

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

Faculté des Sciences et Techniques

Equipe de recherche ou Laboratoire XLIM/C2S2

Thèse N° 54/2013

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : Electronique des hautes fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Nabih ALAOUI

le 05 Décembre 2013

Cooperative Communications In Mobile Ad hoc NETWORKS

Thèse dirigée par Jean-Pierre CANCES & Vahid MEGHDADI

JURY :

Président :

M. Didier LE RUYET

Professeur, CNAM Paris

Rapporteurs :

Mme. Maryline HELARD

Professeur, INSA de Rennes

M. Samir SAOUDI

Professeur, ENST-Bretagne

Examineurs :

M. Jean-Pierre CANCES

Professeur, ENSIL - Limoges

M. Philippe GABORIT

Professeur, Université de Limoges

M. Vahid MEGHDADI

MCF - HDR, ENSIL - Limoges

Je dédie ce mémoire de thèse :

A mes parents, en guise de reconnaissance et de gratitude pour les sacrifices qu'ils ont faits.

A ma Grande famille, qui m'a toujours soutenu le long de mon cursus.

A tous mes professeurs...

A mes ami(e)s, à qui je souhaite le succès, pour l'amitié qui nous a toujours unis.

A tous ceux qui me sont chers.

Remerciements

Je tiens à travers cette page à présenter la meilleure forme de mes remerciements à Monsieur Jean-Pierre CANCES, professeur à l'ENSIL et responsable de l'équipe de recherche ESTE (Etude des Systèmes de Télécommunications de l'ENSIL), qui a accepté de m'accueillir dans cette équipe et diriger ma thèse en m'apportant tout le soutien technique mais aussi moral pour mener à bien mes recherches. Son énergie, sa rigueur et sa disponibilité m'ont permis de réaliser l'ensemble de mes travaux dans un dynamisme de réussite et dans la bonne humeur.

Ces trois années passées dans le département C2S2 du laboratoire XLIM au sein du groupe ESTE m'ont permis de concrétiser mes travaux à travers ce mémoire de thèse, soutenu par l'encouragement de toute l'équipe des enseignants chercheurs de la filière ELT de l'ENSIL que je remercie chaleureusement, à cette occasion je tiens à remercier Monsieur Vahid MEGHDADI pour son rôle de co-directeur de thèse qui a toujours été à mon écoute quand j'avais besoin de lui. Mes remerciements s'adressent également à Madame Christelle Aupetit BERTHELEMOT qui m'a apporté toutes les ressources pédagogiques me permettant d'assurer la mission d'enseignement qui m'a été confiée au sein de l'ENSIL.

Je remercie également mes collègues de bureau et bureaux voisins pour leur agréable compagnie journalière. Je pense aussi aux anciens doctorants ayant partagé mon bureau, qui m'ont accueilli au début de ma thèse, conseillé, et ont ensuite continué leur chemin.

Je remercie aussi l'ensemble des personnes qui ont accepté d'évaluer mes travaux, notamment Madame Maryline HELARD, Professeur à l'INSA de Rennes et Monsieur Samir SAOUDI, Professeur à l'ENST de Bretagne, pour l'étude du rapport, mais aussi l'ensemble des membres du jury de ma thèse.

Je présente également mes remerciements et à ma haute considération au Conseil Régional du Limousin qui a financé ces travaux pendant les trois années de thèse.

Je ne pourrai passer cette occasion sans adresser mes sentiments distingués de respect au corps professoral de l'ENSIL dirigé par Monsieur Patrick LEPRAT directeur de l'école et Monsieur Jacques ZANINETTI directeur des études, qui m'ont accueilli dans leurs locaux pour effectuer mes recherches et m'ont confié la mission d'enseignement au sein de l'école.

Enfin, je remercie ma famille, qui m'a toujours encouragée dans mes études et m'a permis de devenir qui je suis. Plus particulièrement, je pense à mes parents pour tout leur soutien depuis les premiers jours de ma naissance.

