

N° d'ordre : 40420

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

École doctorale « Sciences Pour l'Ingénieur »

THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de
Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille

Spécialité : Microondes, Microtechnologies et Télécommunications

Par

CHEN Jiejia

Titre de la thèse :

Minimisation de la Consommation et Gestion de l'Interférence
pour des Transmissions Multi-Sauts et Coopératives dans les
Réseaux de Capteurs.

Thèse soutenue le 17 décembre 2010 devant le jury composé de

Marc Gazalet	Professeur à l'Université de Valenciennes, UVHC	Président
Nathalie Rolland	Professeur à l'Université Lille 1, IEMN-IRCICA	Directeur
Laurent Clavier	Maître de conférences HDR, IRCICA-Telecom Lille 1	Co-directeur
Guillaume Gelle	Professeur à l'Université Reims Champagne-Ardenne	Rapporteur
Walid Hachem	Chercheur CNRS, Telecom ParisTech	Rapporteur
Claude Oestges	Professeur à l'Université Catholique Louvain Belgique	Rapporteur
Maryline Helard	Institut National des Sciences Appliquées de Rennes	Examineur
Alister Burr	Professeur à l'Université de York, UK	Examineur

A MES CHERS PARENTS « MON PERE ET MA MERE »

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS), dans l'équipe Circuits Systèmes Applications des Microondes (CSAM). Je remercie Monsieur Paul-Alain Rolland, directeur de l'IRCICA, de m'avoir accepté au sein de son laboratoire. Je remercie également Madame Nathalie Rolland, ma directrice et responsable du groupe CSAM, de me donner un très bon exemple de travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Laurent Clavier pour avoir assuré la direction et l'encadrement de mes travaux de recherches et bien sur depuis le stage de master. Comme un encadrant d'un étranger, sa confiance, sa patience et les encouragements sont vraiment appréciés. Sa compétence, sa disponibilité, sa motivation et ses conseils ont été pour moi une grande richesse tout au long de la thèse et ont permis de mener à bien ce travail. Grâce à lui, je suis devenu mûr non seulement au niveau de la recherche mais aussi au niveau de ma personnalité.

Je tiens à remercier toutes les personnes du jury d'avoir accepté de juger ce travail. Ainsi j'exprime toute ma gratitude à Messieurs Gelle et Oestges qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Tuami Lasri et Monsieur François Danneville pour me sélectionner comme des étudiants de projet d'échange entre Lille 1 et Université de Shanghai.

Je ne saurais omettre de mentionner M. Alister Burr, le directeur de département électronique de l'université de York pour m'accueillir chaleureusement pendant le projet de COST2100.

Je remercie bien entendu tous les membres de l'équipe CSAM. En commençant par les permanents, je remercie Christophe Loyez, Christophe Lethien, Seonho et Michel. Je remercie aussi les permanents du Labo Telecom tenu de main de fer par le prodigieux Redha Kassi accompagné des ses acolytes Christian (notre papi) et Bernard. Je remercie tout les ex-doctorants que j'ai côtoyés pendant ces longues années que ce soit dans en salle de calcul, en salle de pause, Je commence par Hamza, Mathieu Egot et dernièrement Nizar. Merci à Lee Mathieu pour corriger mon papier en anglais. J'en profite pour le féliciter pour sa toute récente nomination. Je remercie tous les doctorants de l'IRCICA : Charles (carlito), Nicolas, Lin, Li, Romain, Barbiche (Guillaume), Alex (gros), Alex (petit diable), Tristan, Matthieu,

Aymeric, Gu Wei, Benoît Bensahla-Tani, Hassan, et Abdel les derniers arrivants. Bon courage à tous!

Je ne peux oublier Kouassi Kouakou, mon ami ivoirien, qui m'a parlé beaucoup sur la vie et les perspectives.

Finalement, je remercie mon père, ma mère qui m'ont toujours apporté leur soutien et assistance sur tous les plans tout au long de mes études et ils ont été d'une importance capitale pour l'aboutissement de ce travail.

Table des matières

I. Introductions générales – Bases communes

Chapitre 1. Bases Communes

1.1 Communications multi-sauts et coopératives	15
1.1.1 Aperçu des Réseaux de capteurs sans fil.....	15
1.1.2 Technologies existantes et leurs applications.....	17
1.1.3 Communications multi-sauts et coopératives.....	18
1.1.4 Description du relais.....	20
1.1.5 Performances du système	22
1.2 Couche physique	24
1.2.1 Systèmes à bande étroite et à large bande	24
1.2.2 Définition de l’UWB.....	24
1.2.3 Principales caractéristique de l’UWB	25
1.2.4 Transmission UWB transposée à 60 GHz.....	27
1.2.5 Interférence d’accès multiples dans le cas UWB	28
1.3 Dissipation d’énergie dans le système	29
1.3.1 Les principales causes de consommation d’énergie.....	29
1.3.2 L’optimisation de modulation sous la contrainte d’énergie	29
1.3.3 Filière technologie et le choix de la technologie RF	29
1.4 Caractéristiques du relais sur la consommation d’énergie	31
1.4.1 Rendement du relais non-régénératif	31
1.4.2 Niveau de bruit au récepteur	34

Chapitre 2 . Canal de Propagation

2.1 Caractérisation et modélisation du canal radio : État de l’art	40
2.1.1 Les modèles de propagation	41
2.1.2 Modèle de propagation en espace libre	43
2.1.3 Évanouissements à grande échelle.	44
2.2 Multi-trajets	46
2.2.1 Le cas des transmissions bandes étroites.....	48
2.2.2 Le cas des transmissions bandes larges.....	49
2.2.3 Le cas de la bande ultra large	51

2.3 Transmissions indoor courte distance et impact de la distance sur les statistiques du canal bande étroite.	53
2.3.1 Scénario envisagé.....	53
2.3.2 Caractérisation d'un canal de Rice dépendant de la distance.....	55

II. Réseaux multi-sauts hétérogènes

Chapitre 3 : Consommation d'énergie

3.1 Optimisation de la Consommation d'énergie en tenant compte des paramètres matériels du relais	65
3.1.1 Introduction	65
3.1.2 Modèle de la transmission en multi-sauts et scénarios envisagés	66
3.1.3 La transmission multi sauts	70
3.1.4 La transmission multi-sauts au cas de SNR fort.....	70
3.1.5 La transmission à deux sauts	71
3.1.6 La transmission à trois sauts.....	72
3.2 Résultats des simulations et discussions	73
3.2.1 Impact du coefficient d'atténuation sur la consommation d'énergie	74
3.2.2 Analyse du taux d'erreur et puissance consommée	79
3.2.3 Analyse de la puissance consommée	79
3.2.4 Analyse de la position du relais.....	81
3.2.5 Zone avantageuse et Impact du niveau de bruit	83
3.2.6 Répartition de la consommation d'énergie.....	87

Chapitre 4. Impact d'un canal de Rice dépendant de la distance et des caractéristiques du relais sur la consommation

4.1 Introduction	92
4.2 Transmission multi sauts dans le canal de Rice	94
4.2.1 Modèle de multi sauts avec le canal de Rice-fading	94
4.2.2 Solution de la modèle de la transmission à deux sauts et à trois sauts.....	96
4.3 Résultats et Discussions	97
4.3.1 Impact du canal de Rice	97
4.3.2 Analyse de la position du relais.....	100
4.3.3 Répartition de la consommation d'énergie.....	101

4.3.4	Limitation de la puissance consommée.....	101
-------	---	-----

Partie III - Réseaux multi-sauts et Coopératifs avec Interférences d'accès multiples

Chapitre 5. Interférence d'accès Multiples et Performance d'un Système Ultra Large Bande

5.1	Introduction	106
5.2	L'approche impulsionnelle ultra large bande « IR-UWB ».....	108
5.2.1	Présentation générale des signaux UWB.....	108
5.2.2	La forme de l'impulsion en UWB.....	109
5.2.3	L'accès multiples en UWB	110
5.2.4	Les méthodes de modulation en UWB.....	113
5.3	Emetteur.....	114
5.4	Récepteur	116
5.5	Quelques exemples de performance	119
5.6	L'interférence.....	122
5.6.1	Modélisation des interférences par les distributions α -stables.....	122
5.6.2	Calcul de la probabilité d'erreurs	125

Chapitre 6. Modélisation des Interférences en Communications Coopératives pour Réseaux ad hoc Basés sur l'IR-UWB

6.1	Introduction	130
6.2	Communications coopératives en TH-UWB avec relais DF.....	132
6.3	Modélisation des interférences pour la transmission coopérative	134
6.3.1	Analyse de la probabilité d'erreur binaire.....	134
6.4	Communication coopérative codée	135
6.5	Résultat et discussions.....	136
6.5.1	Validation de la modélisation des interférences par α -stable.....	136
6.5.2	L'impact de la densité d'interférents.....	139
6.5.3	La coopération codée	140

Chapitre 7. Modélisation des interférences en multi-sauts et Stratégies de sélection du relais en fonction de l'impact des interférences

7.1	Introduction	144
7.2	Modélisation des interférences pour réseaux <i>ad hoc</i> en multi-sauts.....	145

7.2.1	Description du modèle	145
7.2.2	Analyse du taux d'erreur	147
7.3	Stratégies de sélection du relais tenant compte des interférences	150
7.3.1	Système en deux sauts « Amplify and forward » et définition de SINR	151
7.3.2	Critère conventionnel de sélection du relais	153
7.3.3	Critère approximé de la sélection du relais	154
7.3.4	Critère des sélections du relais « interference aware »	155
7.4	Résultats numériques et discussions	156
	Conclusion Générale	163
	Annexe	165
	List de la publication	173

Introduction générale

Contexte de travaux de recherche

Au siècle dernier, une communication filaire est apparue afin de pouvoir dialoguer malgré la distance. Après la seconde guerre mondiale, les premiers téléphones mobiles commercialisables apparaissent vers la fin des années 40 dans la ville de St Louis aux Etats-Unis. Les télécommunications sans fil permettent d'assurer un accès permanent aux réseaux locaux par rapport aux transmissions filaires. Cependant, le premier service téléphonique sans fil montrait ses limites vis à vis de sa faible efficacité spectrale et par la même du faible nombre de canaux pour une même station de base. En conséquence, des systèmes de communication sans fil se sont notamment beaucoup développés dans les années 50 et 60 pour les services spéciaux.

L'un des réseaux sans fil qui a récemment fait l'objet de nombreuses études est le réseau *ad hoc*, où chaque station source utilise les autres stations du réseau comme routeurs, pour atteindre la station destination, sachant que l'ensemble ou une partie des stations peut être mobile.

Un autre exemple de réseau sans fil est le réseau de capteurs. Le sujet de recherche des réseaux de capteurs fils a été creusé depuis longtemps. Avec la diminution de la taille des dispositifs, de la consommation d'énergie, des performances des communications et de la technologie informatique, les réseaux de capteurs sont de plus en plus populaires pour une gamme de plus en plus large d'applications. Depuis 2002, sa popularité n'a cessé de croître pour des applications commerciales basées sur l'ultra large bande (UWB : Ultra Wide Band) [1]. La technologie UWB, basée sur la radio impulsionnelle, a un certain nombre de propriétés intéressantes qui sont bien adaptées aux applications des réseaux de capteurs. En particulier, les systèmes UWB ont potentiellement une faible complexité et un faible coût. Qui plus est, ils sont résistants aux interférences entre symboles générés par les trajets multiples et ont une très bonne résolution temporelle.

Les réseaux locaux interactifs et multimédia constituent un enjeu majeur pour la mise en œuvre d'un environnement de communications « pervasives » et les grands groupes industriels du secteur déploient des efforts considérables dans cette optique car une couverture radio globale de proximité pour utilisateurs fixes et/ou réseaux *ad hoc* pour des environnements dynamiques constitue un complément indispensable au développement des futurs réseaux

cellulaires et satellitaires. A titre d'exemple le fournisseur de télécommunications Huawei a déployé le premier réseau d'essais TD-LTE (Time Division-Long Term Evolution) dans le monde. Le nouveau réseau a une vitesse de téléchargement effective atteignant 29Mbits/s et a été utilisé lors de l'exposition universelle à Shanghai. Egalement, INTEL a proposé un protocole de liaison courte portée (<10m) à très haut débit (480 Mbits/s) en utilisant une technique UWB-OFDM. Ce domaine est en plein essor, vu les enjeux économiques, mais seuls quelques standards ont déjà été proposés (Bluetooth, IEEE 802.11) ce qui montre qu'il reste encore très ouvert à des ruptures technologiques.

Mon travail s'est déroulé au sein du groupe "Circuits Systèmes et Applications des Microondes" (CSAM) de l'IEMN, UMR CNRS 8520. Depuis plusieurs années le groupe CSAM travaille sur les communications haut débit et les réseaux de capteurs sans fil en bande millimétrique. C'est un projet important dans la fédération de recherche IRCICA¹. Ce travail est fortement soutenu au niveau régional dans le cadre du Contrat Plan Etat Région Campus Intelligente Ambiante. Si le cœur des compétences de l'IEMN se situe plus au niveau des circuits, voire des composants, les projets dans l'IRCICA ont des objectifs fédérateurs, par exemple avec le LIFL². Il est important dans ce cadre de développer les thèmes à l'interface du *hard* et du *soft*. Les travaux de cette thèse entrent dans cette dynamique même s'il n'y est pas directement question de *cross layer* par exemple. Le lien vers le *hard* se fait essentiellement dans le travail sur l'impact des caractéristiques matérielles des nœuds dans les communications multi-sauts. Le lien avec le *soft* se fait sur la sélection du relais en tenant compte des interférences non gaussiennes. Nous n'avons hélas pas eu le temps de faire le lien entre l'ensemble. Il est à noter également que mes travaux entraînent dans une autre dynamique autour de la transmission d'impulsions transposées autour de 60 GHz. Certaines hypothèses que nous ferons sont liées à ce cadre mais nous avons cependant essayé de laisser un cadre relativement indépendant du choix de la modulation du moins tant que cela était possible. Nos travaux sur l'interférence sont également guidés par l'UWB mais, en fait, le modèle choisi peut s'étendre à d'autres techniques.

La notion de communication coopérative modifie fondamentalement l'abstraction d'un lien sans fil et promet des performances améliorées [2]. Au contraire des transmissions à un

¹ IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée

² LIFL: Laboratoire d'Informatique Fondamental de Lille

seul nœud, une communication coopérative peut impliquer une transmission simultanément avec de multiples nœuds servant de relais et un récepteur.

Mes travaux ont naturellement trouvé une place dans l'action européenne COST 2100³ dont l'objectif principal est d'accroître la connaissance des technologies de réseaux mobiles et sans fil. De nombreux chercheurs européens, voire même d'autres continents, y présentent leurs travaux. Ils explorent et développent de nouvelles méthodes, de nouveaux modèles, des techniques, des stratégies et des outils qui faciliteront la mise en œuvre de la prochaine génération de systèmes de radiocommunications mobiles et favorisera le développement du paradigme des communications sans fil, omniprésentes et « ambiantes ». Ce projet m'a en particulier permis d'effectuer un séjour de 15 jours à l'Université de York en Angleterre où j'ai pu développer l'approche sur la sélection de relais. Dans le nouveau projet déposé "Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments", la technologie de la coopération permet de participer à l'environnement 'Green' en diminuant l'effet des interférences, en économisant l'énergie mais également en améliorant l'efficacité.

Objectifs de l'étude

L'objectif principal de ce travail est dans un premier temps d'étudier l'impact des caractéristiques matérielles sur la consommation d'une transmission simple ou d'une transmission multi-sauts dans l'application des réseaux de capteurs sans fils. Nous nous intéressons plus spécifiquement aux communications en environnement intra bâtiment avec de courtes distances de transmission. Supposons un réseau comprenant des capteurs très bas coûts mais en grand nombre qui ne peuvent que capter l'information et la transmettre. Une seconde catégorie de capteurs, moins nombreux mais plus performants, sont capables de relayer l'information. On pourrait sans doute parler de *Reduced Function Device* et de *Full Function Device* comme il est parfois fait mention dans les réseaux de capteurs. Enfin, l'information est destinée à un puits qui peut être plus cher et non contraint énergétiquement. Dans ce cadre, les

³ COST Action 2100 - Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications

caractéristiques matérielles pourront évoluer entre les différents nœuds. Nous voulons voir si ces caractéristiques ont un impact sur les stratégies de transmissions multi-sauts. Notre contribution majeure est de montrer que le rendement ou le facteur de bruit des nœuds dans un système hétérogène est un paramètre important pour la sélection d'un nœud et les calculs des gains optimaux du relais.

Nous étudions dans un second temps des méthodes de diversité coopérative « decode and forward » et « Amplify and forward » pour l'amélioration des performances dans le contexte de la radio impulsionnelle ultra-large bande. A cause des accès multiples, la distribution de l'interférence n'est pas gaussienne. Nous choisissons le modèle symétrique α -stable qui représente avec précision de la nature impulsive grâce à sa distribution à queue lourde. La propriété de stabilité nous permet ensuite une étude analytique des transmissions multi sauts et coopératives. Nous analysons la probabilité d'erreur dont nous obtenons des expressions semi-analytiques. Finalement, nous proposons un critère de la sélection du relais en fonction de l'effet des interférences.

La suite du manuscrit se décompose en trois grandes parties. La première partie pose le contexte et donne des bases nécessaires à l'ensemble des travaux. Le chapitre 1 se consacre aux nœuds eux-mêmes alors que le chapitre 2 décrit le canal de propagation. La seconde partie concerne l'impact des caractéristiques matérielles sur les transmissions. Dans un premier temps dans un canal à bruit additif blanc gaussien en ne tenant compte que de l'atténuation en fonction de la distance (chapitre 3). Dans un second temps en utilisant un modèle de Rice pour le canal multi-trajets (chapitre 4). Nous utilisons un modèle statistique dépendant de la distance dans ce chapitre résultant d'un travail en commun avec l'Université de Poitiers. Enfin la troisième partie s'intéresse aux transmissions multi-sauts et coopératives dans un environnement dominé par l'interférence d'accès multiples. Cette interférence est non gaussienne et nous la représentons par un processus α -stable (chapitre 5). Ce modèle nous permet une étude d'un système *decode and forward* (chapitre 6) et de transmissions multi-sauts avec des nœuds *amplify and forward* (chapitre 7). Dans ce dernier chapitre, nous étudions également les stratégies de sélection du relais, travail effectué en collaboration avec l'Université de York.

Références

- [1] Oppermann, I. ; Stoica, L. ; Rabbachin, A. ; Shelby, Z. ; Haapola, J. ; 'UWB wireless sensor networks: UWEN - a practical example' Communications Magazine, IEEE Dec. 2004
Volume : 42 , Issue:12 On page(s): S27-S32
- [2] A. Scaglione, D. L. Goeckel, and J. N. Laneman, "Cooperative Communications in Mobile Ad Hoc Networks: Rethinking the Link Abstraction," IEEE Sig. Proc., vol. 23, pp. 18–29, Sept, 2006.

Partie I

Introductions Générales - Bases Communes

Chapitre 1. Bases communes

1.1 Communications multi-sauts et coopératives

1.1.1 Aperçu des Réseaux de capteurs sans fil

Dans les réseaux de capteurs ([1-6] et références incluses), de nombreux émetteurs-récepteurs radio spatialement distribués avec capteurs joints sont utilisés pour surveiller les conditions environnementales : la température, le bruit, les vibrations, la pression, le mouvement, etc... Habituellement, ces émetteurs-récepteurs doivent être petits et peu coûteux afin qu'ils puissent être produits et déployés en grand nombre. L'objectif principal du réseau est de communiquer les données recueillies par chaque capteur avec une grande fiabilité et éventuellement, des contraintes sur les retards. Pour cela, différents nœuds communiquent dans un mode *ad hoc* sans infrastructure fixe. La transmission des données de la source à la destination peut nécessiter plusieurs sauts, où certains nœuds du réseau fonctionnent comme relais pour la transmission de l'information. Sans de tels relais, il serait difficile de transmettre les données sur de grandes distances. De plus, le choix entre plusieurs relais offre une diversité spatiale et donc une plus grande fiabilité des transmissions [4] - [6].

Les exigences principales pour les émetteurs-récepteurs dans les réseaux de capteurs sont les suivantes :

- a) Faible coût: Comme un grand nombre de nœuds doit être utilisé, le coût de chaque nœud doit être réduit. Par exemple, le coût d'un nœud doit être inférieur à 1% du coût du produit attaché.
- b) Petite taille: la taille des émetteurs-récepteurs doit être petite pour qu'ils puissent être facilement placés à l'endroit où la détection s'effectue.
- c) Faible consommation d'énergie : un capteur peut être amené à fonctionner pendant plusieurs années sans changer sa batterie, nécessitant alors une consommation d'énergie extrêmement faible.

Certaines exigences supplémentaires sont nécessaires pour rendre le réseau de capteurs sans fil efficace :

- d) Robustesse : malgré les interférences, les évanouissements à petite échelle, et le shadowing, une grande fiabilité des données de communication est nécessaire pour que la qualité de service puisse être assurée.

- e) Débit variable: de faibles débits peuvent être suffisants pour des applications simples ou pour les capteurs en bout de chaîne. *A contrario*, certaines applications nécessitent des débits de données plus élevés et les nœuds intermédiaires ou proche du puits devront être en mesure de transmettre des flux venants de nombreux nœuds et donc plus importants.
- f) Mise en réseaux hétérogènes: la plupart des réseaux de capteurs est hétérogène, c'est à dire, qu'il y a des nœuds avec différentes caractéristiques et différents besoins. Dans une première approche, le réseau possède des nœuds disposant de toutes les fonctionnalités (FFD : Full Function Device). Ils recueillent des données provenant de capteurs différents, les traitent et les transmettent à une station centrale de surveillance. Un FFD a moins de restrictions en ce qui concerne la complexité du traitement et la consommation d'énergie. Les capteurs eux-mêmes, d'autre part, sont généralement des dispositifs avec des fonctionnalités réduites (RFD : *Reduced Function Device*) et des contraintes plus strictes sur la complexité et la consommation d'énergie.

Un exemple typique de réseaux de capteurs, proposé par Akyildiz et al. [7], est représenté sur la figure 1.1.1 : les capteurs sont disséminés de façon aléatoire sur une zone à surveiller. Une station de base, généralement appelée puits, se trouve à l'extrémité de cette zone. Elle est chargée de récupérer les informations en provenance des capteurs. Lorsqu'un événement se produit, une alerte est acheminée par le biais d'une communication multi-sauts vers le puits. Les données sont ensuite analysées par des machines puissantes, les capteurs ne faisant donc que relever et transmettre les informations nécessaires.

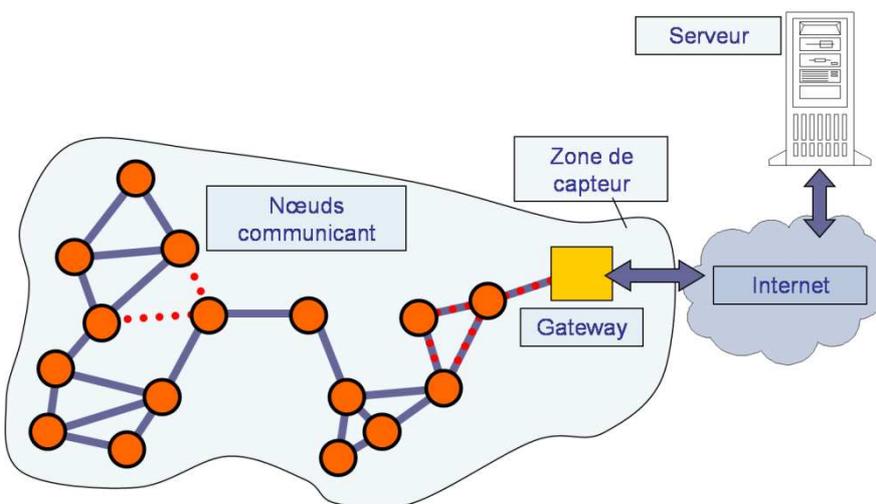


Fig 1.1.1 Exemple de réseaux de capteurs

1.1.2 Technologies existantes et leurs applications

Jusqu'à récemment, la majorité des réseaux de capteurs sans fil utilisait les transmissions à bande relativement étroite basées sur du CDMA à séquence directe ou à sauts fréquentiels ainsi que sur des protocoles d'accès multiple utilisant la détection des porteuses (CSMA : Carrier Sense Multiple Access).

Le standard Zigbee, proposé par l'IEEE 802.15.4, offre des caractéristiques spécifiquement développées pour répondre aux besoins des réseaux de capteurs. Zigbee propose des débits de données faibles mais ne consomme que très peu. Un faible débit de données n'est pas handicapant pour un réseau de capteurs où les fréquences de transmission ne sont pas soutenues et conséquentes. Malgré tout, la tendance actuelle des constructeurs est d'employer des technologies propriétaires qui ont pour avantage d'être spécifiquement optimisées pour une utilisation précise, mais qui ont comme gros inconvénient de ne pas être compatibles entre elles.

Par ailleurs, le WiFi est une technologie plus mature et a été largement adopté dans différentes applications. Toutefois, sa complexité et la consommation d'énergie sont beaucoup plus élevées que celles de ZigBee.

Tableau I: comparaison des techniques sans fil dans des réseaux de capteurs [8]

	2.4GHz ZigBee	2.4 GHz WiFi	UWB
Data rate	Low, 250kbps	High, 11 Mbps for 802.11b and 100+ Mbps for 802.11n	Medium, 1 Mbit/s mandatory, and up to 27Mbps for 802.15.4a
Transmission distance	Short, < 30 meters	Long, up to 100 meters	Short, < 30 meters
Location accuracy	Low, several meters	Low, several meters	High, < 50cm
Power consumption	Low, 20mW – 40mW	High, 500mW- 1W	Low, 30mW
Multipath performance	Poor	Poor	Good
Interference resilience	Low	Medium	High with high complexity receivers , low with simplest receivers
Interference to other systems	High	High	Low
Complexity and cost	Low	High	Low – medium – high are possible

Pour ces raisons, la technologie WiFi a été appliquée seulement pour certaines fonctions particulières des réseaux de capteurs. Dans de nombreux cas, il est utilisé pour collecter les

données et pour leur transmission sur de longues distances avec une puissance fixe d'alimentation. Dans certains réseaux sans fil industriels et hospitaliers, le WiFi est aussi utilisé pour la surveillance et la localisation avec une précision de quelques mètres.

De nouvelles technologies sont également en émergence et vont influencer considérablement l'avenir des réseaux de capteurs. L'UWB (*Ultra Wide Band*) en est un très bon exemple. Cette technique de transmission permettra d'atteindre des niveaux de consommation extrêmement bas grâce à sa simplicité au niveau matériel. De plus, l'atténuation du signal engendrée par des obstacles est moindre qu'avec les systèmes radio à bande étroite conventionnels [9-10]. Le tableau I fournit une comparaison entre les trois technologies mentionnées ci-dessus.

1.1.3 Communications multi-sauts et coopératives

Réseaux *ad hoc* et réseaux de capteurs sans fils sont basés sur les communications multi-sauts, où les informations de la source à la destination sont relayées par d'autres nœuds. Un réseau *ad hoc* ne possède pas d'infrastructure fixe et l'opération de relayage est indispensable afin de surmonter la perte de puissance engendrée des transmissions sur de grandes distances. L'idée de multi-sauts est également utilisée dans des systèmes cellulaires et locaux sans fil pour augmenter la couverture et la capacité du réseau [11-18]. Les systèmes de relais présentent un certain nombre d'avantages par rapport aux systèmes traditionnels dans les aspects de déploiement, de connectivité, d'adaptabilité et de capacité [13, 14].

Même si le modèle théorique de l'information permet à la destination d'écouter à la fois la source et le relais, le récepteur traite seulement le signal en provenance du relais dans la plupart des systèmes multi-sauts. Cela permet de lutter contre l'atténuation dans un canal sans fil. Puisque la source est généralement plus loin de la destination que le relais, le signal reçu à la destination serait beaucoup plus faible que celui reçu par le relais. Toutefois, lorsque les évanouissements sont également pris en compte, ce système souffre de pertes importantes du fait du manque de diversité, par rapport à celui dans lequel la destination traite les deux signaux. En effet, un relais permet de gagner en couverture (transmission multi-sauts) mais peut également apporter de la diversité spatiale et, par conséquent, de meilleures performances (transmissions coopératives).

Motivé par l'observation ci-dessus, la communication coopérative apporte deux idées principales: (i) l'utilisation des relais (ou multi-sauts) pour fournir la diversité spatiale dans un environnement avec évanouissement; (ii) envisager une méthode de coopération où le relais a aussi sa propre information à transmettre afin que les deux terminaux s'aident mutuellement à communiquer en opérant comme relais pour l'autre (appelés «partenaires»).

Le réseau coopératif transmet les signaux en deux phases profitant de la nature 'broadcast' du canal radio: la figure 1.1.3 (a) montre la source qui transmet les paquets au relais et à la destination dans la première phase et la figure 1.1.3 (b) montre le relais et la source qui transmettent les signaux à la destination dans cette seconde phase de la coopération. Ainsi, ce schéma permet d'apporter la diversité spatiale dans la communication.

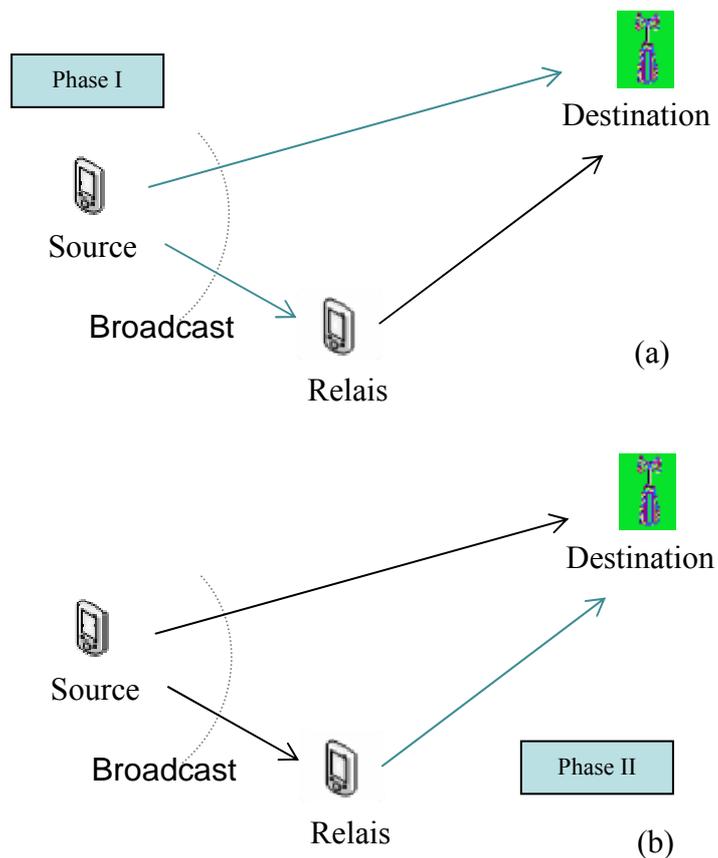


Figure. 1.1.3. Scénario de transmission à deux sauts : (a) phase I. (b) phase II.

La transmission multi-sauts est un schéma traditionnel pour la communication longue distance dans le réseau sans fil. Sur la base de ce schéma traditionnel, plusieurs stratégies de relais coopératif ont été examinées dans les travaux antérieurs.

1.1.4 Description du relais

La stratégie de relayage est un élément clé dans l'optimisation des performances des réseaux de communication.

Si nous voulons établir un lien de communication à distance, pour aller d'un émetteur à une destination, l'information devra transiter par plusieurs nœuds du réseau. Dans un réseau *ad hoc* ou un réseau de capteurs [19], des relais jouant le rôle de nœuds intermédiaires permettent d'augmenter la capacité du système, d'étendre la couverture de réseau, et de réduire la consommation d'énergie.

Nous classifions les relais utilisés pour une transmission en deux catégories principales dépendant de leur nature et de leur complexité : système avec régénération du signal et système sans régénération [20]. Dans le système avec régénération, les relais peuvent décoder l'information et la coder de nouveau avant de la retransmettre : « decode-and-forward » (DF). Nous considérons également la possibilité d'employer des relais non-régénératifs qui ne décodent pas le signal reçu mais se contentent de l'amplifier et de le transmettre : « amplify-and-forward » (AF). En comparant la figure 1.1.4 (a) et (b), l'avantage de l'emploi du relais non-régénératif consiste en l'économie d'énergie et de complexité qu'introduisent le traitement du signal et les conversions.

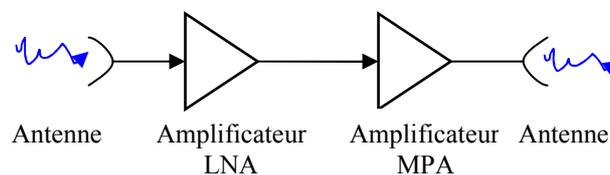


Fig. 1.1.4 (a) relais non-régénératif « amplify-and-forward ».

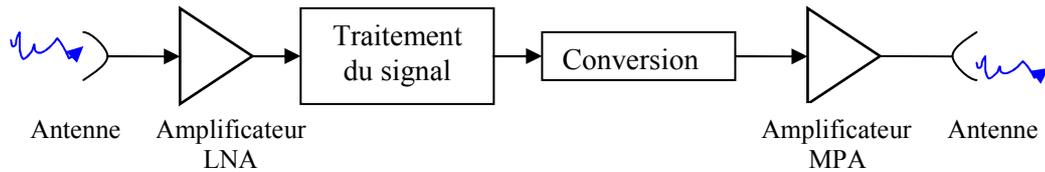


Fig. 1.1.4 (b) relais non-régénératif « decode-and-forward ».

Trois autres sous-catégories peuvent être introduites en fonction de l'information sur le canal (CSI : Channel State Information) dont disposent les relais : relais « total CSI », relais « partial CSI » et relais « no CSI ».

Dans le cas « total CSI », on suppose que la source S et le relais R (voir la figure 1.1.5) connaissent h_1 et h_2 , les canaux de transmission entre S et R et entre R et la destination D. Dans ce cas, S et R peuvent déterminer la puissance de transmission P_e et le gain du relais G_r pour assurer le SNR (rapport signal sur bruit) voulu en minimisant la consommation. Le cas « total CSI » [21-23] est peu réaliste de part la difficulté de connaître tous les chemins h_i dans le système mais c'est évidemment la stratégie qui approche les meilleures performances.

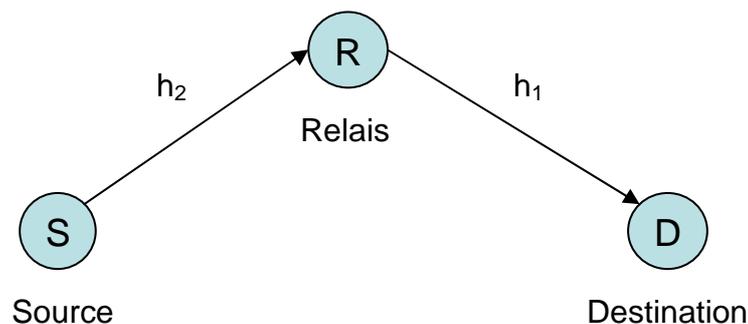


Fig. 1.1.5 modèle de la transmission avec relais

Dans le cas « partial CSI », on suppose que R ne connaît que h_1 , il adapte son gain après avoir estimé le canal afin de transmettre des signaux avec une puissance P_e fixée. La source ne peut pas modifier P_e car elle ne connaît ni h_1 , ni h_2 .

Dans le cas « no CSI », la source et le relais ne connaissent ni h_1 ni h_2 . Ainsi la source transmet des signaux à la puissance P_e , et le relais produit une puissance variable en amplifiant avec un gain fixé.

Si le cas total CSI est difficile à mettre en œuvre, la connaissance du canal qui précède est envisageable. En particulier, la puissance reçue peut être mesurée et le gain adapté pour contrôler la nouvelle puissance d'émission. Il est à noter également que réduire la puissance d'émission dans le cadre de transmissions multi-sauts permet de mieux réutiliser le médium et de réduire les interférences d'accès multiples.

Dans la suite de ce travail plusieurs stratégies seront étudiées. Pour mesurer l'impact des caractéristiques matérielles des relais AF nous considérons le cas optimal avec une parfaite connaissance des canaux (total CSI). Dans la partie sur l'interférence nous considérons une stratégie plus réaliste basée sur une connaissance partielle des canaux et un gain du relais calculé à partir du canal S-R (partial CSI).

1.1.5 Performances du système

Nous utilisons dans la suite de ce manuscrit différents critères pour évaluer les performances du système.

Consommation d'énergie

La consommation d'énergie est un facteur critique pour la durée de vie des réseaux de capteurs. L'objectif du travail consiste à optimiser le système avec relais non-régénératifs de façon à réduire la consommation.

La puissance consommée détermine la durée de vie des batteries, facteur important pour la qualité et l'alimentation des réseaux de capteurs. Pour ceci, nous nous concentrons sur la réduction de la puissance consommée.

Le taux d'erreur binaire (TEB)

Pour mesurer ou simuler les performances d'un système de transmission numérique, nous utilisons un estimateur de taux d'erreur binaire (TEB ou BER), défini par :

$$P_{eb} = \frac{N_e}{N} \quad (1.1)$$

Où N_e est le nombre de bits erronés et N le nombre total de bits émis.

La probabilité de mauvaise réception (Outage Probability)

Dans un système de communication, la probabilité de mauvaise réception (Outage Probability) est définie comme la probabilité que la qualité du lien entre une source et la destination est inférieure à un certain seuil [23].

$$P_{\text{outage}} = P \left(\frac{S}{N} \leq \text{seuil} \right) \quad (1.2)$$

Où $P(x)$ est la probabilité de l'évènement x . Nous considérons un système de communication dans lequel les signaux se propagent par plusieurs nœuds du réseau pour aller d'un émetteur à une destination. Des relais jouant le rôle de nœuds intermédiaires.

Pour le système avec régénération, les relais peuvent décoder l'information et la coder de nouveau avant de la retransmettre. La qualité de lien pour le système avec régénération est alors déterminée par les mesures de chaque lien où un « outage » dans n'importe quel lien mène à l'« outage » du système total [24]. Cela implique que l'« outage » correspond à la probabilité que le rapport signal sur bruit SNR minimal γ_{\min} sur les N sauts est inférieur au seuil γ_{th} .

$$P_{out} = P \left[\gamma_{\min} = \min\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N\} \leq \gamma_{th} \right] \quad (1.3)$$

Par contre, pour le système non régénératif, les relais ne décodent pas le signal reçu mais se contentent de l'amplifier et de le transmettre. En conséquence, l'« outage » se produira si le SNR de bout en bout équivalent est inférieur à seuil γ_{th} .

$$P_{out} = P \left[\gamma_{eq} < \gamma_{th} \right] \quad (1.4)$$

1.2 Couche physique

1.2.1 Systèmes à bande étroite et à large bande

Les systèmes sans fil peuvent être classifiés selon qu'ils soient à bande étroite ou à large bande. Les systèmes à bande étroite sont généralement des systèmes bas débits alors que les systèmes large bande peuvent assurer des transmissions haut débit. Un système est défini comme bande étroite ou bande large selon la largeur de bande des canaux physiques de transmission avec lesquels il fonctionne et, plus précisément, si les trajets réfléchis génèrent, ou non, de l'interférence entre symboles. La largeur de bande du signal transmis doit être comparée à la bande de cohérence. La bande de cohérence est définie comme la bande de fréquence dans laquelle toutes les composantes fréquentielles du signal émis sont également affectées par le canal. Des systèmes fonctionnant avec des canaux sensiblement plus étroits que la bande de cohérence sont connus en tant que systèmes à bande étroite. Les systèmes à large bande fonctionnent avec des canaux sensiblement plus larges que la largeur de bande de concordance. Dans les systèmes à bande étroite, toutes les composantes du signal sont également influencées par la propagation par trajets multiples. En conséquence, bien qu'avec différentes amplitudes, le signal à bande étroite reçu est essentiellement identique au signal à bande étroite transmis. Dans les systèmes à large bande par contre, les divers composantes fréquentielles du signal peuvent être différemment affectées par les évanouissements petite échelle. Les systèmes à bande étroite sont affectés par un évanouissement non sélectif en fréquence, tandis que des systèmes à large bande sont affectés par l'effacement sélectif.

1.2.2 Définition de l'UWB

L'Ultra Large Bande, ou UWB (Ultra Wide Band), est un terme générique utilisé pour représenter une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. On peut citer les termes impulse radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans-porteuse), baseband radio (radio en bande de base), time domain radio (radio du domaine temporel), nonsinusoid radio (radio non-sinusoïdale), orthogonal function radio (radio à fonction orthogonale), et relative large bandwidth radio (radio à grande largeur de bande relative) [25]. En définissant la largeur de bande relative par :

$$B_{f,3dB} = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1.5)$$

où f_H et f_L représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à -3 dB, les signaux UWB sont généralement définis par une largeur de bande relative de 25 % ou plus [26]. L'autorité de régulation américaine FCC étend cette définition à une catégorie plus large de signaux, en incluant les signaux dont la largeur de bande relative $B_{f,10dB}$ est supérieure à 20% ou présentant une bande de fréquences supérieure à 500 MHz [27]. Typiquement, la largeur de bande des signaux UWB est de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. La figure 1.2.2 illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec par exemple l'étalement de spectre, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance. À titre de comparaison, la largeur de bande des signaux UMTS est de 5 MHz.

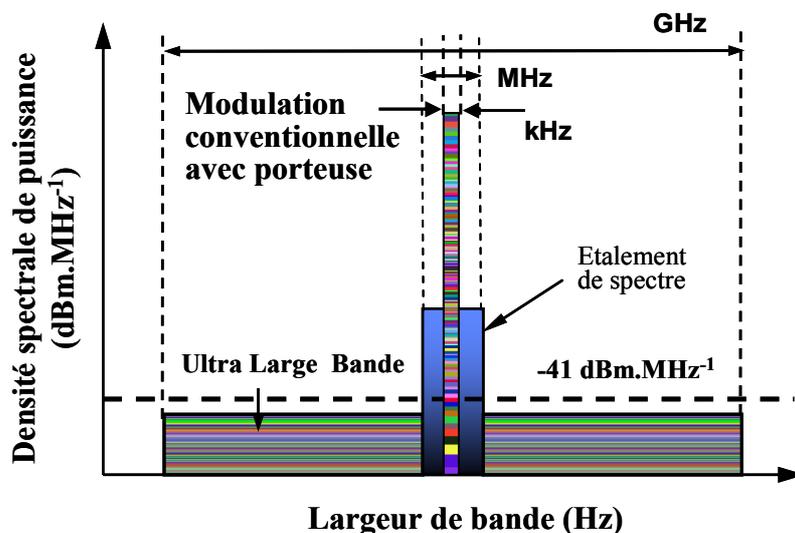


Figure 1.2.2 Comparaison des spectres fréquentiels pour différents systèmes radio.

1.2.3 Principales caractéristiques de l'UWB

Comme nous l'avons vu, la première caractéristique des signaux UWB est la largeur de la bande fréquentielle qu'ils occupent, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz.

La théorie de l'information nous apprend que moyennant l'utilisation d'un code approprié, il est possible de transmettre des données à un Taux d'Erreur Binaire (TEB) inférieur à un seuil fixé arbitrairement bas, à condition que le débit de données soit inférieur à la capacité maximale du canal de transmission. La capacité du canal C est donc une indication du débit maximal qu'il est théoriquement possible d'obtenir sur un canal donné. Elle peut être calculée par le théorème de Shannon [28] pour un canal à bruit additif blanc gaussien :

$$C = B_w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.6)$$

où C représente la capacité du canal (bit/s), B_w la largeur de bande du canal (Hz), S la puissance du signal (W) et N la puissance du bruit (W).

On remarque que la capacité maximale du canal augmente avec la largeur de bande du signal, et seulement de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit. Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications sans fil à très haut débit, les technologies radio travaillant sur de larges bandes de fréquences sont donc plus à même de proposer des débits adéquats. L'UWB, avec des bandes de fréquences allant jusqu'à plusieurs GHz, est un meilleur candidat à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande [29].

Une autre caractéristique des signaux UWB est qu'en raison de leur grande largeur de bande, ils possèdent une forte résolution temporelle, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Une première implication de cette propriété concerne la localisation : connaissant le retard d'un signal avec une précision de l'ordre de 0,1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position de l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm. D'autre part, les propriétés de résolution temporelle du signal radio UWB permettent une grande robustesse du système face aux évanouissements rapides du canal de propagation due aux trajets multiples. En effet, les impulsions très brèves des formes d'ondes UWB permettent de détecter séparément les réflexions multiples, qui dès lors ne génèrent plus de recombinaisons, potentiellement destructives, au niveau du récepteur.

Une troisième caractéristique des signaux UWB réside dans leur faible densité spectrale de puissance. Cette propriété n'est pas intrinsèque aux signaux UWB comme nous les avons définis après (équation (5.1)), mais est imposée par les autorités de régulation du spectre radio. En effet, étant donné l'étendue spectrale des signaux UWB, la bande de fréquences qu'ils

occupent recouvre nécessairement des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Pour permettre la coexistence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41 dBm.MHz^{-1} , ce qui correspond à la limite de densité spectrale de puissance autorisée pour les émissions radio non intentionnelles. Cette faible densité spectrale de puissance améliore la sécurité des communications radio UWB, étant donné que les signaux transmis deviennent plus difficilement détectables. Une autre conséquence de cette particularité concerne la distance de propagation, qui se trouve limitée à une dizaine de mètres. Les applications UWB visent donc des systèmes de télécommunication à courte portée et à haut débit, et sont donc particulièrement adaptées au développement de réseaux de type *ad hoc*. Il est également envisageable de les utiliser pour couvrir de plus grandes zones en réduisant le débit utile des transmissions. L'UWB s'avère alors une solution tout à fait pertinente pour les réseaux de capteurs.

Au niveau de l'implémentation, les systèmes radio conventionnels sont en général de conception hétérodyne : le signal codant les données à transmettre est généré en bande de base, puis il est transposé à des fréquences plus élevées pour être émis. L'UWB permet l'utilisation d'impulsions générées en bande de base et directement transmises sur le canal radio sans étape de modulation. Cette possibilité de transmission sans porteuse simplifie l'architecture des systèmes radio.

Parmi les caractéristiques des signaux UWB, on peut encore citer la possibilité de réaliser des systèmes de communication et de localisation utilisant la même technologie. En mode impulsionnelle, l'UWB présente un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples. L'UWB semble donc un candidat prometteur pour les systèmes de localisation et de communications radio à courte portée.

1.2.4 Transmission UWB transposée à 60 GHz

Pour transmettre sur de très larges bandes sans pour autant interférer avec d'autres systèmes, il est possible de travailler aux alentours de 60 GHz où des bandes de plusieurs GHz sont disponibles. Une bande importante (au moins 5 GHz) a été allouée dans le monde entier. A ces fréquences, le signal est fortement atténué et la propagation diffère des micro-ondes puisque les molécules d'oxygène de l'atmosphère interagissent avec l'onde radio. Cette bande peut servir à des transmissions très haut débit (plusieurs Gbits/s) sur de très courtes distances.

De plus, la possibilité de miniaturiser les circuits et les antennes peut compenser les fortes atténuations et laisser envisager l'utilisation de cette bande pour des réseaux de capteurs.

Même si les travaux qui suivent ne sont pas spécifiquement liés à des transmissions d'impulsions transposées à 60 GHz, certaines spécificités de ces transmissions ont parfois guidés nos choix. En particulier dans le cas de transmissions sur de courtes distances avec un trajet direct, la puissance reçue sera essentiellement fonction de la distance, les trajets réfléchis ne jouant alors qu'un faible rôle, ce qui justifie notre étude en canal gaussien. Pour prendre en compte certaines influences des multi-trajets, il nous semble alors adapté d'utiliser le modèle de Rice.

1.2.5 Interférence d'accès multiples dans le cas UWB

Dans un réseau *ad hoc* dense, l'interférence d'accès multiples (MAI : Multiple Access Interference) est la composante principale du bruit. Souvent considérée dans d'autres contextes comme la somme de nombreuses variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées, l'approximation gaussienne est utilisée pour la modéliser, et ceci avec succès. Cependant, la configuration *ad hoc* modifie les caractéristiques du MAI. L'amplitude des impulsions reçues varie de façon importante et l'impact du MAI est fortement conditionné par la présence ou non d'interférents forts. Sousa [30] a montré qu'une variable aléatoire α -stable est alors un bon modèle du MAI. Ce même résultat a été démontré dans le cas d'un shadowing lognormal et d'évanouissements rapides de Rayleigh [31]. Pinto [32] quant à lui calcule l'expression exacte du taux d'erreurs pour une communication à bande étroite sujette à des interférents UWB et du bruit additif gaussien. Un cadre où les interférents UWB sont spatialement organisés suivant un champ de Poisson infini et communiquent de façon asynchrone est proposé. Ce cadre résulte en un MAI α -stable symétrique à la sortie du récepteur bande étroite. Nous nous baserons sur ce modèle quand nous ferons intervenir les interférences dans les transmissions avec relais.

1.3 Dissipation d'énergie dans le système

1.3.1 Les principales causes de consommation d'énergie

Nous nous intéressons aux schémas de modulation dans les réseaux de capteurs sans fil afin de proposer une optimisation basée sur la minimisation de la consommation totale d'énergie nécessaire pour transmettre un nombre de bits donné. Cette énergie totale inclut l'énergie de transmission et la consommation d'énergie des composants dans le circuit [33].

1.3.2 L'optimisation de modulation sous la contrainte d'énergie

Dans [34], des études sont proposées sur le choix d'une modulation efficace énergétiquement en tenant compte de l'énergie de transmission mais également de l'énergie dissipée dans les circuits. Il est montré que la modulation M-aire peut réduire la consommation d'énergie par rapport à la modulation binaire pour les applications à courte distance en diminuant le temps de transmission. Dans [35], la MQAM sans codage (Multilevel Quadrature Amplitude Modulation) est analysée en détail, et la stratégie optimale pour minimiser la consommation totale d'énergie est proposée pour le canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN : Additif White Gaussian Noise).

1.3.3 Filière technologique et le choix de la technologie RF

La conception d'une architecture radio faible consommation dépend de beaucoup de paramètres. En fonction des applications du circuit et des contraintes de production dont le coût, on a le choix entre différentes technologies. Le substrat peut être du Silicium (Si), de l'Arséniure de Gallium (AsGa), du Silicium Germanium (SiGe), ou de la filière technologique du CMOS, BiCMOS, HEMT etc.

En ce qui concerne le choix de la technologie des semi-conducteurs, les paramètres de performances les plus importants sont la fréquence maximale de l'oscillation f_{max} et la fréquence de transit f_T qui correspond à la fréquence pour laquelle le gain en courant vaut 1. f_T et f_{max} doivent dépasser 120 GHz pour les transmissions radio à 60 GHz. La figure 1.3.3

montre l'accroissement des performances de la technologie CMOS. Ceci lui permet de devenir la technologie la plus avancée dans le domaine de la microélectronique et de réaliser des circuits à coût faible ainsi qu'à basse consommation. Cependant, le silicium possède toujours un inconvénient essentiel par rapport à ses concurrents, concernant la mobilité des électrons qui limite la croissance de f_T et de f_{max} [36].

