments par :

$$E\{\Lambda\} = \frac{d}{ds} M_{\Lambda}(s) \Big|_{s=0} \quad (\text{A9})$$

En substituant l'équation (6) de [Réf 2] dans l'équation (A9) et en substituant le résultat dans l'équation (A8), on trouve l'équation (3.16).

✓ *Le premier scénario:*

- Cas CNA : en substituant l'équation (3.9) dans l'équation (3.16) et en réarrangeant le résultat sous forme d'une transformée de Laplace qui peut être évaluée en utilisant les identités [Réf 3, 4.1.6] et [Réf 3, 4.17.20] on trouve l'équation (3.17)
- Cas CA : en substituant l'équation (3.10) dans l'équation (3.16) et évaluant l'intégral résultant en utilisant [Réf 1, 6.621 3] on trouve l'équation (3.18).
- Cas Blind : en substituant l'équation (3.11) dans (3.16) et en appliquant [Réf 1, 6.621 3] on trouve l'équation (3.19)

✓ *Le deuxième scénario:*

Les résultats du deuxième scénario peuvent être démontré en suivant exactement les mêmes étapes que celles du premier scénario.

## Références:

[Réf 1] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of integrals, series, and products, 7th ed. San Diego, CA: Academic press, 2007.

[Réf 2] D. Senaratne and C. Tellambura, "Unified Exact Performance Analysis of Two-Hop Amplify-and-Forward Relaying in Nakagami Fading," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 59, no. 3, pp. 1529-1534, Mar. 2010.

[Réf 3] A. Erdelyi, W. Magnus, F. Oberhettinger, and F. G. Tricomivol, Tables of Integral Transforms, vol. 1. New York: McGraw-Hill, 1954.

**Annexe B** : Démonstration des résultats dans la section 4.3:*A. Démonstration de l'équation (4.5):*

Soient  $X_1, X_2$  deux VA dont les CDFs marginales sont  $F_{X_i}(x)$ . La VA  $X = \min(X_1, X_2)$  possède une CDF,  $F_X(x)$  donnée par :

$$F_X(x) = 1 - \prod_{i=1}^2 (1 - F_{X_i}(x)) \quad (\text{B1})$$

En substituant (B1) dans (4.4), on trouve

$$P_{out}(x) = 1 - \prod_{i=1}^2 \left( 1 - F_{\frac{P_i \rho_i}{N_i}}(x) \right) \quad (\text{B2})$$

où,

$$\begin{aligned} F_{\frac{P_i \rho_i}{N_i}}(x) &= \Pr \left( \frac{P_i \rho_i}{N_i} \leq x \right) \\ &= F_{\rho_i} \left( \frac{N_i x}{P_i} \right) \end{aligned} \quad (\text{B3})$$

La substitution de l'équation (B3) dans l'équation (B2) donne l'équation (4.5).

*B. Démonstration des équations (4.6) et (4.7) :*

En substituant les CDFs des équations (A1) et (A2) correspondantes au scénario désiré dans l'équation (4.5), on obtient les résultats qui figurent dans les équations (4.6) et (4.7).

*C. Démonstration de l'équation (4.8) :*

Selon [Réf.1, Eq.(45)] et [Réf.2, Eq.(11a)] la capacité ergodique peut être bornée comme suit

$$C_{erg} \leq \min_{i=1,2} \frac{1}{2} E \{ 1 + \Lambda_i \} \quad (\text{B4})$$

En appliquant l'inégalité de Jensen sur l'inéquation (B.4), on trouve le résultat de l'équation (4.8).

**Références:**

[Réf 1] A. Host-Madsen and J. Zhang, “Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 6, pp. 2020–2040, Jun. 2005.

[Réf 2] G. Farhadi and N. C. Beaulieu, “On the ergodic capacity of wireless relaying systems over Rayleigh fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 11, pp. 4462–4467, Nov. 2008.