Faute de pouvoir citer tous les noms, que tous ceux et celles qui m'ont aidé, de près ou de loin, trouve dans cet humble préambule ma reconnaissance considérée.

Sommaire

Introduction	7
1- Réseaux de capteurs	11
1-1- Introduction	11
1-2- Limitations rencontrées dans un réseau de capteurs.....	11
1-2-1- Fiabilité de transmission - Performances	11
1-2-2- Efficacité énergétique, durée de vie	11
1-2-3- Portée limitée, Routage	12
1-3- Norme ZigBee	15
1-4- Utilisation des relais	17
1-4-1- Relais AF.....	17
1-4-2- Relais DF.....	17
1-4-3- Relais rajoutant de la redondance (XOR)	18
1-5- Conclusion	18
2- Codage réseau, correction d'erreurs	19
2-1- Introduction : Contexte général des transmissions Radio	19
2-2- Codes en bloc et codage réseau dans les communications numériques	20
2-3- Codes LDPC	28
2-3-1- Encodage	28
2-3-2- Décodage : Algorithme de propagation de croyance – BP	30
2-4- Réseaux de capteurs et codage	33
2-5- Méthodes d'optimisation des architectures	37
2-6- Méthode proposée.....	38
2-7- Application aux réseaux petite taille	40
2-8- Application aux réseaux grande taille	43
2-9- Conclusion	46
3- Détection d'erreurs.....	47
3-1- Introduction : Protocole ARQ.....	47
3-2- Types du protocole ARQ.....	47
3-2-1- Protocole Envoyer et Attendre	47
3-2-2- Protocole à fenêtre d'anticipation	49
3-3- Calcul de CRC	49
3-4- Performances du protocole ARQ.....	51
3-5- Combinaison du protocole ARQ et du codage réseau – protocole HCVD (Horizontal Correction & Vertical Detection).....	55
3-6- Résultats de simulation du protocole HCVD	57
3-7- Conclusion	59
4- Antennes multiples.....	61
4-1- Introduction	61
4-2- SIMO et réseaux de capteurs	65
4-2-1- Performances Single Input Multiple Output SIMO-2	66
4-2-2- Performances Single Input Multiple Output SIMO-3	67
4-2-3- Architecture combinée	67
4-2-4- Combinaison du SIMO et du codage réseau	69
4-2-5- Combinaison du SIMO et protocole HCVD	71
4-3- Conclusion	73
5- Etude énergétique.....	75
5-1- Introduction	75

5-2- Modèle de consommation d'énergie.....	75
5-3- Facteurs de la consommation d'énergie	77
5-4- Simulation du modèle énergétique sur certains protocoles	78
5-4-1- Protocole de transmission directe.....	78
5-4-2- Protocole MTE	79
5-4-3- Protocole LEACH	79
5-4-4- Comparaison et conclusion	80
5-5- Application aux architectures proposées	81
5-5-1- Application au codage réseau.....	82
5-5-2- Application au protocole ARQ.....	84
5-5-3- Application au protocole HCVD.....	87
5-5-4- Simulation	88
5-6- Conclusion	90
6- Optimisation conjointe du codage de canal et du codage de réseau physique pour les réseaux de capteurs sans fil	93
6-1- Introduction	93
6-2- Principes généraux et état de l'art.....	94
6-3- Le système proposé	96
6-4- Le codage réseau au niveau du relais	100
6-4-1- Le schéma de décodage proposé	100
6-4-2- Graphe de Tanner et algorithme de décodage proposé	103
6-4-3- Mise à jour des messages	106
6-5- Résultats de simulation	110
6-6- Conclusion	114
Conclusion et perspectives	115
Bibliographie	121
Annexe 1: Evolution de densité, Calcul des profils optimaux de codes LDPC	127
Annexe 2: Codage de réseau physique (PNC)	133

Introduction

Les progrès de ces dernières années en microélectronique ont permis de fabriquer des capteurs de plus en plus petits, de plus en plus performants et avec des autonomies énergétiques grandissantes. D'autre part, les techniques de réseaux mobiles permettent désormais de s'affranchir des fils et donc de déployer facilement des réseaux de capteurs dans des endroits même difficiles d'accès. Un réseau de capteurs peut être vu comme un réseau de microsystèmes disséminés dans un espace donné et communiquant entre eux via une liaison sans fil.