L'AsGa présente les avantages, par rapport au silicium, de fonctionner à des fréquences supérieures et de fournir des puissances plus élevées. Selon [37-39], il possède aussi l'avantage d'avoir de bonnes performances pour des circuits MMIC 60 GHz basés sur de l'AsGa actuellement disponibles commercialement. Ses principaux inconvénients sont d'être plus coûteux et d'avoir une consommation plus élevée.

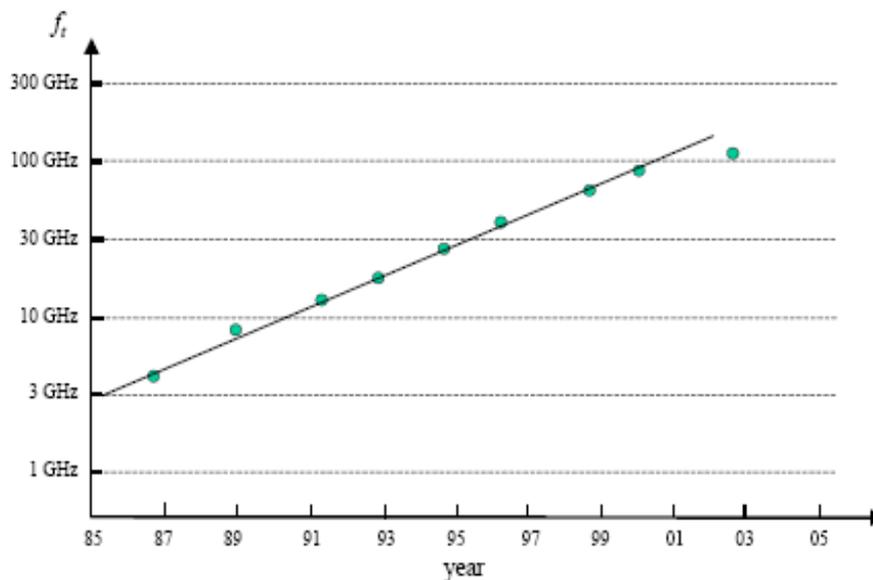


Fig 1.3.3 Développement de la technologie CMOS

A partir de ces articles, nous sommes informés sur les paramètres typiques de performance pour la conception d'un circuit RF à 60 GHz avec 16 dBm de puissance d'émission, 5 dB de facteur de bruit et -100 dBc/Hz de bruit de phase.

IBM vient d'annoncer la mise en production de composants dont le matériau de base est le silicium germanium (SiGe). L'avantage en termes de performances est immédiat : selon IBM on doublerait tout simplement les performances des transistors, pour atteindre très facilement des fréquences de l'ordre de 60 GHz [40]. La génération récente de la technologie

SiGe caractérise la valeur de f_T et f_{max} à 120 GHz. En plus, il est prévu d'atteindre environ 200-250 GHz en gardant sa croissance.

La table 1.3 montre l'estimation du coût de l'AsGa et du SiGe. A court terme, l'AsGa sera plus utilisé puisque la technologie, qui fournit d'excellentes performances, est déjà mature. En raison de l'avantage de coût, cependant, la technologie SiGe deviendra éventuellement la solution finale pour des circuits MMIC 60 GHz à faible coût.

Table 1.3

Estimation de coût de l'AsGa et du SiGe

Item	AsGa		SiGe		Units
	FET	HBT	HBT	BiCMOS	
Feature Size	0.5	2.0	0.5	0.5	μm
Starting Material	200	600	200	200	\$
Mask steps	12	14	28	32	
Photo cost	1200	1400	2800	3200	\$
Raw cost	1400	2000	3000	3400	\$
Wafer Diameter	100	100	200	200	Mm
Yield	80	70	95	95	%
Cost/mm ²	0.22	0.36	0.10	0.11	\$/mm ²

1.4 Caractéristiques du relais sur la consommation d'énergie

1.4.1 Rendement du relais non-régénératif

Les relais qui ne font qu'amplifier et retransmettre les signaux reçus se comportent comme des amplificateurs. La figure 1.4.1 est un diagramme de bloc qui détaille les différents types de consommation d'un relais AF.

L'alimentation du montage fournit une puissance totale P_{DC} qui se répartit entre la puissance utile P_{RFout} dissipée dans la charge et la puissance P_d dissipée, en pure perte, dans l'amplificateur. La puissance reçue est en générale négligeable devant celle provenant de l'alimentation. Dans la suite de notre étude, afin de rendre compte de la puissance dissipée dans un amplificateur, nous utilisons le rendement comme paramètre permettant de relier la

puissance de transmission et la puissance totale nécessaire pour fournir cette puissance de transmission.

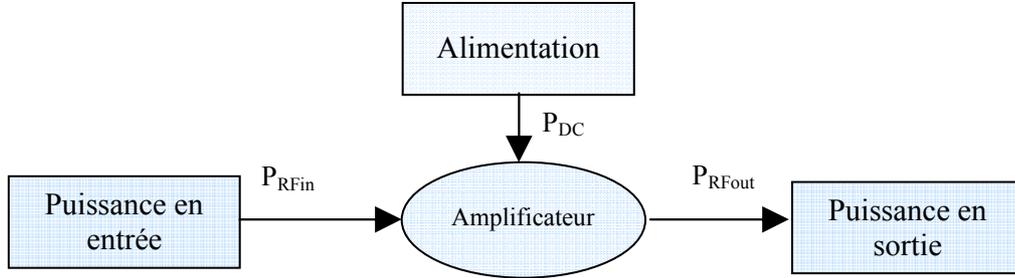


Fig. 1.4.1 Description de la puissance consommée par un relais

Nous pouvons définir la puissance moyenne utile (puissance émise) :

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T P_u(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (1.7)$$

Trois définitions du rendement sont souvent utilisées [41] :

1. Une des caractéristiques les plus importantes des amplificateurs de puissance est son rendement, appelée aussi rendement de drain, défini comme le rapport entre la puissance radiofréquence de sortie P_{RFout} et la puissance de courant continu en entrée P_{DC} :

$$\eta_{drain} = \frac{P_{RFout}}{P_{DC}} = \frac{P_{RFout}}{V_{DC} \cdot I_{DC}} \quad (1.8)$$

où V_{DC} et I_{DC} représentent la tension et le courant du drain. Toutefois, le problème avec cette unité de mesure est qu'elle ne tient pas compte de la puissance reçue par l'amplificateur P_{RFin} .

2. Le rendement en puissance ajoutée intègre la puissance d'entrée en la soustrayant à la puissance de sortie.

$$\eta_{PA} = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{P_{DC}} = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{V_{DC} \cdot I_{DC}} \quad (1.9)$$

Chapitre 1 : Introduction

Le rendement donne une indication raisonnable de la consommation de l'amplificateur de puissance (PA) lorsque les gains sont élevés, mais il n'est plus valable quand l'amplification est faible et il devient négatif pour un gain inférieur à 1.

3. Une définition plus générale du rendement est donnée dans (1.10) et peut être utilisée dans toutes les situations :

$$\eta_A = \frac{P_{RFout}}{P_{DC} + P_{RFin}} = \frac{P_{RFout}}{V_{DC} \cdot I_{DC} + P_{RFin}} \quad (1.10)$$

Cette dernière définition prend en compte le signal d'entrée, l'alimentation et le signal de sortie. Elle donne des informations suffisantes sur la puissance consommée par l'amplificateur. En conséquence, nous l'adopterons dans la suite.

A partir de (1.10), comme le gain de l'amplificateur s'exprime sous la forme $G = P_{RFout} / P_{RFin}$, nous pouvons calculer la puissance de l'alimentation approximativement comme

$$P_{DC} = \frac{(G - \eta) \cdot P_{RFin}}{\eta} \quad (1.11)$$

Dans le cas des transmissions multi-sauts envisagées, le gain du relais G est beaucoup plus élevé que le rendement η . Nous pouvons donc approcher (1.11) par :

$$P_{DC} \approx \frac{G \cdot P_{RFin}}{\eta} \quad (1.12)$$

Enfin, la consommation de puissance P_c est égale à la puissance fournie par la source ($P_c = P_{DC}$) et elle est donc donnée dans (1.12) :

$$P_c = P_{DC} = \frac{G \cdot P_{RFin}}{\eta} \quad (1.13)$$

Nous constatons que la consommation de puissance pour un relais non régénératif est proportionnelle au gain du relais et inversement proportionnelle au rendement du relais. Ceci est conforme aux résultats de simulation obtenus avec le logiciel sous ADS (Advance Develop System). L'amplificateur étudié est présenté sur la figure 1.4.1 (c). La consommation en fonction du gain est représentée sur la figure 1.4.1 (b) et les résultats sont précisés dans le tableau 1.4.1 (a). La variable maxgain correspond au gain (en dB) d'un étage d'amplificateur

Chapitre 1 : Introduction

(1 transistor), i_d correspond au courant i_d du transistor en fonction de la polarisation V_G , P_{dd} est la puissance consommée égale à $2,5 \cdot I_d$ en (Watt).

Tableau 1.4.1(a) Résultats de la simulation

V_{gg}	MaxGain [dB]	Ampli DC.. i_d	Ampli DC.. P_{dd}
-0.800	-3.878	17.66 μ A	4.415×10^{-5}
-0.700	-3.244	109.9 μ A	2.749×10^{-4}
-0.600	0.737	617.1 μ A	0.002
-0.500	3.121	1.773 mA	0.004
-0.400	4.276	3.507 mA	0.009
-0.300	5.125	5.721 mA	0.014
-0.200	5.729	8.300 mA	0.021
-0.100	6.086	11.08 mA	0.028
0.000	6.316	13.94 mA	0.035

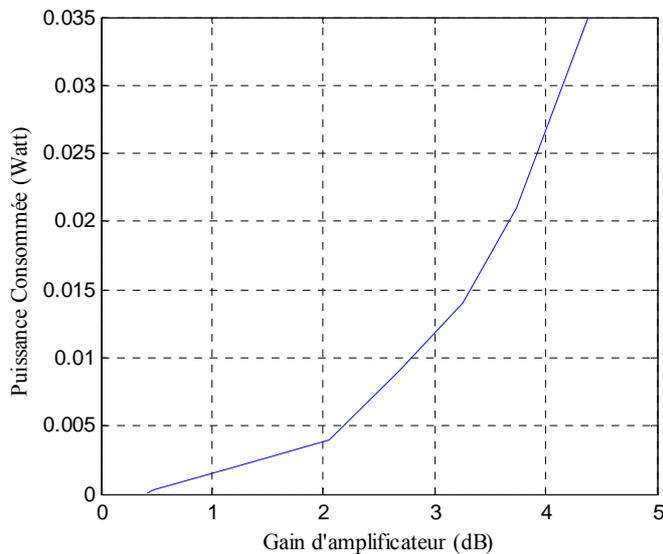


Fig. 1.4.1(b) Evolution typique de la consommation de puissance en fonction du gain du relais

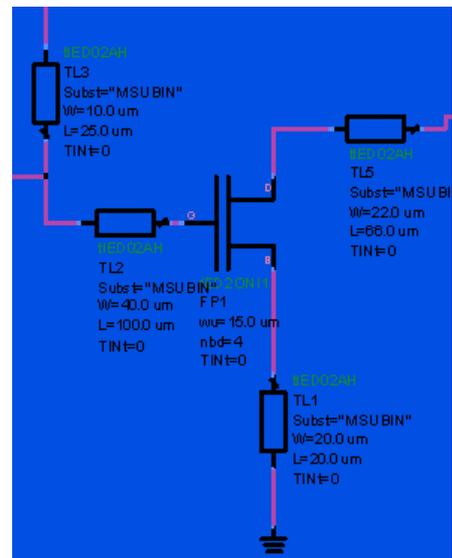


Fig. 1.4.1(c) schéma d'un amplificateur typique

1.4.2 Niveau de bruit au récepteur

Le bruit joue un rôle prépondérant dans les circuits radiofréquences parce que sa présence peut limiter la performance de transmission. Les sources de bruit dans un récepteur sont les résistances, productrices de bruit thermique, et les éléments actifs qui produisent leurs bruits propres.

Le schéma simplifié de la figure 1.4.2 représente un récepteur typique où chaque bloc de traitement du signal introduit la contribution du bruit thermique. Du côté du récepteur, le signal RF est d'abord filtré et amplifié par l'amplificateur à faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier), puis il est filtré à nouveau avant de passer par l'amplificateur à fréquence intermédiaire (IFA : Intermediate Frequency Amplifier). D'après l'équation de Friis, chaque étape de la chaîne cascadée amplifie les signaux combinés avec les bruits des phases précédentes et contribue elle-même en une partie du bruit. Pour ce récepteur, la puissance de bruit se ramène à $N = FKT B$. A ce bruit, dans le cas d'une transmission multi-sauts, s'ajoute celui en provenance du relais.

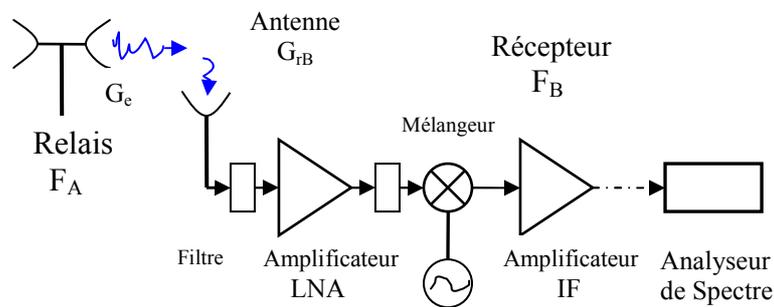


Fig. 1.4.2 Schéma des mesures du bruit au récepteur

Nous supposons que F_a et F_b représentent respectivement le facteur de bruit global au relais et au récepteur. Par conséquent, la puissance du bruit à l'entrée du récepteur est composée de deux parties présentées ci-dessous :

- La 1^{ère} contribution consiste en la puissance du bruit équivalent au récepteur N_B qui peut être exprimée par:

$$N_B = F_B \cdot K \cdot T \cdot B \quad , \quad (1.14)$$

où K est la constante de Boltzmann ($= 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$), T est la température ambiante ($290 \text{ }^\circ \text{ K}$) et B est la bande passante du réseau.

- La 2^{ème} contribution consiste en la puissance du bruit du relais qui s'interprète selon (2) comme :

$$N_A = F_a \cdot G_A \cdot K \cdot T \cdot G_e \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^\gamma \cdot G_{rB} \cdot B, \quad (1.15)$$

où G_A représente le gain du relais, G_e est le gain linéaire de l'antenne d'émission, G_{rB} est le gain linéaire de l'antenne de réception, λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de travail, d est la distance séparant les deux antennes et γ représente le coefficient d'atténuation.

La puissance du bruit global à l'entrée du récepteur N_T peut être calculée comme une somme de N_A et N_B en supposant $F_A = F_B = F$:

$$N_T = F \cdot K \cdot T \cdot B \cdot \left(1 + G_A \cdot G_e \cdot G_{rB} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^\gamma\right) \quad (1.16)$$

Références

- [1] V. Raghunathan, S. Ganeriwal, and M. Srivastava, “Emerging techniques for long lived wireless sensor networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, pp. 108–114, Apr. 2006.
- [2] D. Puccinelli and M. Haenggi, “Wireless sensor networks: Applications and challenges of ubiquitous sensing,” *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 19–31, 2005.
- [3] I. F. Akyikdiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” *IEEE Commun. Mag.*, pp. 102–114, Aug. 2002.
- [4] A. Mainwaring, D. Culler, J. Polastre, R. Szewczyk, and J. Anderson, “Wireless sensor networks for habitat monitoring,” in *Proc. 1st ACM Int. Workshop Wireless Sensor Netw. Applica.*, Atlanta, GA, 2002, pp. 88–97.
- [5] D. Estrin, L. Girod, G. Pottie, and M. Srivastava, “Instrumenting the world with wireless sensor networks,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)*, 2001, vol. 4, pp. 2033–2036.
- [6] K. Romer and F. Mattern, “The design space of wireless sensor networks,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 11, pp. 54–61, 2004.
- [7] I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and F. Cayirci. *Wireless sensor networks : a survey*. *Computer Networks*, 38(4):393-422, March 2002
- [8] Jinyun Zhang; Orlik, P.V.; Sahinoglu, Z.; Molisch, A.F.; Kinney, P.; “UWB Systems for Wireless Sensor Networks”, *Proceedings of the IEEE* Volume: 97 , Issue: 2 , 2009 , Page(s): 313–333
- [9] IEEE 802.15.4a technical contribution, 03266r0P802-15_IG4a_Informal_Call_For_Applications_Response. [Online]. Available: <http://802wirelessworld.com>
- [10] IEEE 802.15.4a Technical Report, 15-03-0489-03-004a-Application-Requirement- Analysis-3. [Online]. Available: <http://802wirelessworld.com>
- [11] T. Harrold and A. Nix, “Intelligent relaying for future personal communications systems,” in *Proc. IEEE Colloq. Capacity, Range Enhancement Techniques for Third Generation Mobile Communication and Beyond*, 2000, pp. 9/1–9/5.
- [12] *IEEE J. Select. Areas Commun.*: Issue on Wireless Ad Hoc Networks, vol. 17, Oct. 1999.
- [13] *IEEE Pers. Commun. Mag.*: Special Issue on Advances in Mobile Ad Hoc Networking, vol. 8, Jan. 2001.
- [14] J. Laneman and G. Wornell, “Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks,” in *Proc. IEEE Wireless Communications, Networking Conf.*, 2000, pp. 7–12.
- [15] C. Qiao, H. Wu, and O. Tonguz, “Load balancing via relay in next-generation wireless systems,” in *Proc. Mobile, Ad Hoc Networking, Computing Conf.*, 2000, pp. 149–150.

- [16] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity—Part I: System description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp.1927–1938, Nov. 2003.
- [17] , "User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1939–1948, Nov. 2003.
- [18] V. Sreng, H. Yanikomeroglu, and D. Falconer, "Coverage enhancement through two-hop relaying in cellular radio systems," in *Proc. IEEE Wireless Communications, Networking Conf.*, vol. 2, 2002, pp. 881–885.
- [19] J. Boyer, D.D. Falconer and H. Yanikomeroglu, "Multihop Diversity in Wireless Relaying Channels", *IEEE Trans. On Communications*, vol. 52, no. 10, pp. 1820-1830, Oct. 2004
- [20] A. Bendjaballah, L. Clavier, N. Rolland, P. A. Rolland, "Multihop channel model in UWB Ad Hoc Networks at 60 GHz", *The first European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, 6 - 10 November 2006, Nice, France
- [21] P.Anghel and M.Kaveh, "Analysis of tow-hops transmission over Rayleigh fading channels," in *Proc.IEEE Int.Symp.Advances in wireless communications*, Victoria, BC, Canada, pp.155-156. Sept, 2002.
- [22] V.Emamian,P.Anghel and M.kaveh,"Outage probability of a multiuser spatial diversity system in a wireless network," in *Proc. IEEE. Vehicular Technology Conf*, Vancouver, BC, Canada, pp.573-576. Sept, 2002.
- [23] M.O. Hasna and M.S. Alouini, "Performance Analysis of tow-hops transmission over Rayleigh fading channels" in *Proc. IEEE. Vehicular Technology Conf*, Vancouver, BC, Canada, pp.1992-1996. Sept, 2002.
- [24] Mazen O. Hasna, Member, IEEE and Mohamed-Slim Alouini, Senior Member, IEEE. "Optimal Power Allocation for Relayed Transmissions Over Rayleigh-Fading Channels" *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no.6, November 2000.
- [25] Shuguang Cui; Goldsmith, A.J.; Bahai, A; "Energy-constrained modulation optimization *Wireless Communications*", *IEEE Transactions on Volume 4, Issue 5, Sept. 2005* Page(s):2349 – 2360.
- [26] N. C. Beaulieu and A. A. Abu-Dayya, B. "Bandwidth efficient QPSK in cochannel interference and fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 9, pp. 2464–2474, 1995.
- [27] J. Cheng and N. C. Beaulieu. "Accurate DS-CDMA bit-error probability calculation in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 3–15, Jan. 2002.
- [28] W. Feller, "An Introduction to Probability Theory and Its Applications, vol. 2. New York: Wiley, 1971.
- [29] S. A. Kassam, *Signal Detection in Non-Gaussian Noise*. New York: Springer, 1988.

- [30] E. J. Wegman, S. C. Schwartz, and J. B. Thomas, *Topics in Non-Gaussian Signal Processing*. New York: Springer, 1989.
- [31] E. Sousa, "Performance of a spread spectrum packet radio network in a poisson field of interferers," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 38, no. 6, pp. 1743–1754, Nov.1992.
- [32] J. Ilow and D. Hatzinakos, "Impulsive noise modeling with stable distributions fading environments," in *8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, June 1996, pp. 140–143.
- [33] P. Pinto, C.-C. Chong, A. Giorgetti, M. Chiani, and M. Win, "Narrowband Communication in a Poisson Field of Ultrawideband Interferers," in *The IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Sept. 2006, pp. 387–392.
- [34] A. Y. Wang, S. Chao, C. G. Sodini, and A. P. Chandrakasan, "Energy efficient modulation and MAC for asymmetric RF microsensor system," in *Int. Symp. Low Power Electronics and Design*, Huntington Beach, CA, 2001, pp. 106–111.
- [35] C. Schurgers, O. Aberthorne, and M. B. Srivastava, "Modulation scaling for energy aware communication systems," in *Proc. Int. Symp. Low Power Electronics and Design*, Huntington Beach, CA, 2001, pp. 96–99.
- [36] '60 GHz radio: prospects and future directions' P.F.M. Smulders, Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering,
- [37] <http://www.ums-gaas.com/products>
- [38] <http://www.lucasvarity.com/mmics>
- [39] <http://www.tlcprecision.com/data/mmiclister.html>
- [40] <http://www.chips.ibm.com/bluelogic/showcase/sige/>
- [41] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N. Pothecary, J.F. Sevic, N.O. Sokal, *RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 1, High Frequency Electronics*, (May 2003) 22-36.

Chapitre 2: Canal

2 Canal de propagation

2.1 Caractérisation et modélisation du canal radio : État de l'art

L'existence des ondes électromagnétiques a été prouvée de façon théorique par J. C. Maxwell dès 1855 [1]. Le physicien Hertz, cherchant à démontrer que les ondes électromagnétiques se déplaçaient à une vitesse finie, réalisa les premières expériences de propagation radioélectrique à partir de 1886. Le circuit oscillant réalisé par Hertz consistait en la décharge de deux sphères métalliques, qui se matérialisait par une étincelle observée sur une boucle en circuit ouvert [2]. Il est intéressant de constater que le signal transmis par Hertz constituait, de par la nature impulsionnelle des ondes transmises, un signal ultra large bande [3].

Avec l'exploitation industrielle de la transmission radioélectrique, de nombreuses recherches ont été menées pour caractériser les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques, d'abord pour les signaux à bande fréquentielle étroite, puis à bande large. Dans la suite de cette section, nous nous intéressons à la définition du canal de propagation, à sa représentation mathématique et aux paramètres de caractérisation du canal radio mobile.

Les environnements électromagnétiques des communications mobiles sont à l'origine de distributions statistiques variées de l'amplitude du signal de réception. Bien souvent, cette amplitude résulte de réflexions multiples auxquelles s'ajoute éventuellement un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur et le récepteur peuvent être en vue directe ou masqués par des bâtiments, des arbres, des bureaux (réflexion, diffraction et diffusion). Ce genre de canal est alors aléatoire et son étude complexe. Puisque le phénomène de multi-trajets a un impact considérable sur la performance du système, la modélisation du canal est devenue indispensable et un enjeu primordial pour la définition de systèmes de communication sans fils.

Les canaux radio peuvent être considérés comme des filtres linéaires variant aléatoirement dans le temps. Pour les modéliser, nous supposons le plus souvent que le comportement du canal est stationnaire au sens large en temps et en fréquence sur des intervalles bien plus grand que, respectivement, la durée et la bande passante du signal d'entrée. Nous procédons à l'étude du canal en deux temps. Tout d'abord en étudiant les puissances reçues en fonction de

la position du récepteur par rapport à l'émetteur. Dans un second temps nous essayons de caractériser plus finement l'impact des multi-trajets en étudiant la réponse impulsionnelle du canal.

2.1.1 Les modèles de propagation

Les ondes électromagnétiques sont actuellement le support de la plupart des communications sans fil et l'étude de leur propagation devient de plus en plus importante afin de pouvoir prédire l'onde reçue par une station réceptrice, connaissant l'onde émise. Elles sont utilisées pour diverses applications, à l'intérieur ou à l'extérieur, mais l'influence des effets qu'elles doivent subir est bien souvent différente selon le contexte. En effet, les phénomènes tels que la diffraction, la dispersion, la réflexion, l'absorption ou encore la transmission ont un impact direct sur la propagation du signal.

Selon [4], un modèle de propagation réaliste doit tenir compte de trois effets (figure 2.2.1) : path loss, évanouissements à grande échelle (ou effet de shadowing) et évanouissements à petite échelle.

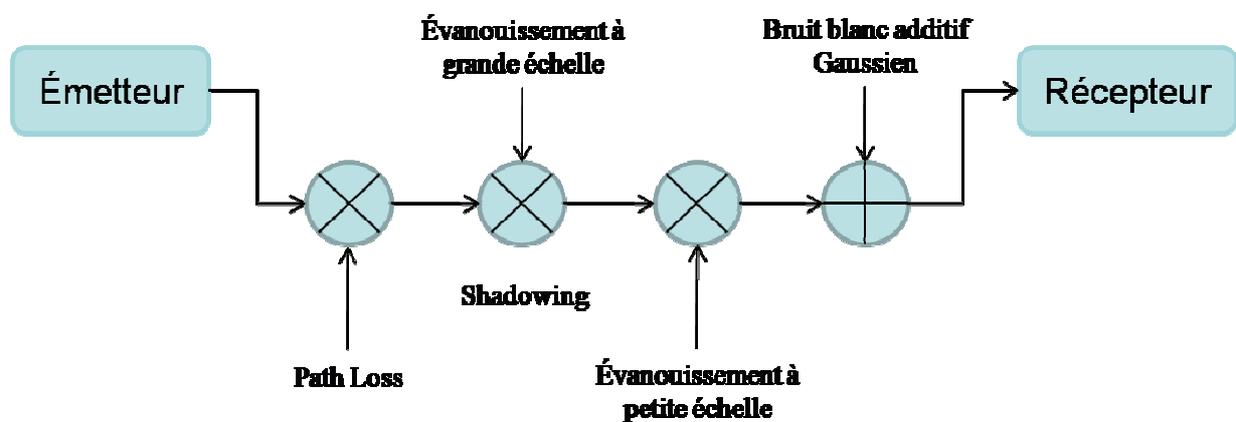


Figure 2.2.1 modèle de canal de propagation

Lorsque le récepteur se déplace par rapport à l'émetteur sur des distances très petites, l'intensité instantanée du signal reçu peut varier rapidement provoquant l'évanouissement à petite échelle, ou en anglais « small-scale fading ». Cet effet s'explique par le fait que le signal reçu est la somme de beaucoup de contributions venant de directions différentes. En effet, en raison des réflexions multiples sur les objets présents dans le milieu traversé, les ondes électromagnétiques sont acheminées par des chemins distincts et de longueurs variables. L'inten-

raction entre ces versions de l'onde cause l'évanouissement rapide dans le voisinage d'une position particulière. Ceci est essentiellement dû au fait que les phases des contributions reçues sont aléatoires : la résultante fluctue donc considérablement même si le récepteur bouge d'une fraction d'une longueur d'onde.

D'autre part, si le récepteur se déplace sur des distances plus importantes, la moyenne locale de la puissance reçue va diminuer progressivement lorsque la distance émetteur-récepteur augmente. Cette dégradation -prévue- du niveau de puissance de l'onde avec la distance parcourue est due, naturellement, à la dilution progressive de la puissance transportée par l'onde dans l'espace, puisque la surface traversée par cette dernière est croissante avec la distance parcourue. Cette décroissance de la puissance est souvent appelée atténuation de parcours ou, en anglais, path loss. Souvent, l'atténuation de parcours est calculée par une simple régression linéaire effectuée sur les données des mesures. Cependant, son modèle peut être basé sur des méthodes déterministes dérivées nécessairement des équations de Maxwell et modifiées ensuite suivant des données expérimentales. A l'intérieur d'un bâtiment, l'atténuation de parcours dépend de la géométrie du bâtiment, du nombre de murs traversés par le trajet direct, de l'existence des portes et des fenêtres, des matériaux des murs, de la quantité, de la disposition et des matériaux des meubles.

Cependant, si on prend en considération que le milieu de propagation peut changer remarquablement entre deux positions du récepteur situées à distances égales de l'émetteur, on se rend compte que l'atténuation de parcours, pour une valeur donnée de la distance entre émetteur et récepteur, est aléatoire. Cet effet est connu par le terme de l'évanouissement à grande échelle ou à moyenne échelle. L'appellation effet de masque, ou en anglais « shadowing » est aussi utilisée. L'effet de masque décrit donc les variations de la moyenne des amplitudes ou de la puissance du signal reçu quand un canal à trajets multiples est utilisé comme support de transmission. L'effet de masque et les évanouissements à petite échelle imposent des limites sur les débits et la qualité de l'information transmise.

Le modèle du canal de propagation peut être formalisé par l'équation suivante :

$$P_r(dB) = P_0(dB) + A_0(dB) - 10\gamma \log(d) + 20 \log(\chi_i), \quad (2.1)$$

où le dernier élément dans (2.1) représente l'effet cumulé du shadowing et des évanouissements à petite échelle. Pour un shadowing constant (un environnement similaire pour chaque

nœud), χ_i représente l'évanouissement dû aux multi trajets. Il est souvent modélisé par les distributions de Rayleigh, Rice ou Nakagami-m [5-6]. La fonction de Rayleigh est utilisée pour représenter le niveau d'atténuation d'un signal transmis dans les situations où une station mobile n'a pas de ligne de vue directe avec la station de base (NLOS). En revanche, la loi de Rice représente une transmission où une station mobile a une ligne de vue directe avec la station de base (LOS). Cette dernière correspond mieux aux types d'environnements dans les applications que nous envisageons et c'est pourquoi nous y consacrerons une part importante dans nos travaux.

2.1.2 Modèle de propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre permet de prédire la puissance du signal reçu en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. Il suppose l'absence d'obstacle dans le milieu de transmission et néglige les pertes dues à l'atmosphère. Nous supposons également qu'il n'y a pas de perte dans les systèmes d'émission et de réception. Si nous considérons une source et une destination, la puissance reçue à la destination P_r est définie par l'équation (2.2) en fonction de la puissance d'émission P_e , des gains des antennes émettrices G_e et réceptrices G_{rB} et de la distance d séparant l'émetteur du récepteur :

$$P_r = G_e \cdot G_{rB} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{P_e}{d^2} = A \cdot \frac{P_e}{d^2} \quad (2.2)$$

C'est la loi de Friis qui n'est valide que dans le champ lointain de l'antenne d'émission. La variable λ représente la longueur d'onde du signal émis.

Lorsque nous travaillons à 60 GHz, la longueur d'onde est de 5 millimètres. La puissance reçue en espace libre est donnée en décibel ci-dessous :

$$\begin{aligned} P_r (dBm) &= P_e (dBm) + G_e (dB) + G_{rB} (dB) + 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \\ &= P_e (dBm) + G_e (dB) + G_{rB} (dB) - 68 - 20 \log(d) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Par conséquent, l'atténuation due à la propagation est de 68 dB pour une distance de 1 mètre, de 88 dB pour une distance de 10 mètres et ainsi de suite. Cette atténuation très prononcée montre combien la bande millimétrique est propice au confinement des communications. La faible longueur d'onde ne constitue pas l'unique critère de choix de cette bande de fréquence puisque l'atténuation atmosphérique présente un pic d'absorption à 60 GHz de l'ordre de 17 dB/km.

Les modèles de propagation, aussi bien théoriques que basés sur des mesures, montrent qu'en moyenne la puissance reçue décroît de façon logarithmique en fonction de la distance, que ce soit en intérieur ou en extérieur. L'atténuation moyenne $\bar{A}(d)$ à la distance d de l'émetteur (en moyennant sur toutes les valeurs possibles de l'atténuation à la distance considérée) s'exprime à l'aide du coefficient d'atténuation γ (équation (2.4)). Dans le cas de l'espace libre ce coefficient est égal à 2 et nous retrouvons l'équation de Friis.

$$\bar{A}_{dB}(d) = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.4)$$

$\bar{A}_{0dB}(d_0)$ est une atténuation moyenne de référence à la distance d_0 de l'émetteur en dB.

Dans la bande des 60 GHz, l'atténuation de référence varie de façon importante en fonction des études. Les valeurs proposées varient de 0 à 59 dB [7–10] et sont même supérieures dans [11–13]. Cette valeur dépend fortement de l'environnement (taille de la pièce) et des antennes utilisées [8]. Une atténuation supplémentaire doit être ajoutée si l'émetteur et le récepteur ne sont pas situés dans la même pièce ou sur un même étage [8, 14–16].

Le coefficient d'atténuation γ est proche de deux, légèrement supérieur (jusqu'à 2.5) en extérieur et parfois inférieur en intérieur à cause d'un effet guide d'onde [7–12, 14, 15, 17,18]. Des valeurs légèrement inférieures sont obtenues si l'ouverture des antennes est réduite [4] et si une polarisation circulaire plutôt que linéaire est utilisée [9].

2.1.3 Évanouissements à grande échelle.

Au récepteur, la puissance des ondes émises par l'antenne émettrice fluctue en fonction du déplacement et de la durée d'observation ainsi que de la caractéristique de l'environnement. On peut alors distinguer deux formes d'évanouissement [19] : l'évanouissement à grande échelle et l'évanouissement à petite échelle comme présentés sur la figure 2.1.3.

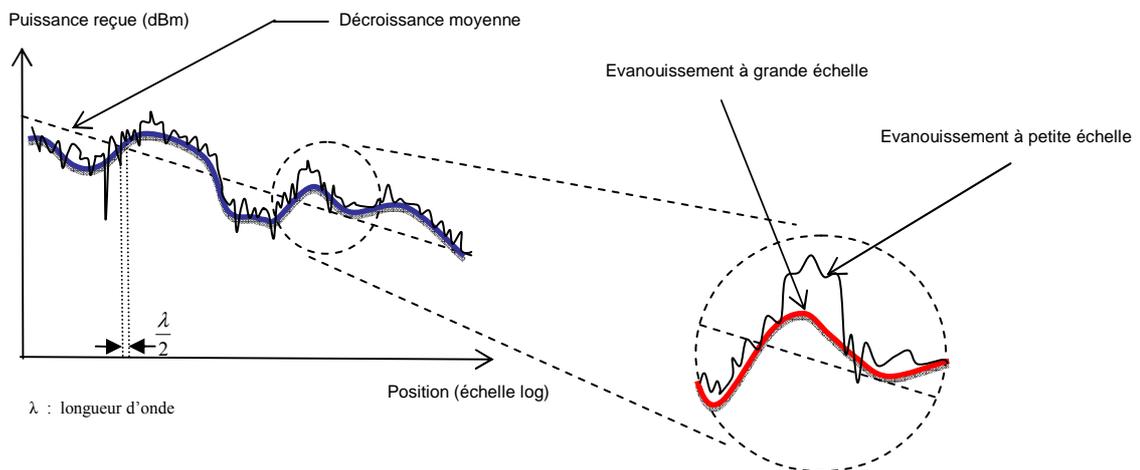


Figure 2.1.3 Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal.

Le modèle de l'équation (2.3) ne tient pas compte du fait que l'environnement influe sur la puissance reçue. Ainsi, deux récepteurs situés à une même distance de l'émetteur peuvent ne pas recevoir la même puissance de signal en fonction de l'environnement qui les entoure. Par conséquent, la puissance reçue à une distance donnée peut s'écarter de façon très significative de la puissance moyenne donnée par (2.4).

En effet, la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur provoque un effet de masquage ("shadowing fading" en anglais) et il présente l'impact de l'environnement macroscopique sur la puissance de signal reçue. Nous pouvons alors écrire :

$$\bar{A}_{dB}(d) = \bar{A}_{dB}(d) + X_{dB} = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi dB \quad (2.5)$$

La variable aléatoire χ dB représente les évanouissements à grande échelle. Ils correspondent aux variations de la puissance reçue quand l'environnement change. Il ne tient cependant pas compte des changements dus à la somme des trajets multiples qui influencent fortement le

niveau de puissance reçu et seront étudiés séparément. Les variations à grande échelle sont le plus souvent modélisées par une variable aléatoire log normale [9, 17, 20, 21]. La déviation standard varie entre 4 et 8 dB en fonction de l'environnement [9, 17, 22]. Cette valeur est réduite avec une polarisation circulaire (3.2dB dans [9] pour une petite pièce).

Dans les applications que nous envisageons, les distances sont réduites et les capteurs en communication situés dans un même environnement. Nous n'incluons alors pas de variations dues aux effets de masquage.

2.2 Multi-trajets

Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et les éléments de l'environnement. Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, qui ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différents et qui arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. D'un autre côté, et plus particulièrement à l'intérieur des bâtiments, un trajet en visibilité directe, ou line of sight (LOS), n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité, ou Non Line of Sight (NLOS), qui permettent la communication radio.

La figure 2.2 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation.

Afin de choisir une technique de transmission adaptée, il reste à évaluer l'impact des trajets réfléchis. Les paramètres significatifs sont l'étalement des retards, la bande de cohérence ou le facteur de Rice. Les deux premiers paramètres sont liés et donnent une idée de l'importance de l'étalement temporelle de la réponse impulsionnelle. De façon équivalente, cela donne une idée de la bande de fréquence sur laquelle le canal reste quasiment inchangé. Le facteur de Rice est le rapport entre la puissance portée par le trajet direct et celle portée par les trajets réfléchis. Une grande valeur est significative d'un trajet direct prépondérant alors que de faibles valeurs signifient l'importance des trajets réfléchis. Pour tous ces paramètres,

un large spectre de valeurs est proposé dans la littérature. Elles dépendent de l'environnement, de la taille de la pièce, des antennes, de la polarisation... De nombreux facteurs qui rendent une généralisation difficile.

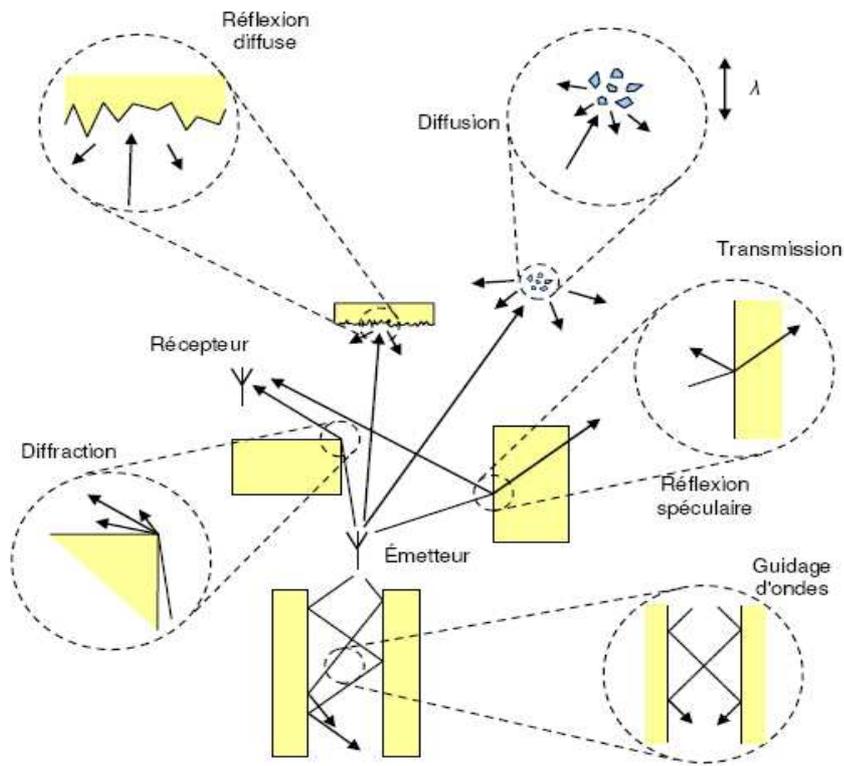


Fig.2.2 Principaux mécanismes de propagation.

L'étalement des retards dans des petites pièces est généralement inférieur à 20 ns [7, 10, 15, 23–29]. Des valeurs supérieures sont obtenues dans [30] (5 à 70 ns) et dans [12, 13, 31] (13 à 35ns). Pour des pièces plus grandes, les valeurs obtenues augmentent : de 5 à 55 ns dans [32] et de 25 à 75 ns dans [12, 13, 31]. Dans [33] des étalements des retards allant jusqu'à 200 ns sont même obtenus pour de très grandes zones (hall, usines). Dans les couloirs les valeurs sont également importantes : 35 ns dans [16], 60 ns dans [15] et 82 ns dans un long couloir dans [12, 13, 31]. L'étalement des retards est réduit quand l'ouverture des antennes est plus petite [7, 28, 29, 32]. Mais l'impact de l'environnement est grand et en particulier les propriétés de réflexion des objets rencontrés [12, 13, 15, 28, 31]. Finalement, le choix de la position des antennes peut être de grande importance. Dans [21] une réduction d'un facteur 2 est ob-

servée si les antennes sont situées à la même hauteur plutôt que d'avoir un point d'accès prêt du plafond.

Il est également difficile de tirer des conclusions générales sur la bande de cohérence. Elle peut varier de quelques MHz à quelques centaines de MHz selon la taille de la pièce [10, 34], la présence ou non d'un trajet direct [8, 25], l'ouverture des antennes [8, 10].

Enfin, le facteur de Rice est également très variable, allant de -5dB jusqu'à des valeurs très élevées en fonction des conditions d'obstruction [35], de la distance entre les antennes [7, 27], de l'ouverture [1]. Ces résultats tendent à montrer la faisabilité d'une transmission courte distance dans cette bande autour de 60 GHz. Dans des petites pièces, les trajets multiples ne sont pas un facteur très limitant. Cependant, une conséquence est que la perte du trajet direct pénalise fortement la communication. Une première conclusion est l'incertitude d'une transmission à travers un mur ou sur plusieurs étages. De plus, les antennes directives apportent un gain conséquent et doivent si possible être choisies.

2.2.1 Le cas des transmissions bandes étroites

Dans ce cas les trajets ne sont pas vus individuellement mais seulement la somme des signaux portés par chaque trajet. Cette somme donne une variable aléatoire complexe et, classiquement, l'amplitude suit une loi de Rayleigh ou de Rice.

Le terme évanouissement à petite échelle désigne les variations rapides de l'amplitude d'un signal reçu à travers un canal variant dans le temps ou dans l'espace. Les variations rapides peuvent se produire même pour des mouvements de l'ordre de la longueur d'onde. Elles sont dues à l'interférence constructive et destructive des composants multi-trajets du signal qui possèdent des phases différentes. Pour des déplacements à petite échelle, la valeur moyenne de l'amplitude reste approximativement constante. Ainsi, pour des déplacements à grandes échelles, l'évanouissement à petite échelle est superposé à l'effet de masque.

Le modèle le plus connu pour l'évanouissement à petite échelle est le fading de Rayleigh. Cette distribution décrit l'amplitude de la somme d'un grand nombre de vecteurs tournants qui ont une amplitude moyenne égale et une phase uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

La distribution de Rayleigh n'est pas toujours la distribution la plus adéquate. Des résultats meilleurs peuvent être obtenus par la distribution de Rice. Cette fonction décrit la distribution d'un vecteur résultat de la somme d'un vecteur tournant dominant avec un grand nombre d'autres vecteurs tournants plus faibles et qui ont une amplitude moyenne égale et une phase uniformément distribuée.

L'évanouissement de Rayleigh suppose donc que le signal reçu est la superposition d'un grand nombre de composantes multi-trajets décorréliées et ayant, approximativement, la même amplitude. Tandis que la distribution de Rice est interprétée par la superposition d'une composante dominante avec un signal qui a subi un évanouissement de Rayleigh.

2.2.2 Le cas des transmissions bandes larges

Dans ce cas un symbole impacte les symboles adjacents dans le temps d'où la nécessité de modéliser le canal par un filtre à réponse impulsionnelle finie.

La réponse impulsionnelle variable dans le temps peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum \alpha_k(t) \cdot e^{j\theta_k t} \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (2.6)$$

où k représente l'indice de la composante, $\tau_k(t)$ le retard de la $k^{\text{ième}}$ composante, $\alpha_k(t)$ et $\theta_k(t)$ sont l'amplitude et la phase de la $k^{\text{ième}}$ composante et sont variables dans le temps. Le modèle large bande de Rayleigh implique que l'amplitude $\alpha_k(t)$ de chaque composante multi-trajets est distribuée suivant la loi de Rayleigh. De même, le modèle large bande de Rice conduit à considérer que chaque composant multi-trajets à une distribution de Rice. Toutefois, il est répandu de considérer la distribution de Rice pour la première composante seulement puisque cette composante inclut souvent une composante directe à partie dominante.

2.2.2.1 Formulation mathématique

Du fait de la propagation à trajets multiples, le signal reçu $r(t)$ est une superposition de répliques différemment retardées et atténuées du signal émis $e(t)$: le canal de propagation se

comporte donc comme un filtre linéaire. Le canal de propagation est ainsi entièrement représenté par sa Réponse Impulsionnelle (RI) $h(t, \tau)$, qui correspond à la réponse du canal à une impulsion de type Dirac. On a alors:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau \quad (2.7)$$

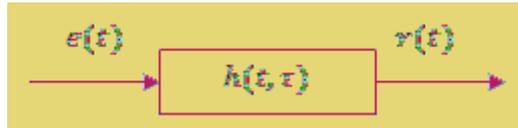


FIG. 1.5 – Représentation équivalente d'un canal radio mobile.

2.2.2.2 Modèle de canal à trajets multiples

Le modèle équivalent en bande de base pour le canal à trajets multiples est alors [36] :

$$h(t) = \sum_{i=1}^P \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.8)$$

Où P est le nombre de trajets, τ_i sont les retards et les α_i sont les amplitudes complexes caractéristiques des trajets. Le modèle de transmission en bande de base est alors

$$r(t) = \sum_{i=1}^P \alpha_i s(t - \tau_i) + b(t) \quad (2.9)$$

2.2.2.3 Power delay profile

Pour connaître les caractéristiques d'un canal de propagation, on analyse un ensemble de réponses impulsionnelles ou de fonctions de transfert mesurées. Pour les calculer, on se place généralement sous l'hypothèse du canal stationnaire au sens large et à diffuseurs non corrélés (WSSUS : Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering). Une discussion approfondie de la validation de cette hypothèse à partir de mesures expérimentales a été publiée dans [16].

On définit le profil puissance-retard à partir de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ par :

$$P_h(\xi; \tau) = E[h(t + \xi, \tau)h^*(t, \tau)] \quad (2.10)$$

Ainsi, la grandeur $P_h(0; \tau)$ correspond à la moyenne statistique de la puissance de la réponse impulsionnelle. Elle est appelée profil puissance-retard, ou Power Delay Profile (PDP).

Dans le cadre du canal à bande ultra large, cette hypothèse n'est plus valable et d'autres modèles sont nécessaires [36].

2.2.3 Le cas de la bande ultra large

L'augmentation de la bande et donc de la résolution temporelle invalide l'hypothèse US et rend très grand le nombre de « taps » nécessaires avec des distributions qui ne sont plus nécessairement gaussiennes complexes.

2.2.3.1 La notion de cluster

Dans la plupart des environnements intra-bâtiment, les objets ne sont pas répartis uniformément dans l'espace, mais sont plutôt regroupés. Généralement, un cluster est un groupe d'objets rapprochés et séparés des autres objets par une distance significative. Une table avec des chaises autour, des livres sur une étagère sont des exemples d'objets regroupés en cluster.

Le regroupement (en anglais: clustering) des objets peut être, dans une première approximation, traduit en regroupement des composants multi-trajets (MPC: MultiPath Components). (Une définition plus détaillée du regroupement prend également en compte le regroupement des MPC dans le domaine angulaire [37], [38]). Ainsi la réponse impulsionnelle s'écrit comme :

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} (t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.11)$$

où $\alpha_{k,l}$ est le poids du coefficient de la $k^{\text{ème}}$ composante dans le $l^{\text{ème}}$ cluster, T_l est le retard de la $l^{\text{ème}}$ cluster, $\tau_{k,l}$ est le délai de la $k^{\text{ème}}$ MPC par rapport à l'instant d'arrivée T_l de la $l^{\text{ème}}$ cluster, et K est le nombre de MPC dans un cluster. L est le nombre des clusters.

2.2.3.2 Modèle de Saleh–Valenzuela (SV)

Le modèle largement utilisé proposé par Saleh–Valenzuela (SV) [39] (voir figure 2.2.3.2) suggère que les instants d'arrivée T_l du cluster sont des variables aléatoires distribuées suivant une loi de Poisson avec un taux inter-arrivée Λ . Pour des environnements intra-bâtiment, $1/\Lambda$ est typiquement compris entre 10 et 50 ns [46], [45], [40], [50]. Le modèle SV modélise ensuite la durée entre les instants d'arrivée des trajets dans un cluster comme un processus Poisson avec un taux d'arrivées β . Un modèle de mélange de Poisson généralisé a été introduit dans [47] et [41] et est utilisé dans le modèle normalisé IEEE 802.15.4a [49]. Les paramètres pour différents environnements sont donnés dans [48], [49], et [41] - [44].

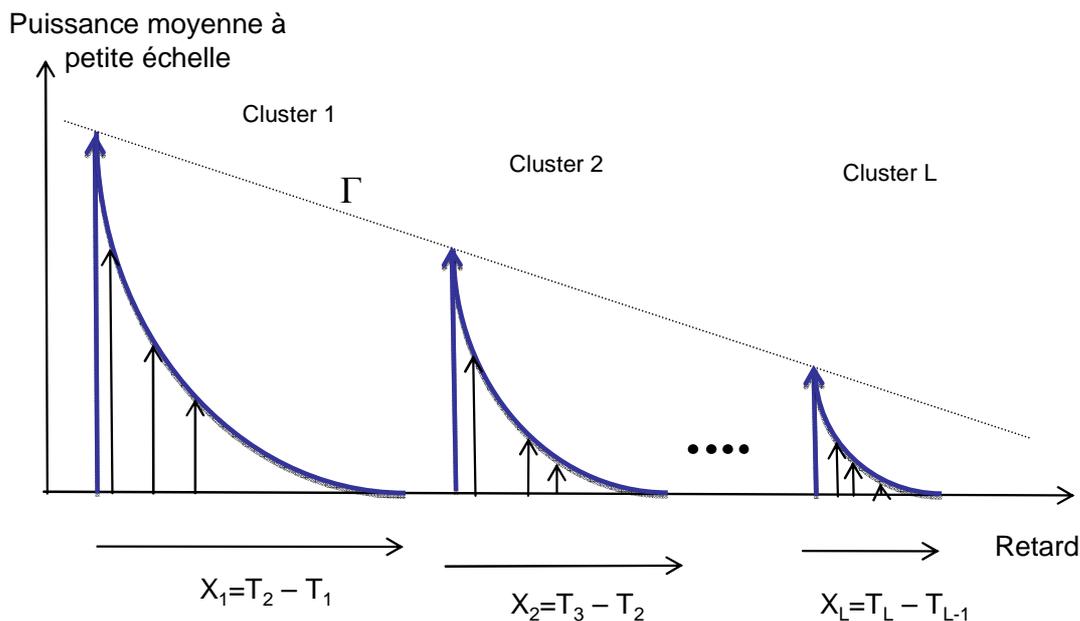


Fig. 2.2.3.2. Le modèle Saleh–Valenzuela. [51]

Le modèle de canal statistique le plus largement répandu pour l'UWB est le modèle proposé par le comité 802.15.3a de l'IEEE pour l'évaluation des propositions de couche physique UWB [52]. Basé sur le modèle de canal de Saleh-Valenzuela, il est également très utilisé pour le canal UWB à 60 GHz en intra bâtiment [53]. La figure 2.2.3.2 montre la réponse impul-

sionnelle dans le cas LOS 0-2 m et le cas NLOS 4-10m. Pour rester dans un cadre général, avec ou sans clusters, nous écrivons dans la suite l'expression de la réponse impulsionnelle comme ci-dessous :

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \delta(t - \tau_{kl}) \quad (2.12)$$

Ici, L_k , et α_{kl} représentent respectivement le nombre de trajets, et le coefficient de chaque trajet (atténuation complexe) et τ_{kl} est le retard.

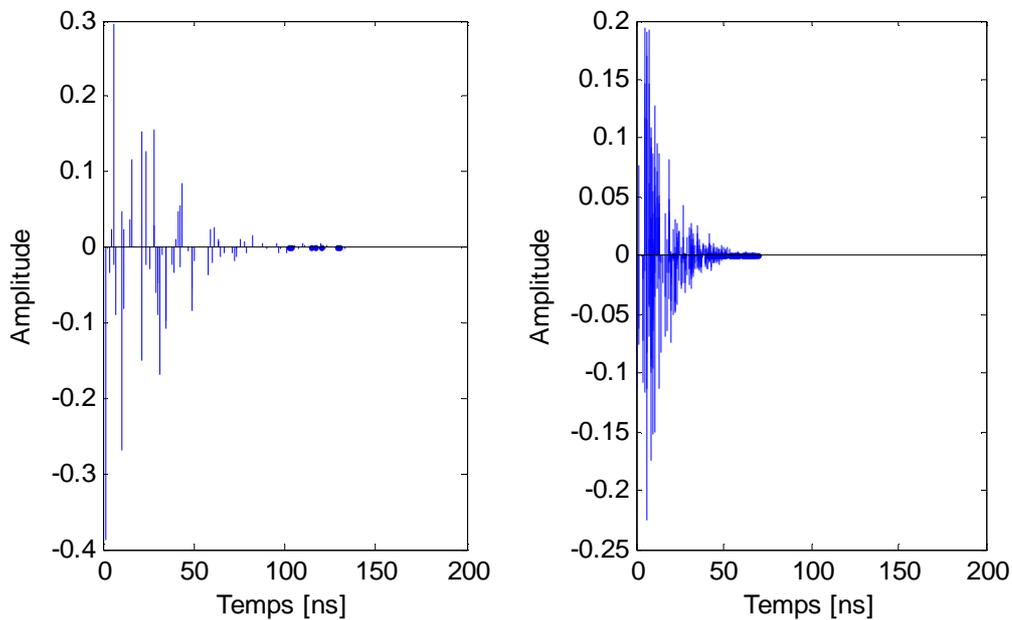


Fig. 2.2.3.2 Réponse impulsionnelle en fonction du temps discret pour (a) CM-1: 0–2 m (LOS); (b) CM-3: 4–10 m (NLOS).

2.3 Transmissions indoor courte distance et impact de la distance sur les statistiques du canal bande étroite.

2.3.1 Scénario envisagé

Nous nous intéressons à des transmissions « indoor » de quelques mètres et peu de statistique de ce type de canaux radios sont disponibles dans la littérature. En particulier nous nous interrogeons sur l'évolution des propriétés statistiques du canal quand la distance source-destination augmente de quelques mètres à une vingtaine de mètres. Nous considérons également qu'un trajet direct est toujours présent.

La base de données qui a servi pour notre étude a été générée par le simulateur CRT (Communication Ray Tracer) développé au laboratoire SIC (Signal, Image, Communications) à Poitiers. Le simulateur est basé sur un modèle physique, une modélisation de l'environnement, et un algorithme de tracé de rayons 3D pour la recherche des trajets.

L'environnement sur lequel nous travaillons est un grand hall. Les murs et les pièces sont modélisés aussi bien pour leurs caractéristiques géométrique qu'électrique [54].

La scène sur laquelle s'est focalisée notre étude est la modélisation 3D du niveau 0 du bâtiment où se trouve le laboratoire SIC au Futuroscope à Poitiers (figure 2.3.1 (a)). Il se présente comme un grand hall principal avec un court couloir d'entrée et deux couloirs identiques, plus petits, pour l'entrée dans l'amphithéâtre, non représenté ici ne faisant pas part de la scène. Il comporte également un cube de verre en position centrale d'une longueur de 10 mètres et d'une largeur de 3.5 mètres. La superficie de cet environnement est d'environ 1200 m² (figure 2.3.1 (b)).

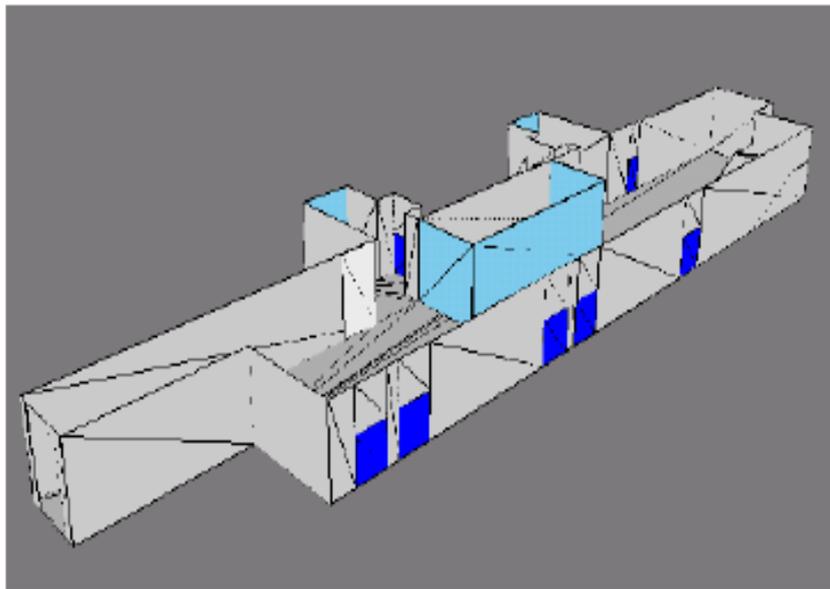


Fig. 2.3.1 (a) – Illustration 3D de la scène HALL

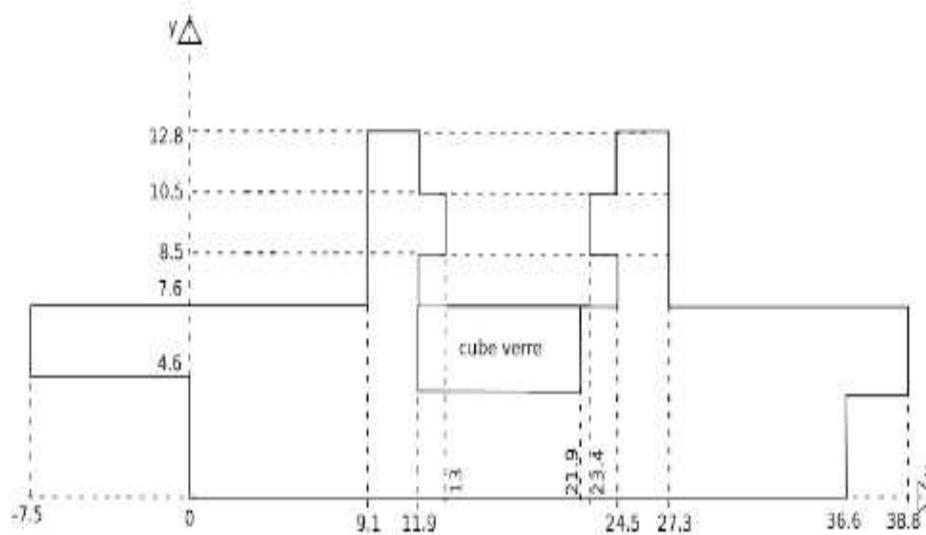


Fig. 2.3.1 (b) – Illustration 2D de la scène HALL

2.3.2 Caractérisation d'un canal de Rice dépendant de la distance

A partir des données simulées au laboratoire SIC à Poitiers (scénario LOS simulé par lancement de rayons dans le grand hall de la figure 2.3.1) [32], nous étudions la puissance reçue et les variations autour de la valeur moyenne.

La fonction de densité de probabilité (PDF) pour la loi de Rice s'exprime selon [55] :

$$f(x, v) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{xv}{\sigma^2}\right) \quad (2.13)$$

Le paramètre v de la loi représente l'amplitude de l'onde directe et σ correspond à l'écart type de la variation d'amplitude résultant de la présence des ondes réfléchies. La fonction $I_0(x)$ est la fonction de Bessel modifiée du 1^{er} type, d'ordre 0 :

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \cos(-x \sin \tau) d\tau \quad (2.14)$$

Dans notre étude, la distribution de Rice va nous servir à représenter la puissance reçue pour une distance émetteur – récepteur donnée.

En se basant sur la modélisation habituelle de l'atténuation du canal, nous écrivons :

$$P_r = P_0 \cdot A_0 \cdot d^{-\gamma} \cdot \chi_i(d) \quad (2.15)$$

P_r et P_0 sont les puissances reçue et émise. A_0 est une atténuation moyenne à une distance de 1m qui tient compte en particulier des gains d'antennes ; d est la distance entre l'émetteur et le récepteur ; γ est le coefficient d'atténuation. χ_i est une variable aléatoire modélisant les fluctuations autour de la valeur moyen reçue à la distance d . χ_i sera bien représentée par une loi de Rice dont le paramètre varie avec d . Dans un premier temps nous effectuons une régression linéaire sur l'expression en dB de l'atténuation pour estimer A_0 et γ (figure 2.3.2).

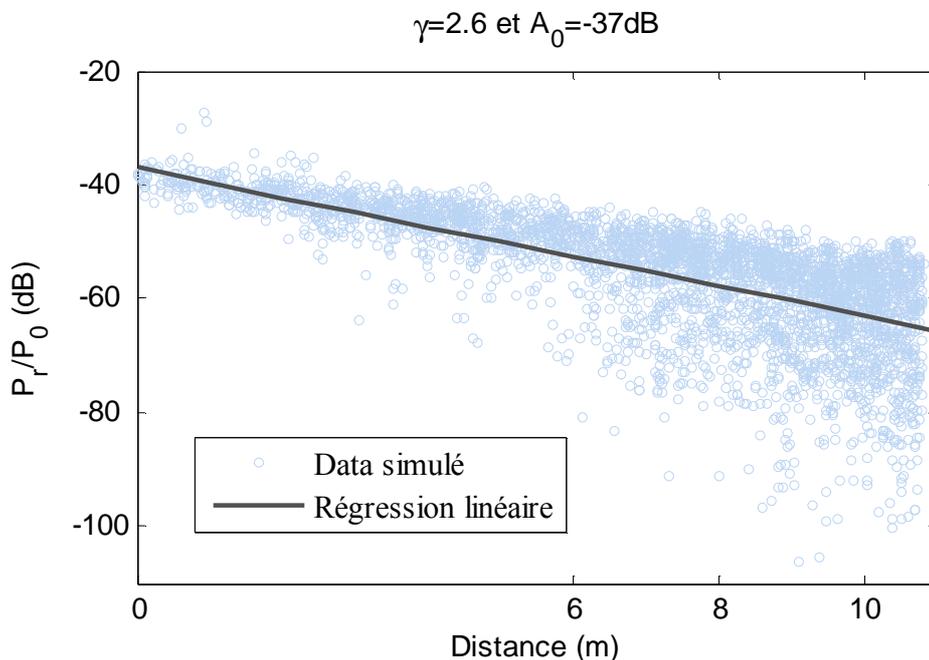


Figure 2.3.2 Scénario de la transmission à 2 sauts dans un canal de Rice-fading

Nous pouvons alors déterminer les χ_i sur l'ensemble de nos mesures. Nous vérifions sur la figure 2.3.3 que la loi de Rice est un choix acceptable pour représenter χ_i mais une étude plus approfondie des distributions serait sans doute nécessaire si l'objectif était une modélisation précise du canal. La variance est un paramètre important pour caractériser le canal de Rice. La figure 2.3.4 présente une évolution de la distribution de la variable aléatoire χ_i pour certaines distances émetteur-récepteur.

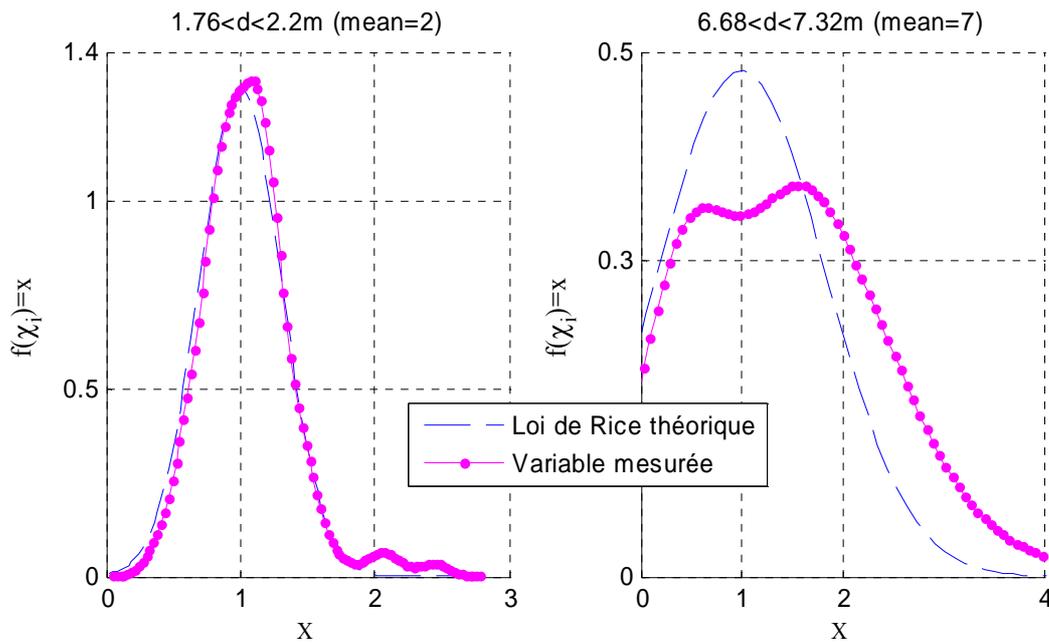


Figure 2.3.3 Densités de probabilité des χ_i mesurées et à partir du modèle pour deux distances différentes.

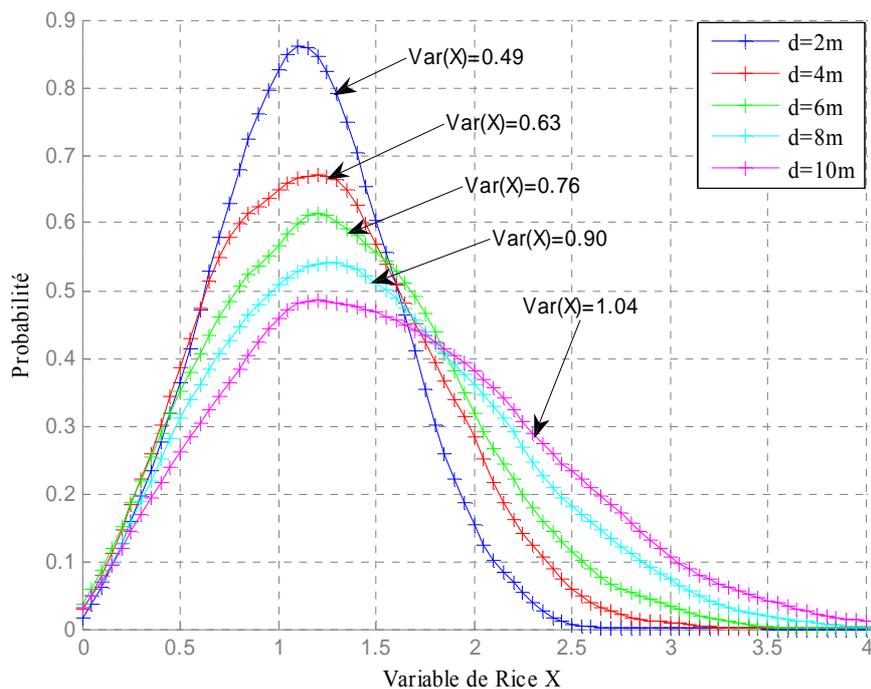


Figure 2.3.4 Evolution de la variable de Rice en fonction de la distance

En regroupant les échantillons en fonction de la distance nous étudions plus précisément l'évolution de la variance de la partie réelle et de la partie imaginaire des χ_i , représentés par des variables aléatoires gaussiennes complexes de moyenne 1. Nous utilisons alors une ré-

gression linéaire pour déterminer σ (l'écart type des χ_i , w partie réelle et imaginaire – figure 2.3.5) et utilisons la droite obtenue dans les simulations des liens avec ou sans relais. La régression linéaire proposée représente bien l'évolution de l'écart type de χ_i et donne la relation : $\sigma = 0.07d + 0.335$.

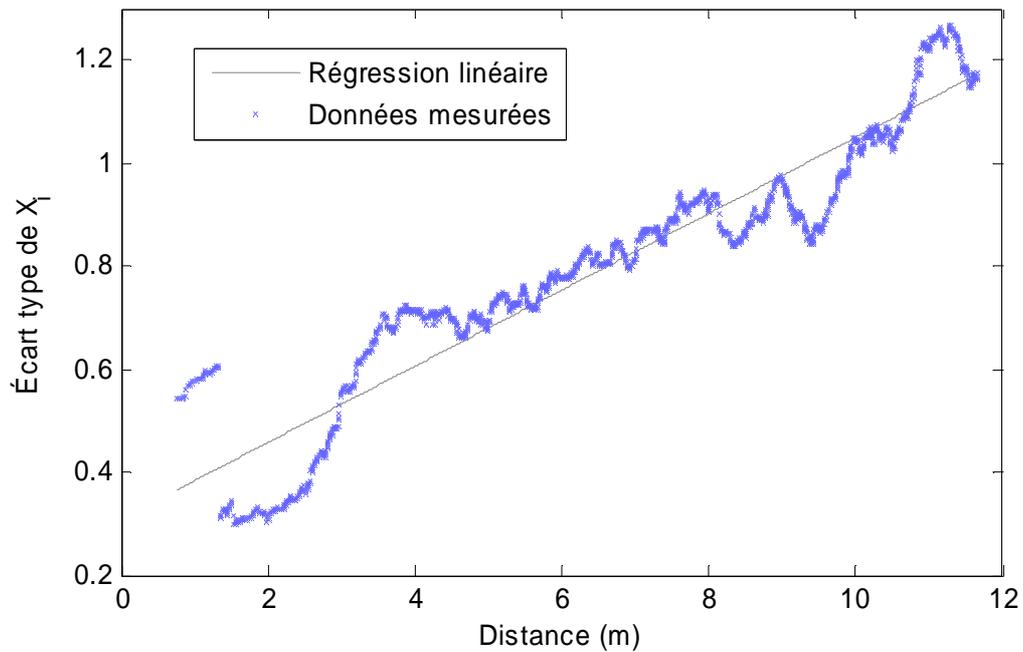


Figure 2.3.5 Evolution de l'écart type de χ_i en fonction de la distance

Sachant la relation entre σ et la distance, la modélisation du canal devient plus précise pour étudier le gain d'énergie par une transmission multi-sauts.

Références

- [1] J. C. MAXWELL, « On Faraday's lines of forces », in Cambridge Philosophical Society Conference, Cambridge, United Kingdom, décembre 1855.
- [2] H. SCHRANK, « A centennial of electromagnetics », IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, vol. 28, n° 6, pages 35–38, décembre 1986.
- [3] R. AIELLO, J. ELLIS, U. KAREEV, et al., « Understanding UWB - Principles and implications for low-power communications », Document technique IEEE P802.15-03/157, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, mars 2003.
- [4] RAPPAPORT T., *Wireless Communications Principles and Practice, 2nd Edition*, Prentice Hall, 2002.
- [5] Haykin, S.; Moher, M.; *Modern Wireless Communications* ISBN 0-13-124697-6, Prentice Hall 2005.
- [6] Bertoni, H.; *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*, Prentice Hall, 2000.
- [7] D. Dardari and V. Tralli, “High-speed indoor wireless communications at 60 GHz with coded ofdm,” IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 11, pp. 1709–1721, Nov. 1999.
- [8] S. Collonge, G. Zaharia, and G. E. Zein, “Wideband and dynamic characterization of the 60 GHz indoor radio propagation - future home WLAN architectures,” Annales des Télécommunications, vol. 58, no. 3-4, Apr. 2003.
- [9] M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, and N. Rolland, “Path loss model of the 60 GHz radio channel,” Microwave and optical technology letters, vol. 34, no. 3, pp. 158–162, Aug. 2002.
- [10] V. Guillet, “Narrowband and wideband characteristics of 60 GHz radio propagation in residential environment,” Electronics letters, vol. 37, no. 21, pp. 1310–1311, Oct. 2001.
- [11] D. Matic, H. Harada, and R. Prasad, “Indoor and outdoor frequency measurements for mm-waves in the range of 60 GHz,” in 48th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 1998, vol. 1, May 1998, pp. 567–571.
- [12] P. Smulders and J. Fernandes, “Wide-band simulations and measurements of MMwave indoor radio channels,” in 5th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1994, vol. 2, Sept. 1994, pp. 501–504.
- [13] P. Smulders and L. Correia, “Characterisation of propagation in 60GHz radio channels,” Electronic and communication engineering journal, vol. 9, no. 2, pp. 73–80, Apr. 1997.
- [14] M. Yoshikawa, A. Akeyama, T. Suzuki, Y. Amano, Y. Shoji, K. Hamaguchi, and H. Ogawa, “Development of millimeter-wave video transmission system – propagation characteristics in 60GHz,” in proceedings of APMC2001, Taipei, Taiwan, 2001.

- [15] H. Xu, V. Hukshya, and T. Rappaport, "Spatial and temporal characteristics of 60 GHz indoor channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 620–630, Apr. 2002.
- [16] R. Davies, M. Bensebti, M. Beach, and J. McGeehan, "Wireless propagation measurements in indoor multipath environments at 1.7GHz and 60GHz for small cell systems," in *41st IEEE Vehicular Technology Conf., VTC 1991*, May 1991, pp. 589–593.
- [17] C. Anderson, T. Rappaport, K. Bae, A. Verstak, N. Ramakrishnan, W. Tranter, C. Shaffer, and L. Watson, "In-building wideband multipath characteristics at 2.5 and 60 GHz," in *56th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2002*, vol. 1, Sept. 2002, pp. 97–101.
- 139
140 BIBLIOGRAPHIE
- [18] P. Nobles and F. Halsall, "Indoor propagation at 17GHz and 60GHz – measurements and modelling," in *IEE National conference on antennas and propagation*, Mar. 1999, pp. 93–96.
- [19] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2000.
- [20] H. Radi, M. Fiacco, M. Parks, and S. Saunders, "Simultaneous indoor propagation measurements at 17 and 60 GHz for wireless local area networks," in *48th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 1998*, vol. 1, May 1998, pp. 510–514.
- [21] P. Smulders, M. Herben, and J. George, "Application of five sector beam antenna for 60 GHz indoor wireless communications," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 18, Aug. 2002.
- [22] R. J. C. Bultitude, R. F. Hahn, and R. J. Davies, "Propagation considerations for the design of an indoor broad-band communications system at EHF," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 1, pp. 235–245, Feb. 1998.
- [23] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Effects of human shadowing, traffic and antenna movements on 62.4GHz indoor RLAN's channel," in *53rd IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 2001*, vol. 1, May 2001, pp. 444–448.
- [24] H. Droste and G. Kadel, "Measurement and analysis of wide band indoor propagation characteristics at 17 GHz and 60 GHz," in *9th Int. Conf. on Antennas and Propagation, ICAP95*, vol. 2, Apr. 1995, pp. 288–291.
- [25] I. Siaud, R. L. Gouable, and M. H elard, "On multicarrier transmission techniques over recorded indoor propagation channel models for future broadband RLANs at 60 GHz," in *12th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2001*, vol. 2, Sept. 2001, pp. 53–58.
- [26] A. Siamarou and M. Al-Nuaimi, "Multipath delay spread and signal level measurements for indoor wireless radio channels at 62.4GHz," in *53rd IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 2001*, vol. 1, May 2001, pp. 454–458.
- [27] D. Dardari, L. Minelli, V. Tralli, and O. Andrisano, "Wideband indoor communication channels at 60 GHz," in *7th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1996*, vol. 3, Oct. 1996, pp. 791–794.

- [28] T. Manabe, Y. Miura, and T. Ihara, "Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 441–448, Apr. 1996.
- [29] ———, "Effects of antenna directivity on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz," in *6th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1995*, vol. 3, Sept. 1995, p. 1035.
- [30] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Coherence bandwidth characterisation and estimation for rician multipath wireless channels using measurements at 62.4GHz," *IEE proc.-Microw. Antennas Propagation*, vol. 149, no. 3, pp. 181–187, June 2002.
- [31] P. Smulders, J. Fernandes, and A. Wagemans, "Frequency domain measurements of millimeter wave indoor radio channels," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 6, pp. 1017–1022, Dec. 1995.
- [32] J. Park, Y. Kim, Y. Hur, K. Kim, and K. Kim, "Analysis of 60 GHz band indoor wireless channels with channel configurations," in *9th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1998*, vol. 2, Sept. 1998, pp. 617–620.
- [33] A. Plattner, N. Prediger, and W. Herzig, "Indoor and outdoor propagation measurements at 5 and 60 GHz for radio lan application," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, June 1993, pp. 853–856.
- [34] A. Siamarou and M. Al-Nuaimi, "Wideband propagation measurements for future millimetre 60GHz wireless LANs," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 16, pp. 918–920, Aug. 2002.
- [35] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Coherence bandwidth and K-factor measurements for indoor wireless radio channels at 62.4GHz," in *11th Int. Conf. on Antennas and Propagation, ICAP01*, Apr. 2001, pp. 275–278.
- [36] Azzaoui, N., et Clavier, L., Statistical channel model based on α -stable random processes and application to the 60 GHz Ultra Wide Band channel. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 58, No. 5, May 2010.
- [37] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick, "The COST259 directional channel modelVI. Overview and methodology", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 3421–3433, 2006.
- [38] N. Czink, P. Cera, J. Salo, E. Bonek, J.-P. Nuutinen, and J. Ylitalo, "Improving clustering performance by using the multi-path component distance", *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 44–45, 2006.
- [39] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. SAC-5, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [40] A. F. Molisch et al., "IEEE 802.15.4a channel modelVFinal report, Tech. Rep. Doc". *IEEE 802.15-04-0662-02-004a*, 2005.

- [41] C. C. Chong and S. K. Yong, "A generic statistical-based uwb channel model for high-rise apartments", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 2389–2399, 2005.
- [42] A. Hugine, H. I. Volos, J. Gaeddert, and R. M. Buehrer, "Measurement and characterization of the near-ground indoor ultra wideband channel", in *Proc. Wireless Commun. Netw. Conf.*, 2006.
- [43] M. diRenzo, F. Graziosi, R. Minutolo, M. Montanari, and F. Santucci, "The ultra-wide bandwidth outdoor channel: From measurement campaign to statistical modelling", *Mobile Netw. Applicat.*, vol. 11, pp. 452–467, 2006.
- [44] C. W. Kim, X. Sun, L. C. Chiam, B. Kannan, F. P. S. Chin, and H. K. Garg, "Characterization of ultra-wideband channels for outdoor office environment", in *Wireless Commun. Netw. Conf.*, 2005, pp. 950–955.
- [45] B. Kannan et al., "UWB channel characterization in outdoor environments," *Tech. Rep. Doc. IEEE 802.15-04-0440-00-004a*, 2004.
- [46] B. Kannan et al., "UWB channel characterization in office environments," *Tech. Rep. Doc. IEEE 802.15-04-0439-00-004a*, 2004.
- [47] C. C. Chong, Y. Kim, and S. S. Lee, "A modified S-V clustering channel model for the UWB indoor residential environment," in *Proc. IEEE VTC Spring 05*, 2005.
- [48] R. J.-M. Cramer, R. A. Scholtz, and M. Z. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, pp. 561–570, May 2002.
- [49] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. C. Chong, D. Cassioli, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, K. Siwiak, and M. Z. Win, "A comprehensive model for ultrawide-band propagation channels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 3151–3166, 2006.
- [50] D. Cassioli, A. Durantini, and W. Ciccognani, "The role of path loss on the selection of the operating bands of UWB systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004.
- [51] A. Molisch, "Ultra-wide-band propagation channels," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 353–371, Feb. 2009.
- [52] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple access communications", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 679–691, 2000.
- [53] D. Cassioli, M. Z. Win, F. Vatalaro, and A. F. Molisch, "Performance of low-complexity Rake reception in a realistic UWB channel", in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. ICC'02*, New York, USA, 2002, pp. 763–767.

[54] Jiejia Chen, A. Massouri, L. Clavier, C. Loyez, C. Lethien, N. Rolland and P.-A. Rolland, "Relay Characteristic Impact on Energy Consumption for Heterogeneous Networks in a LOS Channel" IEEE European Wireless Technology Conference (EuWiT), Rome, 2009.

[55] Eltoft, T, "The Rician inverse Gaussian distribution: a new model for non-Rayleigh signal amplitude statistics", Image Processing, IEEE Transactions on, Volume 14, Issue 11, Nov. 2005 Page(s):1722 - 1735

[56] C. Lemoine, P. Besnier, M. Drissi, Investigation of reverberation chamber measurements through high power goodness of fit tests, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 49, no. 4, Nov. 2007, pp.745-755.

Partie II

Réseaux multi-sauts hétérogènes

Chapitre 3 : Consommation d'énergie

3 Optimisation de la consommation d'énergie

3.1 Optimisation de la consommation d'énergie en tenant compte des paramètres matériels du relais

Les réseaux de capteurs sans fil où opèrent des nœuds autonomes sont considérés. Afin de garantir une durée de vie suffisante au réseau, il est nécessaire de minimiser la consommation d'énergie des nœuds. Nous considérons ici des relais non-générateurs ainsi que des transmissions multi-sauts. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'impact des caractéristiques matérielles sur la consommation pour une transmission simple ou pour une transmission multi-sauts. Notre contribution majeure est de montrer que le rendement ou le facteur de bruit des nœuds dans un système hétérogène est un paramètre important pour la sélection d'un nœud et des calculs des gains du relais optimaux. Ainsi, nous montrons que les caractéristiques du relais influent sur, par exemple, sa position optimale.

3.1.1 Introduction

Les réseaux radio multi-sauts peuvent se définir comme des réseaux auto-organisés, sans architecture, dans lesquels chaque terminal (ou nœud) est capable de router les données. Une communication entre deux nœuds peut donc s'appuyer sur les nœuds intermédiaires. Les réseaux de capteurs constituent un cas particulier de ces réseaux multi-sauts et prennent une place de plus en plus importante. Un réseau de capteurs est un ensemble coopérant de nœuds utilisant des communications sans fil dans le cadre d'un réseau *ad hoc*. Le déploiement des nœuds peut être contrôlé ou non. Nous nous intéressons plus particulièrement à des déploiements relativement denses. Chaque nœud comporte un capteur permettant d'observer un phénomène se produisant à proximité. Dès lors qu'un nœud détecte un phénomène d'intérêt, il produit une donnée qui doit être envoyée par l'intermédiaire de sauts successifs (acheminement multi-sauts) entre nœuds voisins vers un nœud collecteur.

Les objets mobiles utilisent généralement une batterie et sont difficilement rechargeable. Il est par conséquent nécessaire que la diffusion soit la plus économe possible d'un point de

vue énergétique. Cela est généralement obtenu en réduisant la quantité de relais nécessaires, ou en limitant la puissance d'émission à chaque relais. Dans ce contexte, les études sur l'optimisation de la consommation d'énergie deviennent significatives.

Nous trouvons dans la littérature de nombreux travaux sur la consommation dans les réseaux de capteurs et les transmissions multi-sauts. Cui *et al.* [1] présentent les principales causes de dissipation d'énergie pour une transmission multi-sauts. La consommation totale nécessaire pour transmettre un nombre de bits donné inclut l'énergie de transmission et la consommation des composants dans le circuit.

Dans [2], Goldsmith et Wicker montrent que le matériel, la couche MAC et toutes les couches supérieures doivent être conçues conjointement afin de minimiser la consommation totale d'énergie. En ce qui concerne l'énergie de transmission, la plupart des recherches pionnières dans ce domaine sont ciblées sur les schémas de transmission pour réduire la consommation d'énergie par bit. Dans [3], El Gamal propose un algorithme d'ordonnancement optimal pour minimiser la dissipation d'énergie en optimisant le temps de transmission des paquets mémorisés. D'après [4], certaines idées intéressantes destinées à choisir un schéma de modulation et les protocoles d'accès multiples sont proposées quand la consommation d'énergie de transmission ainsi que l'énergie dissipée dans les circuits sont considérées. Cependant, les recherches sur l'impact des paramètres matériels de l'émetteur, du relais ou du récepteur sont insuffisantes. Nous nous intéressons à la possibilité d'optimiser la consommation d'énergie en tenant compte du rendement de l'émetteur et des relais, le gain du relais, le niveau de bruit et la position des relais.

Au niveau du canal, nous ne considérons d'abord que l'atténuation due à la distance, sans tenir en compte de l'impact Rice ou Rayleigh des multi-trajets. L'impact des multi-trajets sur la transmission sera étudié dans le chapitre suivant.

3.1.2 Modèle de la transmission en multi-sauts et scénarios envisagés

La figure 3.1.2 illustre une communication par lien direct et la même communication utilisant plusieurs relais.

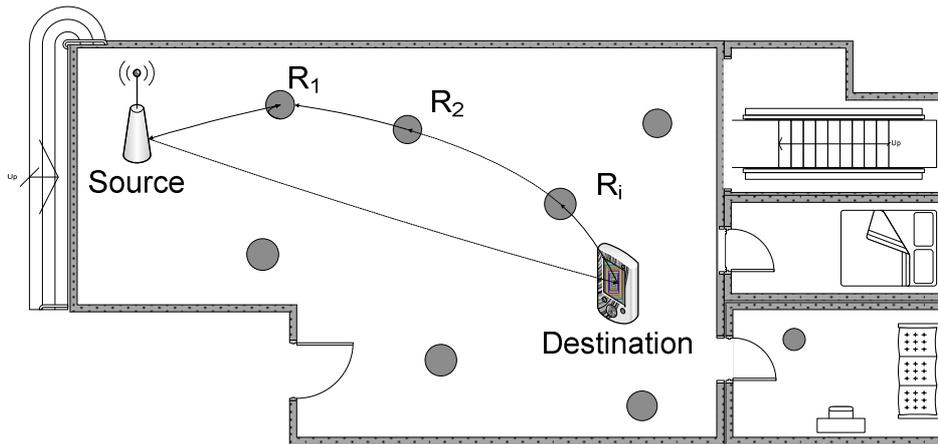


Fig. 3.1.2 Lien direct et transmission multi-sauts

Le rapport signal sur bruit (SNR) à l'entrée du récepteur est une fonction de P_0 , $\{d_i\}_{i=0,\dots,N}$, $\{G_i\}_{i=1,\dots,N}$, $\{B_i\}_{i=1,\dots,N}$, B_d respectivement la puissance d'émission, la distance entre le $i^{\text{ème}}$ et $(i+1)^{\text{ème}}$ terminal, le gain du $i^{\text{ème}}$ relais, le bruit au $i^{\text{ème}}$ relais et le bruit à la destination. L'indice $i=0$ correspond à la source et l'indice $i=N+1$ correspond au récepteur. Ainsi, la puissance d'émission peut s'écrire comme suit [5] :

$$P_e = f(\text{SNR}, \{G_i\}_{1 \leq i \leq N}, \{d_i\}_{0 \leq i \leq N}, \{B_i\}_{1 \leq i \leq N}, B_d) \quad (3.1)$$

Pour la partie simulation et résultat, nous considérerons des transmissions en deux ou trois sauts et le cas « Total CSI ». Pour fixer la position du relais, nous le plaçons dans un rectangle situé entre l'émetteur et le récepteur (figure 3.1.2 (b)).

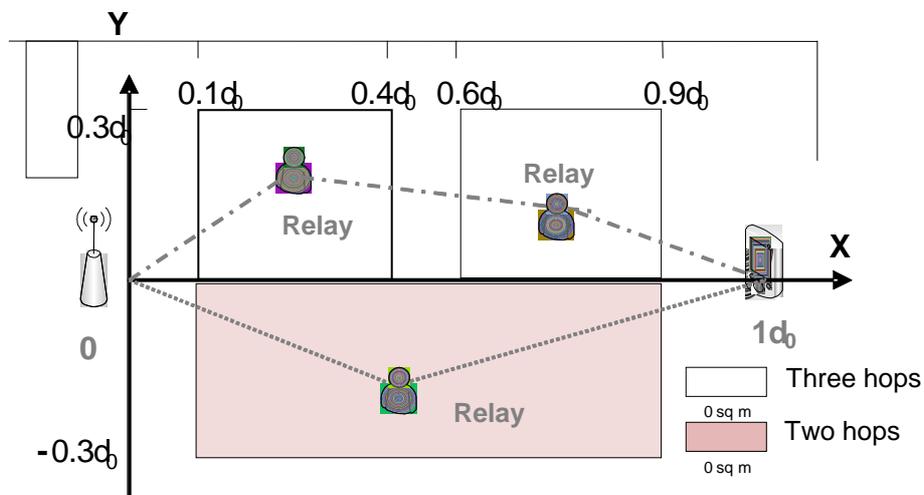


Fig 3.1.2.(b) scénario à deux sauts et trois sauts

Nous fixons la distance séparant la source de la destination comme étant égale à $d=d_0$ m (0 à la source et d_0 à la destination, les deux sont sur l'abscisse X). Les coordonnées du relais sont choisies aléatoirement. Dans le cas à deux sauts, l'abscisse X suit une distribution uniforme entre $0.1d_0$ et $0.9d_0$ et l'ordonnée Y entre $-0.3d_0$ et $0.3d_0$. Dans le cas à trois sauts, le premier relais a une abscisse comprise entre $0.1d_0$ et $0.4d_0$ et le second une abscisse comprise entre $0.6d_0$ et $0.9d_0$ alors que les ordonnées restent dans une zone identique au cas à deux sauts. Les autres paramètres sont les suivants : $G_e=G_d=10\text{dB}$, $P_{\text{circuit}}=-60\text{dBm}$ et débit = 50 Mbps. Le niveau de bruit au nœud i est $B_iF_i kTB$, d'où B est la bande passante, et F_i est le facteur de bruit.

Les valeurs des gains des relais sont calculées pour minimiser l'énergie dissipée tout en assurant un rapport signal à bruit cible au récepteur. Le calcul est développé dans la partie suivante.

Dans nos études, trois couches physiques seront étudiées : la QPSK, la MQAM et le TH-PPM-UWB afin d'évaluer leurs performances et de comparer la consommation d'énergie du système dans le cas lien direct et avec relais. Il est à noter cependant que nos études théoriques ne supposent aucune de ces modulations et que seuls les paramètres utilisés les différencient. Les interférences entre symboles introduites par les multi-trajets ne sont pas non plus explicitement prises en compte. Si cela peut paraître réducteur, la présence d'un trajet direct et les courtes distances de transmission réduisent l'impact des trajets réfléchis qui peut alors être modélisé par un bruit additif. Dans le cas de l'UWB, comme les débits envisagés sont relativement faibles, nous pouvons supposer que les temps d'arrivée des trajets réfléchis sont inférieurs au temps moyen de répétition des impulsions et donc que l'interférence entre symbole est faible. Ceci est d'autant plus vrai que les milieux envisagés sont confinés. Il est sûr que des applications dans des usines avec de grands espaces et des objets métalliques fortement réfléchissants nécessiteraient de revoir cette hypothèse.

3.1.3 La transmission multi-sauts

La consommation totale d'énergie nécessaire pour transmettre un nombre de bits donné inclut l'énergie de transmission et la consommation d'énergie des composants dans le circuit.

Ainsi, la consommation de puissance P_{cT} pour le système de transmission est définie ci-dessous [5]:

$$\begin{aligned}
 P_{cT} = P_c + P_{circuit} &= \sum_{i=0}^N \frac{P_{ei}}{\eta_i} + P_{circuit} \\
 &= \frac{P_0}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{(P_i + B_i) \cdot G_i}{\eta_i} + P_{circuit} \\
 &= P_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \right) \right] + \sum_{i=1}^N \frac{B_i}{\eta_i} \cdot G_i + P_{circuit} \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

Rappelons que $P_i = P_0 \cdot G_1 \cdot d_1^{-\gamma}$, le résultat dans (3.2) est obtenu en calculant successivement P_0, P_1, \dots, P_i .

La définition des paramètres du système est expliquée dans 3.1.2, P_{ei} représente la puissance d'émission à la sortie de $i^{\text{ème}}$ terminal (P_0 est la puissance d'émission de la source). P_i et B_i sont respectivement la puissance du signal et la puissance du bruit à l'entrée du $i^{\text{ème}}$ terminal. P_c représente la puissance consommée pour la transmission des signaux. η_i représente le rendement de $i^{\text{ème}}$ relais (η_0 est le rendement de l'émetteur), $P_{circuit}$ la consommation d'énergie dissipée dans les circuits des différents nœuds (par exemple, le convertisseur numérique analogique, l'oscillateur local et le microprocesseur).

A partir des équations (3.1) et (3.2), la consommation de puissance P_{cT} s'écrit comme suit :

$$P_{cT} = P_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \right) \right] + \sum_{i=1}^N \left[\frac{1}{\eta_i} \cdot \sum_{j=1}^{i-1} \left(\prod_{k=j}^{i-1} B_k G_k d_k^{-\gamma} \right) \right] + P_{circuit} \quad (3.3)$$

La puissance du bruit à l'entrée du récepteur B_{rT} peut s'écrire:

$$B_{rT} = B_{N+1} + \sum_{k=1}^N B_k \cdot A^{N+1-k} \cdot \left(\prod_{i=k}^N G_i \right) \cdot \left(\prod_{i=k}^N d_i^{-\gamma} \right) \quad (3.4)$$

Le rapport signal sur bruit (SNR) cible, en se basant sur les équations (3.2) à (3.4), est donné ci-dessous :

$$SNR_{target} = \frac{P_{rT}}{B_{rT}} = \frac{P_0 \cdot A^{N+1} \cdot \left(\prod_{i=1}^N G_i \right) \cdot \left(\prod_{i=0}^N d_i^{-\gamma} \right)}{B_{N+1} + \sum_{k=1}^N B_k \cdot A^{N+1-k} \cdot \left(\prod_{i=k}^N G_i \right) \cdot \left(\prod_{i=k}^N d_i^{-\gamma} \right)} \quad (3.5)$$

Où B_{N+1} et P_{rT} représentent le bruit du $i^{\text{ème}}$ relais et la puissance du signal à l'entrée du récepteur. En utilisant (3.5), P_0 est égale à :

$$P_0 = SNR \cdot \left\{ \frac{B_{N+1}}{A^{N+1}} \left(\prod_{i=1}^N G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^N d_i^{\gamma} \right) + \sum_{k=1}^N \frac{B_k}{A^k} \cdot \left(\prod_{i=1}^{k-1} G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^{k-1} d_i^{\gamma} \right) \right\} \quad (3.6)$$

En remplaçant P_0 obtenu en (3.6) dans (3.3), nous pouvons donner l'expression de la puissance consommée peut s'exprimer de la façon suivante :

$$P_c = SNR \cdot \left\{ \left[\frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \right) \right] + \sum_{i=1}^N \left[\frac{1}{\eta_i} \cdot \sum_{j=1}^{i-1} \left(\prod_{k=j}^{i-1} B_k G_k d_k^{-\gamma} \right) \right] \right\} \cdot \left\{ \frac{B_{N+1}}{A^{N+1}} \left(\prod_{i=1}^N G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^N d_i^{\gamma} \right) + \sum_{k=1}^N \frac{B_k}{A^k} \cdot \left(\prod_{i=1}^{k-1} G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^{k-1} d_i^{\gamma} \right) \right\} \quad (3.7)$$

En utilisant (3.7), les gains du relais G_i avec $i = 1, \dots, N$ sont optimisés pour un SNR cible afin de minimiser la consommation de puissance. Nous n'avons pas développé l'étude de l'optimisation pour obtenir les gains. L'objectif du travail était de voir l'influence du rendement et du facteur de bruit sur les gains possibles en consommation, mais pas la recherche d'algorithme permettant de choisir les valeurs des gains. Nous nous sommes alors consacrés essentiellement aux cas à deux et trois sauts pour lesquels l'optimisation est plus simple.

3.1.4 La transmission multi-sauts au cas de SNR fort

Si nous considérons une transmission au cas de SNR fort, la puissance de bruit à l'entrée du relais peut être négligée et l'expression (3.2) devient :

$$P_{cT} = P_c + P_{circuit} = P_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \right) \right] + P_{circuit} \quad (3.10)$$

3.1.5 La transmission à deux sauts

Dans cette partie, nous analysons la consommation d'énergie en tenant compte d'une structure de deux sauts où seule l'atténuation en fonction de la distance est considérée. Nous considérons ici un canal de propagation en espace libre ($\gamma=2$). L'impact des multi-trajets et du canal de Rice sera vu dans le chapitre suivant.

En raison de l'addition du bruit B_1 en provenance du relais, la puissance du bruit à l'entrée du récepteur B_T s'exprime comme :

$$B_T = B_2 + B_1 \cdot G_1 \cdot A_2 \cdot d_1^{-2} \quad (3.11)$$

Où G_1 , A_1 , d_0 , A_2 et d_1 représentent respectivement le gain du relais, l'atténuation entre l'émetteur et le relais, la distance séparant l'émetteur du relais, l'atténuation entre le relais et le récepteur et la distance séparant le relais du récepteur. A partir de (3.5) et (3.6), nous obtenons l'expression suivante pour la puissance d'émission est :

$$\begin{aligned} P_0 &= \left(B_2 + B_1 \cdot G_1 \cdot A_2 \cdot d_1^{-2} \right) \cdot \frac{S}{N} \cdot \frac{d_0^2 \cdot d_1^2}{G_1 A_1 A_2} \\ &= \frac{S}{N} \cdot \frac{d_0^2}{A_1} \left(\frac{d_1^2 \cdot B_2}{G_1 A_2} + B_1 \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

En utilisant (3.6) et (3.12), nous pouvons déterminer l'expression de la puissance consommée dans le cas de deux sauts :

$$P_c = P_0 \cdot \left(\frac{1}{\eta_0} + \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{A \cdot G_1}{d_0^2} \right) + \frac{1}{\eta_1} B_1 \cdot G_1 + P_{circuit} \quad (3.13)$$

A partir de (3.10), le gain du relais G_1 est optimisé afin de minimiser la consommation d'énergie tout en conservant un rapport signal sur bruit garantissant la qualité souhaitée de la

transmission. Pour trouver la valeur minimale de P_c , nous déterminons la valeur G_1 qui annule la dérivée de P_c . Cette valeur est calculée par l'équation suivante :

$$G_1 = \frac{d_0 \cdot d_1}{A} \cdot \sqrt{\frac{B_2 \cdot \eta_1}{B_1 \cdot \eta_0} \cdot \frac{SNR}{1 + SNR}} \quad (3.14)$$

Dans le cas d'un SNR élevé, G_1 devient :

$$G_1 \approx \frac{d_0 \cdot d_1}{A} \cdot \sqrt{\frac{B_2 \cdot \eta_1}{B_1 \cdot \eta_0}} \quad (3.15)$$

Ici, nous supposons que les antennes sont identiques pour tous les nœuds et que les statistiques de la propagation ne changent pas. Ainsi, $A_1 = A_2 = A$.

3.1.6 La transmission à trois sauts

Nous reprendrons l'équation (3.10) afin de récupérer l'expression de la puissance d'émission pour le cas de trois sauts P_{0-3h} montrée ci-dessous :

$$P_{0-3h} = \frac{S}{N} \cdot \frac{(d_0 d_1 d_2)^2}{A^3 G_1 G_2} \left[B_3 + B_2 G_2 A \cdot d_2^{-2} + B_1 G_1 G_2 A^2 (d_1 d_2)^{-2} \right] \quad (3.16)$$

En utilisant (3.6) et (3.16), nous pouvons résoudre l'expression de la puissance consommée dans le cas de trois sauts P_{c-3h} :

$$P_{c-3h} = P_{0-3h} \cdot \left(\frac{1}{\eta_0} + \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{A \cdot G_1}{d_0^2} + \frac{1}{\eta_2} \cdot \frac{A^2 G_1 G_2}{d_1^2 d_2^2} \right) + P_{circuit} \quad (3.17)$$

En suivant la même procédure que dans le cas de deux sauts, à partir de (3.15), les gains des relais G_1 et G_2 peuvent être déterminés afin de minimiser la consommation d'énergie pour un rapport signal sur bruit au récepteur donné.

Comme il est difficile de résoudre le système à deux équations, et deux inconnues obtenues en dérivant (3.17), nous utilisons l'algorithme «derivative-free method» [6] afin de calculer G_1 et G_2 . La figure 3.1.6 illustre la fonction à minimiser.