Ces capteurs sans fil sont des petits dispositifs électroniques capables de mesurer une valeur physique environnementale (température, lumière, pression, etc.) et de la communiquer à un centre de contrôle via une station de base. Les progrès conjoints de la microélectronique, des technologies de transmission sans fil et des applications logicielles ont permis de produire à coût raisonnable des micro-capteurs de quelques millimètres cubes de volume, susceptibles de fonctionner en réseaux .

L'espace où agissent les capteurs s'appelle un champ de captage. Ce qui est intéressant dans les réseaux de capteurs, c'est que les nœuds sont souvent composés d'un grand nombre de micro-capteurs capables de récolter et de transmettre des données environnementales d'une manière autonome. Par conséquent, on peut définir un Réseau de Capteurs Sans Fil (RCSF) ou "Wireless Sensor Network" (WSN) comme un ensemble de dispositifs très petits, nommés nœuds capteurs, variant de quelques dizaines d'éléments à plusieurs milliers.

Si les premières applications des réseaux de capteurs sans fil, comme le monitoring environnemental ou la domotique, considéraient des réseaux statiques, autoriser la mobilité des nœuds ouvre actuellement de nouvelles perspectives. Ainsi les VANET's (Vehicular Ad-hoc NETwork) sont constitués d'éléments communicants embarqués sur des véhicules ou des êtres vivants mobiles, et les BAN (Body Area Network) considèrent des capteurs multiples sur différentes parties du corps humain (Figure 1).