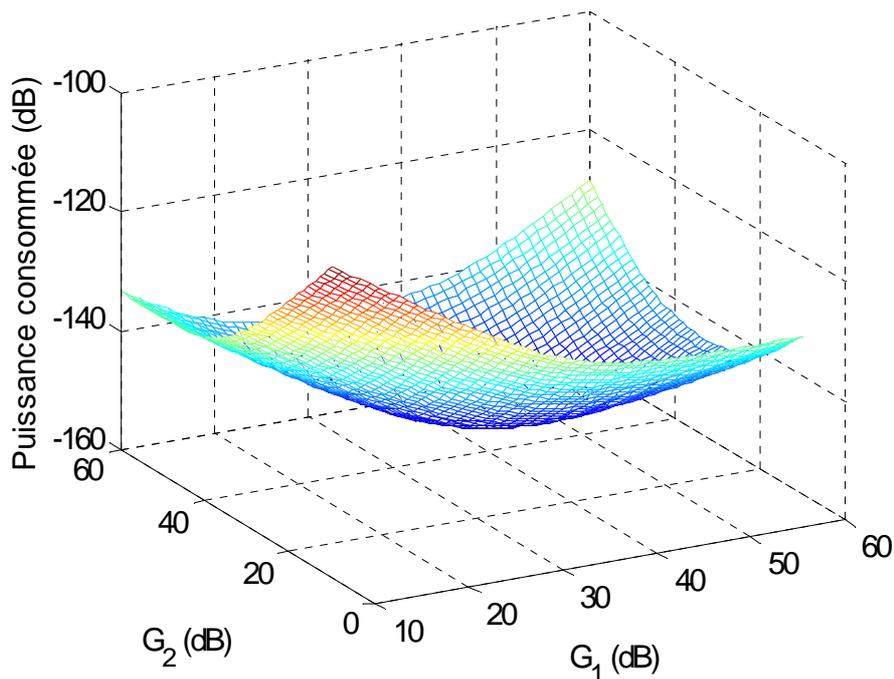


Fig 3.1.6 optimisation des gains pour le cas de trois sauts

3.2 Résultats des simulations et discussions

3.2.1 Cas exact

Nous montrons dans un premier temps une analyse exacte de la puissance consommée en fonction du SNR sur la figure 3.2 et la comparons à la courbe approximée obtenue en négligeant la puissance consommée du fait de l'amplification du bruit. Nous pouvons constater que la courbe approchée colle à la courbe exacte à partir d'un SNR aux environs de 8 dB. Cependant, cette approximation réduit l'intérêt des relais en dessous de cette valeur et peut même modifier les conclusions en dessous d'un SNR cible de 4 dB. A ces faibles valeurs l'utilisation du relais semble moins intéressante, du moins pour réduire la consommation. En considérant alors des cas où le SNR est fort, de l'ordre de 10 à 15 dB, nous utilisons dans la suite l'équation approchée (3.10) pour simplifier les calculs au cas de trois sauts.

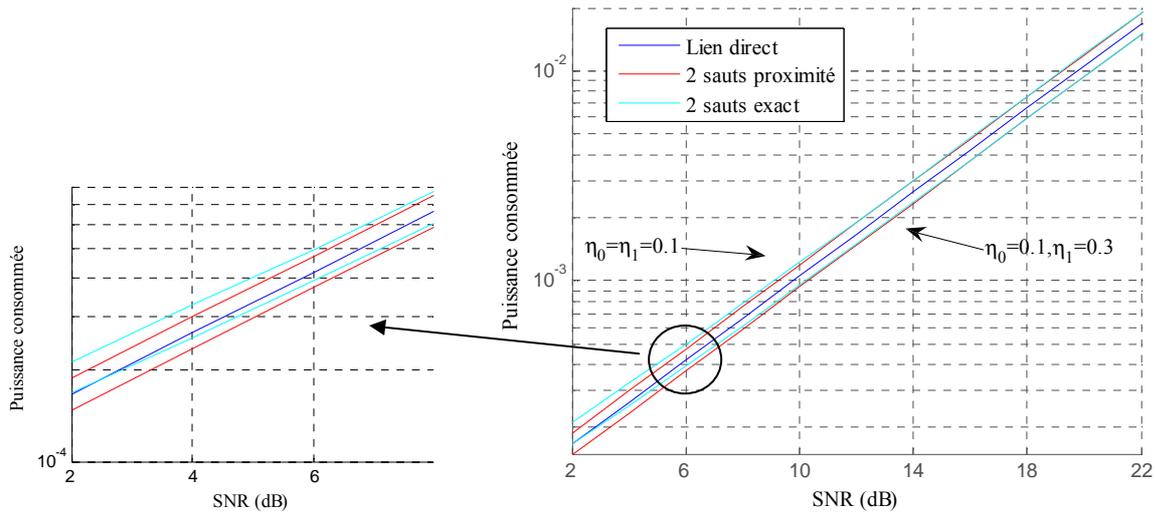


Fig 3.2 Puissance consommée en fonction du SNR en théorie exacte

3.2.2 Impact du coefficient d'atténuation sur la consommation d'énergie

Parmi les modèles à grande échelle présentés dans la partie précédente, nous nous concentrons sur le modèle de « Path Loss » sans prendre en compte l'effet de shadowing. Une étude de l'impact du coefficient d'atténuation est présentée dans la suite.

Le coefficient d'atténuation est un paramètre clé pour estimer la perte de la puissance en fonction de la distance. Des valeurs du coefficient d'atténuation de propagation de $\gamma = 2$ à partir de la formule de Friis (modèle en espace libre) ou $\gamma = 4$ basé sur le modèle à deux rayons peuvent classiquement être utilisées [7]. Toutefois, les résultats expérimentaux montrent que le coefficient d'atténuation de propagation peut varier de 2 à 6 suivant l'environnement, où se trouvent les nœuds du réseau [8].

En modifiant le coefficient d'atténuation, nous étudions d'abord la consommation d'énergie par bit en fonction de la distance entre la source et la destination quand s'ajoute seulement un bruit additif blanc Gaussien. Nous considérons dans ce cas un SNR cible élevé (10 dB). La figure 3.2.1 (a) montre que l'augmentation du coefficient d'atténuation non seulement entraîne la croissance de la puissance consommée, mais influence le choix entre le lien direct et le lien avec relais. La figure 3.2.1 (b) confirme l'évolution du rapport de la puissance consommée par le lien avec relais sur celle du lien direct en fonction du coefficient

d'atténuation. Le coefficient γ varie de 2 à 4. Nous constatons que la transmission à 2 sauts est favorisée pour les valeurs de γ plus élevées ($\gamma > 2.2$). En revanche, le lien direct est préféré lorsque γ est faible. Ce résultat obtenu est logique puisque quand l'absorption d'énergie par le milieu de propagation augmente, il devient intéressant d'employer les relais afin d'économiser l'énergie. Cependant, le lien direct est toujours avantageux dans un environnement idéal ($\gamma=2$) lorsque les caractéristiques du relais et de l'émetteur sont identiques.

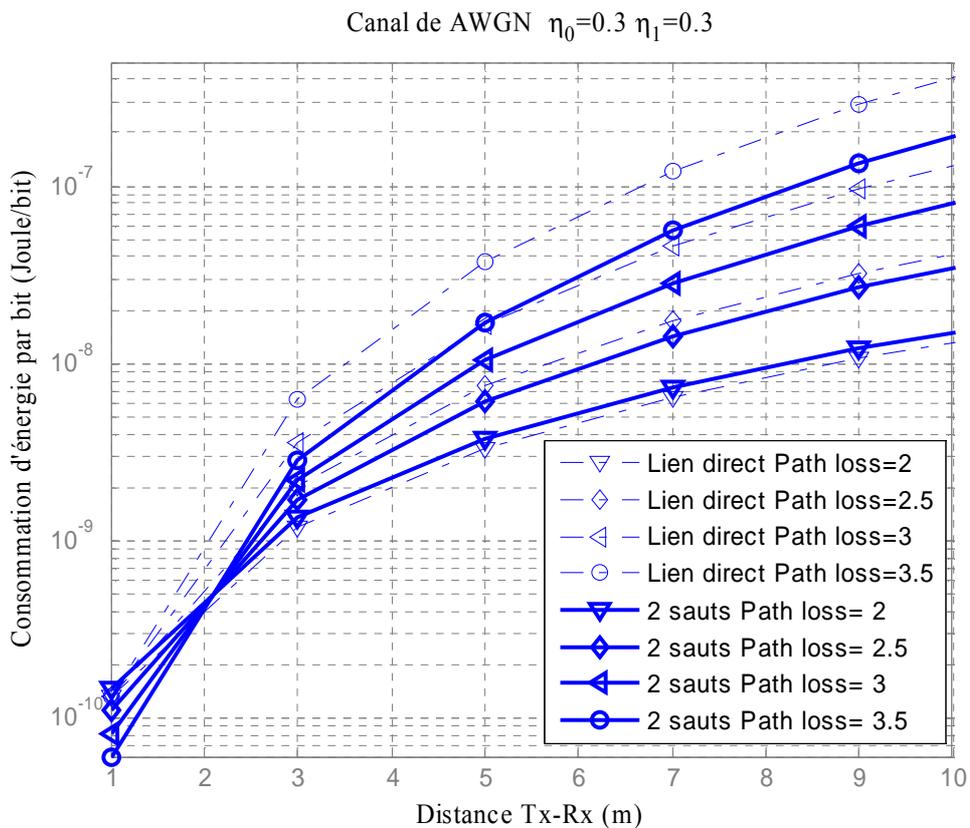


Fig 3.2.1 (a) consommation d'énergie en fonction de la distance

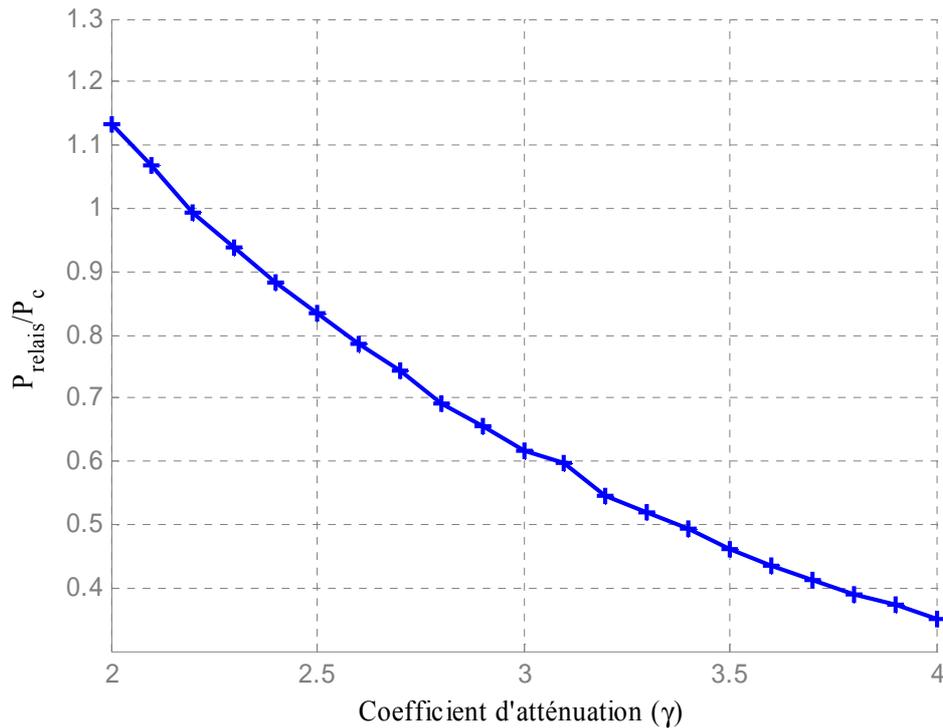


Fig 3.2.1 (b) Impact de coefficient d'atténuation sur la puissance consommée

La figure 3.2.2 montre la consommation pour un SNR cible de 10 dB. Nous constatons une croissance linéaire de la consommation avec le logarithme de la distance entre la source et la destination. Pour $\gamma = 2$, le lien direct est un meilleur choix lorsque les caractéristiques des nœuds sont identiques. Nous avons cependant également testé ce qui se passait lorsque le rendement du relais était meilleur que celui de la source. Dans le cas proposé, le lien direct et celui à deux sauts consomment presque autant d'énergie. Cette rapide étude montre que dans un réseau hétérogène, les performances de transmissions multi-sauts peuvent être influencées par les caractéristiques matérielles des nœuds. L'objectif des prochaines sections sera d'évaluer l'impact de ces caractéristiques.

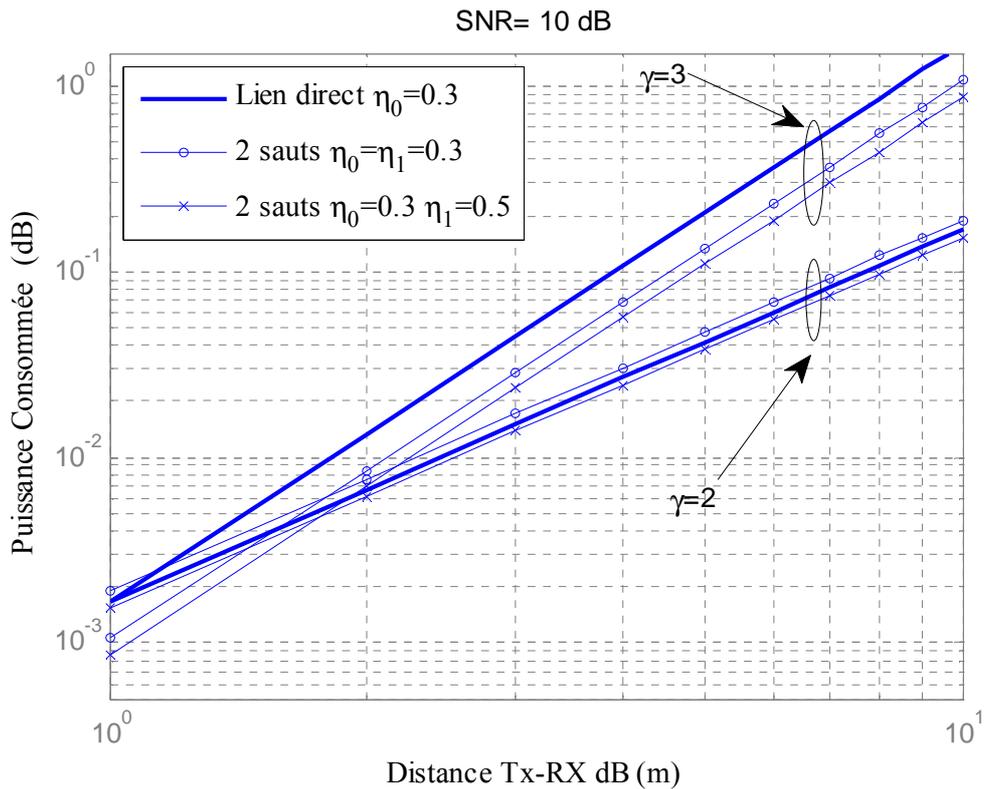


Figure 3.2.2 Puissance consommée par le lien direct et deux sauts pour un SNR cible de 10 dB. L'influence du rendement du relais sur la consommation est présentée pour deux valeurs du coefficient d'atténuation ($\gamma = 2$ et 3) dans le canal AWGN. La référence d'atténuation à 1m est identique pour chaque γ si bien qu'ils ne peuvent pas être directement comparés.

Des conclusions similaires sont obtenues dans le cas à 3 sauts (voir la figure 3.2.3 et la figure 3.2.4). Cependant pour un rendement du relais de 0,5, peu d'économie d'énergie est réalisée. Dans le cas où $\gamma=3$, la figure 3.2.4 atteste que l'utilisation de relais est plus intéressante. Bien sûr, si les positions des relais sont limitées à de plus petites zones, nous pourrions obtenir de meilleurs résultats, mais nous ne contrôlons pas cette situation en pratique. Ainsi, les relais sont intéressants lorsque le coefficient d'atténuation est grand et également lorsque le rendement du relais est supérieur à celui de la source.

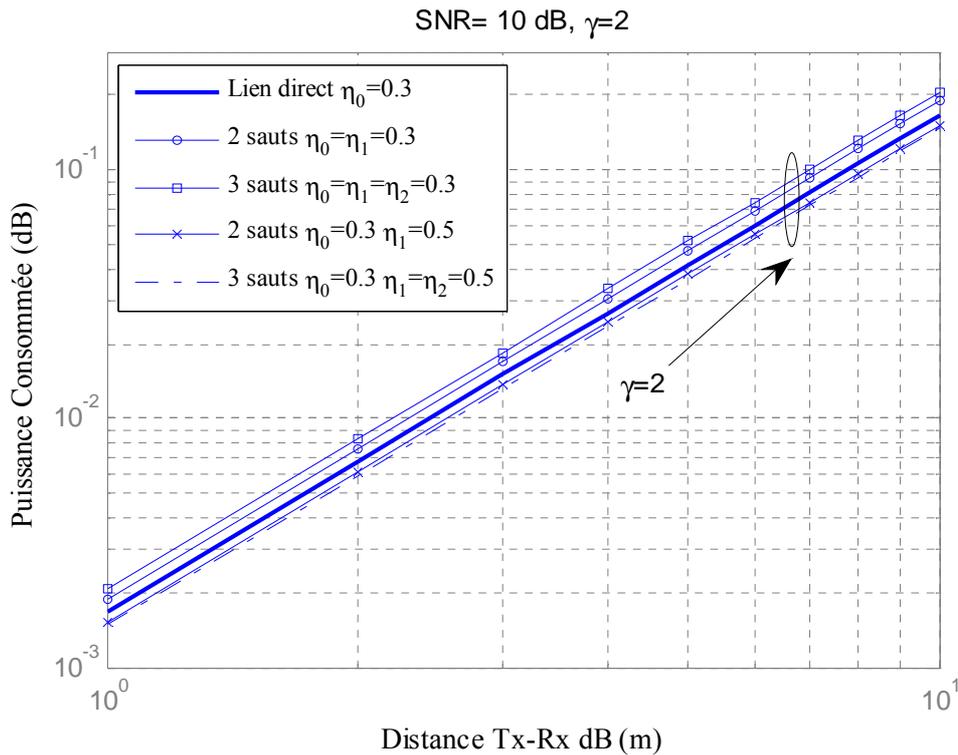


Figure 3.2.3 Puissance consommée par le lien direct, deux sauts et trois sauts pour un SNR cible de 10 dB. L'influence du rendement du relais sur la consommation est présentée pour deux valeurs du coefficient d'atténuation ($\gamma = 2$) dans le canal AWGN.

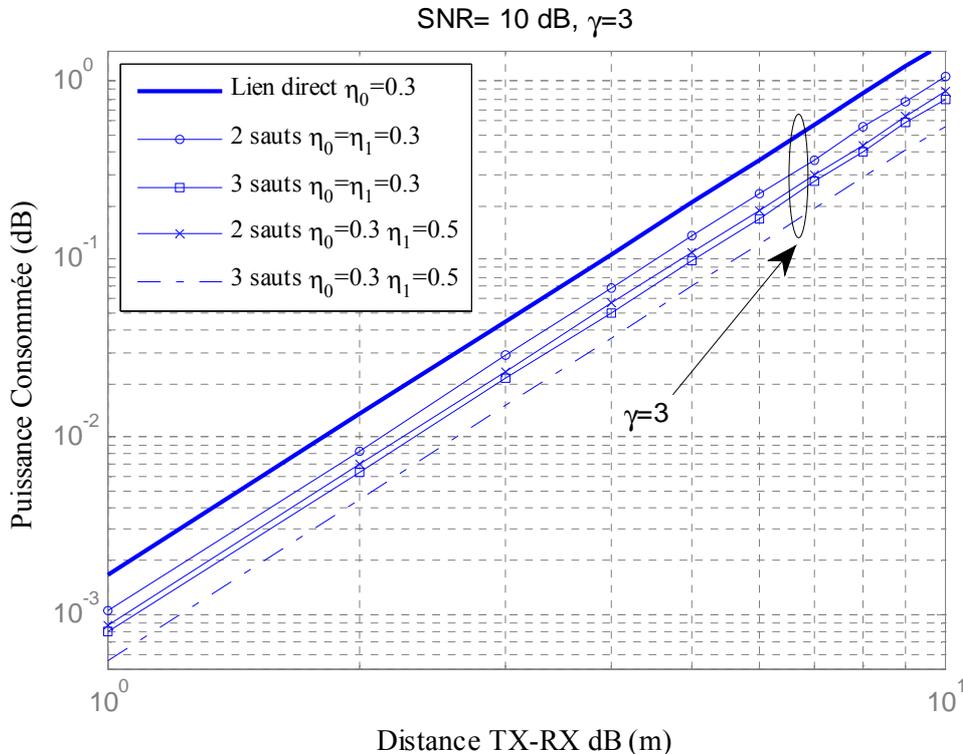


Figure 3.2.4 Puissance consommée par le lien direct, deux sauts et trois sauts pour SNR de 10 dB. L'influence du rendement du relais sur la consommation est présenté pour deux valeur du coefficient d'atténuation ($\gamma = 3$) dans le canal AWGN.

3.2.3 Analyse du taux d'erreur et de la puissance consommée

La figure 3.2.5 montre la performance du système en fonction de l'énergie consommée par bit (pour une distance de transmission de 1m). Une réduction de la consommation est réalisée pour les deux systèmes testés : la 16QAM et la QPSK, mais seulement si le rendement du relais η_1 est plus élevé que celui de source ($\eta_1 > \eta_0$). Sinon, le relais non-régénératif (AF) ne permet plus d'économiser de l'énergie. Nous observons également sans surprise que le système QPSK possède une meilleure efficacité énergétique pour assurer le SNR cible. Il faut noter cependant que si la tendance pour la QPSK à faible taux d'erreur est significative, les courbes obtenues le sont avec la formule approchée (3.15) et nécessiteraient d'être ajustées pour les TEB supérieurs à 10^{-3} . Pour la 16-QAM, l'approximation est acceptable.

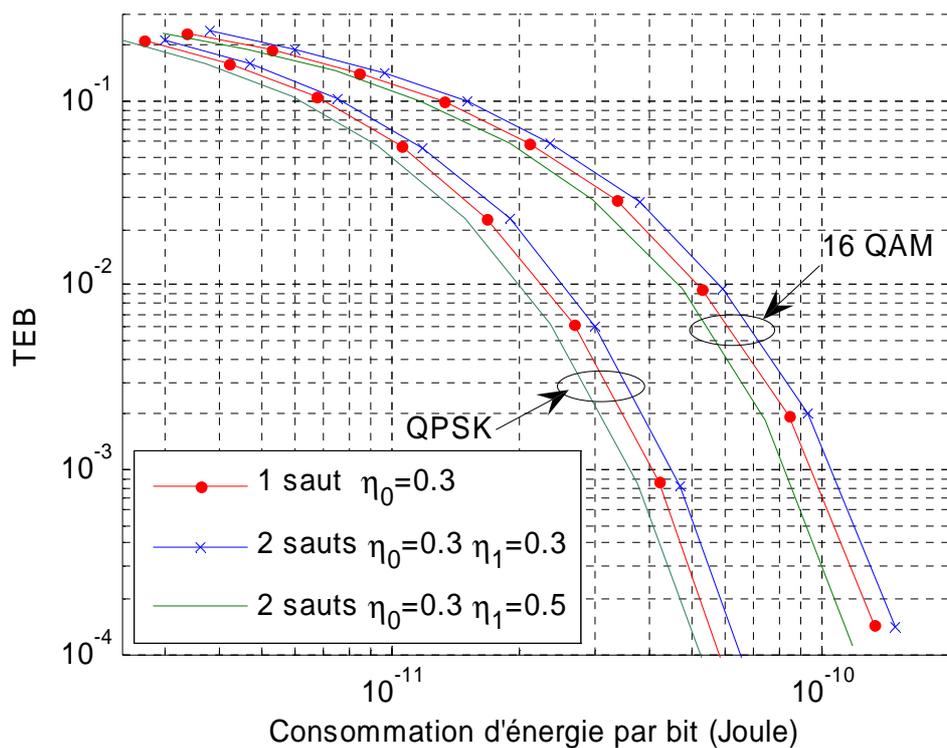


Fig 3.2.5 Le taux d'erreur binaire en fonction du SNR du système avec relais

3.2.4 Analyse de la puissance consommée

L'objet de cette section est d'observer les variations de puissance consommée en fonction de la position du relai. Pour cela nous positionnons aléatoirement le relai dans la zone

Chapitre 3 : Réseaux multi-sauts hétérogènes

définie précédemment et comparons les puissances lien direct et lien à deux sauts. Cette étude essentiellement qualitative nous permet d'avoir une vision des différentes situations possibles dans la zone choisie. Les paramètres des simulations de cette section sont les suivants :

- Le rendement du relais = 0.3,
- Le rendement de l'émetteur = 0.1,
- Gain du relais optimal en terme de consommation,
- Bruit du récepteur et bruit du relais identiques,
- SNR cible variable entre 2 et 12dB.

Pour mieux analyser la puissance consommée, le paramètre critique, nous observons sur le 1^{er} schéma la figure 3.2.6 cette puissance dans le cas direct et nous la comparons avec la puissance consommée dans le cas à deux sauts pour un SNR cible de 10dB. Chaque échantillon correspond à une position différente du relais. Nous constatons l'importance de cette position sur l'économie d'énergie réalisée. Dans le deuxième schéma, nous étudions la puissance consommée en moyennant sur l'ensemble des positions possibles du relais et en variant le rapport signal à bruit. Le relais permet un gain d'énergie. La marque est indiquée pour situer la valeur du SNR utilisée pour le premier schéma.

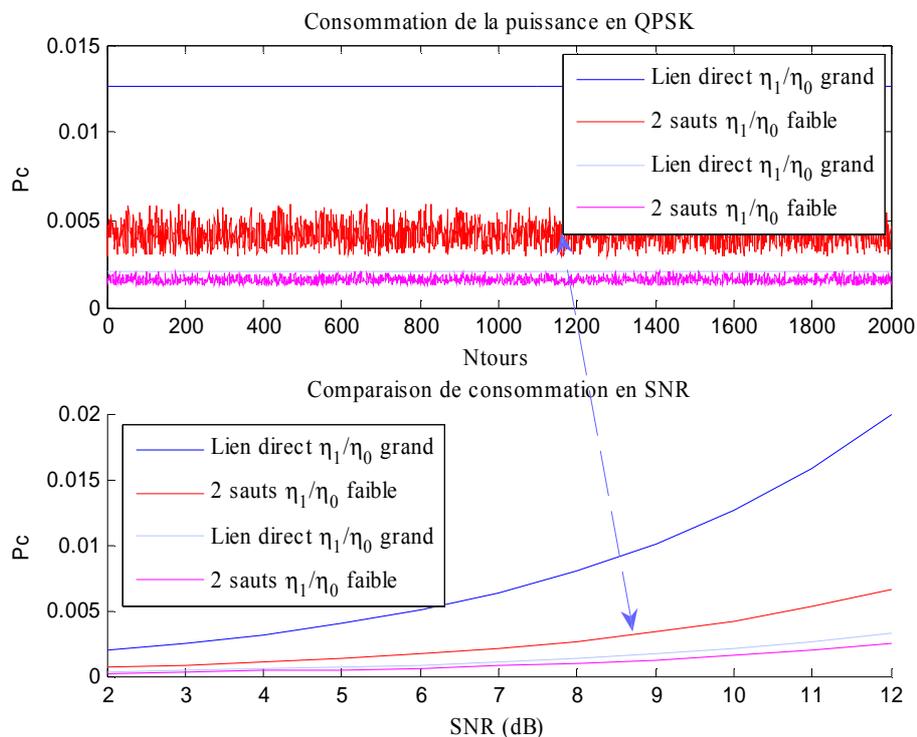


Fig 3.2.6 La comparaison de la puissance consommée en modifiant le rendement

Dans un second temps nous modifions le rendement de l'émetteur et du relais et observons à nouveau l'évolution de la puissance consommée. La réduction de la consommation dans la transmission avec relais est toujours observée. Cependant il mène à un plus grand écart quand le rapport entre le rendement du relais sur le rendement de l'émetteur augmente. L'écart entre les situations vient du fait que nous avons réduit le rendement de l'émetteur dans le second cas ce qui réduit immédiatement les performances.

3.2.5 Analyse de la position du relais

La position du relais ne peut pas être déterminée à l'avance pour assurer le SNR voulu en minimisant la consommation. Il est donc nécessaire de bien simuler l'évolution du gain de consommation en fonction de cette position.

Dans un cas général, la figure 3.2.7 montre la consommation en fonction de la position du relais quand le rendement de l'émetteur est moins bon que celui du relais. Logiquement, la zone avantageuse se situe plus proche de l'émetteur. En revanche, cette zone s'approche du récepteur quand le rendement du relais est inférieur (Figure 3.2.8).

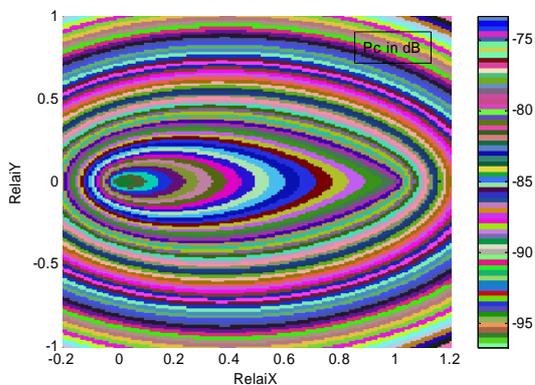


Fig 3.2.7 distribution de la consommation
 $\eta_e < \eta_r$

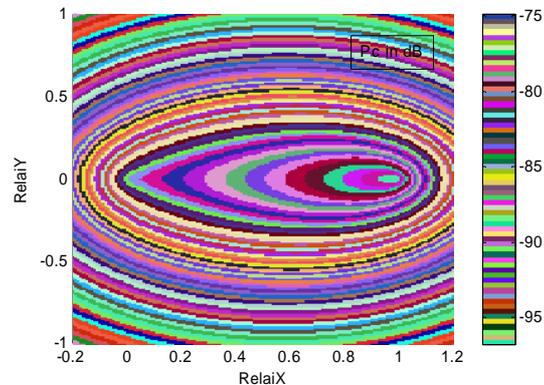


Fig 3.2.8 distribution de la consommation
 $\eta_e > \eta_r$

Sur la figure 3.2.9, nous traçons la courbe de distribution de la puissance consommée P_c en modifiant le rendement du relais. Le relais est positionné sur un axe parallèle à l'axe source-destination à une distance $Y=0.2d_0$. En comparant les différents cas, nous pouvons souligner l'influence du rapport des rendements du relais et de l'émetteur (η_1/η_0) pour évaluer

le gain et la puissance consommée dans le système. Ces écarts ont également un impact considérable lorsque nous voulons trouver la meilleure position du relais.

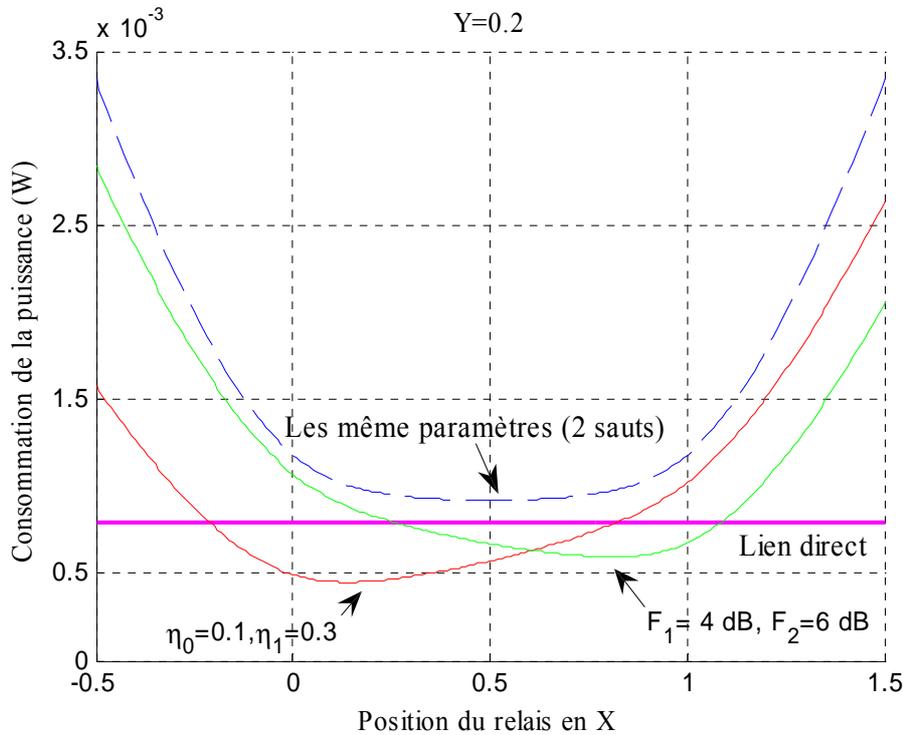


Fig 3.2.9 Puissance consommée en fonction de la position du relais à X variable avec Y fixé (0.2). Pour lien direct, $\eta = 0.1$ et $F = 6$ dB. Les mêmes valeurs sont utilisées pour le cas de deux sauts indiqué « mêmes paramètres ». Puis nous modifions un paramètre du relais : le rendement η et le niveau de bruit F.

La première remarque est que le lien à deux sauts consomme plus quelle que soit la position du relais (il consommerait la même puissance si la position du relais était exactement entre la source et la destination) lorsque nous avons le même rendement et les mêmes niveaux de bruit. Nous attestons ainsi que les architectures en lien direct peuvent être avantageuses d'un point de vue consommation globale d'énergie.

L'influence du rapport des rendements du relais et de l'émetteur sur la consommation de la puissance est ensuite montrée clairement : la meilleure position du relais est située à proximité de l'émetteur lorsque le relais a un meilleur rendement. Ceci est logique car, en raison du meilleur rendement de relais, il est préférable de transmettre moins de puissance à la source et de plus utiliser le relais.

Nous remarquons que l'amplificateur classe A utilisé dans le système QPSK offre seulement, en pratique, un rendement maximum de 50%. Cela aura un impact sur les performances en termes d'économies d'énergie à cause du mauvais rendement de l'émetteur ou du relais. Ainsi, il convient de noter que l'UWB (ultra wide band) est une bonne approche qui permet d'atteindre des rendements de 80% car les amplificateurs peuvent alors fonctionner dans la zone de la saturation.

3.2.6 Zone avantageuse et impact du niveau de bruit

Nous définissons le rapport r entre la puissance dissipée par le lien direct sur celle dissipée par le lien à deux sauts. La figure 3.2.10 permet alors de distinguer deux zones de fonctionnement différentes dans le cas $\eta_e < \eta_r$. L'une, à l'intérieur de la zone définie par ' $r=0$ dB', correspond à la zone où l'utilisation du relais permet une économie d'énergie, et l'autre, à l'extérieur de cette zone, où le lien direct est plus avantageux. Nous constatons également qu'une réduction de moitié de la consommation est réalisée dans la zone bleue. Nous constatons également sur la figure 3.2.11 que la zone bénéfique d'une transmission à deux sauts s'agrandit quand la qualité du relais augmente en comparaison de la qualité de la source. Une telle remarque peut être intéressante si des nœuds de plus grande qualité que les simples capteurs peuvent être utilisés pour relayer l'information.

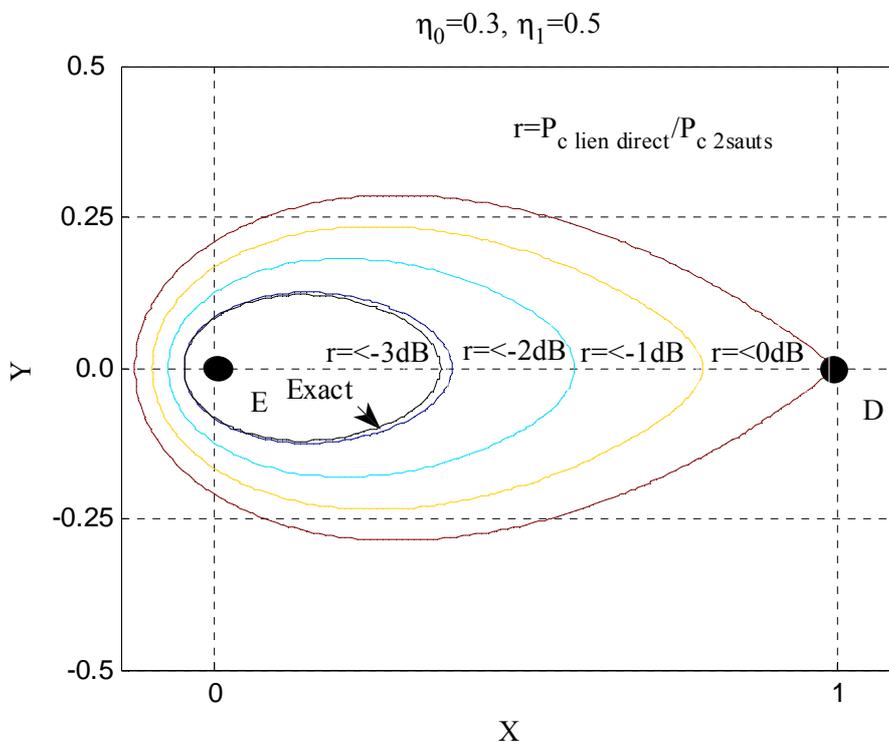


Fig 3.2.10 La zone avantageuse en utilisant le relais ($\eta_0=0.3, \eta_1=0.5$ $F_a=F_b=6$ dB)

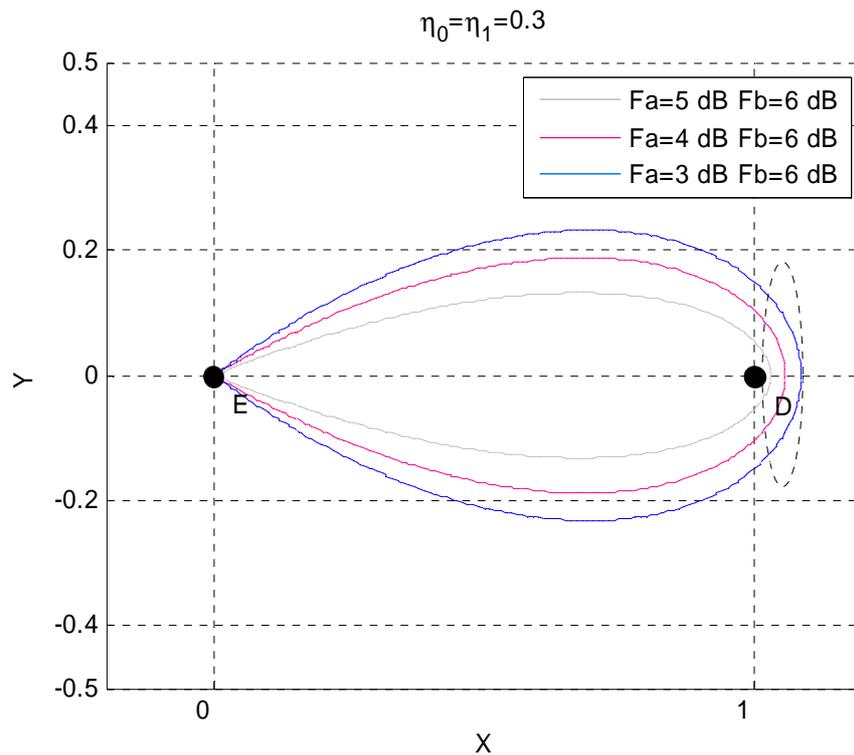


Fig 3.2.12 Influence de la variation du bruit du relais sur la position du relais

Nous étudions ensuite deux cas où rendements et facteurs de bruit sont différents. Sur la figure 3.2.13, le rendement avantage le relai alors que le facteur de bruit avantage la destination. Dans ce cas, l'utilisation d'un relais peut s'avérer bénéfique mais simplement s'il est proche de la source. Ainsi cette dernière peut émettre faiblement et l'essentiel de la distance à parcourir peut être prise en charge par le relais pour bénéficier de son meilleur rendement. Toutefois, le relais ne doit pas être trop éloigné de la source. Sinon le bruit qu'ajouterait le relais serait amplifié par le gain important et limiterait les performances de la communication.

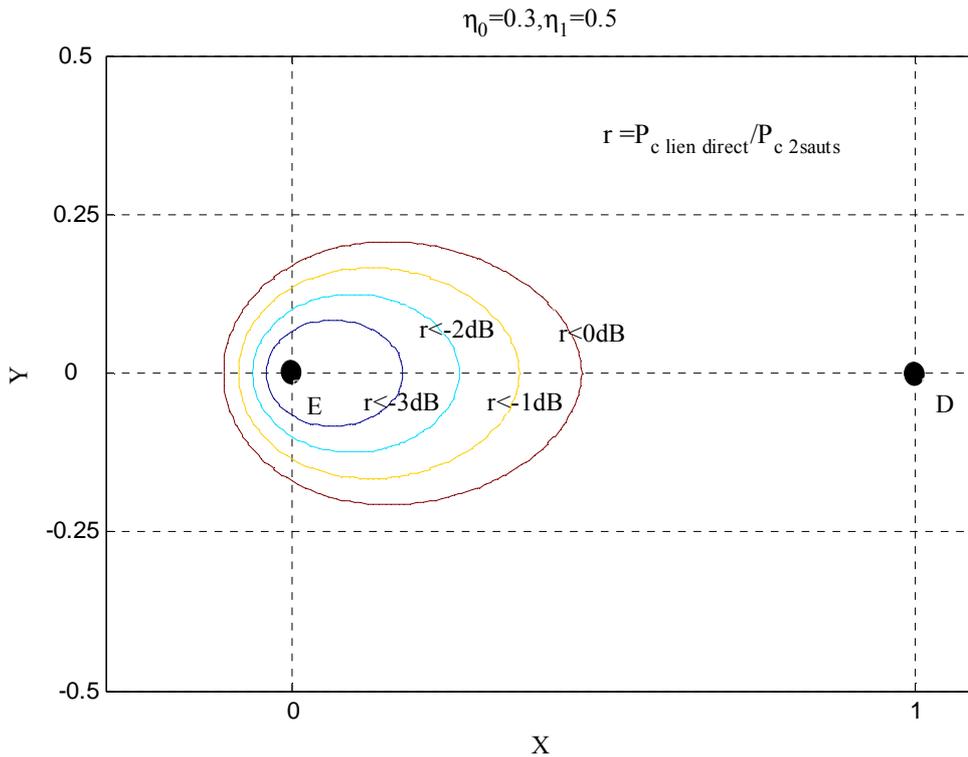


Fig 3.2.13 La zone avantageuse en utilisant le relais ($\eta_0=0.3, \eta_1=0.5$ $F_a=6$ dB $F_b=4$ dB)

Sur la figure 3.2.14, le relais présente les meilleures caractéristiques matérielles : meilleur rendement que la source et meilleur facteur de bruit que la destination. La zone où les relais sont bénéfiques est nettement étendue par rapport au cas précédent. A nouveau l'impact des caractéristiques matérielles est démontré. Une disparité dans les nœuds d'un réseau est donc un facteur dont il faut tenir compte si l'on ne veut pas se tromper dans les stratégies de re-layage.

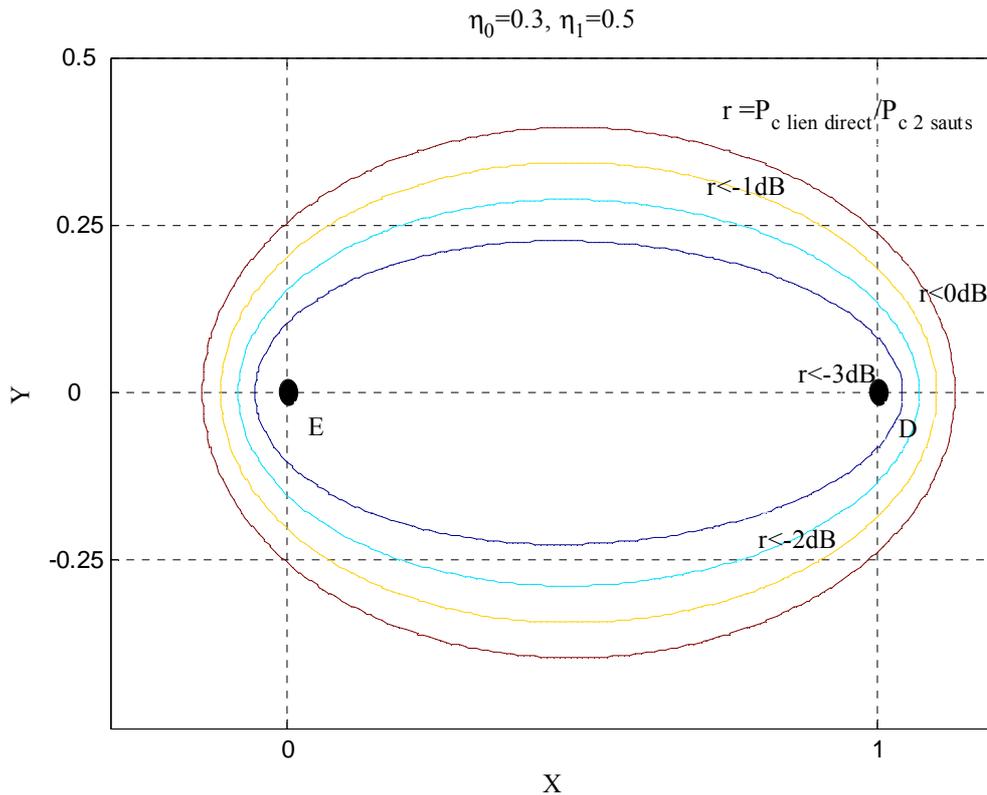


Fig 3.2.14 La zone avantageuse en utilisant le relais ($\eta_0=0.3, \eta_1=0.5, F_a=4 \text{ dB}, F_b=6 \text{ dB}$)

3.2.7 Répartition de la consommation d'énergie

Une autre donnée qui nous semble importante est la répartition de l'énergie consommée sur les différents nœuds participant à la communication. Il est important qu'un nœud ne supporte pas l'essentiel de la consommation nécessaire à la transmission car l'énergie que chaque nœud pourra produire (énergie solaire, vibrations...) sera limitée. La figure 3.2.15 montre la puissance dissipée par chaque nœud dans une transmission à deux sauts. En fonction de la position du relais, la répartition de la consommation n'est pas équitable entre la source et le relais.

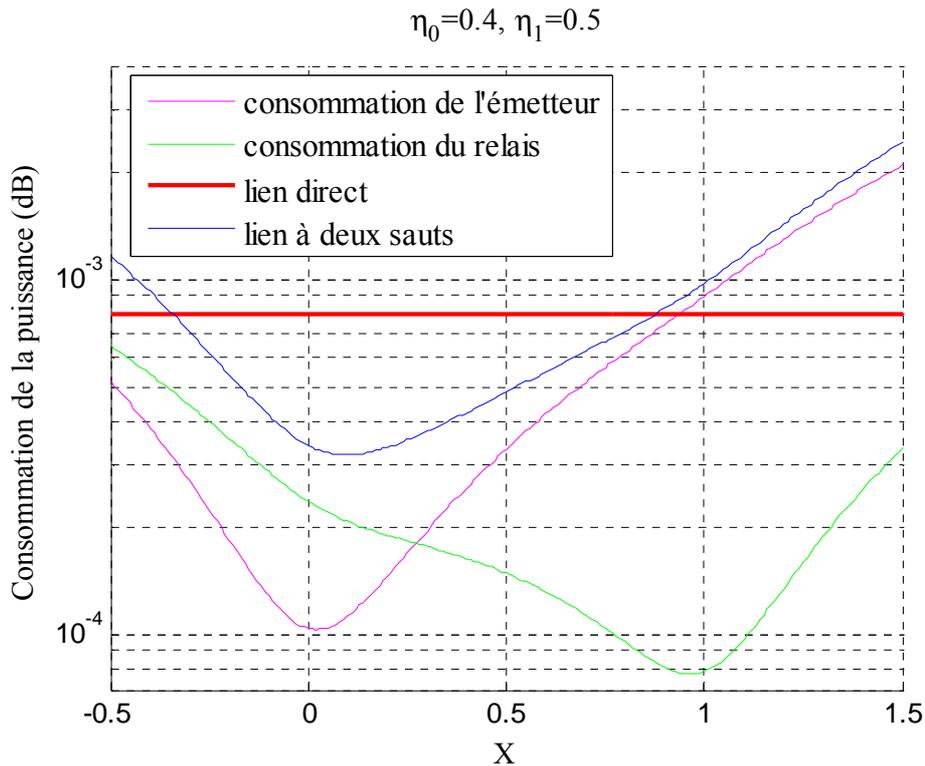


Fig 3.2.15 Répartition de la consommation d'énergie

Nous pouvons noter que la minimisation de la consommation globale du lien à deux sauts ne correspond pas nécessairement au point où la consommation est équitablement répartie entre les nœuds. Cette donnée peut influencer les stratégies de sélection du relais. Si la quantité d'énergie que peut produire un nœud dans un temps donné est limitée, il est peut-être plus judicieux de choisir un relais s'approchant de la position d'équi-répartition de l'énergie plutôt que de la minimisation globale pour éviter qu'un nœud épuise sa réserve énergétique.

La figure 3.2.16 offre une vue plus générale dans le cas d'une transmission à trois sauts. Les densités de probabilité de l'énergie consommée pour un lien direct ou pour chaque nœud de la communication à trois sauts sont représentées. Par rapport au résultat montré sur la figure 3.2.15, nous remarquons ici, qu'en moyenne, les trois nœuds partagent relativement équitablement l'énergie totale dissipée, même si l'émetteur consomme un peu plus et le second relais un peu moins.

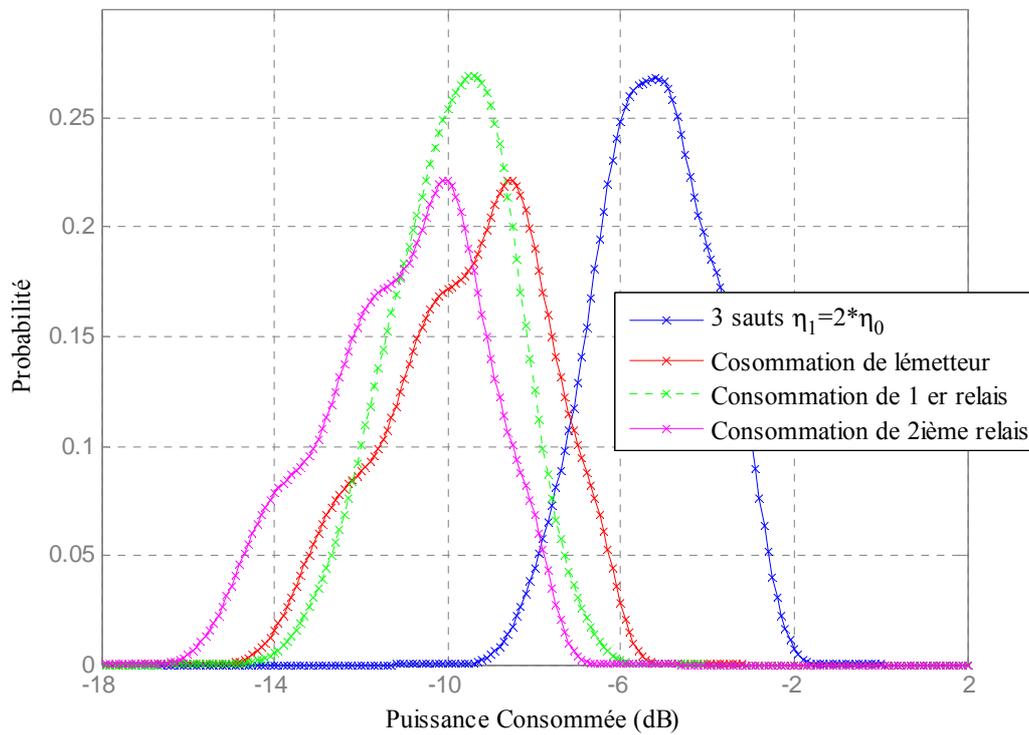


Figure 3.2.16 Répartition de la consommation d'énergie entre les nœuds. Nous considérons le canal de Rice et AWGN, surtout comparerons les avec les liens directs

Les études sur la répartition de l'énergie sont essentielles pour concevoir des stratégies de sélection des relais afin d'accroître la durée de vie globale du réseau mais également, pour des énergies renouvelables, d'assurer la continuité du service.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les transmissions multi-sauts en relais non-régénératifs qui ne permettent pas de décoder le signal reçu mais simplement de l'amplifier et de le transmettre afin d'étendre la couverture du réseau et d'économiser l'énergie.

Premièrement, pour analyser la performance du système, les transmissions en lien direct et multi-sauts sont considérées et comparées dans les cas à deux et trois sauts. Nous étudions également la consommation d'énergie par bit transmis pour les différents systèmes en fonction du taux d'erreur. Il apparaît que pour des nœuds ayant des caractéristiques identiques, il n'est pas toujours intéressant d'envisager des multi-sauts quand les distances de transmission restent courtes et que le coefficient d'atténuation est proche de deux.

Nous avons développé une étude théorique du calcul des gains optimaux du relais en supposant une connaissance complète du système et en particulier des différents canaux radio. L'évolution de la puissance minimale consommée en fonction de la position du relais est alors envisagée en modifiant le rendement du relais et de l'émetteur. En considérant le cas des réseaux hétérogènes, les résultats montrent l'impact des paramètres matériels sur la consommation d'énergie : le rapport des rendements du relais et des émetteurs est un paramètre influant pour évaluer le gain en puissance consommée. Si le rendement de l'émetteur est faible, nous avons intérêt à approcher le relais de l'émetteur. L'influence du niveau de bruit est prise en compte, ensuite, et si ce paramètre s'avère meilleur au relais qu'au récepteur, l'effet sur les positions avantageuses est inversé par rapport à l'étude sur le rendement.

Par ailleurs, nous attestons que les architectures de lien direct peuvent être avantageuses pour des perspectives énergiques si les paramètres du système pour l'émetteur et le relais ainsi que les bruits du relais et du récepteur sont identiques. Il nous semble cependant important de tenir compte de la répartition de la consommation entre les différents nœuds, en particulier pour l'utilisation d'énergies renouvelables. Plus important qu'une réduction globale de la consommation, il peut être important de s'assurer que chaque nœud ne consomme pas plus que ce qu'il peut produire et donc que la répartition de la consommation se fasse équitablement entre les différents nœuds ; même si cela induit une légère augmentation de la consommation globale.

Références

- [1] Shuguang Cui; Goldsmith, A.J.; Bahai, A; “Energy-constrained modulation optimization Wireless Communications”, IEEE Transactions on Volume 4, Issue 5, Sept. 2005 Page(s):2349 – 2360
- [2] A.J.Goldsmith and S. B. Wicker, “Design challenges for energyconstrained ad hoc wireless networks,” IEEE Wireless Commun. Mag., vol. 9, no. 4, pp. 8–27, Aug. 2002.
- [3] A. E. Gamal, C. Nair, B. Prabhakar, E. Uysal-Biyikoglu, and S. Zahedi, “Energy-efficient scheduling of packet transmissions over wireless networks,” in Proc. IEEE Information Communications (INFOCOM), New York, 2002, pp. 1773–1782.
- [4] A. Y. Wang, S. Chao, C. G. Sodini, and A. P. Chandrakasan, “Energy efficient modulation and MAC for asymmetric RF microsensor system,” in Int. Symp. Low Power Electronics and Design, Huntington Beach, CA, 2001, pp. 106–111.
- [5] A. Bendjaballah, L. Clavier, N. Rolland, P. A. Rolland, "Multihop channel model in UWB Ad Hoc Networks at 60 GHz", The first European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006), 6 - 10 November 2006, Nice, France
- [6] Lagarias, J.C., J. A. Reeds, M. H. Wright, and P. E. Wright, "Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions," SIAM Journal of Optimization, Vol. 9, Number 1, pp.112-147, 1998.
- [7] W. R. Heinzelman, A. Chandrakasan and H. Balakrishnan, “An Application-Specific protocol Architecture for Wireless Microsensor Networks,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 1, no. 4, October 2002, 660 - 670.
- [8] Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 2002.

Chapitre 4 : Impact du canal de Rice

4 Impact d'un canal de Rice dépendant de la distance et des caractéristiques du relais sur la consommation

Jusqu'à présent, nous avons étudié l'énergie consommée en lien direct ou en multi sauts en intégrant des considérations sur les caractéristiques du relais, en particulier le rendement, pour une qualité de service donnée. Cependant, nous n'avons considéré que la propagation en espace libre et le bruit thermique sans tenir compte de l'impact des multi trajets. Nous présentons maintenant un réseau sans fils intra bâtiment où des objets de types différents peuvent assurer la fonction de relais non régénératif. Le lien entre deux nœuds en communication est alors considéré comme un canal de Rice. En effet, en absence de lien direct, un autre relais serait choisi. Nous rappelons que nous étudions des réseaux denses avec de courtes portées si bien qu'un relais en vue directe est généralement présent.

Nous montrons que la configuration du système ainsi que les paramètres des objets communicants ont un impact important sur l'éventuelle bénéfice du lien multi sauts.

4.1 Introduction

Les modèles statistiques considèrent le canal de propagation comme un processus aléatoire caractérisé par un ensemble de lois statistiques. Les deux principaux modèles de fading sont le modèle de Rayleigh et le modèle de Rice. L'évanouissement de Rayleigh est plus adapté lorsqu'il n'existe pas de propagation dominante entre l'émetteur et le récepteur (line of sight). Si une propagation en vue directe dominante est présente, l'évanouissement de Rice est plus convenable.

Dans ce chapitre, nous considérons une communication à bande étroite (les débits envisagés sont faibles) et en lien direct (un réseau dense permettra généralement de trouver un relai en vue directe). Nous envisageons le cas d'un réseau sans fils hétérogène intra bâtiment (voir la figure 4.2), où des nœuds ayant des caractéristiques matérielles différentes peuvent relayer l'information. Nous étudions seulement les relais « amplify and forward » et considérons un canal de Rice.

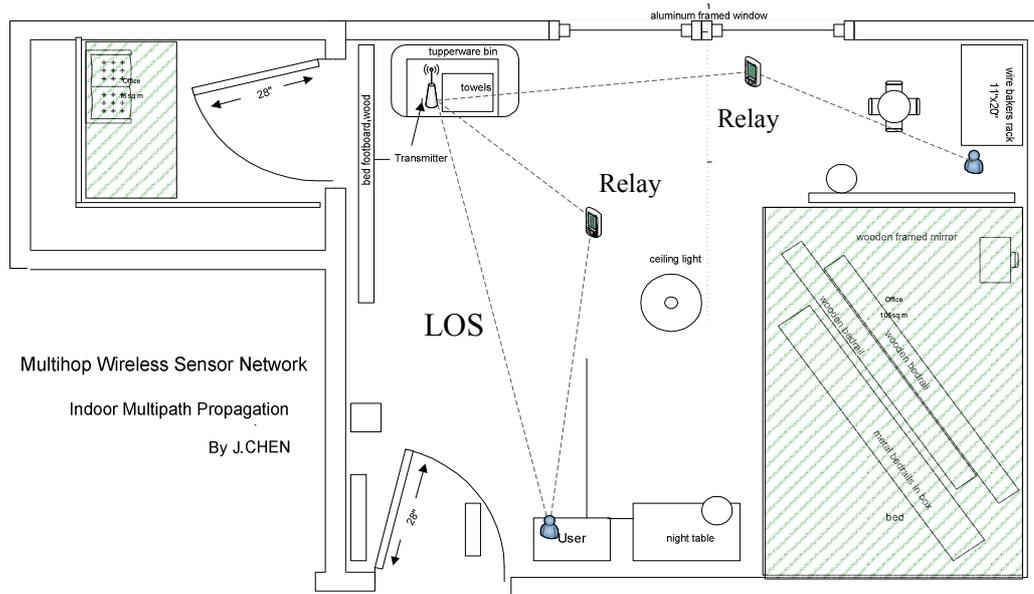


Figure 4.2 Scénario de la transmission multi-saut dans un réseau de capteurs avec du Rice-fading

Nous utilisons le modèle de Rice présenté dans le chapitre 2 pour modéliser le canal. Ensuite, dans l'étude énergétique, nous incluons les paramètres des nœuds, l'objectif étant, comme dans le chapitre précédent, de minimiser la consommation globale pour une qualité de service donnée.

Nous rappelons la modélisation de l'atténuation du canal en fonction de la variance de Rice : $P_r = P_0 \cdot A \cdot d^{-\gamma} \cdot \chi_i$. Dans le cas où nous voudrions garantir une puissance reçue minimale P_{seuil} :

$$P_r > P_{seuil}$$

$$P_0 > \frac{P_{seuil}}{A d^{-\gamma}} \cdot \frac{1}{\chi} \quad \forall \chi \quad (4.1)$$

Comme χ peut prendre des valeurs proches de 0, il faut si nous voulons assurer un SNR cible quelque soit les conditions de canal que P_e puisse prendre des valeurs aussi grandes que possible, ce qui n'est pas réaliste.

Cependant, dans un premier temps, nous faisons une étude sans limiter la puissance disponible à la source et aux relais. Ensuite, pour une étude plus réaliste, nous limitons la puissance d'émission possible. En fait, nous limitons la puissance totale consommée soit par la source dans un lien direct, soit par la source et le relais dans le lien à deux sauts. Nous avons alors deux critères de comparaison des deux transmissions :

La probabilité que la puissance disponible soit insuffisante pour assurer la qualité de la transmission. Ce critère se ramène à déterminer la probabilité que l'atténuation soit trop forte pour être compensée même si la puissance d'émission est maximale. Dans l'exemple du lien direct :

$$P(P_{\text{emax}} \cdot A \cdot d^{-\gamma} \cdot \chi < P_{\text{seuil}})$$

donc
$$P\left(\chi < \frac{P_{\text{seuil}}}{P_{\text{emax}} \cdot A \cdot d^{-\gamma}}\right) \quad (4.2)$$

où P_{seuil} est la puissance minimale que doit recevoir le récepteur pour pouvoir décoder le signal. Ce critère nous ramène à la fonction de répartition d'une variable aléatoire de Rice.

Il serait cependant plus judicieux d'utiliser la diversité qu'autoriserait un réseau dense et qui réduirait les risques de liens impossibles. Ce n'est cependant pas l'objectif premier de notre étude et nous nous consacrerons donc au second critère de comparaison : est-ce qu'il vaut mieux, d'un point de vue énergétique, choisir un lien direct ou en multi-sauts et quel est l'impact des caractéristiques matérielles sur ce choix.

Nous allons donc essentiellement étudier les consommations quand les liens sont réalisés. Notre souhait étant également de simplifier au maximum le routage et la réception, nous n'étudions pas le canal à relais où une combinaison du trajet direct et des signaux relayés serait utilisée à la réception. Le canal à relais renforcerait l'avantage que pourrait apporter un relais.

4.2 Modèle de multi sauts avec le canal de Rice-fading et un fort SNR cible

Pour simplifier la suite de l'exposé, nous résumons dans le tableau 4.2 l'ensemble des paramètres de notre système. La consommation de puissance P_{cT} pour le système à multi sauts avec fading de Rice est définie dans l'équation (4.3).

Tableau 4.2. Paramètres du système - R_i est le relais i – $i=0$ correspond à l'émetteur, $i=N+1$ au récepteur.

$\{P_i\}_{i=0,\dots,N}$	Puissance d'émission au relais i
$\{\eta_i\}_{i=0,\dots,N}$	Efficacité au $i+1^{\text{ème}}$ relais
$\{G_i\}_{i=1,\dots,N}$	Gain du relais i
$\{X_i\}_{i=1,\dots,N+1}$	Variable de Rice entre R_{i-1} et R_i
$\{d_i\}_{i=1,\dots,N+1}$	Distance entre R_{i-1} et R_i
$\{B_i\}_{i=1,\dots,N+1}$	Niveau du bruit au R_i

Le détail des calculs étant très similaires au chapitre précédent, simplement en ajoutant le coefficient de fading, nous ne reprenons pas les détails ici mais indiquons simplement les résultats finaux.

$$\begin{aligned}
 P_{cT} &= P_c + P_{\text{circuit}} = \sum_{i=0}^N \frac{P_i}{\eta_i} + P_{\text{circuit}} \\
 &= P_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \cdot \chi_i \right) \right] + P_{\text{circuit}} \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

P_{circuit} représente la consommation d'énergie (constante) dissipée dans le circuit. Les autres paramètres sont présentés dans le tableau 4.2. Les gains et la puissance d'émission P_0 sont calculés pour minimiser la consommation totale P_{cT} . Nous calculons la puissance d'émission en considérant la variable de Rice :

$$P_0 = SNR \cdot \left\{ \frac{B_{N+1}}{A^{N+1}} \left(\prod_{i=1}^N G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^N d_i^\gamma \chi_i^{-1} \right) + \sum_{k=1}^N \frac{B_k}{A^k} \cdot \left(\prod_{i=1}^{k-1} G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^{k-1} d_i^\gamma \chi_i^{-1} \right) \right\} \quad (4.4)$$

En remplaçant P_0 par (4.4) dans (4.3), l'expression de la puissance consommée pour la transmission s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 P_c &= SNR \cdot \left\{ \frac{1}{\eta_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{\eta_i} \cdot \left(\prod_{j=1}^i G_j \right) \cdot \left(\prod_{j=0}^i d_j^{-\gamma} \chi_i \right) \right\} \cdot \\
 &\quad \left\{ \frac{B_{N+1}}{A^{N+1}} \left(\prod_{i=1}^N G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^N d_i^\gamma \chi_i^{-1} \right) + \sum_{k=1}^N \frac{B_k}{A^k} \cdot \left(\prod_{i=1}^{k-1} G_i \right)^{-1} \left(\prod_{i=0}^{k-1} d_i^\gamma \chi_i^{-1} \right) \right\} \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

En utilisant (4.5), les gains du relais G_i avec $i = 1, \dots, N$ sont optimisés pour assurer un SNR cible tout en minimisant la consommation. Il faut noter cependant qu'il n'est pas possible dans un canal de Rice de toujours assurer un SNR cible à moins de disposer à l'émission d'une puissance infinie.

4.3 Solution de la modèle de la transmission à deux sauts et à trois sauts

Nous analysons le cas de 2 sauts dans le canal de Rice à partir des équations (4.3-4.5) en suivant exactement la même logique que dans le chapitre 3. Les équations sont similaires en remplaçant d^γ par $d^\gamma \chi$ où χ représente l'impact des multi-trajets. En raison de l'addition du bruit en provenance du relais B_1 , la puissance du bruit à l'entrée du récepteur B_T s'exprime comme :

$$B_T = B_2 + B_1 \cdot G_{relay} \cdot A_2 \cdot d_1^{-\gamma} \chi_2 \quad (4.6)$$

Où χ_2 représente la variable de Rice entre le relais et le récepteur. En utilisant (4.4), l'expression de la puissance d'émission peut s'écrire :

$$\begin{aligned} P_0 &= \left(B_2 + B_1 \cdot G_{relay} \cdot A_2 \cdot d_1^{-\gamma} \chi_2 \right) \cdot \frac{S}{N} \cdot \frac{d_0^\gamma \chi_1^{-1} \cdot d_1^\gamma \chi_2^{-1}}{G_{relay} A_1 A_2} \\ &= \frac{S}{N} \cdot \frac{d_0^\gamma \chi_1^{-1}}{A_1} \left(\frac{d_1^\gamma \chi_2^{-1} \cdot B_2}{G_{relay} A_2} + B_1 \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

En utilisant (4.5) et (4.7), la puissance consommée pour la transmission à deux sauts dans le canal de Rice s'exprime :

$$P_c = P_0 \cdot \left(\frac{1}{\eta_0} + \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{A \cdot G_1}{d_0^\gamma} \cdot \chi_1 \right) + P_{circuit} \quad (4.8)$$

A partir de (4.8), le gain du relais G_1 est optimisé pour un rapport signal sur bruit au récepteur donné afin de minimiser la consommation d'énergie. Pour trouver la valeur minimale de P_c , nous déterminons la valeur G_1 qui annule la dérivée de P_c . Cette valeur est calculée par l'équation suivante :

$$G_1 = \frac{d_0^{\gamma/2} \cdot d_1^{\gamma/2}}{A \chi_1^{1/2} \chi_2^{1/2}} \cdot \sqrt{\frac{B_2 \cdot \eta_1}{B_1 \cdot \eta_0}} \quad (4.9)$$

Nous reprendrons les équations (1.14 – 1.16) du chapitre 1 afin de récupérer l'expression de la puissance d'émission pour le cas de trois sauts P_{0-3h} et le bruit total au récepteur B_{T-3} :

$$B_{T-3} = B_3 + B_2 \cdot G_2 \cdot A \cdot d_2^{-\gamma} \chi_3 + B_1 \cdot G_1 G_2 \cdot A^2 \cdot (d_1 d_2)^{-\gamma} \chi_2 \chi_3 \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} P_{0-3} &= \left(B_3 + B_2 \cdot G_2 \cdot A \cdot d_2^{-\gamma} \chi_3 + B_1 \cdot G_1 G_2 \cdot A^2 \cdot (d_1 d_2)^{-\gamma} \chi_2 \chi_3 \right) \cdot \frac{S}{N} \cdot \frac{(d_0 d_1 d_2)^\gamma}{G_1 G_2 A^3 \chi_1 \chi_2 \chi_3} \\ &= \frac{S}{N} \cdot \frac{d_0^\gamma \chi_1^{-1}}{A} \left(\frac{(d_1 d_2)^\gamma B_3}{G_1 G_2 A^2 \chi_1 \chi_2} + \frac{d_1^\gamma B_2}{G_1 A \chi_2} + B_1 \right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Enfin nous calculons la dérivée de (4.11) et obtenons la puissance consommée montrée ci-dessous :

$$P_{c-3} = P_{0-3} \cdot \left(\frac{1}{\eta_0} + \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{A \cdot G_1}{d_0^\gamma} \cdot \chi_1 + \frac{1}{\eta_2} \frac{A^2 G_1 G_2}{(d_1 d_2)^\gamma} \chi_1 \chi_2 \right) + P_{circuit} \quad (4.12)$$

4.4 Résultats et Discussions

4.4.1 Le cas sans limiter la puissance consommée : Impact du canal de Rice

Nous commençons par étudier l'énergie nécessaire à la transmission d'un bit pour assurer une qualité de service voulue. La qualité de service est offerte en choisissant les gains et la puissance d'émission afin que le rapport signal sur bruit souhaité au niveau du récepteur soit assuré tout en minimisant l'énergie dissipée. La connaissance complète du système est supposée pour étudier les performances optimales même si ce n'est pas une hypothèse très réaliste pour un système réel. Nous présentons également l'impact du rendement du relais dans le cas où celui-ci est identique ou meilleur que celui de l'émetteur. Nous présentons sur la figure 2.5.4 l'énergie par bit dissipée en comparant le canal de Rice et le canal AWGN et en suppo-

sant le coefficient d'atténuation $\gamma = 3$. Nous avons pour cela simulé 50000 réalisations du canal de RICE pour évaluer l'impact sur la consommation des relais.

Nous remarquons clairement que l'utilisation des relais est d'autant plus bénéfique lors de la présence de multi-trajets dans le canal. En effet, la transmission à 3 sauts est une meilleure solution dans le canal de Rice, même si les caractéristiques du relais sont identiques à celles de l'émetteur. Il est à noter cependant que le schéma étudié jusqu'à présent n'offre pas de diversité puisqu'une fois les relais positionnés (ou le lien direct choisi), les canaux sont aléatoirement choisis puis les gains optimisés. Mais il n'y a pas d'alternative proposée.

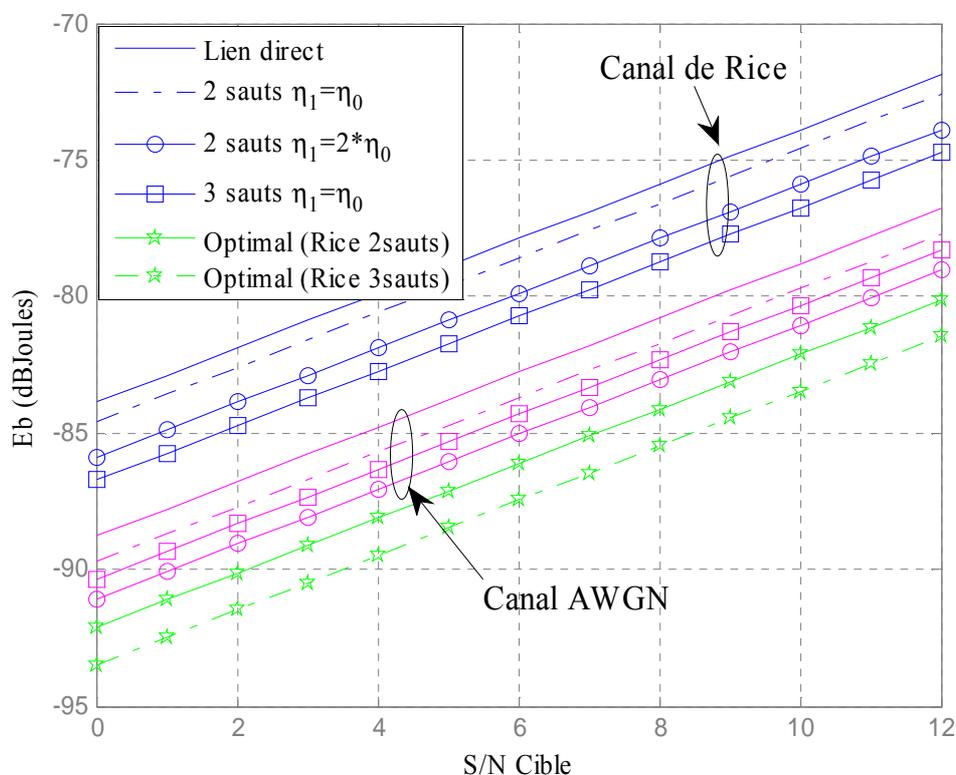


Figure 4.3.1 Energie par bit transmis nécessaire pour assurer une qualité de service donnée (assurer le SNR cible). Les courbes roses correspondent au canal gaussien, les trois bleues et les verts au canal de Rice.

Nous proposons sur la figure 4.3.1 un schéma apportant cette diversité : les deux liens (relais ou direct) sont possibles et le plus économique est choisi. Dans le cas à deux sauts, le choix se fait entre le lien direct et le lien à 2 sauts alors que quand deux relais sont disponibles, le choix se fait entre quatre solutions possibles : le lien direct, deux liens à deux sauts ou le lien à trois sauts. Bien que les deux sauts soient choisis dans plus de 98% des cas quand un relais est possible et que les trois sauts soient également choisis aussi fréquemment quand

deux relais sont disponibles, une réduction drastique de la consommation est réalisée lors de l'adaptation du lien vers les meilleurs canaux. Il s'avère que peu de situations vraiment mauvaises pénalisent fortement les communications et qu'offrir une diversité spatiale, bien que rarement utilisée, est extrêmement bénéfique.

Finalement, nous voulons évaluer si tenir compte de la variation de la statistique du canal en fonction de la distance a un impact sur les résultats que nous obtenons. Nous présentons dans le tableau II l'énergie dissipée moyenne qui est économisée en dB par rapport au lien direct. Nous étudions quatre cas: le canal gaussien, le canal de Rice dont le paramètre varie avec la distance et deux situations d'un canal de Rice avec une variance fixe:

- Dans le premier cas, nous prenons la variance correspondant à une distance de 1m, ce qui signifie une faible variance
- Dans le deuxième cas, nous prenons la variance correspondant à 10m, ce qui signifie une variance élevée.

Tableau II. Gain d'énergie économisé (dB) entre les différentes stratégies pour la transmission multi sauts ; χ correspond au cas de Rice

Gain en dB	2 sauts	3 sauts	2 sauts optimal	3 sauts optimal
AWGN d=10m	1.8	2.3	4.7	5.2
χ variable en $f(d)$	1.9	4.5	9	10.5
χ fixe, d=1m	2.0	2.4	6.9	7.9
χ fixe, d=10m	2.2	8	11.8	13.5

Les résultats montrent que notre modèle est entre les deux cas extrêmes proposés avec une variance fixe, mais aussi que les différences sont significative. Ceci justifie l'importance de tenir compte de l'évolution des propriétés statistiques du canal en fonction de la distance, tout au moins quand les distances de transmission envisagées sont courtes (entre 1 et 10 mètres). L'évolution de la variance quand les distances sont grandes doit être vérifiée précisément, mais elle sera probablement moins significative. Il est à noter également que nous pourrions certainement trouver une variance moyenne qui nous donnerait les mêmes performances que la variance fonction de la distance. Cependant cette approche risquerait d'être trop approximative quand il s'agirait de sélectionner les meilleurs relais ou de faire des études plus fines.

4.4.2 Analyse de la position du relais

Sur la figure 4.3.2, nous représentons la courbe de consommation d'énergie moyenne en fonction de la position du relais (fixé sur l'axe des Y et variable sur l'axe des X). L'évolution ne change pas pour les deux canaux sauf les niveaux de la consommation. Par rapport aux résultats (figure 3.2.9) du chapitre 3, le lien à 2 sauts dans le canal de Rice permet d'économiser de l'énergie, mais la zone avantageuse est plus limitée lorsque les caractéristiques matérielles sont les mêmes dans tous les nœuds. L'impact du rendement du relais et celui du facteur de bruit sont également montrés.

Lorsque le rendement du relais est plus élevé que celui de la source, la position du relais préférée est plus proche de la source même si une grande région est acceptable. Ceci est raisonnable puisque, en raison de son rendement inférieur, il est préférable que la source transmette moins de puissance. Par ailleurs, si le niveau du bruit est plus faible au relais qu'à la destination, la position préférée se rapproche de la destination. Il est en conséquence important de noter que, dans des situations hétérogènes, les stratégies multi-sauts bénéficient considérablement de la prise en compte des caractéristiques matérielles des nœuds.

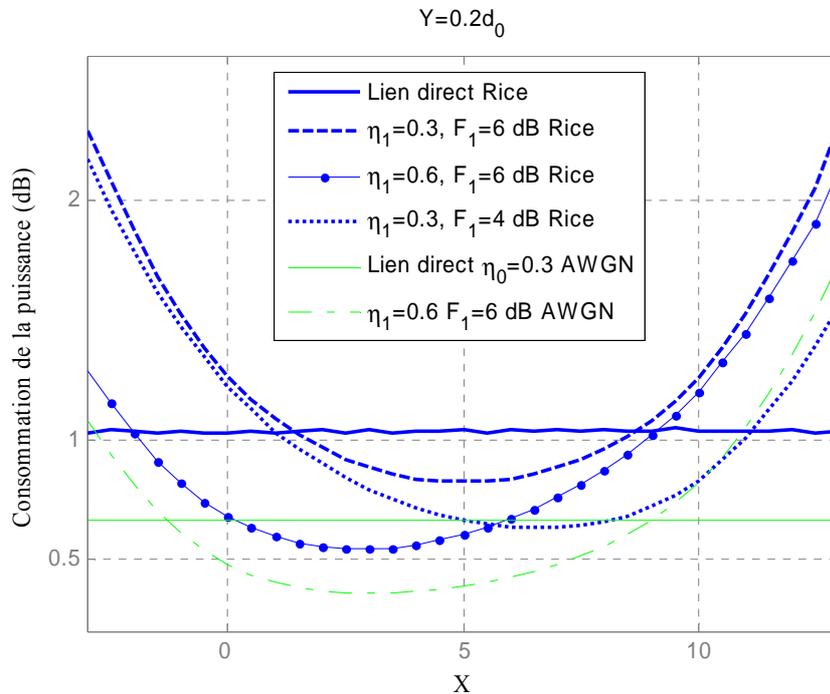


Figure 4.3.2. Consommation d'énergie en fonction de la position du relais sur l'axe des X ($Y = 0.2d_0$, $d_0 = 10m$) dans le canal de Rice. Pour le lien direct, les caractéristiques sont les suivantes: source: $\eta_0 = 0.3$ et destination: $F_2 = 6dB$. Les trois autres courbes représentent le lien à 2 sauts avec différentes caractéristiques du relais

4.4.3 Répartition de la consommation d'énergie

La figure 4.3.3 montre la répartition de la puissance dissipée entre les différents nœuds pour le lien direct et le lien à 3 sauts. En moyenne, les trois nœuds partagent relativement équitablement l'énergie dissipée totale, même si l'émetteur consomme un peu plus et le second relais un peu moins. L'écrasement des courbes des distributions dans le canal de Rice résulte des fortes variations de l'atténuation due au fading à petite échelle.

Si en moyenne les performances peuvent se rapprocher (en choisissant un bon paramètre « moyen » pour le canal), une approche plus précise permet de mieux prendre en compte la réalité du canal et donc d'adapter des solutions de relayage plus efficaces.

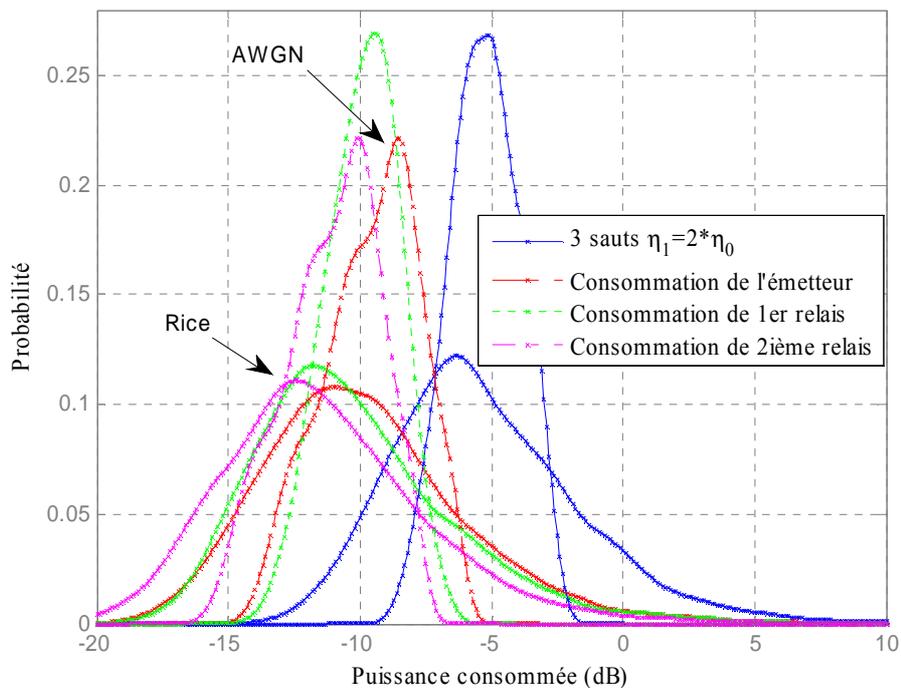


Figure 4.3.3 Répartition de la consommation d'énergie entre les nœuds. Nous considérons le canal de Rice et AWGN, surtout comparerons les avec les liens directs.

4.4.4 Limitation de la puissance consommée

Nous voulons présenter le cas plus réaliste où si la puissance consommée dépasse un certain niveau, la transmission est considérée comme impossible. Par rapport à la figure 4.3.1, nous constatons sur les figures 4.3.4 et 4.3.5 un gain important d'un point de vue énergétique

au prix d'un certain nombre de liens non assurés. Par ailleurs, cela confirme à nouveau que l'utilisation des relais avec un meilleur rendement permet d'économiser l'énergie globale consommée. La transmission à 3 sauts s'avère également favorable d'un point de vue énergétique (voir la figure 4.3.6).

Le tableau 4.3 donne une estimation de la probabilité que le SNR cible puisse être assurée malgré la limitation des puissances d'émission. Pour le lien direct par exemple, le nombre de liens impossibles croît rapidement avec le SNR cible (dans le cas de SNR=20, près de 50% de liens sont impossibles).

Tableau 4.3. Probabilité de la réussite de la transmission pour assurer une puissance reçue minimale $P_{\text{seuil}} = -70\text{dB Joule}$.

En pourcentage %	SNR = 8 dB	SNR=12 dB	SNR=16 dB	SNR=20 dB
Lien direct	96.43	91.18	78.93	52.48
2 sauts $\eta_1 = \eta_0$	97.75	93.53	81.76	53.48
2 sauts $\eta_1 = 2\eta_0$	98.30	95.20	86.53	64.07

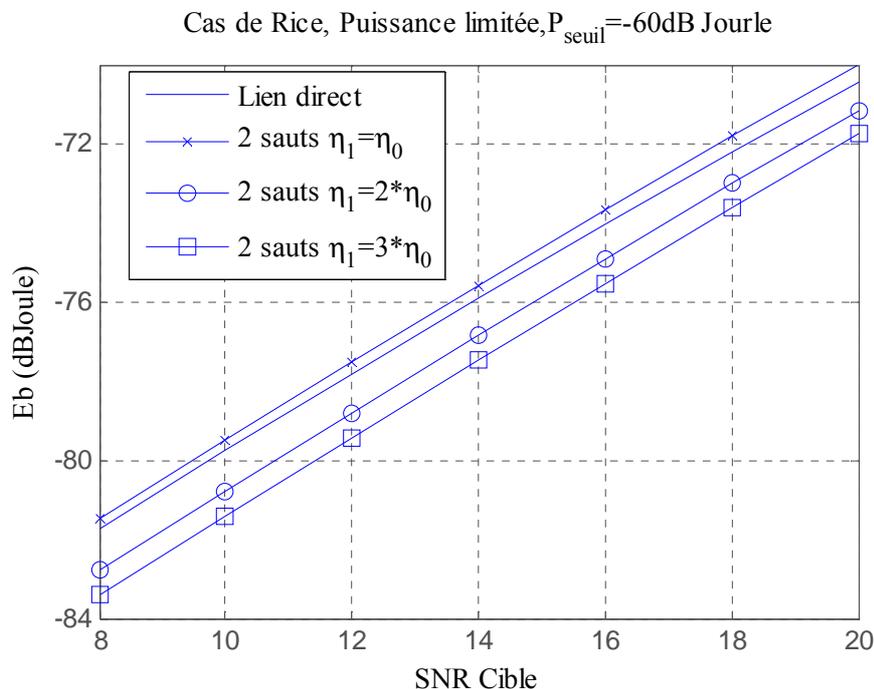


Figure 4.3.4 Energie par bit transmis nécessaire pour assurer une qualité de service donnée (assurer le SNR cible élevé) avec une limitation de la puissance consommée : $P_{\text{seuil}} = -60\text{ dB joule}$.

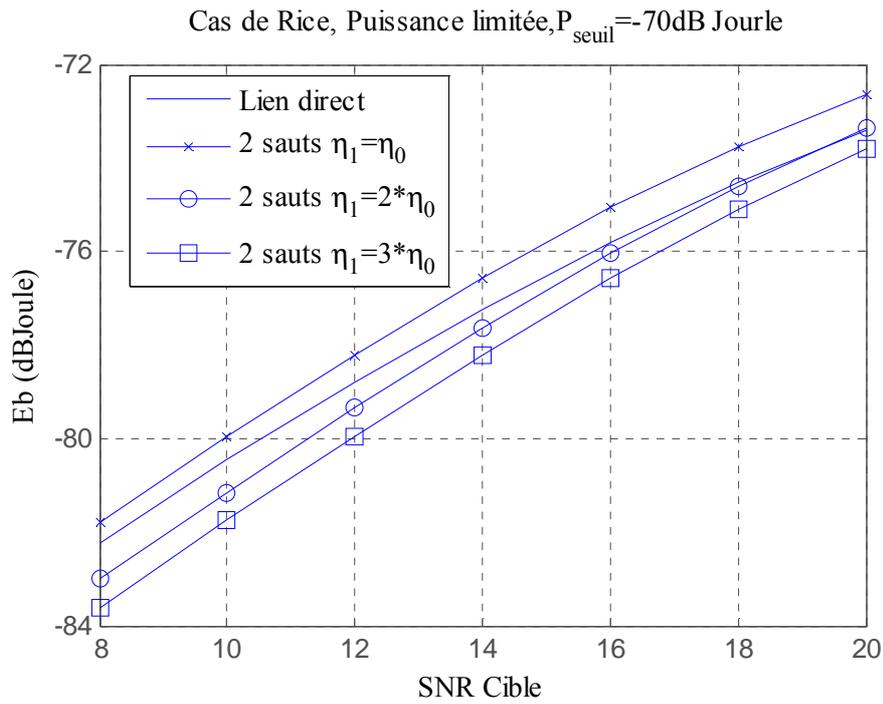


Figure 4.3.5 Energie par bit transmis nécessaire pour assurer une qualité de service donnée (assurer le SNR cible élevé) avec une limitation de la puissance consommée : $P_{\text{seuil}} = -70\text{ dB Joule}$.

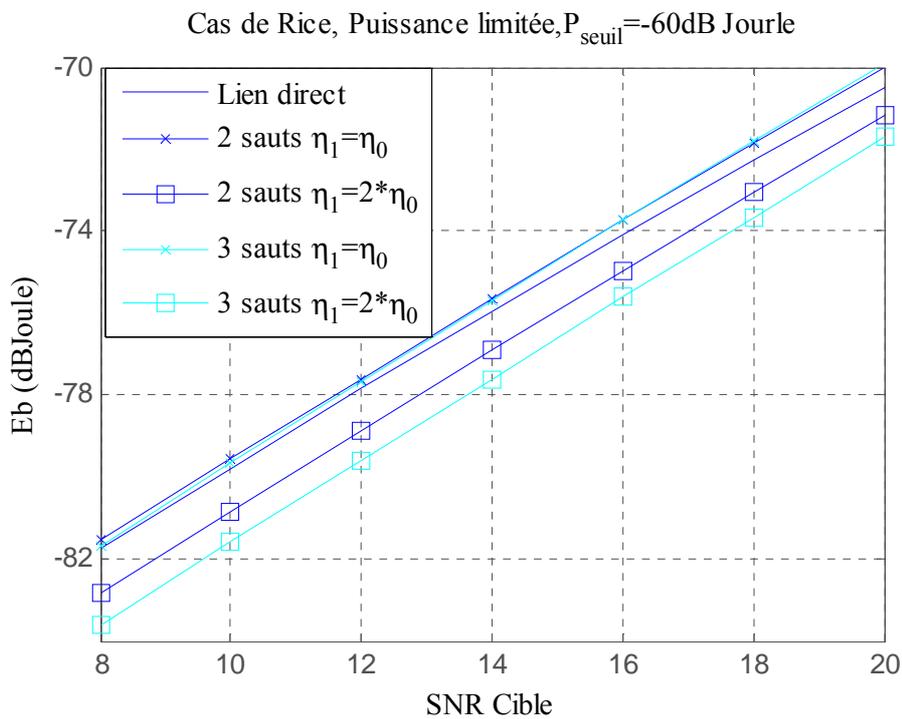


Figure 4.3.6 Transmission en 2 et 3 sauts. Energie par bit transmis nécessaire pour assurer une qualité de service donnée (assurer le SNR cible élevé) avec une limitation de la puissance consommée : $P_{\text{seuil}} = -60\text{ dB Joule}$.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'évolution du canal de propagation multi-sauts en relais non-régénératifs en tenant compte de l'impact de l'évanouissement de Rice.

Nous présentons en conséquence un réseau sans fils hétérogène intra bâtiment, où des objets de types différents peuvent assurer la fonction de relai non régénératif dans un canal de Rice. Nous montrons que la configuration du système ainsi que les paramètres des nœuds ont un impact important sur l'éventuel bénéfice du lien multi sauts.

Les caractéristiques du relais sont les éléments clés quand nous étudions la stratégie multi-sauts surtout dans une situation hétérogène et l'environnement réaliste. Nous présentons l'impact du rendement du relais sur la consommation d'énergie. Pour étudier cet impact, nous supposons que le rendement d'un amplificateur idéal est stable bien qu'il n'évolue pas linéairement lorsque le gain augmente en pratique.

Enfin, si l'impact des relais sur la consommation est importante, la diversité spatiale qu'ils apportent est tout aussi importante et s'ajoute à l'intérêt de leur utilisation.

Partie III

Réseaux multi-sauts et coopératifs avec interférences d'accès multiples

Chpitre 5 : Ultra large bande et les interférence

5 L'UWB et l'interférence dans les réseaux de capteurs.

Ce chapitre et les suivants sont indépendants des chapitres 3 et 4. Nous voulons étudier l'impact de l'interférence dans des transmissions multi-sauts ou coopératives. Nous présentons ici les outils principaux qui nous serviront par la suite. Nous nous proposons d'étudier les performances d'un récepteur RAKE sélectif avec combinaison à gain maximal (MRC) pour analyser par simulations les performances d'un système UWB avec le modèle du canal proposé pour l'IEEE 802.15.4a. Comme l'interférence affecte fortement la performance du système dans le contexte des réseaux *ad hoc* et réseaux de capteurs et que le modèle gaussien s'avère imprécis, nous introduisons la modélisation par les processus α -stables.

5.1 Introduction

Dans un réseau sans fil composé d'un grand nombre de nœuds répartis dans l'espace, la communication est limitée par différents effets comme la propagation sans fil, les interférences et le bruit thermique. Les effets introduits par la propagation dans le canal sans fil comprennent l'atténuation des signaux émis en fonction de la distance (path loss), le blocage des signaux provoqués par de gros obstacles (shadowing), et la réception de plusieurs copies du même signal transmis (multipath fading). L'interférence du réseau vient de l'accumulation de signaux émis par d'autres nœuds qui détériore la réception de la source souhaitée. Le bruit thermique est introduit par l'électronique du récepteur et est généralement modélisé par un bruit blanc gaussien additif.

La modélisation des interférences du réseau est un problème important, avec de nombreuses applications sur l'analyse et la conception des systèmes de communication, le développement de techniques d'atténuation des interférences et le contrôle des émissions électromagnétiques, parmi beaucoup d'autres. En particulier, la modélisation des interférences a reçu un large intérêt dans le contexte des technologies à bande ultra large (UWB : Ultra Wide Band), qui utilise une bande passante extrêmement large et peuvent fonctionner simultanément avec d'autres technologies à bandes bien plus étroites, telles que le GSM, le GPS, le WiFi, le WiMAX... L'approche traditionnelle était de modéliser l'interférence par un proces-

sus aléatoire gaussien [1-6]. Ceci est approprié, par exemple, lorsque l'interférence est l'accumulation d'un grand nombre de signaux indépendants, où aucun terme ne domine la somme. Ainsi, le théorème de la limite centrale (CLT : Central Limit Theorem) s'applique [7].

Le processus gaussien a beaucoup de propriétés bien étudiées et permet souvent d'obtenir des résultats analytiques. Cependant, il existe plusieurs scénarios où le CLT ne s'applique pas. Par exemple, lorsque le nombre d'utilisateurs interférents est grand mais quelques un dominant l'ensemble [8-11]. En particulier, Nous savons que le CLT donne une très mauvaise approximation pour la modélisation des interférences d'accès multiple dans les systèmes TH-UWB (Time-Hopping UWB) [12,13]. Dans de nombreux cas, la densité de probabilité (PDF : Probability Density Function) de l'interférence présente une queue plus lourde que ce que prédit le modèle gaussien. Cette queue lourde s'explique par la nature impulsive de l'interférence : les utilisateurs forts sont rares en comparaison des utilisateurs faibles et lointains. Plusieurs modèles de bruits impulsifs ont été proposées comme le modèle de Middleton Class A [14,15], le mélange de gaussiennes [16,17] et le modèle des lois stables [18,19].

Un modèle d'interférence du réseau doit saisir les paramètres physiques principaux qui influent sur les interférences, à savoir: 1) la distribution spatiale des interférences réparties dans le réseau; 2) les caractéristiques des transmissions des interférents, tels que la modulation, la puissance et la synchronisation et 3) les caractéristiques de la propagation (atténuation, shadowing, multi trajets). La localisation spatiale des interférents peut être modélisée de façon déterministe ou stochastique. Les modèles déterministes sont carrés, triangulaires, réseaux hexagonaux dans une pièce à deux dimensions [20-23]. Ils sont applicables lorsque les positions des nœuds dans le réseau est exactement connue ou est contrainte à une structure régulière. Toutefois, dans de nombreux scénarios, seule une description statistique de la localisation des nœuds est disponible, et donc un modèle spatiale stochastique devient plus approprié. En particulier, lorsque les positions des terminaux ne sont pas connues par le concepteur du réseau *a priori*, elles sont alors souvent considérées comme aléatoires suivant un processus de Poisson homogène [24]. Le processus de Poisson possède un maximum d'entropie parmi tous les processus homogènes [25] et correspond à un modèle simple et utile pour la localisation des nœuds dans un réseau.

La technologie UWB a provoqué beaucoup d'intérêt ces dernières années, particulièrement depuis la révision en février 2002 de la réglementation « part 15 » de la Federal Communications Commission (FCC) des États-Unis [26] qui permet l'utilisation de la technologie UWB en tant que système superposé dans la plage de fréquences de 3.1 à 10.6 GHz. Les principaux attraits de la technologie sont des taux de transmission élevés, un faible coût et une faible consommation de puissance.

Les formes d'ondes utilisées pour l'UWB sont des impulsions de très courte durée, entraînant une répartition de leur énergie sur l'ensemble du spectre de fréquences. Grâce aux signaux UWB, le problème lié aux multi trajets denses peut être résolu, permettant l'utilisation d'un récepteur RAKE pour la démodulation du signal. L'accès multiple dans les communications UWB est réalisé à l'aide de techniques de répartition par codes. La plupart des recherches actuelles porte sur les techniques de saut temporel (TH), associées soit à une modulation par position d'impulsions binaires (TH-PPM) [27], soit à une modulation par l'amplitude de l'impulsion (TH-PAM) [28]. Les performances des récepteurs RAKE utilisant le TH-PPM ont été étudiées dans [29], en l'absence d'interférence d'accès multiples (MUI : Multiuser Interference) et en supposant le canal parfaitement connu. L'impact du MUI sur le traitement de la détection est discuté dans [27] avec une propagation LOS (line-of-sight). Déterminer la performance optimale en présence de la MUI est très complexe car la MUI joue un rôle dans la chaîne d'estimation, ainsi que dans les performances du récepteur.

Le multi-sauts est une approche attractive pour les réseaux sans infrastructure (réseaux de capteurs ou réseaux *ad hoc*) car la ressource en puissance est limitée. Dans ce chapitre, nous présentons l'UWB, la modélisation des interférences dans un environnement *ad hoc* et étudions plusieurs exemples de performances du système avec des récepteurs Rake sélectif (SRAKE) ou partiel (PRAKE) pour le schéma de TH-PPM UWB.

5.2 L'approche impulsionnelle ultra large bande « IR-UWB »

5.2.1 Présentation générale des signaux UWB

Une formule générale pour un signal UWB représentant la transmission de données dans le domaine temporel est donnée par l'expression suivante :

$$S^{(k)}(t) = \sum_{+\infty}^{k=-\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]}(t - kT_b - jT_s - c_w(j)T_c - \epsilon b_{[k]}) c_p(j) \quad (5.1)$$

avec

- k est l'indice des bits émis, j est l'indice de répétition des bits.
- N_s est le nombre de répétitions d'impulsions.
- $b_{[k]}$ est la valeur de $k^{\text{ième}}$ bit. Nous supposons des valeurs 0 ou 1.
- $w_{b[k]}$ est la forme de l'impulsion UWB utilisée pour transmettre le bit $b_{[k]}$.
- T_b est la durée des données émises. Chaque temps bit T_b est divisé en N_s fenêtres, N_s étant le nombre de répétitions d'un bit de la source. La durée d'une fenêtre est donc T_s :

$$T_s = \frac{T_b}{N_s} \quad (5.2)$$

- Chaque fenêtre est divisée en intervalles de temps (slot) de durée T_c .
- $c_w(j)$ est le code pseudo aléatoire qui donne le slot dans la fenêtre où est positionnée l'impulsion. Il y a T_s/T_c positions possibles.
- ϵ est le décalage dû à la modulation PPM.
- $c_p(j)$ est le code pseudo aléatoire qui détermine la polarité de l'impulsion transmise dans la $j^{\text{ième}}$ trame. Nous supposons que $c_p(j)$ prend ses valeurs dans $\{+1 ; -1\}$.

Cette expression permet aussi bien de représenter l'UWB à saut temporel ou à séquence direct.

5.2.2 La forme de l'impulsion en UWB

Dans la plupart des systèmes UWB, trois types d'impulsions sont classiquement utilisés : l'impulsion gaussienne, monocycle gaussien, et doublet gaussien [28]. Il existe de nombreux travaux sur le choix de meilleures formes d'ondes mais ceci n'entre pas dans le cadre de notre étude.

L'impulsion gaussienne a la forme d'une distribution gaussienne.

Une formule générale de l'impulsion gaussienne est donnée dans (3.5), dans laquelle t est une constante de temps. L'impulsion monocycle gaussienne est la première dérivée de l'impulsion gaussienne et l'impulsion doublet gaussien est la seconde dérivée de l'impulsion

gaussienne. Leurs formules générales sont données respectivement par les équations (3.6) et (3.7) [28]:

$$g_0(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.3)$$

$$g_1(t) = -\frac{At}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.4)$$

$$g_2(t) = A\left(\frac{t^2}{\sqrt{2\pi\sigma^5}} - \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^3}}\right) \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.5)$$

Notons que A est une constante de normalisation, σ une constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. Les trois formes d'impulsion sont comparées dans le domaine temporel sur la figure 5.2.2.

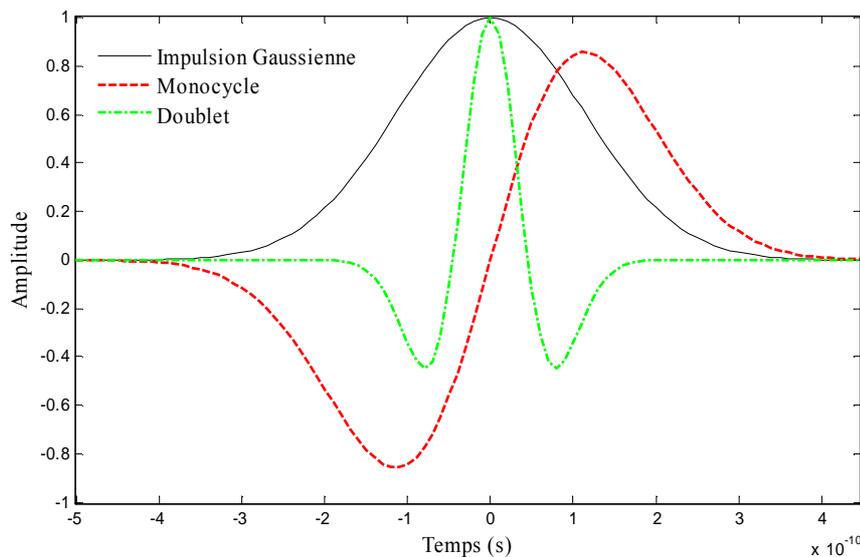


Figure 5.2.2 Exemples d'impulsions

Dans la suite, lors des simulations, nous utiliserons la dérivée seconde de la gaussienne comme impulsion.