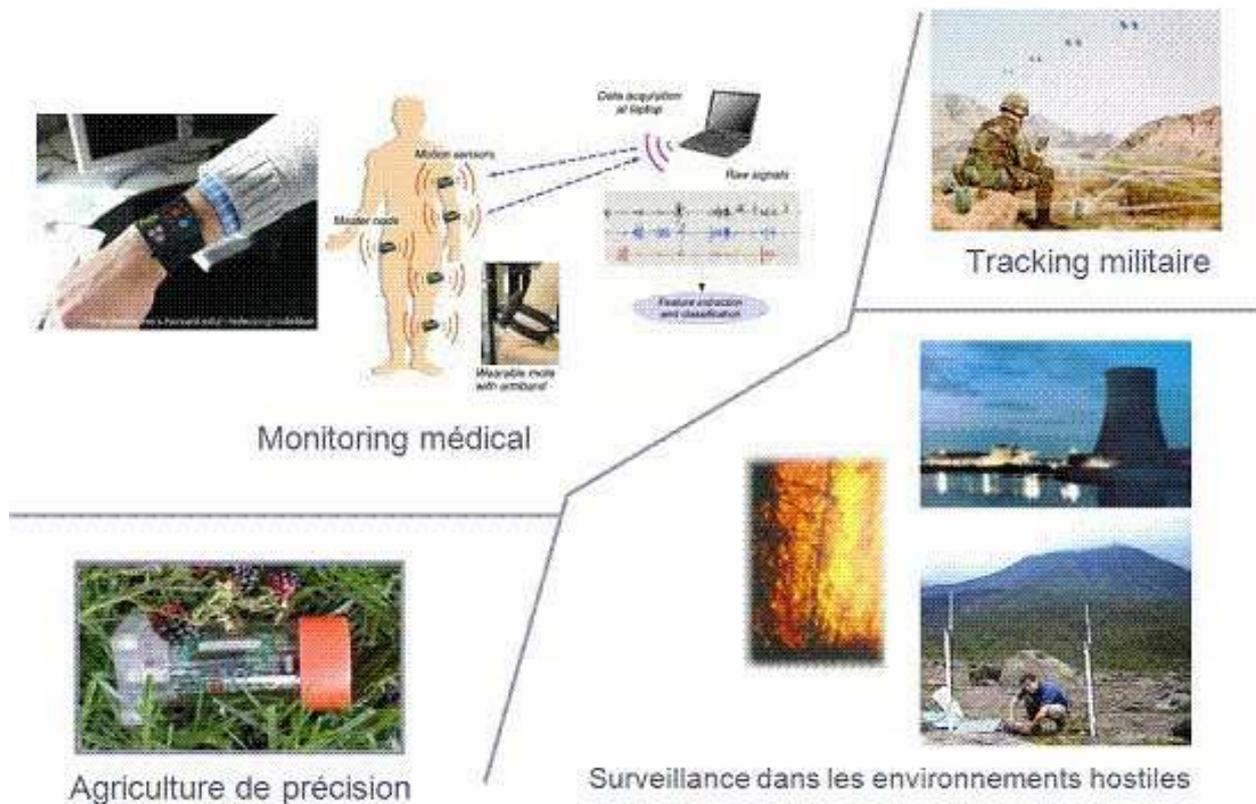


Figure 1 : Applications des réseaux de capteurs sans fil

Ces réseaux de capteurs présentent un certain nombre de limitations et de contraintes qu'il faut prendre en compte lors de la conception d'une architecture de réseaux de capteurs. La fiabilité de transmission est l'un des objectifs principaux. C'est pourquoi différents travaux se sont penchés sur l'étude d'un certain nombre de protocoles et de propositions permettant d'optimiser les architectures des réseaux. Pour ce fait, l'insertion des relais entre les capteurs et la destination forme une option très intéressante afin d'améliorer les performances du système.

A part l'utilisation classique de relais AF (Amplify-and-Forward) et DF (Decode-and-Forward), une technique récente consiste à utiliser des relais réalisant la fonction XOR. Ces relais permettent de générer de la redondance qui sera utile pour corriger les informations erronées et donc de réduire le taux d'erreurs binaire, c'est le principe du codage réseau. Dans un premier temps, les capteurs transmettent leurs informations à la destination et à certains relais ; et dans un second temps, les relais transmettent les informations générées à la

destination ; les bits générés par les relais forment la partie redondante qui permet de corriger les erreurs.

Parmi les objectifs et les contributions apportées par cette thèse, c'est d'optimiser le degré de distribution des capteurs et de savoir quels capteurs seront sélectionnés par quels relais afin d'améliorer les performances en terme de taux d'erreurs binaire en éliminant les cycles d'ordre 4 de la matrice du code dual. L'architecture finalement proposée est appliquée sur des réseaux de petite et de grande taille. Pour les réseaux de grande taille, cette architecture revient à un graphe de Tanner caractéristique des codes LDPC (Low Density Parity Check), et le décodage se fait à l'aide de l'algorithme de propagation de croyance.

Le protocole de détection d'erreurs a aussi été évalué avec différentes tailles de CRC (Cyclic Redundancy Check) qui est un champ de redondance permettant de détecter les erreurs de transmission. Et ensuite un nouveau protocole HCVD (Horizontal Correction & Vertical Detection) a été proposé qui combine le code correcteur d'erreur basé sur le codage réseau avec le protocole ARQ (Automatic Repeat Request) de détection.

L'apport des techniques du MIMO (Multiple Input Multiple Output) a été étudié pour améliorer davantage les performances et voir à quel point l'ajout d'une antenne ou deux participe à l'optimisation de transmission dans le réseau.

L'autre point intéressant dans cette thèse c'est la prise en compte de l'aspect énergétique. En effet, les nœuds disposent d'une ressource énergétique limitée, et pour augmenter la durée de vie du réseau, la contrainte principale de conception est l'efficacité énergétique des architectures et des traitements embarqués. Les différentes architectures et protocoles proposés pour l'amélioration des performances seront donc étudiés en terme de consommation d'énergie.

L'optimisation conjointe du codage de canal et du codage de réseau physique pour les réseaux de capteurs sans fil présente une nouvelle approche qui a été évaluée dans cette thèse en étudiant l'apport du codage de réseau physique dans la mise en place d'un réseau de communication fiable entre une station de base et un ensemble de capteurs à faible coût équipés de codeurs de canal.