5.2.3 L'accès multiples en UWB

Dans un système UWB, le spectre est naturellement étalé par la mise en forme même du signal d'information. Le CDMA par saut temporel ou à séquence directe peuvent alors être naturellement utilisés pour assurer l'accès multiples.

5.2.3.1 L'UWB à saut temporel (TH)

Le saut temporel est une approche largement étudiée [29] [30]. Le code permet d'améliorer l'étalement du spectre. En effet, la modulation par position d'impulsion (PPM) introduit des pics de puissance dans le spectre. Le code permet de réduire ces pics. De plus il permet également l'accès multiples.

- Dans le TH-UWB, le temps est divisé en trames durant lesquelles chaque utilisateur envoie au moins une donnée. L'instant de transmission des utilisateurs est déterminé par un code et change d'une trame à l'autre. Pour décoder le message il faut connaître le code et être synchronisé. Dans l'exemple ci-dessous (figure 5.2.3), nous vérifions qu'à chaque instant un seul utilisateur transmet. Si deux utilisateurs ne 'parlent' jamais en même temps, le taux d'erreur est très proche de celui d'un utilisateur seul.

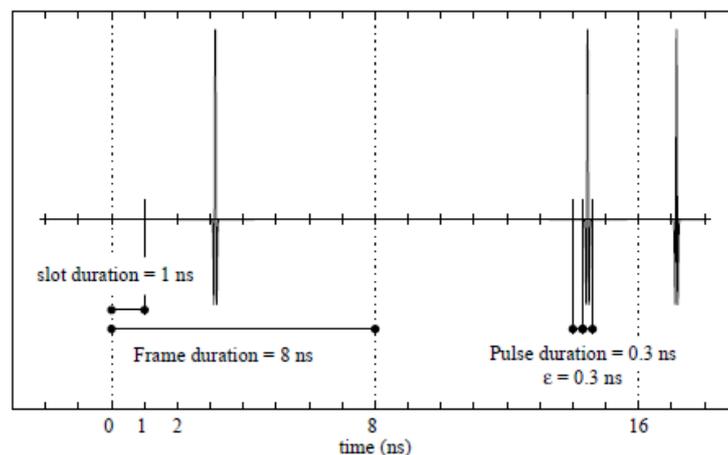


Figure 5.2.3 Signal transmit

Il est cependant difficile de définir des codes qui assurent cette parfaite orthogonalité surtout que nous envisageons des applications sans synchronisation globale entre les nœuds. Nous gardons alors les propriétés d'étalement de spectre et de confidentialité due à la connaissance du code mais on ne peut plus empêcher les collisions et les codes nous permettent simplement

de limiter le nombre de ces collisions. Pour obtenir l'expression analytique de cette technique d'étalement nous définissons $c_p(j) = 1$ dans (5.1) et obtenons :

$$S(t) = \sum_{+\infty}^{k=-\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]}(t - kT_b - jT_s - c_w(j)T_c - \epsilon b_{[k]}) \quad (5.6)$$

Le code pseudo aléatoire est représenté par $c_w(j)$ qui est une valeur entière dans l'ensemble $\left\{0, 1, \dots, \frac{T_s}{T_c} - 1\right\}$.

Nous choisissons de générer nos codes pseudo aléatoires à partir de codes binaires [31]. Cependant, dans notre application, pour chaque trame, il faut déterminer le slot pendant lequel l'impulsion est émise. Pour cela, le code doit prendre ses valeurs dans $\left\{0, \frac{T_s}{T_c} - 1\right\}$ où $\frac{T_s}{T_c}$ représente le nombre de slots contenus dans une trame. Par exemple si $\frac{T_s}{T_c} = 8$, le code prend ses valeurs dans $\{0, \dots, 7\}$. On va donc avoir une première conversion du code pour passer d'une suite binaire à une suite m-aire.

3.5.3.2 L'UWB à séquence directe (DS : direct sequence)

Cette approche est basée sur la transmission continue d'impulsions composant les bits d'information. Un code est utilisé pour identifier les utilisateurs. Le signal résultant est alors une transmission continue d'impulsions UWB dont le nombre dépend de la durée de l'impulsion elle-même et du débit binaire défini par le système [32].

Pour obtenir l'expression analytique de cette technique d'étalement nous, mettons $c_w(j) = 0$ dans (5.1) :

$$S(t) = \sum_{+\infty}^{k=-\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]}(t - kT_b - jT_s - c_w(j)T_c - \epsilon b_{[k]}) C_p(j) \quad (5.7)$$

Où $c_p(j)$ représente le code pseudo aléatoire.

Dans le cas du DS nous avons une transmission continue d'impulsion pendant la durée des bits d'information. La durée d'une trame est égale à la durée du code. Le nombre de répé-

tions est égal à la longueur du code : $N_s = N_c$. Le code pseudo aléatoire $(c_p)_j, j = 1, \dots, N_c$, prenant ses valeurs dans $\{-1, 1\}$, indique la polarité de chaque impulsion. Il permet à la fois de séparer les utilisateurs et de fournir un gain de traitement contre les faibles valeurs de rapport signal à bruit (SNR).

5.2.4 Les méthodes de modulation en UWB

5.2.4.1 La modulation par position d'impulsion (PPM)

Dans cette technique de modulation l'information est portée par la position de l'impulsion dans un intervalle de temps donné. Cette approche permet en particulier de mettre en œuvre des démodulateurs non cohérents, donc simples. De plus, quand les impulsions sont émises régulièrement espacées, des raies spectrales apparaissent. La modulation PPM à laquelle s'ajoute le saut temporel permet de lisser le spectre.

Dans le cas de saut temporel le signal d'information s'écrit comme en (5.6). Nous reprenons l'expression ici pour la clarté de l'exposé :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_c} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - c_w(j)T_c - \epsilon b_{[k]} \right) \quad (5.8)$$

En radio impulsionnelle, la réception des signaux se fait par corrélation. L'idée de base repose sur la multiplication du signal reçu par un signal modèle, qui permet de démoduler les données transmises. Au niveau du récepteur, le signal modèle correspond au code pseudo aléatoire d'émission.

5.2.4.2 La modulation par amplitude d'impulsion (PAM : Pulse Amplitude Modulation)

La modulation par amplitude de l'impulsion, ou Pulse Amplitude Modulation (PAM), est une alternative à la modulation par position d'impulsion. Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états.

Théoriquement, un nombre illimité de valeurs différentes peut être utilisé pour l'amplitude du signal. Dans la pratique, la modulation PAM se réduit souvent à deux états, 1 et -1 . Dans ces conditions, on peut voir la modulation 2-PAM comme une forme de modulation biphasée, ou Binary Phase Shift Keying (BPSK). Cette modulation BPSK présente une bonne robustesse face aux effets du canal, et simplifie la synchronisation. En effet, la position de l'impulsion reste fixe, et c'est uniquement sa phase qui varie.

Dans le cas du TH-PAM le signal d'information émise est :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - (c_w)_j T_c \right) d_{[k]} \quad (5.9)$$

Une autre variante de la modulation PAM consiste à transmettre deux états : 1 et 0. Il s'agit dans ce cas d'une modulation de type « tout ou rien », ou On Off Keying (OOK). À l'instant de transmission défini, une impulsion est émise pour coder un 1, et rien n'est émis pour coder un 0. Enfin, il existe également des modulations hybrides. On peut par exemple créer une modulation à 4 états en combinant une modulation binaire PPM avec une modulation 2-PAM.

Nous avons choisi pour notre système une solution impulsionnelle. La modulation est en position et l'accès multiples à saut temporel à répartition par code. Cette technique, très souvent utilisée et détaillée dans la littérature est communément appelée IR-UWB ou TH-PPM-UWB.

5.3 Emetteur

La séquence binaire émise $b = (\dots, b_0, b_1, \dots, b_k, b_{k+1}, \dots)$ est générée avec un débit :

$$R_b = \frac{1}{T_b} \quad \text{bits/s} \quad (5.10)$$

Le premier bloc est le code de répétition ($N_s, 1$). Il introduit de la redondance, c'est-à-dire qu'il répète chaque bit N_s fois et génère une séquence binaire :

$$(\dots, b_0, \dots, b_0, b_1, \dots, b_1, \dots, b_k, \dots, b_k, b_{k+1}, b_{k+1}, \dots, b_{k+1}, \dots) = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots) = a$$

$$\text{avec un débit } R_{cb} = \frac{N_s}{T_b} = \frac{1}{T_s} \text{ bits/s.}$$

Le second bloc, que nous appelons le codeur d'émission, applique un code TH à valeurs entières $c = (\dots, c_0, c_1, \dots, c_j, c_{j+1}, \dots)$ à la séquence binaire $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots)$ et génère une nouvelle séquence d . Un bit est transmis dans une fenêtre de durée T_s . Chaque fenêtre est divisée en un nombre N_h d'intervalles de temps. Les impulsions sont positionnées en $d_j = jT_s + c_jT_c + a_j\varepsilon$. Les variables j , T_c et ε sont respectivement l'indice de la fenêtre, la durée d'un slot et le décalage introduit par le modulateur PPM. Elles satisfont la condition $c_jT_c + \varepsilon < T_s$ pour toutes les valeurs de c_j . A noter que la valeur de ε influe sur le taux d'erreur binaire (TEB). Nous devons déterminer la valeur optimale qui minimise le TEB. Cette valeur est celle qui minimise la fonction d'auto corrélation de l'impulsion en ε [33]. Pour notre étude nous avons choisi ε égale à la durée de l'impulsion (T_m) qui n'est pas nécessairement le choix optimal mais qui présente l'avantage de la simplicité. En général $\varepsilon < T_c$. Notons que d est une séquence à valeurs réelles. Dans nos simulations, nous avons utilisé des séquences pseudo aléatoires générées à partir de registres à décalage de longueur 31 qui donnent des séquences entre 0 et 7 de longueur 31 également. Chaque utilisateur choisit aléatoirement sa séquence parmi les séquences possibles. Comme les utilisateurs sont asynchrones et que les utilisateurs forts sont rares, la probabilité d'avoir un interférent fort utilisant la même séquence et de façon synchrone est très faible. Le choix aléatoire de la séquence ne dégrade alors pas nos performances.

Le dernier bloc est un filtre de mise en forme qui positionne les impulsions $P_0(t)$ aux instants précédemment déterminés.

Le signal $S^{(k)}(t)$ de l'utilisateur k à la sortie de la chaîne d'émission peut s'écrire de la façon suivante :

$$S^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E^{(k)}} P_0(t - jT_s - c_j^{(k)}T_c - a_j^{(k)}\varepsilon - \delta^{(k)}) \quad (5.11)$$

$P_0(t)$ est l'impulsion normalisée $\int_{-\infty}^{+\infty} P_0^2(t) dt = 1$ (la dérivée seconde de la gaussienne dans nos simulations, représentée figure 5.3 (b)). $E^{(k)}$ est l'énergie de chaque impulsion émise et $\delta^{(k)}$ est le décalage entre le signal de l'utilisateur k et le signal utile (celui que nous voulons décoder). C'est une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et T_s .

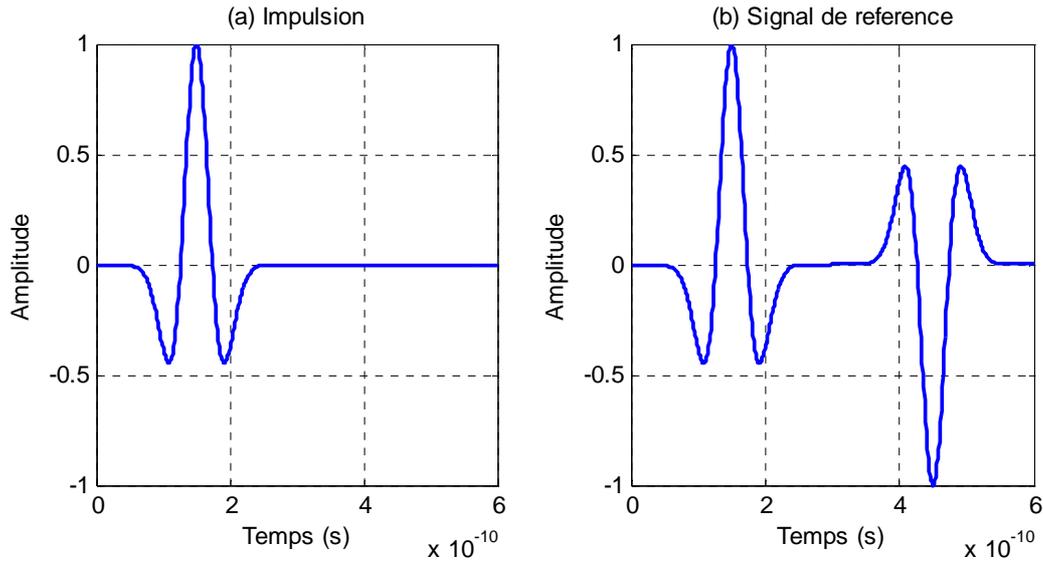


Figure 5.3 – L'impulsion et le signal de référence au récepteur.

$P_0(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$P_0(t - t_0) = \left[1 - 12.5\pi \left(\frac{2(t - t_0)}{T_m} - 1 \right) \right]^2 \cdot e^{-6.25\pi \left(\frac{2(t - t_0)}{T_m} - 1 \right)^2} \quad (5.12)$$

où t_0 est le retard de l'impulsion.

5.4 Récepteur

Le signal UWB reçu au récepteur peut être exprimé comme ci-dessous :

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \gamma^{(k)} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} S^{(t)}(t - \tau_{kl}) + n(t)$$

$$= r_u(t) + r_{mpi}(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (5.13)$$

Le signal reçu est la somme de tous les signaux en provenance des N_u émetteurs. $\gamma^{(k)}$ est l'atténuation globale du canal de l'utilisateur k ; α_{kl} et τ_{kl} sont les paramètres du canal multi-trajets comme défini dans le chapitre 2. $r_u(t)$, $r_{mpi}(t)$, $r_{mui}(t)$ sont respectivement le signal utile, l'interférence multi trajets et l'interférence multi utilisateurs et $n(t)$ représente le bruit additif blanc gaussien, avec une densité spectrale de puissance égale à $N_0/2$ à l'entrée du récepteur.

Puisque les réponses impulsionnelles des canaux présentés à la partie 5.2 comportent de nombreux trajets, il est intéressant d'utiliser un récepteur de type Rake afin d'exploiter la diversité de trajets et de maximiser l'énergie disponible au récepteur. Le récepteur Rake est composé de plusieurs corrélateurs, ajustés à des délais différents, dont les sorties sont combinées de manière linéaire, tel que présenté dans la figure 5.4.

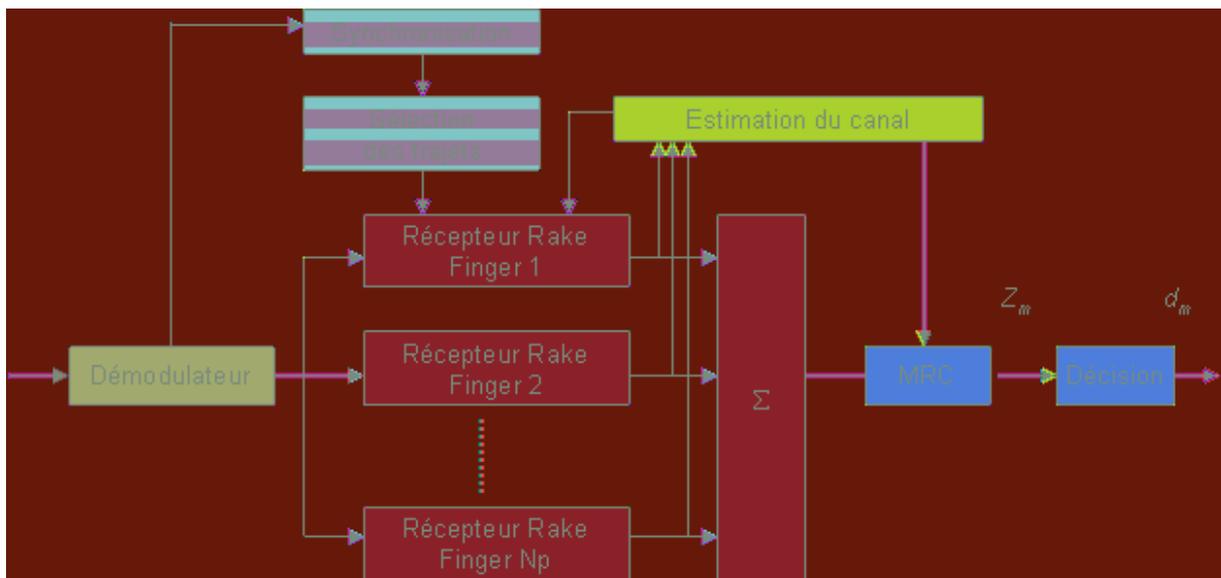


Figure. 5.4. Récepteur Rake

Le récepteur Rake idéal permet de récupérer tous les trajets créés par le canal de propagation [38], mais il engendre des problèmes au niveau de la complexité. En conséquence, nous considérons maintenant des récepteurs Rake partiels n'agissant que sur un sous-ensemble de trajets : en fait, les L premiers trajets [39]. Ce choix n'est pas toujours judicieux si les premiers trajets ne sont pas les plus puissants. Ainsi, on peut concevoir le récepteur Rake dit sélectif qui se synchronise sur les trajets plus puissants [36-37].

Profitant du signal reçu dans l'équation (3.14), le récepteur optimal dans le cas d'un seul utilisateur est un récepteur Rake cohérent [34] qui recombine les trajets afin de maximiser le rapport signal à bruit (MRC : Maximum Ratio Combining) [35].

Cette méthode revient à utiliser directement la valeur du trajet correspondant à la branche considérée pour pondérer la sortie du filtre adapté.

Le signal de référence du filtre adapté s'écrit [40]:

$$\begin{aligned} m(t) &= \sum_{j=0}^{N_s-1} (P_0(t - c_j^{(1)}T_c) - P_0(t - c_j^{(1)}T_c - \varepsilon)) \\ &= P(t) - P(t - \varepsilon) \quad \text{avec} \quad P(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} P_0(t - c_j^{(1)}T_c) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Ici $c_j^{(1)}$ fait référence à l'utilisateur que nous voulons décoder. N_s est la longueur du code de répétition. En utilisant (5.11) et (5.14), nous pouvons exprimer le signal émis comme :

$$S^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} E^k \cdot P(t - jT_s) \quad (5.15)$$

Le signal reçu $r(t)$ peut être exprimé comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^{N_u} \gamma^{(k)} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} S^{(k)}(t - jT_s - \tau_{kl} - \delta_k) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{kl} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} P(t - jT_s - \tau_{kl} - \delta_k) + n(t) \end{aligned} \quad (5.16)$$

où $\beta_{kl} = E \cdot \gamma^k \cdot \alpha_{kl}$, les indices sont définis dans le tableau 5.5.1.

Tableau 5.5.1 – définition des paramètres utilisés dans les expressions

l, l'	indice de trajet
i	bit d'information
v	bit qu'on veut décoder
L, L_k	nombre total du trajet
j	Code de répétition
k	nombre des utilisateurs

Finalement, en utilisant (5.14) et (5.16), la sortie du corrélateur du RAKE est donnée par :

$$\begin{aligned}
 Z(v) &= \int_0^{N_s T_s} r(t) \cdot m(t - vT_s) dt \\
 &= \int_0^{N_s T_s} \left\{ \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{kl} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} P(t - jT_s - \tau_{kl} - \delta_k) + n(t) \right\} \cdot \left(\sum_{l'=1}^L \beta_{kl'} m(t - vT_s - \tau_{kl'}) + n(t) \right) dt \\
 &= \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^{L_k} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l'=1}^L \beta_{kl} \beta_{kl'}^* \left[C_p((v-j)T_s + \tau_{ll} - \tau_{kl} - \delta_k) - C_p((v-j)T_s + \tau_{ll} - \tau_{kl} - \delta_k - \varepsilon) \right]
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Après la corrélation, les échantillons de Z peuvent s'écrire sous la forme suivante [41] :

$$Z = Z_u + Z_{mpi} + Z_{mui} + Z_n, \tag{5.18}$$

où Z_u , Z_{mpi} , Z_{mui} et Z_n sont respectivement, les contributions du signal utile, de l'interférence multi-trajets, de l'interférence multi-utilisateurs et du bruit Gaussien. Les expressions des différents termes peuvent être obtenues à partir de (5.17). Elles ne nous serviront pas explicitement dans la suite de ce document bien qu'elles soient à la base de nos simulations. Nous ne les détaillerons pas plus avant, la difficulté résidant simplement dans la longueur des écritures mais pas dans les mathématiques elles mêmes.

5.5 Quelques exemples de performance

Pour appliquer les différentes théories de ce chapitre, nous les appliquons à quelques exemples. Nous supposons une estimation du canal parfaite pour le récepteur S-Rake (Rake sélectif).

Le scénario de la simulation est décrit comme suivante : la distance totale entre la source et la destination est définie comme 1 mètre mais la couverture du réseau est 50 mètres. Nous générons 20 trajets. Les autres paramètres des simulations sont donnés dans le tableau 5.5.

Tableau 5.5 – Paramètres utilisés dans nos simulations

Paramètres	Valeurs
Durée de la trame T_s	10ns
Durée de l'impulsion T_m	0.3ns
Coefficient d'atténuation a	3
Nombre moyen d'utilisateurs interférents N_a	10 ou 100
Distance utile d_u	1 mètre
Rayon de la zone R	50 mètre
Nombre de trajets générés N_{taj}	20

Nous étudions l'impact des interférences sur la performance du système sur la figure 5.5.1 avec un simple corrélateur comme récepteur. Nous observons la dégradation du TEB lorsque le MAI est présent.

La figure 5.5.2 montre la performance du système en utilisant le récepteur rake sélectif avec dix utilisateurs. Nous constatons une amélioration de TEB à la suite de l'augmentation du nombre de fingers.

La figure 5.5.3 montre le cas du rake partiel. En revanche, nous analysons la situation avec un plus grand nombre d'utilisateurs (100). L'amélioration de la performance est toujours réalisée par l'augmentation du nombre de fingers, cependant le gain devient relativement faible à cause de l'accroissement des interférences.

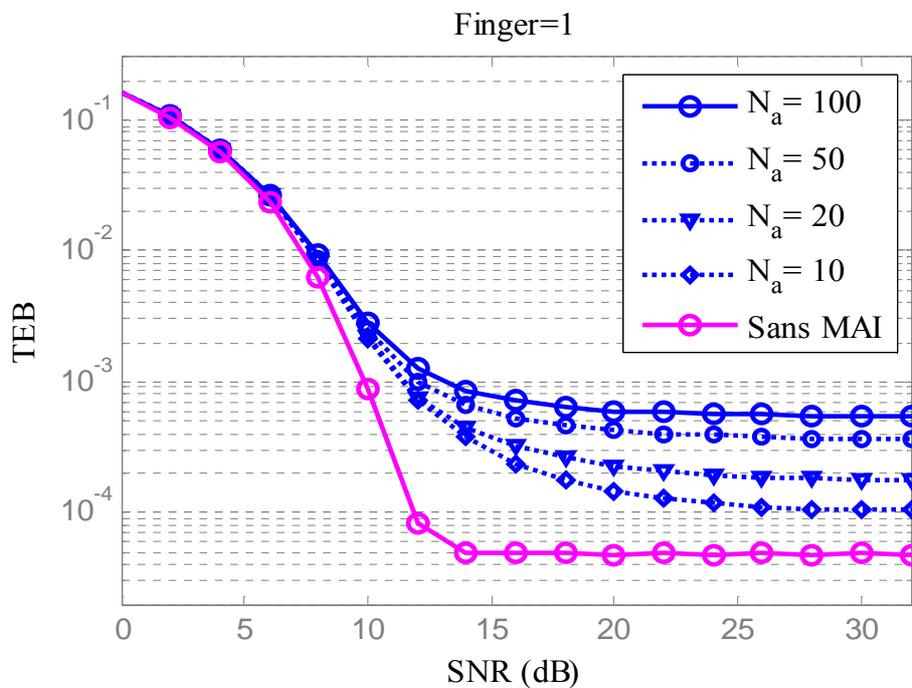


Figure 5.5.1. Impact de MAI sur la Performance de TEB.

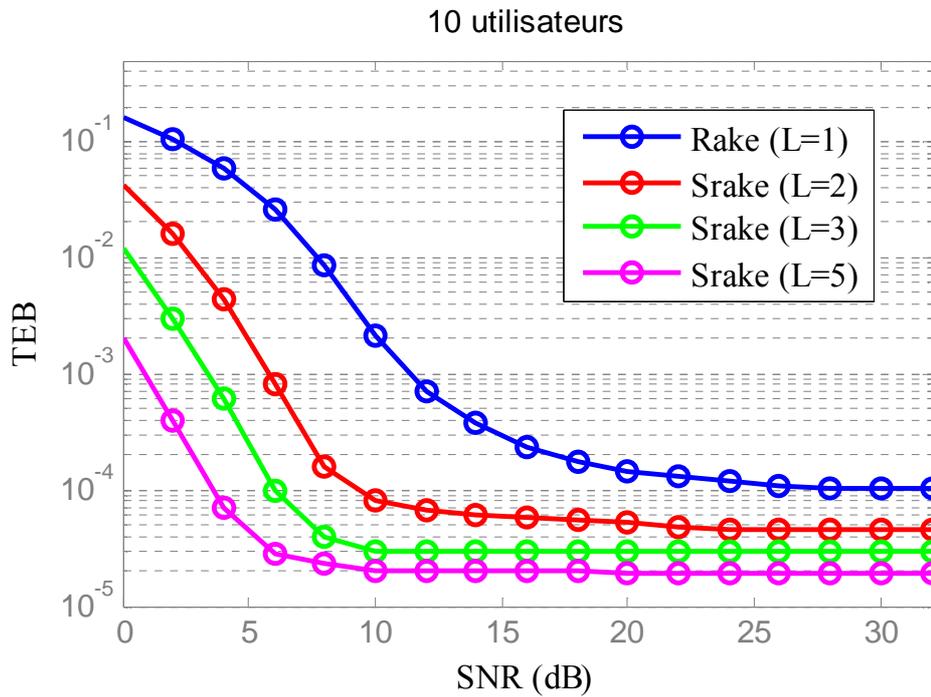


Figure 5.5.2. Performance de TEB en utilisant Srake avec différents nombres de fingers. Nombre moyen d'utilisateur à la destination = 10. $N_{\text{taj}}=20$.

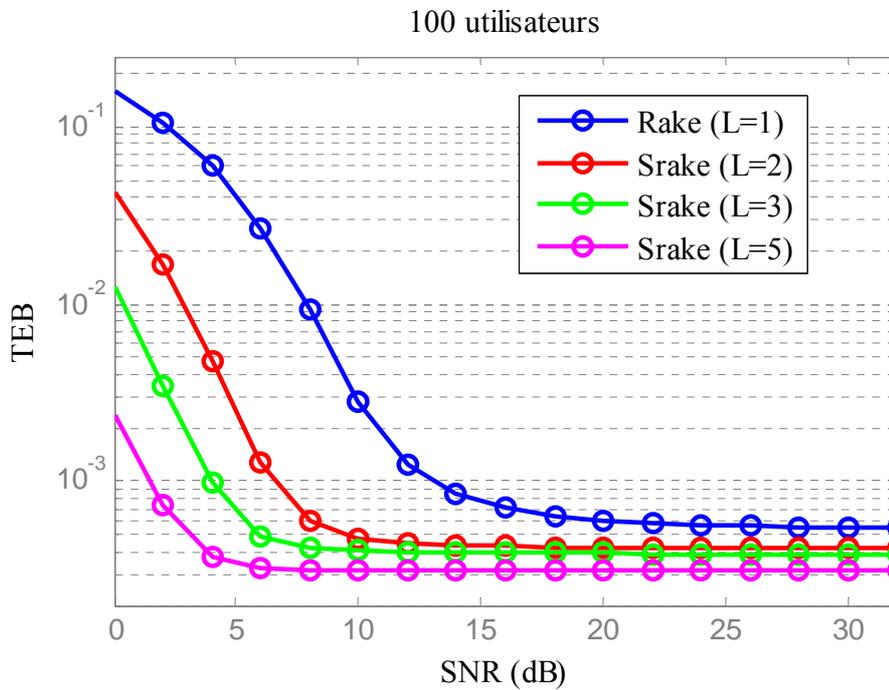


Figure 5.5.3. Performance de TEB en utilisant Srake avec différents nombres de fingers. Nombre moyen d'utilisateur à la destination = 100.

5.6 L'interférence.

5.6.1 Modélisation des interférences par les distributions α -stables.

Au récepteur, en partant de l'équation (5.15) et de canaux à un seul trajet, le MAI peut s'écrire :

$$Z_{MAI} = \sum_{i=1}^{\kappa} \beta'_i \varphi_i \quad \text{avec} \quad \varphi_i = \int_0^{N_s T_s} P(t - \tau_i) m(t) dt, \quad (5.19)$$

où β'_i est l'atténuation de l'utilisateur interférent i après la correction de phase sur l'utilisateur désiré, τ_i le retard entre le signal de référence et le signal reçu (uniformément distribué sur $[-N_s T_s, N_s T_s]$ du fait de la transmission asynchrone et de l'indépendance entre les liens interférents et utile). La variable κ est le nombre d'impulsions interférentes qui tombent dans des périodes où le signal de référence au récepteur est non nul. Dans (5.19), les $(\varphi_i)_{i=1, \dots, \kappa}$ sont des variables aléatoires indépendantes, identiquement distribuées et bornées. Leurs densités de probabilité sont paires. Les $(\beta'_i)_{i=1, \dots, \kappa}$ sont des variables aléatoires positives, indépendantes, identiquement distribuées. Leurs propriétés déterminent la nature de Z_{MAI} . Supposons que nous soyons placés dans un trafic dense : κ est très grand. Comme les $(\beta'_i)_{i=1, \dots, \kappa}$ ont une variance finie, il en est de même pour les produits $(\varphi_i \beta'_i)_{i=1, \dots, \kappa}$. Il s'ensuit d'après le théorème de la limite centrale que la somme normalisée $Z_{MAI}^{(\kappa)} = \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \sum_{i=1}^{\kappa} (\varphi_i \beta'_i)$ converge en loi vers une distribution normale de variance $\text{var}(\varphi_i \beta'_i)$. Cela signifie que $Z_{MAI}^{(\kappa)}$ est asymptotiquement gaussienne et, en conséquence, qu'elle peut être approchée par une distribution normale quand κ est suffisamment grand.

Cependant, dans un cadre général, le nombre d'interférents n'est pas toujours très grand et il est plus précis de le modéliser par une variable aléatoire. Comme souvent dans des situations similaires [42,43], nous représentons κ par une distribution de Poisson. La clef de notre raisonnement est de ne plus considérer β'_i comme une variable de variance finie. Si ceci est un peu contraire à notre intuition première, la puissance de l'interférence est en faite à mettre en relation avec la puissance du lien utile β_0 , où l'indice 0 fait référence au lien utile. Dans le

cas où ce lien est bien plus long que le lien interférent, la valeur relative observée de β_i' peut être très importante. Ceci suppose un protocole de la couche MAC basé sur l'ALOHA qui peut avoir des performances proches de celles d'un CSMA avec une bien moindre complexité [44-45]. Cela signifie en particulier qu'aucun effort particulier n'est fait pour empêcher des transmissions dans un environnement proche du récepteur et donc l'existence d'interférents proches. Ces événements, bien que peu fréquents, ont un impact important sur la communication et donne une nature impulsive au bruit. Une modélisation par des moments d'ordre 2 infinis permet alors une nouvelle approche pour la modélisation et une meilleure représentation du phénomène.

Cela revient en fait à négliger le champ proche (mais cela a peu d'impact sur la validité du modèle et les courbes théoriques que nous obtenons). Nous écrivons alors $\beta_i' = d_i^{-a/2}$, a étant le coefficient d'atténuation du canal, prenant généralement ses valeurs entre 2 et 6 et d_i la distance de l'interférent i . Si nous considérons les interférents uniformément répartis dans un cercle C de rayon R , la densité de probabilité de l'atténuation est :

$$f_{\beta_i'}(x) = (4/aR^2)x^{-\frac{4}{a}-1} \text{ pour } R^{-\frac{a}{2}} \leq x < +\infty, \quad (5.20)$$

et il est rapide de vérifier que sa variance est infinie pour $a > 2$. Cette variance infinie rend obsolète le modèle gaussien. En utilisant la théorie des processus de Poisson composés, nous pouvons montrer que la variable aléatoire Z_{MAI} est dans le domaine d'attraction d'une distribution α -stable. Par conséquent elle peut être modélisée par une loi α -stable. Pour le démontrer, nous étudions la fonction caractéristique du MAI $\phi_{Z_{MAI}}(w) = E[e^{jwZ_{MAI}}]$. Nous montrons dans l'annexe D qu'elle peut s'écrire :

$$\phi_{Z_{MAI}}(w) = e^{-\sigma|w|^\alpha}. \quad (5.21)$$

La distribution du MAI est alors une distribution α -stable avec $\alpha = \frac{4}{a}$ et $\sigma = -\lambda q \pi F$ où q est la probabilité qu'une impulsion interfère avec le signal de référence au niveau du récepteur. Du fait de la non synchronisation des utilisateurs et de leur indépendance, q est le rapport entre la

durée du signal de référence $m(t)$ et la durée de la fenêtre (temps moyen entre deux impulsions successives).

Les distributions stables sont une classe riche de distributions de probabilité qui comprennent les gaussiennes ($\alpha = 2$), les distributions de Cauchy ($\alpha = 1$) et celle de Lévy ($\alpha = 0,5$). Elles peuvent présenter des propriétés d'asymétrie et, mise à part les gaussienne, présentent des queues lourdes. Un autre fait important qui donne toute leur importance à ces distributions est le fait qu'elles sont paramétriques. Les quatre paramètres l'exposant caractéristique α , la dispersion σ , l'index de symétrie β et le paramètre de localisation μ les caractérisent complètement (voir annexe A pour les détails). Bien sûr, d'autres modèles de probabilité à queue lourde existent, mais la propriété de stabilité rend cette classe très attractive. Nous allons en effet pouvoir profiter de la propriété de stabilité lors de son application dans les systèmes coopératifs. La figure 5.6.1 donne un exemple de la distribution symétrique α -stable et la compare au cas gaussien. Nous pouvons noter la représentation de bruits impulsifs ainsi que la queue lourde.

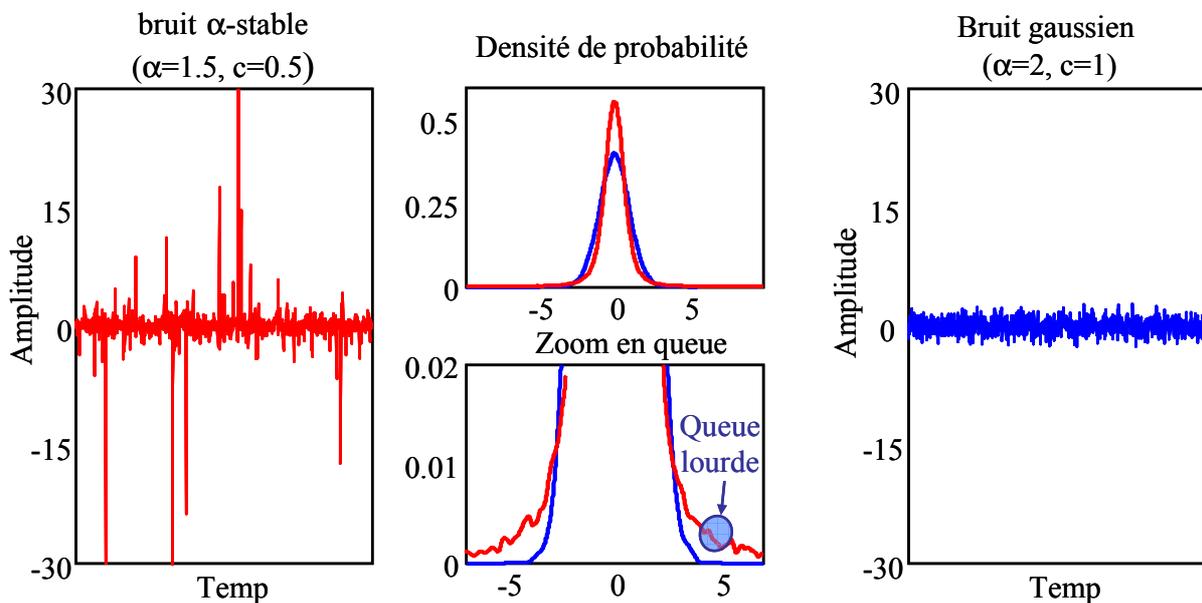


Fig. 5.6.1. Comparaison de la densité de probabilité pour la distribution symétrique α -stable ($\alpha = 1.5$) et le cas gaussien ($\alpha = 2$)

5.6.2 Calcul de la probabilité d'erreurs

Nous supposons ici que le récepteur considère le bruit comme gaussien. Il n'est donc optimal que si le bruit est additif et gaussien. La stratégie de réception peut alors être améliorée en utilisant, par exemple, un récepteur Cauchy [41]. Ces récepteurs engendrent cependant une complexité accrue. S'ils améliorent nettement la détection, nous avons préféré rester ici avec un récepteur linéaire.

Pour calculer la probabilité d'erreur binaire P_{eb} , nous négligeons l'effet des multi-trajets (c'est-à-dire $Z_{MPI} = 0$). Une application envisagée est la transposition des signaux UWB à 60 GHz pour des réseaux *ad hoc* intra-bâtiment et des transmissions sur de courtes distances utilisant des antennes directive [46-47]. Dans ce cas, les liens devraient être courts et directs et donc les multi-trajets ne devraient porter que peu d'énergie et avoir une influence limitée [48-49].

Nous supposons un récepteur linéaire utilisant un seuil nul. Pour des valeurs données du bruit Z_n et du nombre moyen de liens interférents N_a , nous pouvons écrire la probabilité d'erreur binaire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} P_{eb|Z_n^s, N_a} &= P(Z_{MAI} < -(Z_u + Z_n) | a_j = 0, Z_n) \\ &= P(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Quand Z_n n'est pas fixé, x est une variable aléatoire Gaussienne de moyenne de 1 et de variance $\sigma_{Z_n}^2$. Notons $f_x(x)$ est la fonction de densité de probabilité (pdf) de x , Alors :

$$P_{eb|N_a} = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n) \cdot f_X(x) dx \quad (5.23)$$

Cette expression peut être calculée numériquement. Si la fonction de répartition d'une variable aléatoire α -stable n'est pas analytiquement connue, elle peut être déterminée soit par une estimation de type Monte Carlo car les variables α -stables peuvent être relativement facilement générées, soit en passant par la fonction caractéristique dont l'expression est connue et en calculant numériquement la transformée de Fourier inverse.

Références

- [1] A. J. Viterbi and I. M. Jacobs, B. “Advances in coding and modulation for noncoherent channels affected by fading, partial band, and multiple-access interference,” in *Advances in Communication Systems: Theory and Applications*, vol. 4. New York: Academic, 1975, 279–308.
- [2] I. M. I. Habbab, M. Kavehrad, and C. E. W. Sundberg, “BALOHA with capture over slow and fast fading radio channels with coding and diversity,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 7, pp. 79–88, Jan. 1989.
- [3] K. Zhang and K. Pahlavan, “A new approach for the analysis of the slotted ALOHA local packet radio networks,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Atlanta, GA, Apr. 1990, pp. 1231–1235.
- [4] J. Linnartz, H. Goossen, R. Hekmat, K. Pahlavan, and K. Zhang, B. “Comment on slotted ALOHA radio networks with PSK modulation in Rayleigh fading channels,” *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 593–595, Apr. 1990.
- [5] N. C. Beaulieu and A. A. Abu-Dayya, B. “Bandwidth efficient QPSK in cochannel interference and fading,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 9, pp. 2464–2474, 1995.
- [6] J. Cheng and N. C. Beaulieu. “Accurate DS-CDMA bit-error probability calculation in Rayleigh fading,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 3–15, Jan. 2002.
- [7] W. Feller, “An Introduction to Probability Theory and Its Applications, vol. 2. New York: Wiley, 1971.
- [8] S. A. Kassam, *Signal Detection in Non-Gaussian Noise*. New York: Springer, 1988.
- [9] E. J. Wegman, S. C. Schwartz, and J. B. Thomas, *Topics in Non-Gaussian Signal Processing*. New York: Springer, 1989.
- [10] M. Chiani, “Analytical distribution of linearly modulated cochannel interferers,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 73–79, Jan. 1997.
- [11] A. Giorgetti and M. Chiani, “Influence of fading on the Gaussian approximation for BPSK and QPSK with asynchronous cochannel interference,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 384–389, 2005.
- [12] B. Hu and N. C. Beaulieu, “Accurate evaluation of multiple access performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 1758–1766, Oct. 2004.
- [13] B. Hu and N. C. Beaulieu, “Exact bit error rate of TH-PPM UWB systems in the presence of multiple access interference,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, pp. 572–574, Dec. 2003.
- [14] D. Middleton, “Statistical-physical models of electromagnetic interference,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 19, pp. 106–127, Aug. 1977.

- [15] D. Middleton, “Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: New methods and results for class A and class B noise models,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 4, pp. 1129–1149, May 1999.
- [16] G. V. Trunk and S. F. George, “Detection of targets in non-Gaussian sea clutter,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 6, no. 5, pp. 620–628, Sep. 1970.
- [17] G. V. Trunk, “Further results on the detection of targets in non-Gaussian sea clutter,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 7, pp. 553–556, May 1971.
- [18] M. Shao and C. Nikias, “Signal processing with fractional lower order moments: Stable processes and their applications,” *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 986–1010, 1993.
- [19] C. L. Nikias and M. Shao, *Signal Processing With Alpha-Stable Distributions and Applications*. New York: Wiley-Interscience, 1995.
- [20] J. Silvester and L. Kleinrock, “On the capacity of multihop slotted ALOHA networks with regular structure,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 31, pp. 974–982, Aug. 1983.
- [21] R. Mathar and J. Mattfeldt, “On the distribution of cumulated interference power in Rayleigh fading channels,” *Wireless Netw.*, vol. 1, pp. 31–36, Feb. 1995.
- [22] G. Ferrari and O. K. Tonguz, “Minimum number of neighbors for fully connected uniform ad hoc wireless networks,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, Jun. 2004, vol. 7, pp. 4331–4335.
- [23] X. Liu and M. Haenggi, “The impact of the topology on the throughput of interference-limited sensor networks with rayleigh fading,” in *Proc. IEEE Conf. on Sensor and Ad Hoc Commun. and Networks*, Sep. 2005, pp. 317–327.
- [24] J. Kingman, *Poisson Processes*. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 1993.
- [25] J. A. McFadden, “The entropy of a point process,” *J. Soc. Ind. Appl. Math.*, vol. 13, no. 4, pp. 988–994, Dec. 1965.
- [26] “Part 15 - Radio Frequency Devices”, Federal Communications Commission, septembre 2005.
- [27] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Ultra-wide bandwidth time hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple access communications”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 679–691, 2000.
- [28] Hongsan Sheng; Orlik, P.; Haimovich, A.M.; Cimini, L.J., Jr.; Jinyun Zhang; “On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission” *ICC IEEE International Conference On page(s): 738 – 742*, May 2003.
- [29] B. Hu and N. C. Beaulieu, ‘Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems,’ *IEEE Trans. Commun.*, vol 52, pp1758-1766, Oct. 2004.
- [30] G. Durisi and S. Benedetto, ‘Performance Evaluation of Time Hopping UWB Systems in the Presence of Multiuser Interference,’ *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, pp.224-226, May 2003.

- [31] G. Giancola and M.-G. D. Benedetto, 'A Novel Approach for Estimating Multi-User Interference in Impulse Radio UWB Networks : The Pulse Collision Model,' EURASIP Signal Processing Journal, Special Issue on Signal Processing in UWB communications, vol. 86, pp. 2185-2197, 2006.
- [32] J. H. Reed, An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems. Prentice-Hall, 2005.
- [33] N. Deparis, *Liaisons Numeriques Haute debit Ultra Large Bande Transposees Autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communiquants*. These de Doctorat de l'Universite des Sciences et Technologies de Lille, 2007.
- [34] R. Price and P. E. Green, "A communication technique for multipath channels," Proc. IRE, vol. 46, pp. 555-570, March 1958.
- [35] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press, June 2005.
- [36] Moe Z. Win and T. A. Kanakouros, "Impact of spreading bandwidth on Rake reception in dense multipath channels," IEEE JSAC, vol. 17, pp. 1794-1806, October 1999.
- [37] Moe Z. Win, G. Christikos and N. R. Sollenberger, "Performance of Rake reception in dense multipath channels: Implications of spreading bandwidth and selection diversity order," IEEE JSAC. ~0 1 . 1 8p, p. 1516-1525, August 2000.
- [38] W. C. Rappaport, Editor, Microwave Mobile Communications, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.
- [39] Boubaker, N.; Letaief, K.B.; "Combined multiuser successive interference cancellation and partial RAKE reception for ultra-wideband wireless communications". IEEE Vehicular Technology Conference, 2004 60th Page(s): 1209 - 1212 Vol. 2, 2004.
- [40] El Ghannudi, H., Clavier, L. Bendjaballah, A., Boe, A., Rolland, P.A., "Performance of IR-UWB at 60 GHz for Ad hoc Networks with Directive Antennas" Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on 24-27 Sept. 2006 Page(s):149 - 154
- [41] El Ghannudi, H., Clavier, L., Azzaoui, N., and Rolland, P.A.: 'a-stable interference modeling and Cauchy receiver for an IRUWB ad hoc network', IEEE Trans. Commun., 2010, 58, (6), pp. 1748-1757.
- [42] E. Sousa, "Performance of a spread spectrum packet radio network in a poisson field of interferers," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 38, no. 6, pp. 1743-1754, Nov. 1992.
- [43] P. Pinto, C.-C. Chong, A. Giorgetti, M. Chiani, and M. Win, "Narrowband Communication in a Poisson Field of Ultrawideband Interferers," in The IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), Sept. 2006, pp. 387-392.
- [44] F. Baccelli, B. Blaszczyszyn, and P. Muhlethaler, "An Aloha protocol for multihop mobile wireless networks," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 2, pp. 421-436, Feb. 2006.

- [45] J. Zhang, P. Orlik, Z. Sahinoglu, A. Molisch, and P. Kinney, "UWB systems for wireless sensor networks," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 313-331, Feb. 2009.
- [46] N. Deparis, A. Ben., A. Boe, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P. Rolland, "Transposition of a baseband uwb signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN" *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol.15, no.10, pp.609-611, 2005.
- [47] A.Boé, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P. A. Rolland, 'Smart antenna based on low-temperature MEMS switches and quasi-Yagi antennas for WPAN,' in 4th ESA Workshop Millimetre Wave Techn. Application, Feb. 2006.
- [48] A. Ben, L.Clavier, N.Rolland, and P.A.Rolland,"Multihop channel model in uwb ad hoc networks at 60 Ghz" *IEEE conf. EuCAP*, Nov. Nice, 2006.
- [49] Hamza El Ghannudi, Laurent Clavier, Nourddine Azzaoui and P.A Rolland, " α -stable interference modeling and Cauchy receiver for an IRUWB ad hoc network",to appear in *IEEE Trans. Commun.*, June, 2010.

Chapitre 6 : Interférence dans la transmission coopérative

6 Modélisation des interférences en communication coopérative pour Réseaux ad hoc Basés sur l'IR-UWB

Dans ce chapitre, nous étudions une méthode de diversité coopérative « decode and forward » pour l'amélioration des performances dans le contexte de la radio impulsionnelle ultra-large bande. A cause des accès multiples, la distribution de l'interférence n'est pas gaussienne. Nous choisissons le modèle symétrique α -stable qui représente avec précision sa nature impulsive. La propriété de stabilité nous permet ensuite une étude analytique des transmissions multi sauts et coopératives. Nous analysons la probabilité d'erreur dont nous obtenons des expressions semi-analytiques. Finalement, une méthode de coopération codée est évaluée. Nous montrons que l'estimation des performances au relais est importante pour l'amélioration de la coopération.

6.1 Introduction

La technique ultra large bande est une solution prometteuse pour les communications sans fil haut débit à courte portée. Toutefois, en raison de la limitation de la puissance d'émission, tout système UWB est confronté à des défis majeurs de conception pour atteindre la performance souhaitée et assurer la couverture voulue. Jusqu'aujourd'hui, peu de travaux ont été proposés pour améliorer la couverture des systèmes UWB. Une approche consiste à utiliser des relais analogiques déjà en œuvre dans les systèmes cellulaires. Un relais AF dans le cadre d'un système UWB en modulation par position des impulsions a été proposé dans [1]. Bien que les relais analogiques soient simples, ils souffrent de l'amplification du bruit, ce qui a limité leurs applications. Une autre approche est l'emploi de la technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) dans des systèmes UWB.

Il a été démontré que les systèmes UWB-MIMO peuvent efficacement exploiter la diversité spatiale, et permettent ainsi d'améliorer considérablement la performance de l'UWB et la portée [2-3]. Cependant, la réalisation des antennes multiples en UWB reste un défi délicat et rend difficile la miniaturisation souhaitée des systèmes.

Nous nous sommes donc plutôt intéressés à la diversité coopérative qui est considérée actuellement comme une approche prometteuse pour lutter contre l'évanouissement dans les canaux sans fil. L'idée essentielle est que les utilisateurs ou les nœuds partagent leurs informations et coopèrent pour mieux assurer leurs communications. Ainsi, le réseau peut réaliser de la diversité spatiale et nettement améliorer ses performances.

Différentes stratégies de coopération ont été proposées, comme par exemple, l'utilisation de relais amplify-and-forward (AF), decode-and-forward (DF) [4] ou le protocole de coopération par utilisateur [5]. Les travaux de recherche dans [4-6] ont montré le potentiel significatif de la diversité coopérative dans les réseaux sans fil.

La technologie UWB actuelle, d'autre part, compte habituellement sur une transmission non-coopérative, dans lequel la diversité peut être obtenue seulement par le codage MIMO ou la répétition de l'information au niveau de l'émetteur [7]. D'ailleurs, de nombreux dispositifs de l'UWB sont dans des environnements de type domicile ou bureau ; la plupart des dispositifs ne sont pas en mode actif simultanément, et pourraient alors être utilisés comme relais afin d'aider les dispositifs actifs. En outre, grâce au mécanisme du TDMA et à la structure du réseau de la norme IEEE 802.15.3a WPAN [8], les protocoles de coopération peuvent être adoptés dans les réseaux UWB. Nous étions motivés par ces facteurs pour étudier la notion de diversité coopérative dans les systèmes UWB comme une solution attractive pour améliorer les performances et la couverture sans antennes supplémentaires ou la nécessité d'une infrastructure réseau.