1- Réseaux de capteurs

1-1- Introduction

Dans cette partie, on présente le contexte général des réseaux de capteurs et les contraintes imposés par ce contexte. On décrit certains protocoles de routage visant à minimiser l'énergie en présentant les techniques de relayage basées sur l'insertion de relais classiques et également des relais particulièrement réalisant des combinaisons des flux reçus entre les capteurs et la destination. La norme ZigBee pouvant être appliquée dans ce contexte est également décrite.

1-2- Limitations rencontrées dans un réseau de capteurs

Plusieurs contraintes et limitations rendent la conception des architectures des réseaux de capteurs compliquée, et des facteurs doivent être pris en compte afin d'assurer le bon fonctionnement du réseau.

1-2-1- Fiabilité de transmission - Performances

La communication dans un réseau de capteurs est généralement affectée par plusieurs facteurs qui impactent sur les performances du système. Le canal de transmission, le bruit, l'énergie insuffisante de certains capteurs sont entre autres des facteurs dont il faut tenir compte lors de l'étude du réseau. Améliorer les performances du système en terme de TEB (Taux d'Erreurs Binaire) est l'un des défis majeurs dans la conception des réseaux.

1-2-2- Efficacité énergétique, durée de vie

Un capteur, de par sa taille, est limité en énergie. Dans la plupart des cas, le remplacement de la batterie est impossible, ce qui veut dire que la durée de vie d'un capteur dépend grandement de la durée de vie de la batterie. Dans un réseau de capteurs (multi-sauts) chaque nœud collecte des données et envoie/transmet des valeurs. Le dysfonctionnement de quelques nœuds nécessite un changement de la topologie du réseau et un ré-routage des paquets [1]. Toutes ces opérations sont gourmandes en énergie, c'est pour cette raison que les recherches actuelles se concentrent principalement sur les moyens de réduire cette

consommation et aussi sur la conception de nouveaux protocoles permettant de minimiser l'énergie de communication lors des transmissions des données entre les capteurs.

1-2-3- Portée limitée, Routage

Les réseaux de capteurs sont basés sur la communication sans fil, ce qui fait que la portée des communications est limitée par la capacité de rayonnement des antennes utilisées et les puissances mises en jeu. Ainsi, les nœuds dans ces types de réseaux sont souvent dans des configurations multi-sauts, ce qui induit la mise en place de protocoles de routage multi-sauts. Plusieurs protocoles de routage sont utilisés pour acheminer l'information d'un point à un autre (protocole MTE, LEACH ...).

- Transmission directe

Dans ce protocole chaque nœud déclare un lien direct avec la station de base, il y a un transfert direct des données vers la destination (Figure 2).

Le message est transmis directement à la station de base sans passer par un relais, ce protocole est utilisé pour la transmission des données à courte distance du fait que les capteurs consomment beaucoup d'énergie lors de la réception et l'émission de la donnée.

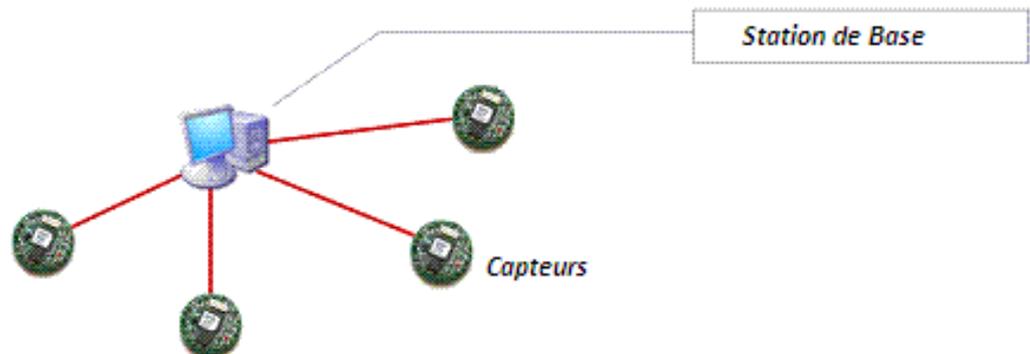


Figure 2 : Protocole de routage (Transmission directe)