La transmission multi-sauts est un schéma traditionnel pour les communications longues distance dans les réseaux sans fil. Sur la base de ce schéma traditionnel, plusieurs stratégies de relais coopératifs ont été examinées dans les travaux antérieurs. Récemment, les stratégies de transmission coopératives dans les réseaux *ad hoc* sans fil ont reçu une attention considérable [9, 13-15]. Les techniques de coopération permettent d'introduire de la diversité spatiale dans les communications, malgré des émetteurs et des récepteurs à une seule antenne, en reliant la source et la destination par plusieurs chemins différents. Une analyse de la diversité coopérative dans l'IR-UWB avec une réception cohérente ou non-cohérente et en utilisant des relais DF est présentée dans [11]. Une méthode efficace de coopération dans les réseaux *ad-hoc* basée sur l'UWB est également présentée dans [12].

Cependant, la riche littérature sur la diversité coopérative est principalement limitée à l'hypothèse conventionnelle d'un bruit blanc gaussien additif (AWGN). L'interférence d'accès multiples (MAI) qui devient une contrainte essentielle à la robustesse et la fiabilité des liens est rarement prise en compte. En conséquence, nous analysons le système coopératif en présence de MAI dans la section suivante.

6.2 Communications coopératives en TH-UWB avec relais DF

Les performances de détection du signal peuvent se dégrader considérablement à cause des interférences d'accès multiples. L'effet du MAI est particulièrement important lorsque l'utilisateur cible est éloigné de l'émetteur [16]. Il n'est alors pas évident de savoir si les avantages de la coopération restent encore en présence de MAI. Plusieurs méthodes de détection multi-utilisateurs ont été proposées pour diminuer l'impact du MAI [17], citons par exemple le maximum de vraisemblance, le détecteur à décorrélation et la détection du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) [18]. Ces algorithmes sont cependant complexes à mettre en œuvre. Nous ne voulons en conséquence pas les utiliser.

Dans ce chapitre, une méthode de diversité coopérative basée sur les relais « decode and forward » pour l'amélioration des performances est développée dans le contexte de l'IR - UWB. A cause de l'accès multiples, la distribution des interférences n'est plus gaussienne. Nous proposons un modèle symétrique α -stable qui est compatible avec la nature impulsive grâce à sa distribution à queue lourde. Profitant de la propriété de stabilité, nous analysons les interférences dans le système coopératif. Ainsi, des expressions semi-analytiques de la probabilité d'erreurs sont obtenues.

Considérons un réseau sans fil composé d'un certain nombre de terminaux équipés d'une seule antenne en half-duplex. Dans ce contexte, nous étudions les systèmes « decode and forward » en tenant compte des interférences d'accès multiples comme montré sur la figure 6.2.

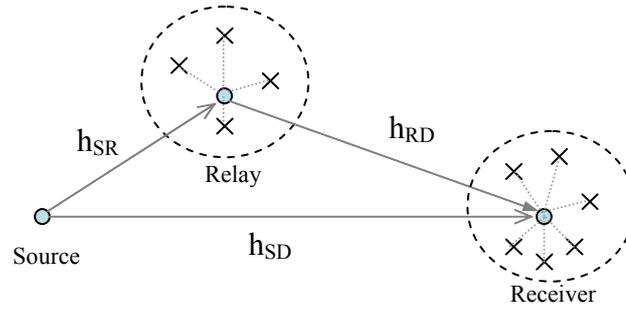


Figure 6.2. Scenario considéré.

La transmission coopérative s'effectue en deux phases: dans le premier intervalle de temps, la source transmet et le signal est reçu à la fois au relais (équation (6.1)) et à la destination (équation (6.2)).

$$Y_{s,r}^{(k)} = h_{s,r}^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} S^{(k)} + n_{s,r}^{(k)} \quad (6.1)$$

$$Y_{s,d}^{(k)} = h_{s,d}^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} S^{(k)} + n_{s,d}^{(k)} \quad (6.2)$$

Les signaux reçus sont représentés sous forme vectorielle, $Y_{s,r}^{(k)} = [Y_{s,r}^{(1)} \dots Y_{s,r}^{(k)}]^T$. K représente le nombre totale d'utilisateurs. $h_{s,r}^{(K)}$, $h_{s,d}^{(K)}$ représentent respectivement le gain du canal entre la source et la destination (SD) et entre la source et le relais (SR). $n_{s,r}^{(K)}$, $n_{s,d}^{(K)}$ sont les bruits gaussiens de variance σ_n^2 et de moyenne nulle au relais et à la destination.

Pendant le deuxième intervalle de temps, le relais décode le signal reçu et retransmet le signal décodé puis ré-encodé $\hat{S}^{(k)}$ vers la destination:

$$Y_{r,d}^{(k)} = h_{r,d}^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} \hat{S}^{(k)} + n_{r,d}^{(k)} \quad (6.3)$$

Ainsi, le SNR de chaque lien peut s'exprimer comme :

$$\gamma_{sd} = \frac{P_1}{\sigma_n^2} h_{sd} (d_{sd})^{-\alpha} \quad , \quad \gamma_{rd} = \frac{P_2}{\sigma_n^2} h_{rd} (d_{rd})^{-\alpha} \quad (6.4)$$

où γ_{sd} , γ_{rd} sont le SNR du lien SD et du lien RD. α est le coefficient d'atténuation. Supposant que le facteur de bruit est identique au relais et au récepteur, la variance est partout fixée à σ_n^2 .

Nous supposons également que le signal transmis possède une énergie unité, le SNR instantané après la combinaison à gain maximale (MRC) est [19] [20]:

$$\gamma_{combine} = \gamma_{sd} + \gamma_{rd} = \frac{P_1}{\sigma_n^2} h_{sd} (d_{sd})^{-\alpha} + \frac{P_2}{\sigma_n^2} h_{rd} (d_{rd})^{-\alpha} \quad (6.5)$$

6.3 Modélisation des interférences pour la transmission coopérative

6.3.1 Analyse de la probabilité d'erreur binaire

En reprenant les expressions (6.1) et (6.3), les signaux provenant du lien direct et du relais au niveau du récepteur peuvent être exprimés sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} r_{s,d}^{(k)} \\ r_{r,d}^{(k)} \end{bmatrix} = \sqrt{E^{(k)}} \begin{bmatrix} h_{s,d}^{(k)} & 0 \\ 0 & h_{r,d}^{(k)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S^{(k)} \\ \hat{S}^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{s,d}^{(k)} \\ n_{r,d}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

basé sur (6.6), la sortie du récepteur après la corrélation s'exprime comme suit :

$$Z_d = Z_u^1 + Z_u^2 + \underbrace{Z_1^{MAI} + Z_2^{MAI}}_{MAI} + \underbrace{N_1 + N_2}_{AWGN} \quad (6.7)$$

où chaque contribution (utile, MAI, AWGN) est maintenant la somme de deux contributions, l'une provenant de la transmission par le lien direct et l'autre du relais. La combinaison des variables aléatoires gaussiennes (N_1+N_2) suit une distribution gaussienne avec la variance $2\sigma_n^2$. La nature de la somme des deux contributions de MAI (Z_1+Z_2) doit également être étudiée. Profitant des avantages de la propriété de stabilité, une combinaison linéaire de variables aléatoires α -stables reste α -stable. Cette propriété nous permet de développer la modélisation des interférences dans la transmission coopérative en nous basant sur le lemme suivant que nous pouvons par exemple trouver dans l'ouvrage de Samorodinsky et Taqqu sur les processus α -stables.

Lemme : Supposons que X_1 et X_2 soient deux variables aléatoires indépendantes avec $X_i \sim S_\alpha(\sigma_i, \beta_i, \mu_i)$, $i=1,2$. alors $X_1+X_2 \sim S_\alpha(\sigma, \beta, \mu)$ est strictement stable [21], avec :

$$\sigma = (\sigma_1^\alpha + \sigma_2^\alpha)^{1/\alpha}, \quad \beta = \frac{\beta_1 \sigma_1^\alpha + \beta_2 \sigma_2^\alpha}{\sigma_1^\alpha + \sigma_2^\alpha}, \quad \mu = \mu_1 + \mu_2. \quad (6.8)$$

Finalement, la contribution du MAI à la sortie du récepteur est une variable aléatoire α -stable que nous pouvons caractériser par deux paramètres, soit :

$$Z_1^{MAI} + Z_2^{MAI} \sim S_\alpha(\alpha, (\sigma_1^\alpha + \sigma_2^\alpha)^{1/\alpha}, 0, 0) \quad (6.9)$$

Basé sur (5.23) et (6.7), la probabilité d'erreur binaire est:

$$P_{e,d} |_{N_1, N_2} = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z_1^{MAI} + Z_2^{MAI} < -(Z_u^1 + Z_u^2 + N_1 + N_2) | a_j = 0, Z_n) \cdot f_X(x) dx$$

$$P_{e,d} |_{N_1, N_2} = \int_{-\infty}^{+\infty} F_{Z_1^{MAI} + Z_2^{MAI}}(-x) \cdot f_X(x) dx \quad (6.10)$$

où $x = Z_u^1 + Z_u^2 + N_1 + N_2$

6.4 Communication coopérative codée

Le relais DF est censé transmettre un signal sans erreur puisqu'il a été décodé puis codé à nouveau. Il est alors important pour évaluer un système de prendre en compte la capacité du relais à décoder proprement le signal de la source. Le traitement du signal dans le relais DF dépend largement de la performance du canal source-relais h_{SR} . En effet, le gain de diversité optimale ne peut pas être obtenu si le canal h_{SR} est mauvais et si des erreurs s'ajoutent à la destination. Dans [22], l'auteur définit un seuil de SNR au relais afin d'optimiser la performance au récepteur. Lorsque le relais reçoit le signal, il compare le SNR à ce seuil, et le relais ne transmet le signal que si le lien source-relais est de qualité suffisante.

Dans nos travaux, nous proposons d'étudier la stratégie proposée sur la figure 6.4. Sachant que la caractéristique de la transmission source-relais a un impact important sur la performance du système global, nous implémentons un CRC (cyclic redundancy check) pour vérifier l'intégrité du signal reçu avant de décider de sa retransmission [23]. Le relais ne retransmet le signal que s'il est détecté comme correct. Sinon, la destination ne dispose que du lien direct pour effectuer son décodage.

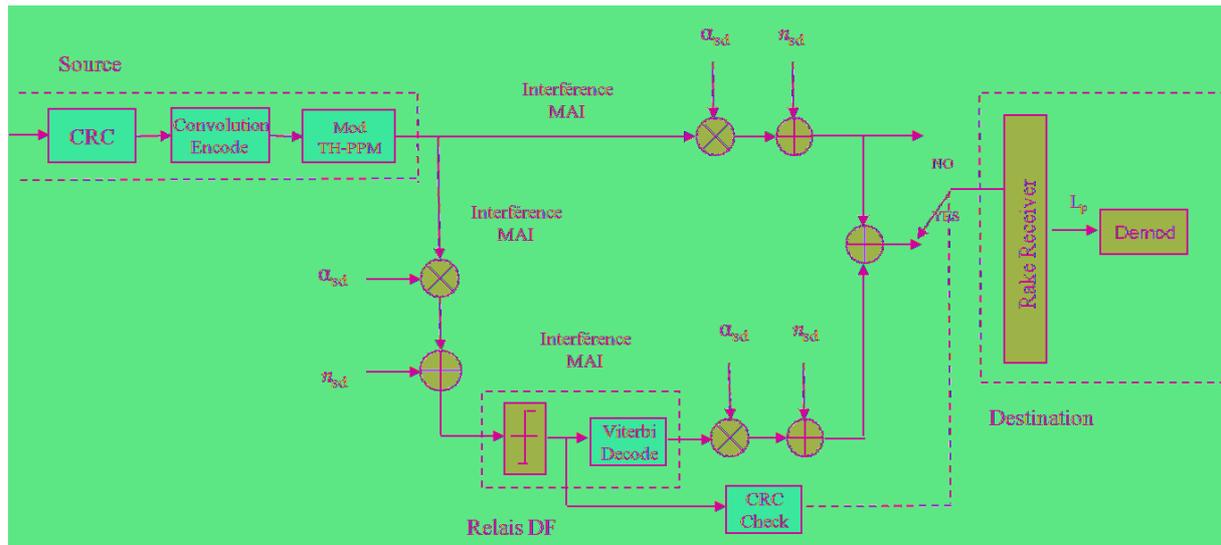


Figure 6.4 Communication coopérative sélective avec CRC

6.5 Résultat et discussions

Un réseau *ad hoc* en UWB à 60 GHz est simulé comme décrit dans [24]. La forme de l'impulsion $w(t)$ est considérée comme la deuxième dérivée de la fonction gaussienne avec une durée de 0,3 ns. Le nombre moyen de lien interférents N_a dans le cercle C de rayon R suit une loi de Poisson de paramètre $\lambda\pi R^2$.

6.5.1 Validation de la modélisation des interférences par α -stable

Dans un premier temps nous voulons vérifier la validité de notre modèle théorique et de l'expression analytique proposée. Nous considérons un système où l'énergie consommée est contrainte sur le flux de donnée. Ceci signifie que la consommation de l'émetteur en lien direct doit être égale à celle de la source et du relais dans le cas de la coopération. Pour des rai-

sons de simplicité, nous choisissons $P_1 = P_2 = P_T/2$. Il serait toutefois possible d'appliquer une allocation de puissance entre la source et le relais afin d'optimiser la performance globale.

Sur la figure 6.5.1, nous présentons les résultats de l'évolution du TEB en DF coopératif, le relais étant à mi-chemin entre la source et la destination. En supposant que le relais décode le signal reçu correctement, une amélioration des performances est réalisée par le DF coopératif, même en présence du MAI. Nous constatons également la bonne adéquation entre les courbes semi-analytiques et les simulations.

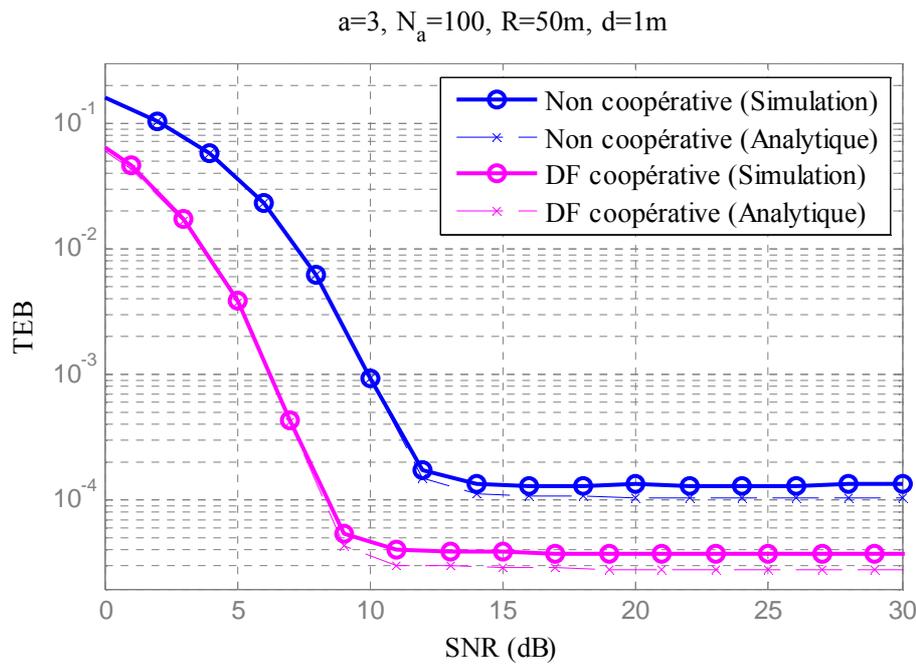


Fig. 6.5.1. Analyse de TEB en présence de MAI dans une transmission coopérative avec un relais DF. Coefficient d'atténuation de 3, le rayon $R = 50m$, SD distance $d_{sr} = 1m$ et RD distance $d_{rd} = 0.5m$. Nombre moyen d'utilisateurs interférents $N_a = 100$.

En outre, nous montrons la performance en modifiant le rayon et la distance utile dans les figures 6.5.2 et 6.5.3. Comme nous pouvons à nouveau le constater sur ces figures, les courbes analytiques sont très proches des courbes de simulation ce qui valide notre approche.

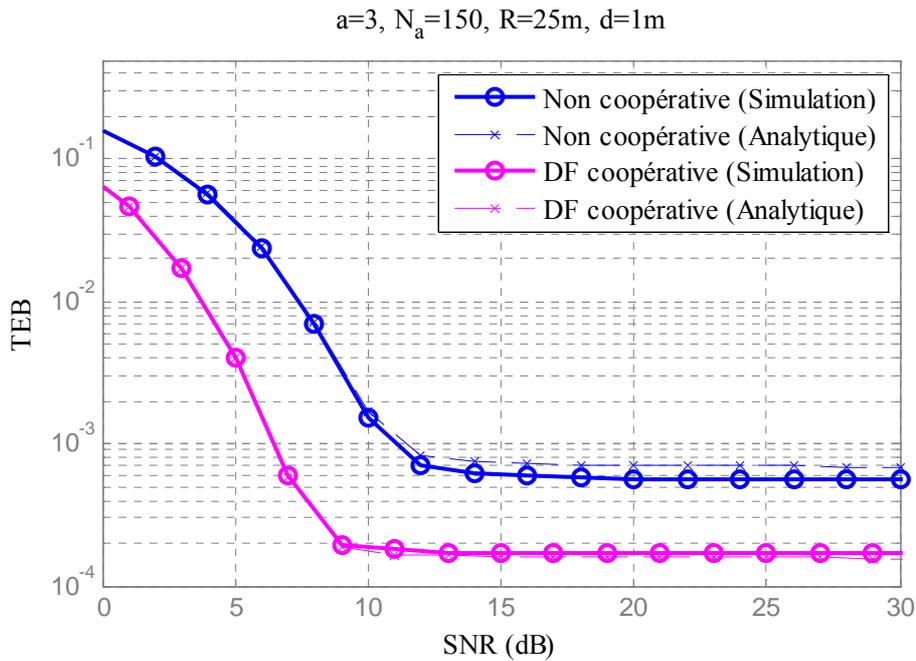


Fig. 6.5.2. Analyse du TEB dans le cas d'une transmission en lien direct ou coopérative avec un relais DF en tenant en compte du MAI. Coefficient d'atténuation de 3, le rayon $R=25m$, SD distance $d_{sr}=1m$ et RD distance $d_{rd}=0.5m$. Nombre moyen d'utilisateurs interférents $N_a=150$.

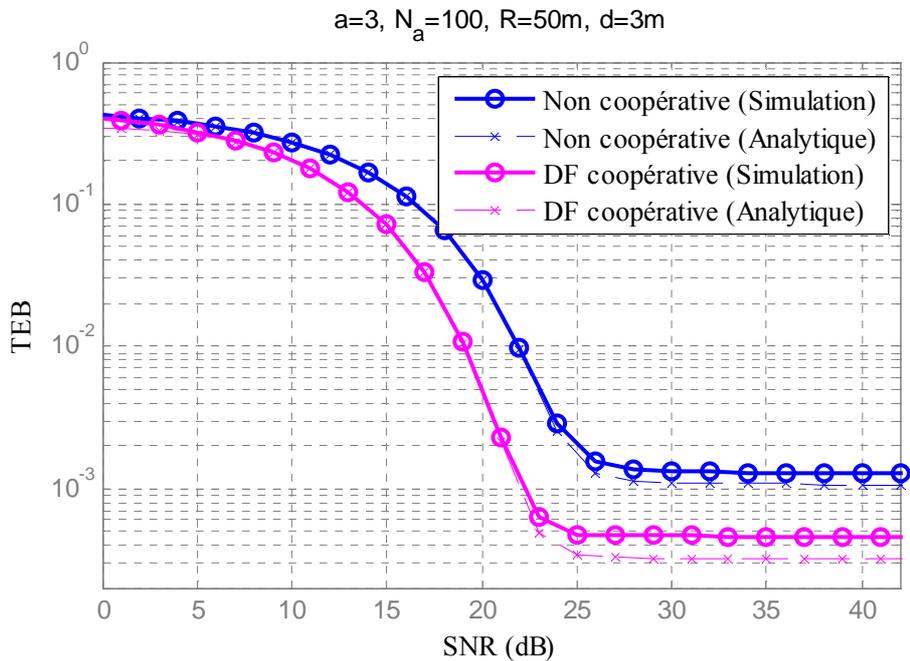


Fig. 6.5.3 Analyse de TEB dans le cas d'une transmission en lien direct ou coopérative avec un relais DF en tenant en compte du MAI. Coefficient d'atténuation est 3, le rayon $R=50m$, SD distance $d_{sr}=3m$ and RD distance $d_{rd}=1.5m$. Nombre moyen des utilisateurs interférents $N_a=100$.

L'adaptation entre théorie et simulation n'est cependant pas toujours parfaite et des erreurs peuvent apparaître. Dans cette situation, nous ajustons la dispersion de la distribution α -stable afin d'obtenir une concordance précise entre les deux courbes (voir la figure 6.5.4). Nous avons ici utilisé un relais parfait, qui retransmet sans erreurs, pour valider notre modèle α -stable proposée. Un cas plus réaliste sera présente dans la partie 6.5.3.

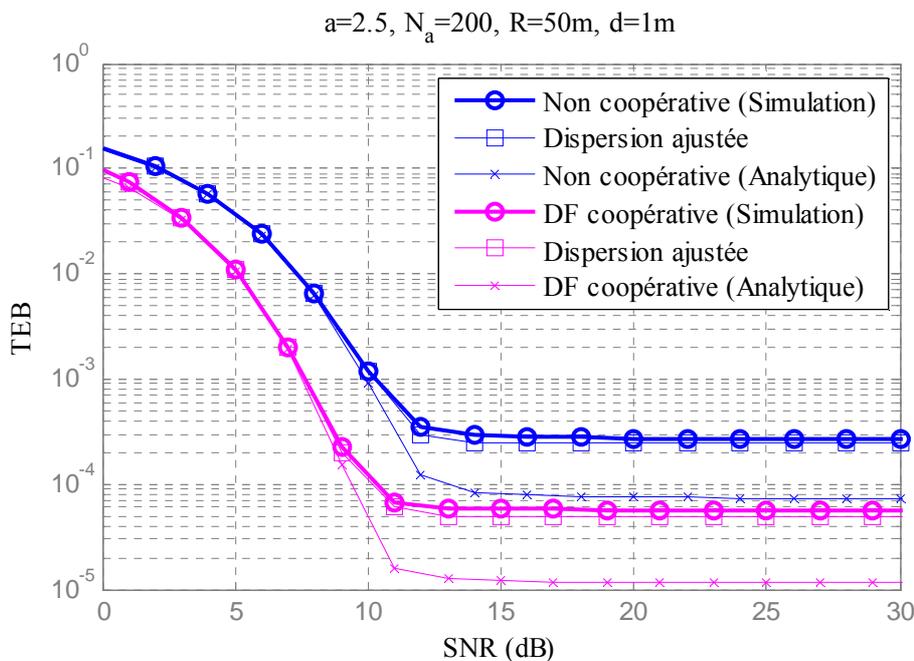


Fig. 6.5.4. Analyse du TEB dans le cas d'une transmission en lien direct ou coopérative avec un relais DF en tenant en compte du MAI. Coefficient d'atténuation de 3, le rayon $R=50m$, SD distance $d_{sr}=1m$ et RD distance $d_{rd}=0.5m$. Nombre moyen d'utilisateurs interférents $N_a=200$.

6.5.2 L'impact de la densité d'interférents

Nous voulons étudier l'évolution des performances avec la densité d'interférents. Pour cela, nous représentons sur la figure 6.5.5 le TEB en fonction du nombre moyen d'utilisateurs interférents (N_a) à la destination. Nous pouvons observer l'amélioration de la performance par la coopération en DF et l'impact de l'environnement du réseau (le rayon) sur la performance du système est également évalué.

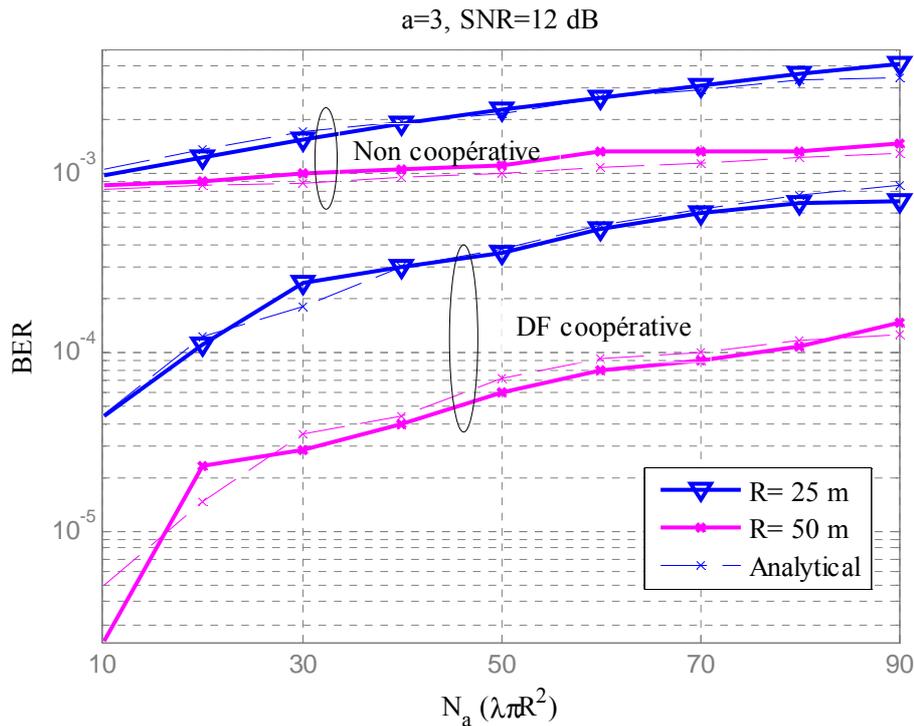


Fig. 6.5.5. Evolution du TEB en fonction du nombre moyen d'utilisateurs interférents N_a , coefficient d'atténuation de 3, rayon $R=25$ ou 50 m, SD distance $d_{sr}=1$ m et RD distance $d_{rd}=0.5$ m.

6.5.3 La coopération codée

Nous étudions finalement l'impact du lien source-relais sur les performances globales du système. Pour la méthode DF coopérative, la performance est diminuée si le canal entre la source et le relais n'est pas parfait et que le relais n'est pas toujours à même de décoder la source sans erreur. Nous avons analysé une coopération sélective, où le relais tente de décoder le signal reçu par le lien SR et vérifie des bons décodages avec un contrôle de redondance cyclique. Le relais coopère pour retransmettre uniquement si le CRC indique que le décodage est réussi. Nous pouvons constater que le système coopératif codé réalise alors un gain plus important sur la figure 6.5.6.

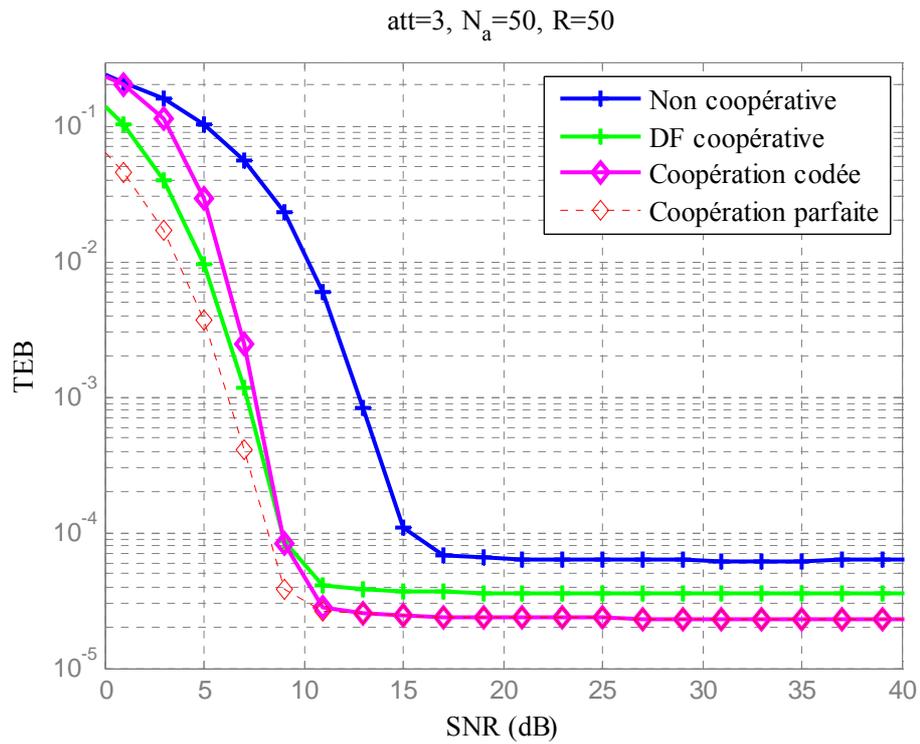


Fig. 6.5.6. TEB avec coopération codée, coefficient d'atténuation de 3, le rayon R=50m, SD distance $d_{sr}=1m$ and RD distance $d_{rd}=0.5m$. Nombre moyen des utilisateurs interférents $N_a=50$.

Références

- [1] C. Cho, H. Zhang, and M. Nakagawa, "A UWB Repeater with a Short Relaying-delay for Range Extension," *IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, vol. 3, pp. 1436-1441, Mar. 2004.
- [2] Z. Feng and T. Kaiser, "On the Evaluation of Channel Capacity of Multi-Antenna UWB Indoor Wireless Systems," *IEEE Int. Symposium on Spread Spectrum Tech. and App.*, Australia, pp. 525-529, Aug. 30 - Sep. 2, 2004.
- [3] W. P. Siritwongpairat, W. Su, M. Olfat, and K. J. R. Liu, "Space-Time-Frequency Coded Multiband UWB Communication Systems," *IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, vol. 1, pp. 426-431, Mar. 2005.
- [4] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [5] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity, Part I: System Description," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1938, Nov. 2003.
- [6] W. Su, A. K. Sadek, and K. J. R. Liu, "SER Performance Analysis and Optimum Power Allocation for Decode-and-Forward Cooperation Protocol in Wireless Networks," *IEEE WCNC*, vol. 2, pp. 984-989, Mar. 2005.
- [7] A. Batra, et. al, "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2123-2138, Sep. 2004.
- [8] IEEE 802.15WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a). Internet: www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html
- [9] Laneman, J.N. Tse, D.N.C. Wornell, G.W, 'Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2004, 50, (12), pp. 3062-3080.
- [10] Zhu, S.; Leung, K.K.; Constantinides, A.G,' Impacts of impulse based ultra-wideband data links on cooperative wireless ad hoc networks' *IET Commun.*,. Volume 3, Issue 2, February 2009 Page(s):321 - 330.
- [11] Abou-Rjeily, C.; Daniele, N.; Belfiore, J.-C.; "On the Decode-and-Forward Cooperative Diversity with Coherent and Non Coherent UWB Systems". *Ultra-Wideband, IEEE 2006 International Conference* on Sept. 2006 Page(s): 435 - 440.
- [12] Shouhong Zhu; Leung, K.K.; Constantinides, A.G;" Distributed Cooperative Data Relaying for Diversity in Impulse-Based UWB Ad-Hoc Networks". *Wireless Commun, IEEE Transactions on* Volume 8, Issue 8, August 2009 Page(s): 4037 - 4047.

- [13] J. Laneman and G. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.
- [14] I. Hammerstrom, M. Kuhn and A. Wittneben, "Channel adaptive scheduling for cooperative relay networks," in *Proc. of Vehicular Technology Conf. (VTC)*, Vol.4, pp.2784–2788, Sep. 2004
- [15] G. Li and H. Liu, "On the capacity of the broadband relay networks," in *Proc. of 38th Asilomar Conf. on Sig., Sys. and Comp.*, Vol.2, pp.1318–1322, Nov. 2004
- [16] Wan-Jen Huang; Yao-Win Hong; Kuo, C.-C.J.; "Decode-and-Forward Cooperative Relay with Multi-User Detection in Uplink CDMA Networks." *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '07*. Page(s): 4397 – 4401, 2007.
- [17] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge Univ. Press, 1998.
- [18] Yang Cao; Vojcic, B.; 'MMSE multiuser detection for cooperative diversity CDMA systems'. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*. Page(s): 42 - 47 Vol.1, 2004.
- [19] Laneman, J.N. Tse, D.N.C. Wornell, G.W.: 'Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2004, 50, (12), pp. 3062–3080.
- [20] Zhu, S.; Leung, K.K.; Constantinides, A.G,' Impacts of impulse based ultra-wideband data links on cooperative wireless ad hoc networks' *Communications, IET*. Volume 3, Issue 2, February 2009 Page(s):321 – 330.
- [21] G. Samorodnitsky and M.Taqqu, *Stable NonGaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance*. Chapman Hall, P8-13,1994.
- [22] Tourki, K. Alouini, M.-S. Deneire, L., "Blind Cooperative Diversity Using Distributed Space-Time Coding in Block Fading Channels" *Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference* , Beijing,19-23 May 2008
- [23] Nosratinia, A.; Hunter, T.E.; Hedayat, A.' Cooperative communication in wireless networks', *Communications Magazine, IEEE* Volume: 42 , Issue: 10 , Page(s): 74 – 80, 2004.
- [24] H. Ghannudi, L. Clavier, A. Bendjaballah, A. Boé, and P. Rolland, "Performance of IR-UWB at 60 GHz for ad hoc networks with directive antennas," *The IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Sept. 2006, pp. 149-154.

Chapitre 7 : Multi-sauts et stratégies de sélection du relais

7 Modélisation des interférences en multi-sauts et stratégies de sélection du relais en fonction de l'impact des interférences

Ce chapitre est la suite du chapitre précédent mais s'intéresse aux relais « amplify and forward ». Nous développons le modèle d'interférences α -stables dans un cas général de multi-sauts. Nous montrons que, dans le scénario considéré, le relais est bénéfique si N_0 , la densité spectrale de puissance du bruit, et λ , la dispersion de l'interférence, sont importants, mais que le lien direct est préférable quand N_0 et λ sont faibles.

Finalement, nous proposons une étude sur la stratégie de la sélection du relais. En tenant compte de la présence d'interférences, la stratégie de sélection du relais est modifiée et un critère efficace utilisant le modèle α -stable est évalué.

7.1 Introduction

Les systèmes de relais présentent un certain nombre d'avantages par rapport aux systèmes traditionnels sur les aspects de déploiement, de connectivité, d'adaptation, et de capacité [1]. En particulier, la portée d'une transmission UWB est limitée par la faible puissance d'émission (inférieure à 10 mètres) et les multi sauts peuvent permettre d'augmenter la couverture du réseau et d'améliorer la performance sans multiplier les points d'accès.

Comme discuté dans le chapitre précédent, l'UWB et les relais ont été associés dans [2] avec des relais AF ou dans [3] avec des relais DF mais les travaux se limitent généralement à l'hypothèse du bruit blanc gaussien additif (AWGN). Les interférences d'accès multiples (MAI) sont une composante essentielle dans les réseaux *ad hoc* denses. Comme cette interférence n'est pas gaussienne, elle ne peut pas être prise en compte par l'hypothèse AWGN. De façon similaire, bien que les stratégies de sélection du relais pour l'amélioration des performances soient bien étudiées dans la littérature, les travaux existants sont ciblés sur les configurations idéales, sans interférences au cours du processus de coopération.

Dans ce chapitre, une transmission multi-sauts utilisant des relais « Amplify and Forward » est étudiée dans le contexte de l'IR-UWB. A cause de l'accès multiples, la distribution des interférences n'est plus gaussienne. Nous utilisons le modèle symétrique α -stable. La propriété de stabilité nous permet à nouveau de déterminer la distribution des interférences dans

le système multi-sauts. Ainsi, des expressions générales semi-analytiques de la probabilité d'erreur pour la transmission multi-sauts, incluant les interférences, sont obtenues.

Une autre contribution importante est motivée par l'impact de l'interférence sur la stratégie de sélection des relais. Le modèle proposé permet de tenir compte des accès multiples, ce qui permet d'améliorer significativement les performances des approches traditionnelles rencontrées dans la littérature.

7.2 Modélisation des interférences pour réseaux *ad hoc* en multi-sauts

7.2.1 Description du modèle

Un réseau *ad hoc* en multi-sauts basé sur l'IR-UWB, où la source S communique avec la destination D via $M-1$ relais (R_1, \dots, R_{M-1}) est considéré. Le récepteur se situe au centre d'un cercle C de rayon R . d_u représente la distance séparant l'utilisateur désiré du récepteur. Les utilisateurs interférents sont répartis uniformément dans le cercle C . λ_a indique le nombre moyen d'utilisateurs interférents par unité de surface. C'est un paramètre lié à la densité du réseau. Ce scénario est présenté sur la figure 7.1.

Deux cas sont considérés. Dans le premier, nous considérons un réseau dense avec une distribution d'interférences relativement homogène autour du relais et du récepteur (figure 7.1, à gauche). Le deuxième scénario suppose une distribution de nœud plus dense autour du récepteur. Il représente une situation de type "hotspot" où la destination partage les réseaux avec un grand nombre d'utilisateurs. L'environnement entourant le relais est différent et, principalement, la densité des interférents est plus faible (figure 7.1, droite).

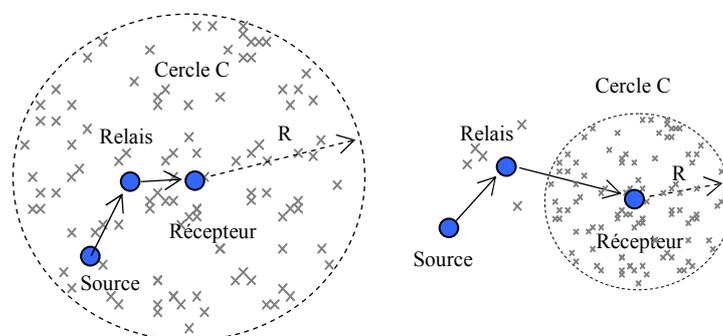


Fig 7.1 Scénario du système multi-sauts tenant en compte les interférences.

Nous supposons aussi que chaque relais amplifie le signal reçu par un gain fixe et le retransmet au terminal suivant. Le signal reçu au $m^{\text{ième}}$ saut, Y_m , peut être exprimé sous forme vectorielle :

$$Y_l = H_l^{(k)T} S_l^{(K)} + N_l = h_l \cdot s_l^{(l)} + I_l + N_l$$

$$Y_m = G_{m-1} \cdot H_m^{(k)T} Y_{m-1} + N_m = h_m G_{m-1} \cdot s_{m-1}^{(l)} + I_m + N_m \quad (7.1)$$

où $S_l^{(K)}$ est le signal émis par les K sources, la source 1 étant la source utile et les sources 2 à K les sources interférentes. La valeur $s_m^{(l)}$ correspond à l'information utile émis par le nœud m . $H_m^{(K)}$ représente le gain des atténuations du canal entre les K utilisateurs et le nœud m sous forme vectorielle. Par exemple: $H_m^{(K)} = [h_m^{(1)} \dots h_m^{(K)}]^T$ où $h_m^{(1)}$ représente l'atténuation du canal entre les nœuds $m-1$ et m et $h_m^{(k)}$ entre l'interfèrent k et le nœud m . G_m , ($m=1, \dots, M-1$) indique le gain du $m^{\text{ième}}$ relais, et N_m ($m=1, \dots, M-1$) est le bruit blanc gaussien (AWGN) au nœud m de variance N_{0m} . Finalement, le signal interférent au nœud m est :

$$I_m = \sum_{k=2}^K P_m^{(k)} h_m^{(k)} s_m^{(k)} \quad (7.2)$$

L'équation (7.2) permet de tenir compte des puissances d'émission $P_m^{(k)}$ variables pour chaque nœud. Ainsi, le rapport signal sur bruit plus interférence (SINR) dans un système de transmission multi-sauts avec des relais AF peut être écrit :

$$SINR = \frac{P_{m-1} \prod_{m=1}^M G_{m-1}^2 h_m^2}{\sum_{m=1}^{M-1} I_m \left(\prod_{j=m+1}^M G_{j-1}^2 h_j^2 \right) + I_d + \sum_{m=1}^{M-1} N_m \left(\prod_{j=m+1}^M G_{j-1}^2 h_j^2 \right) + N_d} \quad (7.3)$$

où P_{m-1} est la puissance d'émission du nœud $m-1$. I_d et N_d sont les signaux des interférences et le bruit gaussien à la destination.

7.2.2 Analyse du taux d'erreurs

Nous étudions ici un cas général pour modéliser les interférences dans un contexte de plusieurs sauts. Comme nous supposons la présence d'un trajet direct (LOS), et que la distance entre les nœuds est courte, les interférences multi trajets ne sont pas prises en compte. Si des réflexions importantes sont présentes, un récepteur rake comme décrit dans le chapitre 5, peut être utilisé.

Notons a_j le bit transmis et $P(X)$ la probabilité de l'événement X . $Z_u + N_M$ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne Z_{0u} et de variance N_{0M} . Notons aussi $f_X(x)$ sa fonction de densité de probabilité, le taux d'erreur moyen P_e peut alors s'écrire comme suit :

$$P_e = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z < -x | a_j = 0, N_M) \cdot f_{Z_u + N_M}(x) dx \quad (7.4)$$

Nous supposons une distribution symétrique α -stable pour modéliser le MAI. L'analyse théorique a montré que l'exposant caractéristique de la distribution α ne dépend que du coefficient d'atténuation dans le canal [4]. Nous pouvons donc considérer qu'il ne changera pas pour les différents nœuds impliqués dans la communication. Il est alors possible d'utiliser la propriété de stabilité et la contribution du MAI à la sortie du récepteur peut être caractérisée par une distribution symétrique α -stable dont nous pouvons déterminer la dispersion :

$$I_M \sim S_\alpha \left(\sigma = \left[\sum_{m=1}^M \left(\sigma_m \prod_{j=i+1}^m G_{j-1} |h_j| \right)^\alpha \right]^{1/\alpha}, \beta = 0, \mu = 0 \right) \quad (7.5)$$

La proposition (7.5) est une conséquence directe de la propriété de stabilité (voir par exemple [5]). Basé sur les expressions (7.4) et (7.5), le taux d'erreur pour indépendants et équiprobables bits transmis est la suivante:

$$P_{e,d} |_{N_M} = \int_{-\infty}^{+\infty} F_{I_M}(-x) \cdot f_{Z_u + N_M}(x) dx \quad (7.6)$$

7.2.3 Analyse et résultats

Un réseau *ad hoc* basé sur l’UWB est simulé comme décrit dans [6]. Les relais sont régulièrement espacés sur l’axe source – destination. Pour une comparaison équitable, il est essentiel que la consommation de puissance totale du réseau en relais n’excède pas celle du système de transmission directe correspondant. Pour des raisons de simplicité, nous choisissons

$$P_{M-1} = \frac{P_T}{M} \text{ où } P_T \text{ représente la consommation de puissance totale du système.}$$

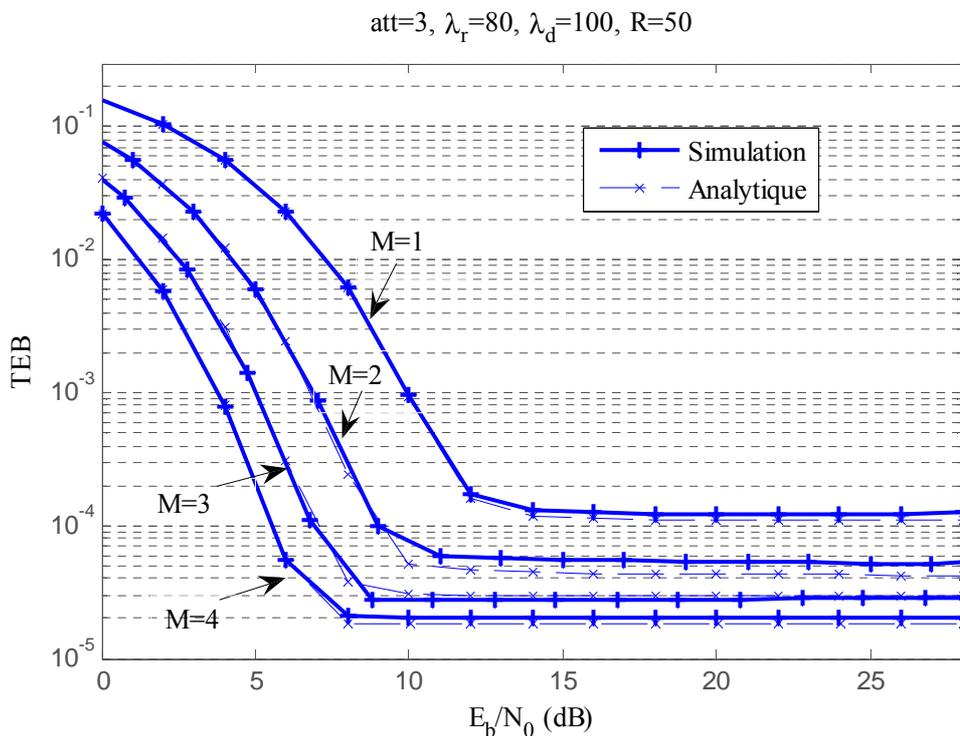


Fig. 7.2. Analyse du TEB avec le modèle d’interférences α -stables ; le coefficient d’atténuation est de 3, le rayon $R=50$ m, la distance SD est égale à 1 m, la distance entre deux relais est identique et égale à $1/M$. λ_r et λ_d représentent, respectivement, le nombre moyen des utilisateurs interférés au relais et à la destination.

La figure 7.2 montre que la performance analytique est proche de celle de la simulation et permet de valider le modèle des interférences α -stables dans les réseaux *ad hoc* en multisauts. Par ailleurs, une amélioration des performances est réalisée en utilisant des relais AF, même en présence de MAI : le TEB est amélioré par l’augmentation du nombre de sauts. L’expression proposée est relativement simple et donne une estimation précise des performances de la transmission.

Une application du modèle est représentée sur la figure 7.3. Nous comparons une transmission en lien direct avec une transmission multi-sauts (M varie de 1 à 8). La distance source-destination est de 20m. Si M relais sont utilisés, la puissance de transmission est réduite, mais plus de paquets doivent être transmis. Ceci est pris en compte en multipliant la densité moyenne d'interférents par M . Nous montrons que dans une telle situation, l'intérêt de relais dépend du niveau de bruit AWGN N_0 et du MAI. Le relais est bénéfique si N_0 et λ sont importants, mais un lien direct est préférable si N_0 et λ sont faibles.

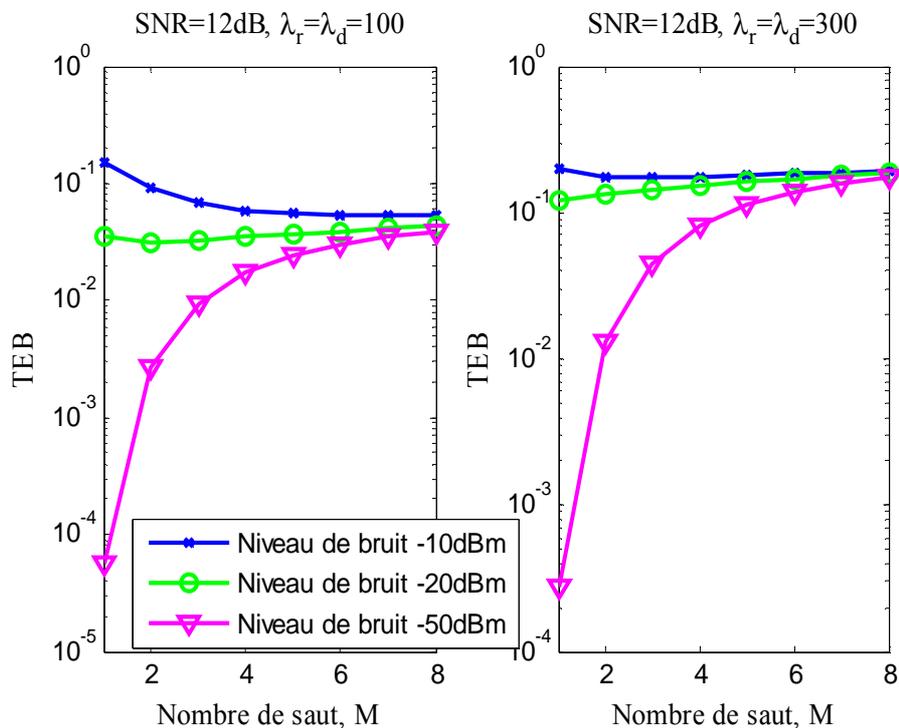


Fig. 7.3. TEB performance en fonction du nombre de saut en prenant en compte d'impact de MAI et AWGN.

7.3 Stratégies de sélection du relais tenant compte des interférences

Les pionniers dans le domaine du multi-saut et de la coopération ont été Sendonaris *et al.* Leur approche était destinée à une application du système CDMA [7]. Peu de temps après, la technique de coopération a également été développée par Laneman, Tse et Wornell [8], menant à trois stratégies de coopération : relais fixes, sélection du relais et augmentation du nombre de relais. Pour pouvoir mettre en œuvre ces stratégies, il est important de pouvoir sélectionner les bons relais. Des algorithmes de sélection optimale sont présentés dans [9-11]. L'idée essentielle de ces protocoles est de créer des trajets supplémentaires entre la source et la destination, en utilisant des relais intermédiaires. En particulier, Sendonaris, Erkip et Aazhang [12], ont proposé une méthode semblable à la formation de faisceaux où la source et un relais ajustent la phase de leurs transmissions afin que les deux copies puissent s'ajouter de manière cohérente à la destination. Les relais amplify and forward (AF) peuvent s'avérer intéressants puisqu'ils se contentent de retransmettre une version amplifiée du signal reçu dans le domaine analogique. Ils présentent donc une faible complexité. Mis à part la complexité, il a été montré dans [13-14] que le relais AF approche asymptotiquement les performances du relais DF. Par ailleurs, comme souligné dans [15], dans certains cas, éviter le décodage du signal au relais peut permettre de prévenir les propagations d'erreurs excessives.

A nouveau notre contribution est de s'intéresser aux performances de ces stratégies quand l'interférence d'accès multiples est présente. Des topologies simples de trois nœuds où un relais dédié transmet le signal d'une source [16-18] sont généralement considérées. Même si cette hypothèse simplifie les études théoriques et fournit des limites de capacité utiles, elle ne représente pas les scénarios pratiques avec des transmissions multi-utilisateurs simultanés. Des scénarios plus réalistes impliquent des topologies multi-sauts où le signal de la source arrive à la destination via de nombreux et relais [19-22]. Toutefois, ces travaux se concentrent également sur une seule transmission source-destination et les interférences multi-utilisateurs ne sont pas prises en compte.

D'autres techniques de relais avec accès multiples traitent le cas de nombreuses sources qui partagent un même relais afin de transmettre leurs données à une seule destination [23-24]. Ces approches analysent le système du point de vue de la théorie de l'information et assument des techniques d'annulation d'interférences à la destination. Ces approches nous semblent trop complexes pour des réseaux *ad hoc* et des réseaux de capteurs.

Le problème de la transmission simultanée indépendante dans les réseaux *ad hoc* est étudié dans [25] pour deux sources et deux destinations, mais le cas considéré concerne la stratégie DF sous la contrainte de full-duplex.

La sélection du relais est importante dans les environnements où plusieurs relais sont disponibles. Dans ces approches, sélectionner un relais en fonction des conditions instantanées des canaux offre les avantages de la diversité avec une faible complexité. D'autres approches comme le codage spatio-temporel distribué (DSTC) [26] exigent les transmissions de relais synchronisés et sont bien plus complexes à mettre en œuvre [27 - 31]. Cependant, les critères de sélection du relais ne gèrent pas la présence ou l'absence d'interférences et ne sont optimaux que pour les scénarios idéaux sans interférence.

7.3.1 Système en deux sauts « Amplify and forward » et définition de SINR

Nous considérons le réseau montré sur la figure 7.3, où la source S communique avec la destination D via un nœud relais i ($i \in S_{relay}$). Ici, S_{relay} représente l'ensemble des nœuds candidats. L'objectif est de choisir le relais qui permet de maximiser le SINR global à la destination, c'est à dire la qualité du lien.

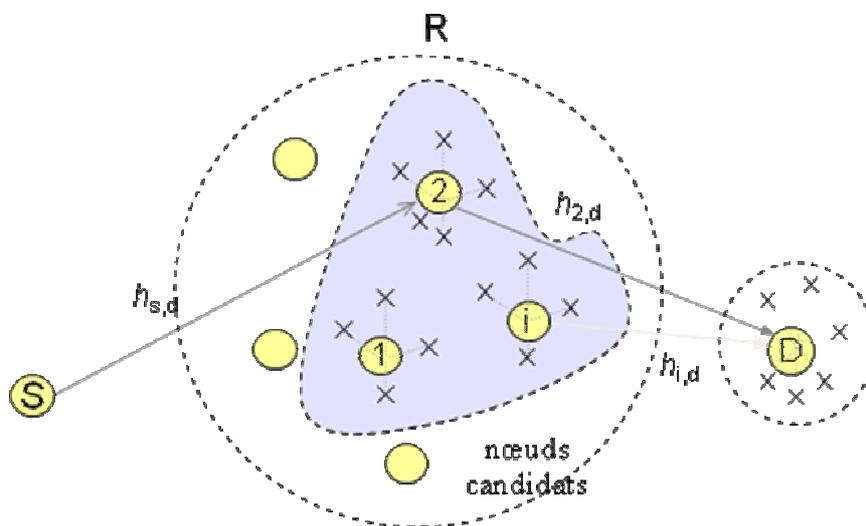


Fig 7.3 scénario de la sélection du relais tenant en compte des interférences.

Nous analysons le cas des deux sauts pour étudier les stratégies de sélection du relais. Nous reprenons le calcul présenté dans le cadre général pour ce cas particulier de deux sauts. Le signal reçu par le relais peut être exprimé sous le format vectoriel :

$$Y_{s,r} = H_1^{(k)T} S^{(k)} + N_{sr} = h_{sr} \cdot S^{(1)} + I_{sr} + N_{sr} \quad (7.7)$$

Lors du second saut, le relais amplifie le signal et le retransmet vers la destination :

$$\begin{aligned} Y_{r,d} &= H^{(j)T} \cdot G \cdot Y_{s,r} + N_{rd} \\ &= h_{rd} G h_{sr} S^{(1)} + h_{rd} G I_{sr} + I_{rd} + h_{rd} G N_{sr} + N_{rd} \end{aligned} \quad (7.8)$$

où $Y_{s,r}$, $Y_{r,d}$ sont les signaux reçus au relais et à la destination, K et J indiquent le nombre total d'utilisateurs dans les liens SR et RD . h_{sr} et h_{rd} représentent les atténuations des canaux SD et RD . $H^{(K)}$ représente les atténuations du canal entre les K utilisateurs actifs lors de la première phase et le relais alors que $H^{(J)}$ représente le gain des atténuations du canal entre les J utilisateurs actifs lors de la deuxième phase et la destination. Par exemple: $H^{(k)} = [h^{(1)}, \dots, h_m^{(k)}]^T$ où $h^{(1)} = h_{sr}$. N_{sr} et N_{rd} sont les bruits blancs thermiques au relais et au récepteur de variance N_0 . I_{sr} , I_{rd} sont les interférences au relais et au récepteur :

$$I_{sr} = \sum_{k=2}^K P_1^{(k)} h^{(k)} S^{(k)}, \quad I_{rd} = \sum_{k=2}^J P_2^{(k)} h^{(k)} S^{(k)} \quad (7.9)$$

G représente le gain du relais. Notons que P_1 et P_2 représentent les puissances d'émission à la source et au relais. A nouveau, nous imposons une contrainte sur la puissance totale et répartissons cette puissance totale P_T uniformément sur la source et les relais, autrement dit : $P_1 = P_2 = P_T / 2$. Le gain du relais G pour les rapports signal sur bruit élevé peut alors être choisi pour inverser le gain du canal comme proposé dans [32] :

$$G = \frac{\sqrt{P_2}}{|h_{s,r}|} \quad (7.10)$$

Un choix plus simple à mettre en œuvre car ne nécessitant pas d'estimer l'atténuation du canal est le gain d'amplification G donné par [33] ; il est choisi suivant l'expression suivante :

$$G = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 |h_{s,r}|^2 + N_0}} \quad (7.11)$$

Cependant, dans le cas de relais AF avec des interférences, le relais ne peut pas différencier entre le signal utile et l'interférence. Le processus d'amplification est réalisé dans le domaine analogique et se compose donc d'une simple normalisation de la puissance totale reçue sans autre transformation. Le gain d'amplification peut être exprimé comme :

$$G = \sqrt{\frac{P_2}{P_1|h_{s,r}|^2 + |I_{s,r}|^2 + N_0}} \quad (7.12)$$

On note $P_j^{(k)}$ la puissance émise par le nœud i . représente le niveau de puissance d'émission des interférents. Le rapport signal sur bruit plus interférence pour le cas de deux sauts peut être obtenu :

$$\gamma_D = \frac{P_I \cdot G^2 |h_{sr}|^2 \cdot |h_{rd}|^2}{G^2 |h_{rd}|^2 \cdot |I_{s,r}|^2 + |I_{r,d}|^2 + G^2 |h_{r,d}|^2 N_0 + N_0} \quad (7.13)$$

Nous supposons que $P_1 = P_2 = P_e$, donc les questions des répartitions de la puissance ne sont pas abordées ici. En substituant (7.12) dans (7.13), on obtient :

$$\gamma_D = \frac{\gamma_{sr} \cdot \gamma_{rd}}{\underbrace{\gamma_{I,r}(\gamma_{rd} + I) + \gamma_{I,d}(\gamma_{sr} + I)}_{\text{« Interference-based term »}} + \underbrace{\gamma_{I,r} \cdot \gamma_{I,d} + \gamma_{sr} + \gamma_{rd} + I}_{\text{« Conventional-based term »}}} \quad (7.14)$$

Où γ_{sr} , γ_{rd} sont le SNR pour les liens SR et RD. $\gamma_{I,r} = |I_{sr}|^2 / \sigma_n^2$, $\gamma_{I,d} = |I_{rd}|^2 / \sigma_n^2$ représentent les rapports interférence sur bruit au relais et à la destination.

7.3.2 Critère conventionnel de sélection du relais

Nous considérons d'abord le critère conventionnel de sélection du relais basé sur un modèle sans interférence (ou, tout au plus, qui considère l'interférence comme gaussienne). Le critère de sélection conventionnel a été proposé dans [34] et présente une faible complexité pour sa possible mise en œuvre. L'objectif est de choisir le relais qui permet de maximiser le

minimum des gains des deux canaux source vers relais et relais vers destination. Le critère de sélection du relais conventionnel peut donc être exprimé comme :

$$k_{Conv} = \arg \max_{k \in S_{relay}} \min \{h_{sr,j}, h_{rd,j}\} \quad (7.15)$$

Le critère de sélection conventionnel du relais assure que le “meilleur” trajet de bout en bout entre la source et la destination est utilisé et donne un gain de diversité de l'ordre du nombre de relais utilisés [34]. Toutefois, ce critère de sélection a été conçu pour les environnements sans interférence. Dans le travail présenté ici, les critères de sélection relais étudiés peuvent être considérés comme des extensions de ce schéma de base. Dans [35], les auteurs proposent un critère de sélection au moyen d'harmoniques maximales qui donnent des performances optimales. Toutefois, Ioannis Krikidis prouve que la sélection max-min se rapproche de l'optimalité à la fois pour les relais DF et les relais AF [36]. Dans l'annexe A nous prouvons que la sélection Max-Min se rapproche de la sélection optimale AF. L'idée étant de dire que c'est le plus mauvais des deux liens qui limite la capacité du lien, et donc sa qualité. Le critère max-min peut être adopté comme une technique de sélection générale pour les AF et les techniques de DF.

Cependant, ces critères de sélection ont été conçus pour des environnements sans interférence. Dans le travail présenté ici, nous étudions des critères de sélection en tenant compte des interférences.

7.3.3 Critère approximé de la sélection du relais

Lors que le SNR est élevé, le dénominateur dans l'équation (7.14) se réduit à un seul terme. Plus précisément, les termes du second ordre (la contribution des interférences) deviennent nettement plus élevés que les termes linéaires et dominent le dénominateur. Par conséquent, l'expression de SINR peut être simplifiée comme:

$$\begin{aligned} \gamma_D &= \frac{\gamma_{sr} \cdot \gamma_{rd}}{\gamma_{I,r} \cdot \gamma_{rd} + \gamma_{I,d} \cdot \gamma_{sr} + \gamma_{I,r} \cdot \gamma_{I,d}} \\ &= \frac{1}{\frac{\gamma_{I,r}}{\gamma_{sr}} + \frac{\gamma_{I,d}}{\gamma_{rd}} + \frac{\gamma_{I,r}}{\gamma_{sr}} \cdot \frac{\gamma_{I,d}}{\gamma_{rd}}} \end{aligned} \quad (7.16)$$

Selon le deuxième scénario présenté dans la section 7.2.1 où le relais sélectionné se trouve dans l'environnement avec beaucoup moins d'interférences, l'équation (7.16) peut encore être simplifiée à :

$$\gamma_D \approx \frac{\gamma_{rd}}{\gamma_{I,d}} \quad (7.17)$$

Par conséquent, ce critère de sélection du relais est motivé par l'expression simplifiée pour des SNRs élevés et des relais dans des environnements moins denses que le récepteur. D'un point de vue asymptotique, une sélection de relais appropriée est de choisir le relais qui donne la valeur maximale de ce rapport:

$$k_{Approx} = \arg \max_{k \in S_{relay}} \left\{ \frac{\gamma_{rd}}{\gamma_{I,d}} \right\} \quad (7.18)$$

7.3.4 Critère de sélection du relais « interference aware »

Le deuxième critère de sélection proposé peut être considéré comme une extension du critère de sélection conventionnel, similaire au critère Max-Min, mais où le SNR instantané de chaque lien est remplacé le SINR. Par conséquent, la stratégie de sélection du relais en fonction des interférences peut se mettre sous la forme comme:

$$k_{Int} = \arg \max_{k \in S_{relay}} \min \left\{ \frac{|h_{sr}|^2}{\sigma_n^2 + |I_{sr}|^2}, \frac{|h_{rd}|^2}{\sigma_n^2 + |I_{rd}|^2} \right\} \quad (7.19)$$

Puisque la variance d'une variable α -stable aléatoire est infinie, nous utilisons le paramètre de dispersion pour caractériser la distribution du MAI. En effet, la dispersion a une signification similaire à la variance dans le cas gaussien. Il est égal à la moitié de la variance quand $\alpha=2$. Par conséquent, nous l'utilisons pour caractériser les niveaux d'interférences au relais I_{sr} et à la destination I_{rd} [37].

7.4 Résultats numériques et discussions

Le scénario des simulations est identique à celui décrit dans le chapitre 6. Nous choisissons à nouveau $P_1=P_2=P_T/2$. La répétition d'impulsions ($N_s=4$) pour améliorer les performances est employée dans le second scénario considéré lorsque la distance entre la source et la destination devient plus grande. Sur la figure 7.4.1, nous présentons les résultats semi-analytiques et de simulations dans le cas de 2 sauts en utilisant des relais AF. Nous considérons d'abord le premier scénario où les nombres moyens d'interférents entre les relais et la destination restent identiques. Dans cette figure le relais est fixé et nous ne voulons que nous assurer de la validité du modèle. Nous constatons que le modèle est précis avec différentes valeurs de λ . Notons que, la position fixe du relais entre la source et la destination permet de réaliser les simulations dans un temps acceptable et permet de valider le modèle α -stable. Nous l'avons aussi montré comme une référence dans la figure 7.4.2.

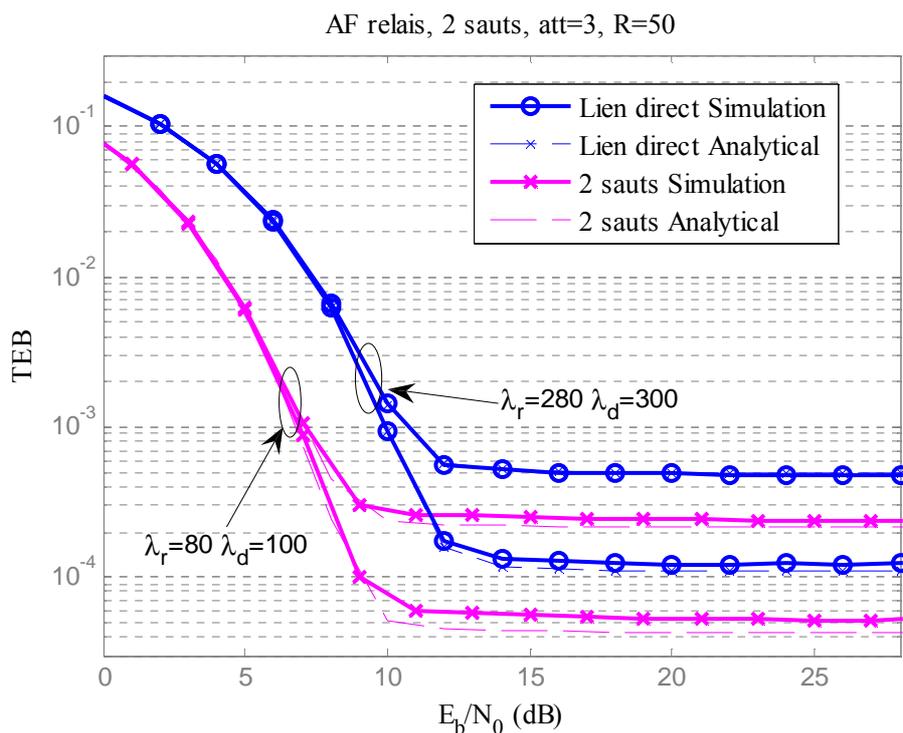


Fig. 7.4.1. Analyse du TEB avec le modèle d'interférences α -stable ; le coefficient d'atténuation est 3, $R = 50$ m, distance $SD=1$ m, distance $SR=$ distance $RD=0.5$ m. $\lambda_r =80$ ou 280 et $\lambda_d =100$ ou 300.

Par rapport à la figure 5.3, la figure 5.4 analyse une situation plus générale sur la position du relais: les positions possibles se situent dans un rectangle où l'abscisse X est uniformément

répartie dans $[0.2d_{sd}, 0.8d_{sd}]$ et l'ordonnée Y dans $[0, 0.3d_{sd}]$. Nous évaluons la performance du TEB en fonction du SNR en utilisant différentes stratégies de sélection du relais dans le cas où nous choisissons parmi $j = 3$ relais disposés aléatoirement dans le rectangle décrit précédemment. Le second scénario est considéré ici.

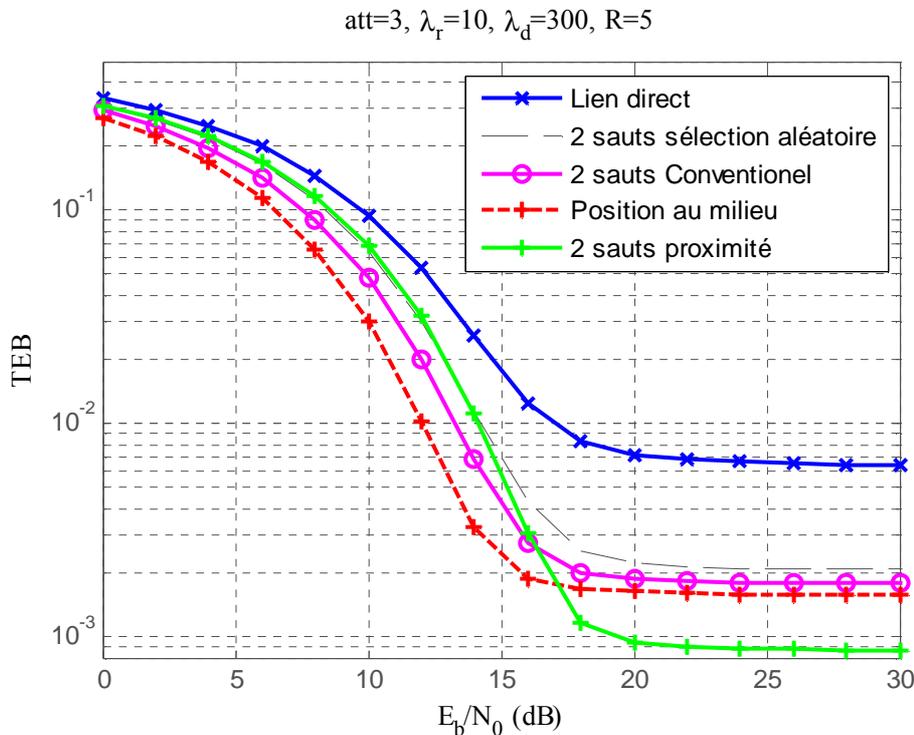


Fig. 7.4.2 Analyse du TEB avec différentes stratégies de sélection du relais, $R = 5$ m, la distance $SD = 3$ m, $\lambda_r = 10$, $\lambda_d = 300$. $j = 3$, Position au milieu signifie que le relais se place au milieu de la source et la destination. j est le nombre du relais sélectionné.

Premièrement, nous pouvons remarquer que le processus de sélection améliore les performances du système. Par ailleurs, nous observons que le critère de sélection conventionnel est plus efficace lorsque le SNR est faible puisque, dans cette région, l'AWGN domine la dégradation du système. Cependant, à partir du point croisé ($\text{SNR} = 16$ dB), la méthode proposée donne de meilleurs résultats que le critère de sélection conventionnel. La courbe optimale pour la sélection du relais « interference aware » (maximisation de l'équation (14)) est obtenue sur la figure 7.4.3

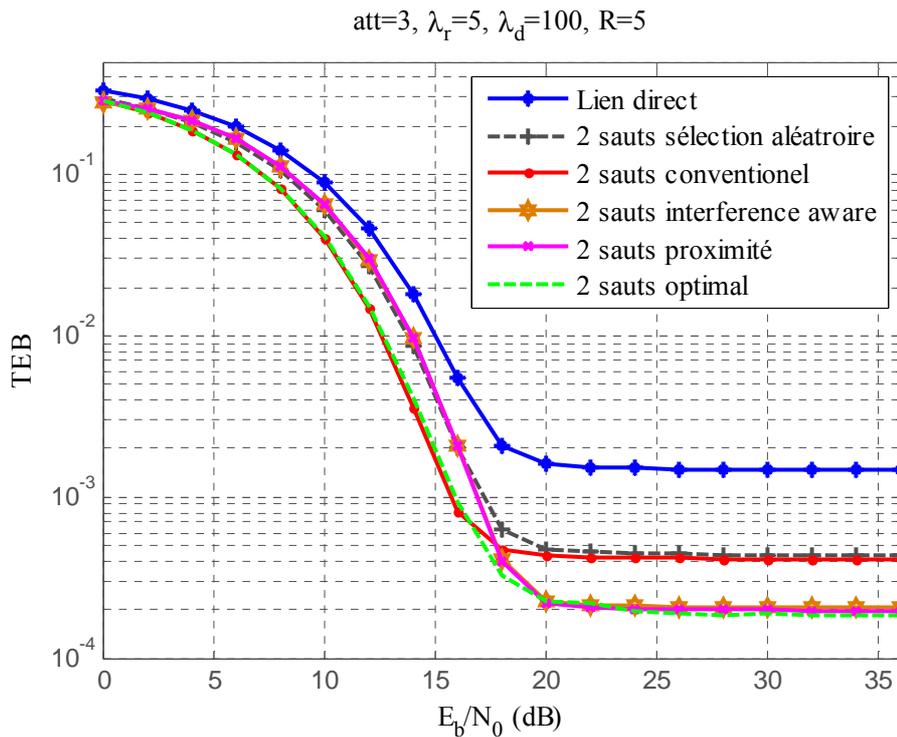


Fig. 7.4.3 Analyse de TEB avec différents stratégies de sélection du relais, $R = 5$ m, la distance $SD = 3$ m, $\lambda_r = 5$, $\lambda_d = 100$. $j = 5$.

Nous remarquons également que la proposition de critère de sélection en fonction des interférences basée sur le critère conventionnel (7.19) donne également une estimation précise et se rapproche de la solution optimale. Il est démontré que l'intégration de la contribution de l'interférence dans la structure de base de la stratégie conventionnelle est une approche intéressante et efficace, qui améliore les performances du système en présence des interférents. Nous remarquons que, bien que le critère approché ne soit pas optimal, il apporte des performances très satisfaisantes, surtout à fort rapport signal à bruit, avec des contraintes moins exigeantes que l'optimal en terme de paramètres à estimer.

Références

- [1] J. Boyer, D. D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, 'Multihop diversity in wireless relaying channels,' IEEE Trans. Commun., vol. 52, no. 10, pp. 1820-1830, Oct. 2004.
- [2] C. Cho, H. Zhang, and M. Nakagawa, "A UWB repeater with a short relaying-delay for range extension." in Proc. IEEE WCNC, vol. 2, Mar. 2004, pp.1154-1158.
- [3] Shouhong Zhu; Leung, K.K.; Constantinides, A.G,"Distributed Cooperative Data Relaying for Diversity in Impulse-Based UWB Ad-Hoc Networks". Wireless Commun, IEEE Trans on Volume 8, Issue 8, August 2009 Page(s): 4037 - 4047.
- [4] Hamza El Ghannudi, Laurent Clavier, Nourddine Azzaoui and P.A Rolland, " α -stable interference modeling and Cauchy receiver for an IRUWB ad hoc network",to appear in IEEE Trans. Commun., June, 2010.
- [5] G. Samorodnitsky and M.Taqqu, Stable Non Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance. P8-13,1994.
- [6] H. Ghannudi, L. Clavier, A. Bendjaballah, A. Boé, and P. Rolland, "Performance of IR-UWB at 60 GHz for *ad hoc* networks with directive antennas," The IEEE Conf. ICUWB, Sept. 2006, pp. 149-154.
- [7] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang. "User cooperation diversity part I: System description," IEEE Trans. On Comm., vol. 51, no. 11, pp. 1927-1938, 2003.
- [8] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, G. W. Wornell. "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. on Inform Theory, vol.50, no. 12, pp. 3062-3080, 2004.
- [9] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G.W.Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 12, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
- [10] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I: System description," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [11] T. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperation diversity through coding," in Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory, Lausanne, Switzerland, Jun. 2002, p. 220.
- [12] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I: System description," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [13] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

- [14] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F.W. Kneubühler, "Fading relay channels: performance limits and space-time signal design," *J. Select. Areas Commun.*, vol. 22, pp. 1099-1109, Aug. 2004.
- [15] S. Yang and J.-C. Belfiore, "Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 53, pp. 3114-3126, Sept. 2007.
- [16] A. H. Madsen and J. Zhang, "Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, pp. 2020-2040, June 2005.
- [17] M. O. Hasna and M. -S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, pp. 1126-1131, Nov. 2003.
- [18] L. Lai, K. Liu, and H. El Gamal, "The three-node wireless network: achievable rates and cooperation strategies," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, pp. 805-828, Mar. 2006.
- [19] A. Ribeiro, X. Cai, and G. B. Giannakis, "Symbol error probabilities for general cooperative links," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 1264-1273, May 2005.
- [20] Y. Yuan, Z. He, and M. Chen, "Virtual MIMO-based cross-layer design for wireless sensor networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, pp. 856-864, May 2006.
- [21] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 3524-3536, Dec. 2006.
- [22] S. Yang, J.-C. Belfiore, "Diversity of MIMO multihop relay channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, submitted for publication, Aug. 2007. [Online]. Available: <http://arxiv.org/pdf/0708.0386v1>
- [23] G. Kramer and A. J. Wijngaarden, "On the white Gaussian multipleaccess relay channel," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, Sorrento, Italy, June 2000.
- [24] D. Chen, K. Azarian, and J. N. Laneman, "A case for amplify-andforward relaying in the block-fading multi-access channel," *IEEE Trans. Wireless Commun.* (submitted for publication), Sept. 2007.
- [25] A. H. Madsen, "Capacity bounds for cooperative diversity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, pp. 1522-1544, Apr. 2006.
- [26] G. Scutari and S. Barbarossa, "Distributed space-time coding for regenerative relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 2387-2399, Sept. 2005.
- [27] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 659-672, Mar. 2006.
- [28] Y. Fan and J. Thompson, "MIMO configurations for relay channels: theory and practice," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 1774-1786, May 2007.

- [29] I. Krikidis, J. Thompson, S. McLaughlin, and N. Goertz, "Amplify-and- Forward with partial relay selection," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp. 235-237, Apr. 2008
- [30] I. Krikidis and J.-C. Belfiore, "Scheduling for amplify-and-forward cooperative networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, pp. 3780-3790, Nov. 2007.
- [31] I. Hammerström, M. Kuhn and A. Wittneben, "Channel adaptive scheduling for cooperative relay networks," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Los Angeles, CA, USA, vol. 4, pp. 2784-2788, Sept. 2004.
- [32] Hee-jin Joung; Cheol Mun; "Capacity of Multiuser Diversity with Cooperative Relaying in Wireless Networks", *IEEE Communications Letters*, Vol 12, pp: 752 – 754, 2008.
- [33] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [34] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 659-672, Mar. 2006.
- [35] A. Bletsas, D. P. Reed, and A. Lippman, 'A simple cooperative diversity method based on network path selection,' *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 659--672, Mar. 2006
- [36] Krikidis, I.; Thompson, J.; Mclaughlin, S.; Goertz, N,"Max-min relay selection for legacy amplify-and-forward systems with interference', *Wireless Comm, IEEE Transactions on Volume 8, Issue 6, June 2009 Page(s):3016 - 3027*
- [37] Jiejia Chen, L. Clavier, Yong xi, Alister Burr, N. Rolland and P.-A. Rolland, " α -stable Interference Modelling and Relay Selection for Regenerative Cooperative IR-UWB Systems ", *IEEE European Wireless Technology Conference (EuWiT)*, Paris, 2010.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse est d'étudier deux enjeux importants pour l'évolution des réseaux de capteurs et des réseaux *ad hoc* sans fil : la fiabilité et la consommation d'énergie. Nous nous intéressons à la transmission d'impulsions multi-sauts ou coopérative à ultra large bande pour la conception des futurs réseaux intra-bâtiment sans fil *ad hoc* à très haut débit et en bande millimétrique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté certaines bases nécessaires au développement des chapitres suivants sur les réseaux de capteurs et leurs applications. Les transmissions multi-sauts et coopératives sont des solutions attractives pour augmenter la couverture et la capacité du réseau et minimiser la consommation d'énergie dont le relais est un élément clé. Nous avons classifié les relais utilisés pour une transmission en deux catégories principales en fonction des différents protocoles au niveau physique : « decode-and-forward » (DF) et « amplify-and-forward » (AF). La méthode DF nettoie le bruit au niveau du relais mais accumule les erreurs de détection. La méthode AF réduit la complexité du relais et l'énergie dissipée mais avec cette méthode le relais amplifie également le bruit. Nous avons présenté également dans le chapitre 2 la modélisation statistique du canal de propagation. Comme nous avons considéré des transmissions sur de courtes distances, il nous semble important de prendre en compte l'évolution des propriétés statistiques du canal avec la distance de transmission.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié les transmissions multi-sauts en relais non-régénératifs. Nous avons développé une étude théorique du calcul des gains optimaux des relais en supposant une connaissance complète du système et en particulier des différents canaux radio. L'évolution de la puissance minimale consommée en fonction de la position du relais est alors envisagée en modifiant les rendements des relais et de l'émetteur ainsi que les facteurs de bruit des relais et de la destination. En considérant le cas des réseaux hétérogènes, les résultats montrent l'impact des paramètres matériels sur la consommation d'énergie : le rapport des rendements du relais et des émetteurs est un paramètre influant pour évaluer le gain en puissance consommée. Si le rendement de l'émetteur est faible, nous avons intérêt à

Conclusion générale

approcher le relais de l'émetteur. De même si le niveau de bruit s'avère meilleur au niveau du relais qu'au niveau du récepteur, l'effet sur les positions avantageuses est inversé par rapport à l'étude sur le rendement.

Nous avons développé ensuite une étude sur l'évolution du canal de propagation multi-sauts en relais non-régénératifs en tenant compte de l'impact d'évanouissement de Rice. Nous avons voulu évaluer si la variation de la statistique du canal en fonction de la distance a un impact sur les résultats que nous avons obtenu. Les résultats montrent que notre modèle est entre les deux cas extrêmes proposés avec une variance fixe, mais aussi que les différences sont significatives. Ceci justifie l'importance de tenir compte de l'évolution des propriétés statistiques du canal en fonction de la distance.

Nous avons envisagé ensuite une étude de la modélisation du canal en ultra large bande. Premièrement, nous avons évalué les performances d'un récepteur RAKE sélectif avec combinaison à gain maximal (MRC) pour analyser par simulation les performances d'un système UWB avec modèle du canal IEEE 802.15.4a. Après avoir analysé la performance du système, nous avons intéressé à l'interférence qui est un des facteurs principaux limitant les performances. A cause des accès multiples, la distribution de l'interférence n'est pas gaussienne. Dans le chapitre 5, nous avons choisi le modèle symétrique α -stable qui représente avec précision de la nature impulsive grâce à sa distribution à queue lourde. La propriété de stabilité nous a permis ensuite une étude analytique des transmissions multi sauts et coopératives.

Dans les chapitres 6 et 7 nous avons étudié les relais *decode and forward* puis *amplify and forward*. Dans le dernier chapitre nous avons aussi procédé à une validation théorique pour confirmer le bon choix de l'utilisation de la distribution α -stable pour modéliser l'interférence d'accès multiples dans le cas de relais AF. En plus, nous avons développé un cas plus général (multi-sauts). Le processus α -stable est une solution intéressante pour modéliser les MAI dans l'application de la transmission coopérative et multi-sauts grâce à la propriété de stabilité. Finalement, nous avons proposé une étude sur la stratégie de la sélection du relais. En tenant compte de la présence d'interférences, la stratégie de sélection du relais est modifiée et un critère efficace utilisant la modèle α -stable est évalué. Nous pensons que la prise en compte des paramètres au niveau de la couche MAC et de la couche physique est indispensable afin d'optimiser le critère de la sélection du relais.

Conclusion générale

Ces travaux ouvrent de nombreuses perspectives dans l'étude des transmissions multi-sauts en réseaux denses et hétérogènes. En nous basant sur ce constat que le bruit additif n'est pas gaussien, nous sommes motivés pour utiliser un récepteur non linéaire. Nous avons proposé dans [1] une modélisation par les processus α -stable et un récepteur de Cauchy qui permet d'améliorer nettement les performances. Néanmoins, un récepteur Cauchy est toujours sous optimal et relativement complexe à mettre en œuvre. Nous voulons alors entamer une optimisation du récepteur en sachant que le bruit est α -stable. La difficulté des distributions α -stable est que leur densité de probabilité n'est presque jamais connue. Il est donc difficile d'implémenter le récepteur optimal. Il est cependant possible de déterminer la densité de probabilité à partir de la fonction caractéristique. L'initiation de ces travaux est discutée dans l'annexe C.

L'ensemble de la démarche entamée dans cette thèse montre finalement que la prise en compte des caractéristiques matérielles, la modélisation précise du canal radio et l'impact des interférences sont des phénomènes influents grandement les performances des stratégies multi-sauts et coopératives. Ils ne constituent pour autant qu'une première étape pour une meilleure compréhension des phénomènes sous-jacents et des conséquences induites. Leur prise en compte plus systématique est une condition indispensable à la validité et à la fiabilité des solutions proposées. Il reste encore d'importantes solutions techniques à définir pour une utilisation performante du spectre et de l'espace dans les futurs réseaux de capteurs.

Références

[1] El Ghannudi, H., Clavier, L., Azzaoui, N., and Rolland, P.A.: 'a-stable interference modeling and Cauchy receiver for an IRUWB ad hoc network', *IEEE Trans. Commun.*, 2010, 58, (6), pp. 1748–1757.

Annexe A

Distributions α -stables.

Les variables et les distributions α -stables [1] généralisent les gaussiennes et partagent un bon nombre de leurs propriétés. Indiquons en particulier :

- La propriété de stabilité par convolution : la convolution de deux distributions stables est également stable. Autrement dit, la somme deux variables aléatoires indépendantes stables est également stable.
- Le théorème de la limite centrale : tout variable aléatoire stable peut s'exprimer comme la limite (en distribution) d'une somme normalisée de variables indépendantes et identiquement distribuées.

Un autre fait important qui donne toute leur importance à ces distributions est le fait qu'elles sont paramétriques. Les quatre paramètres α , σ , β et μ les caractérisent complètement (voir figure I.1 pour l'illustration des paramètres α et β).

- α est appelé l'exposant caractéristique ($0 < \alpha \leq 2$) : il définit l'épaisseur de la queue de la distribution. Plus α se rapproche de 2, moins il est probable d'observer des valeurs éloignées de la valeur centrale.
- μ est le paramètre de localisation ($-\infty < \mu < \infty$) : dans un tirage d'observations, la plupart se concentrent autour de cette valeur. C'est la moyenne pour $1 < \alpha \leq 2$ et la médiane pour $0 < \alpha \leq 1$
- σ est le paramètre de dispersion ($\sigma > 0$) : cela correspond à la déviation standard dans le cas gaussien.
- β est l'index de symétrie ($-1 \leq \beta \leq 1$) : il caractérise la dissymétrie de la densité de probabilité. Quand $\beta = 1$, la distribution est complètement "balancée" vers la droite ; la distribution est symétrique pour $\beta = 0$.

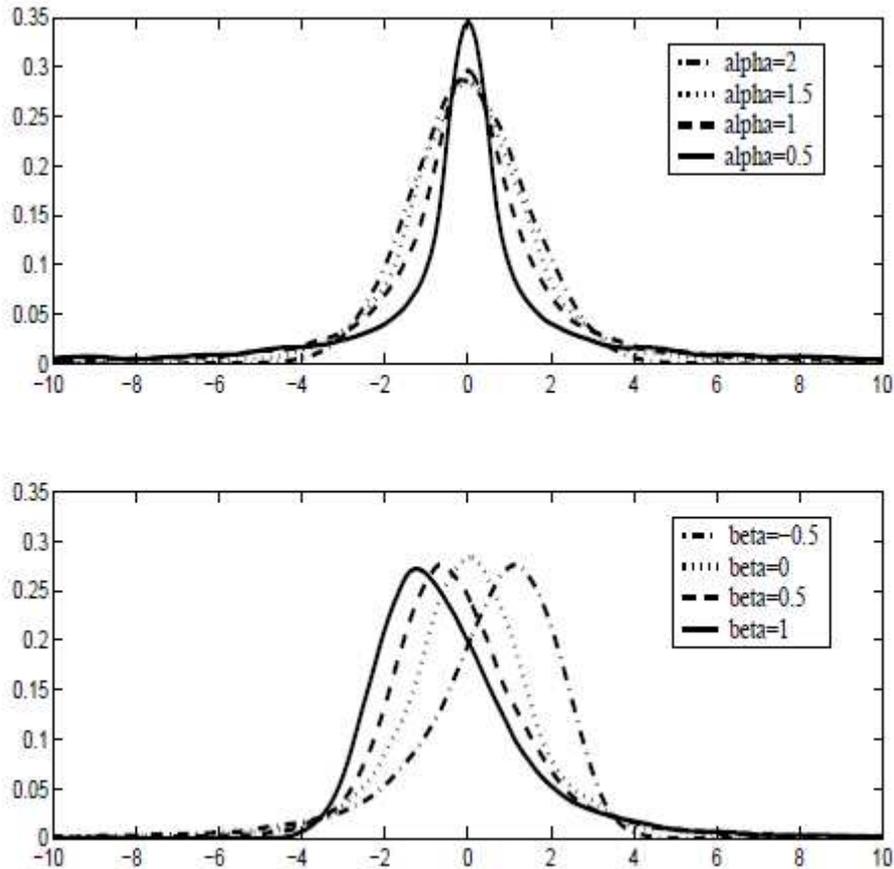


Figure I.1 – Densité de probabilité d’une variable stable avec $\mu = 0$, $\sigma = 1$ et différentes valeurs de α et β

Depuis leur découverte en 1925 par Paul Lévy, une somme conséquente de savoirs a été accumulée sur les propriétés théoriques de ces distributions. Qui plus est elles se sont avérées très utiles dans plusieurs domaines d’application et plus spécialement pour des phénomènes présentant des variations importantes, non compatibles avec les modèles gaussiens. Cependant, à l’exception des distributions de Gauss, de Cauchy et de Levy, trois cas particuliers issus de la famille des distributions α -stables, il n’existe pas d’expression analytique des la densité de probabilité de ces distributions. Par contre, leurs fonctions caractéristiques sont données par :

$$E \exp i\theta X = \begin{cases} \exp\left\{-\sigma^\alpha |\theta|^\alpha \left(1 - i\beta(\text{sign}\theta) \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right) + i\mu\theta\right\} & \text{if } \alpha \neq 1 \\ \exp\left\{-\sigma|\theta| \left(1 + i\beta \frac{2}{\pi}(\text{sign}\theta) \ln|\theta|\right) + i\mu\theta\right\} & \text{if } \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

où

$$\text{sign } \theta = \begin{cases} 1 & \text{if } \theta > 0 \\ 0 & \text{if } \theta = 0 \\ -1 & \text{if } \theta < 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Annexe B – Critère conventionnel (max-min) de sélection d'un relais.

Nous étudions le critère de sélection Max-min du relais pour la coopération en AF. Nous notons a_k et b_k les SNR instantanés du lien $S \rightarrow k$ et $k \rightarrow D$, S étant la source, k le relais et D la destination. En étudiant le rapport signal sur bruit à la destination, le critère de sélection du relais optimal peut être approximée comme suit [2] :

$$\begin{aligned}
 k &= \arg \max_k \left\{ \frac{a_k b_k}{a_k + b_k} \right\} \\
 \Leftrightarrow k &= \arg \max_k \left\{ \frac{1}{\frac{1}{a_k} + \frac{1}{b_k}} \right\} \\
 \Leftrightarrow k &= \arg \min_k \left\{ \frac{1}{a_k} + \frac{1}{b_k} \right\} \tag{B.1}
 \end{aligned}$$

Une façon d'approximer la minimisation ci-dessus est de considérer le lien le plus faible, c'est à dire celui qui limite le plus les performances. Nous pouvons alors modifier légèrement le critère en recherchant le relais qui fiabilise le mieux le lien le plus faible (S-k ou k-D) :

$$k \cong \arg \min_k \left\{ \max \left(\frac{1}{a_k}, \frac{1}{b_k} \right) \right\} \tag{B.2}$$

Nous obtenons finalement le critère conventionnel max-min :

$$k = \arg \max_k \{ \min(a_k, b_k) \} \tag{B.3}$$

Annexe C : Détection binaire du mélange du bruit gaussien et du bruit impulsif modélisé par un processus α -stable.

1. Formulation problématique

Le modèle mathématique consiste à l'hypothèse évaluée :

$$H_0 : x(k) = s_0(k) + n_g(k) + n_a(k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (C.1)$$

$$H_1 : x(k) = s_1(k) + n_g(k) + n_a(k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (C.2)$$

Où $s_i(\cdot)$, $i=0, 1$, est un de deux signaux émis possibles, $n_a(\cdot)$ est une réalisation d'une séquence de N variables aléatoires α -stables symétriques (S α S) indépendantes, identiquement distribuées. Le coefficient caractéristique est α ($0 < \alpha < 2$), la dispersion γ , et $n_g(\cdot)$ est une réalisation d'une séquence de N variables aléatoires gaussiennes indépendantes, identiquement distribuées. Par ailleurs, le bruit impulsif et le bruit gaussien sont mutuellement indépendants.

Les lois α -stables constituent un modèle classique de bruits impulsifs tels qu'il en existe dans beaucoup de phénomènes naturels (par exemple en turbulence) et artificiels (par exemple dans des données financières, le trafic internet). Une variable α -stable symétrique (notée S α S) se définit via sa fonction caractéristique : $\phi_\alpha(w) = \exp(-\gamma|w|^\alpha)$ où α indice le coefficient d'atténuation et γ est la dispersion. Malheureusement, les expressions n'existent pas pour la densité de probabilité (pdf) ni la fonction de répartition (cdf) sauf dans le cas de gaussien ($\alpha=2$), le cas de Cauchy ($\alpha=1$). Puisque nous supposons que les interférences MAI et le bruit gaussien sont indépendants, la fonction caractéristique totale pour le bruit additif s'écrit :

$$\phi_\alpha(w) = \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2} w^2 - \gamma|w|^\alpha\right) \quad (C.3)$$

Où σ^2 est la variance de bruit gaussien. La densité de probabilité est donnée par la transformée de Fourier de Φ :

$$f_X(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \phi_X(t) \cdot \cos(xt) dt \quad (C.4)$$

2. Récepteur optimal.

Pour prendre une décision entre les deux hypothèses H_0 et H_1 , le récepteur optimal (au sens du maximum de vraisemblance) détermine le test statistique :

$$\begin{aligned}\Lambda &= \log \left\{ \frac{\prod_{k=1}^N f_X(x(k) - s_1(k))}{\prod_{k=1}^N f_X(x(k) - s_0(k))} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^N \log \left\{ \frac{f_X(x(k) - s_1(k))}{f_X(x(k) - s_0(k))} \right\}\end{aligned}\quad (C.5)$$

Le test L est alors comparé à 0. S'il est positif, le choix est s_1 alors que s'il est négatif, le choix est s_0 .

Pour N large, selon le théorème de la limite centrale, nous pouvons supposer que Λ suit une distribution Gaussienne. Pour des symboles de la source équiprobables, la probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_0}{\sqrt{2\sigma_0^2}} \right)\quad (C.6)$$

Où $\operatorname{erfc}(\cdot)$ représente la fonction d'erreur complémentaire, μ_0 est le moyenne de Λ si s_0 a été envoyé et σ_0^2 est la variance de Λ . Nous avons :

$$\mu_0 = \sum_{k=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} f_X(\zeta - s_0(k)) \log \left\{ \frac{f_X(\zeta - S_1(K))}{f_X(\zeta - S_1(K))} \right\} d\zeta\quad (C.7)$$

Et

$$\sigma_0^2 = \sum_{k=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} f_X(\zeta - s_0(k)) \log \left\{ \frac{f_X(\zeta - S_1(K))}{f_X(\zeta - S_1(K))} \right\} d\zeta - \frac{\mu_0^2}{N}\quad (C.8)$$

Il n'est cependant pas évident que le nombre de répétition N que nous choisissons est suffisant pour assurer la validité de l'hypothèse gaussienne. Nous estimons alors les performances opti

males en utilisant des simulations de Monte Carlo pour obtenir un nombre suffisant d'échantillons de Λ .

3. Exemple de l'amélioration des performances

Sur la figure D, nous estimons les performances pour les récepteurs gaussien et optimal. Le récepteur 'Myriad filter' [3], basé sur la distribution de Cauchy dont la dispersion est modifiée pour tenir compte du bruit Gaussien, est également utilisé.

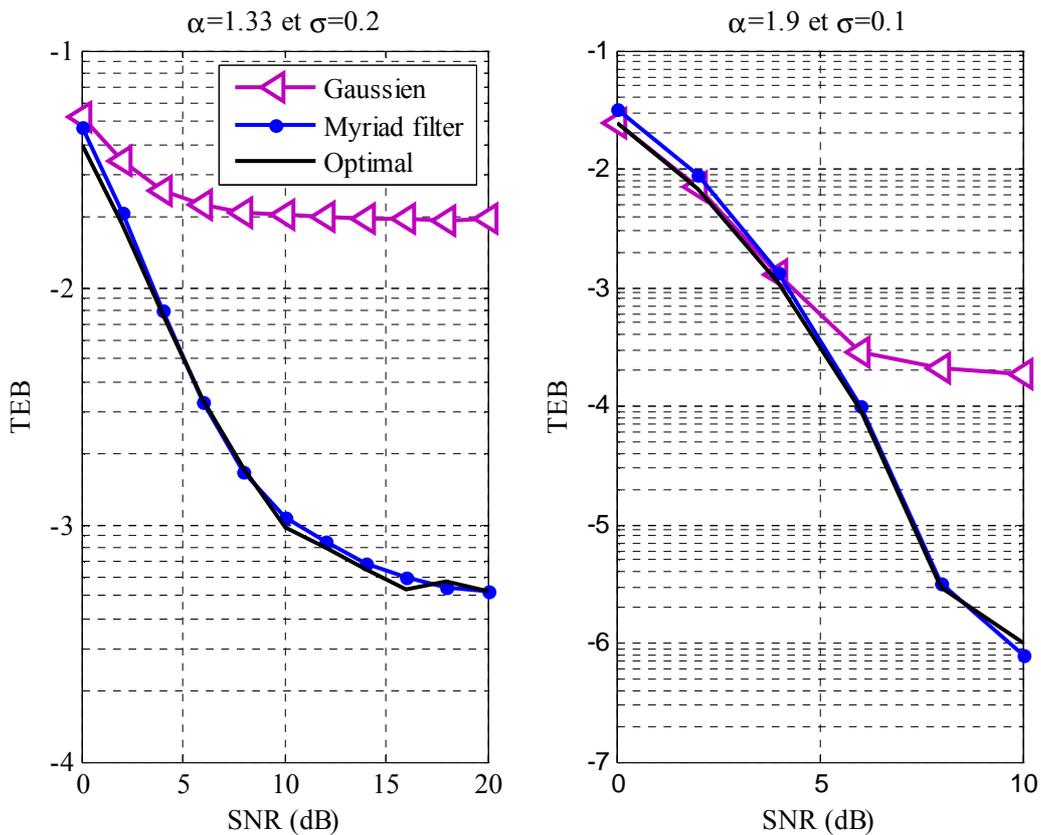


Figure D TEB performance analyse pour les différents récepteurs

Nous constatons la très nette amélioration des performances quand nous tenons compte de l'impulsivité de l'interférence. Le filtre myriade permet des performances très proches du cas optimal. Il s'avère cependant que ce filtre est non linéaire et n'est pas nécessairement simple à mettre en œuvre dans un cas pratique.

Référence

- [1] Samorodnitsky G. and Taqqu M. S., Stable Non-Gaussian Random Processes : Stochastic Models with Infinite Variance, Chapman and Hall, 1994.
- [2] Krikidis, I.; Thompson, J.; McLaughlin, S.; Goertz, N.; “Max-min relay selection for legacy amplify-and-forward systems with interference” Wireless Communications, IEEE Transactions on Volume: 8 , Issue: 6, 2009 , Page(s): 3016 – 3027.
- [3] Niranjayan, S. ; Beaulieu, N.C.; A Myriad Filter Detector for UWB Multiuser Communication Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference May 2008 On page(s): 3918 - 3922, Beijing.

List of publication

Scientific Prize

Young Engineer Prize. European Microwave Association (EuMA), 13th European Microwave Week, Paris, France, Sep, 2010.

Journal

[1] Jiejia Chen, L. Clavier, N. Rolland and P.-A. Rolland, “ α -stable Multiple Access Interference Modeling for Amplify and Forward Multihop ad hoc Networks”, *Electronics Letters*, Volume 46, Issue 16, Page(s): 1160 - 1162, 2010.

International Conferences

[1] Jiejia Chen, L. Clavier, Yong xi, Alister Burr, N. Rolland and P.-A. Rolland, “Interference Modeling and Relay Selection Issue for Amplify and Forward Wireless Sensor Networks”, *IEEE proceedings Wireless Sensor Networks: theory and practice*, Paris, 2011.

[2] Jiejia Chen, L. Clavier, Yong xi, Alister Burr, N. Rolland and P.-A. Rolland, “ α -stable Interference Modelling and Relay Selection for Regenerative Cooperative IR-UWB Systems”, *IEEE European Wireless Technology Conference (EuWiT)*, Paris, 2010. (Best student paper)

[3] Jiejia Chen, A. Massouri, L. Clavier, C. Loyez, C. Lethien, N. Rolland and P.-A. Rolland, “Relay Characteristic Impact on Energy Consumption for Heterogeneous Networks in a LOS Channel” *IEEE European Wireless Technology Conference (EuWiT)*, Rome, 2009.

[4] Massouri A, Jiejia Chen, Clavier L, Combeau P, and Pousset Y. “Automated identification of clusters and UWB channel parameters dependency on Tx-Rx distance” *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Germany, 2009.

[5] Jiejia.Chen, L.Clavier, N. Rolland, C.Loyez, “Impact of Material Parameters on the Energy Consumption for Amplify and Forward Relays”. *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, HongKong, 2008.

National Publications

[1] Jiejia Chen, L.Clavier, A. Massouri, C.Loyez, N. Rolland, “Impact d’un Canal de Rice dépendant de la Distance et des Caractéristiques du Relais sur un Lien Multi Sauts.” *Journée Nationale Microsondes*, Grenoble, 2009, France.

International Seminar and presentation

[1] Jiejia Chen, L. Clavier, Yong xi, Alister Burr, N. Rolland and P.-A. Rolland, "Interference aware relay selection issue for cooperative IR-UWB systems", COST2100 8th MCM, 7-10 Fev. 2010, Athens, Greece.

[2] Jiejia.Chen, L.Clavier, N. Rolland, C. Loyez, "Energy Considerations for Non-Regenerative Relays in Heterogeneous Ad Hoc Networks", COST2100 6th MCM, 6-8 Oct. 2008, Lille, France.

[3] Jiejia Chen, Laurent Clavier, Christophe Loyez and Nathalie Rolland, "Energy and Hardware considerations for multihops wireless communication", Autonomous and Spontaneous Networks Symposium (ASN), Nov.2008, Paris, France.

Other activities

[1] Participation au COST 2100 Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications. Participation au training School "Cooperating Objects and Wireless Sensor Networks" - May 10th - 12th, 2010, Bologna, Italy

[2] Séjour de 15 jours à l'Université de York (Alister Burr, Yong Xi) dans le cadre d'une mission scientifique de courte durée COST 2100. Cette mission a abouti au papier récompensé à l'EuWIT.

[3] Participation au Programme Initiative "réseaux autonomes et spontanés" de l'Institut TELECOM.

[4] Participation au GdR Ondes et ISIS, journée sur la coopération dans les réseaux de capteurs, Mai 2008