- Protocole de routage MTE (Minimum Transmission Energy)

Ce protocole est à état de lien optimisé, il utilise les routes de plus court chemin. Alors que dans un protocole à état de lien, chaque nœud déclare ses liens directs avec ses voisins à tout le réseau ; dans ce cas, les nœuds ne déclarent qu'une sous-partie de leur voisinage grâce à la technique des relais multipoints. Ils consistent essentiellement, en un nœud donné, à ignorer un ensemble de liens et de voisins directs, qui sont redondants pour le calcul des routes de plus court chemin. Plus précisément, dans l'ensemble des voisins d'un nœud, seul un sous-ensemble des ces voisins est considéré comme pertinent. Ils sont choisis de façon à pouvoir atteindre tout le voisinage à deux sauts (tous les voisins des voisins) [2]. Cet ensemble est appelé l'ensemble des relais multipoints (Figure 3).

Ces relais multipoints sont utilisés de deux façons : pour diminuer le trafic dû à la diffusion des messages de contrôle dans le réseau et aussi pour diminuer le sous-ensemble des liens diffusés à tout le réseau puisque les routes sont construites à base des relais multipoint.

La diffusion d'un message à tout le réseau, par répétition, peut se faire par l'inondation classique : un nœud retransmet un message si et seulement si il ne l'a pas déjà reçu. La diffusion par relais multipoints diminue le nombre de retransmissions en utilisant la règle suivante : un nœud retransmet un message si et seulement si

* il ne l'avait pas déjà reçu.

* il vient de le recevoir d'un nœud dont il est un relais multipoint.

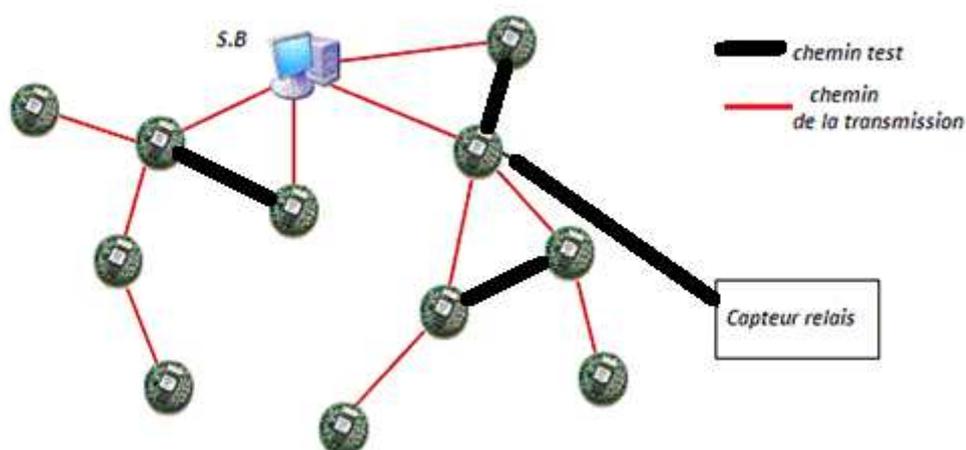


Figure 3 : Protocole de routage MTE

- Protocole de routage LEACH (Low-Energy-Adaptive-Clustering-Hierarchical)

L'objectif principal du routage hiérarchique est de maintenir efficacement la consommation d'énergie de nœuds de capteurs en les impliquant dans la communication multi-hop au sein d'un cluster et en effectuant l'agrégation et la fusion des données afin de diminuer le nombre de messages transmis à la destination. La formation des clusters est généralement fondée sur la réserve d'énergie des capteurs, et sur les capteurs qui sont à proximité du cluster-head (Figure 4) [3].

L'idée proposée par LEACH a été une inspiration pour de nombreux protocoles de routage hiérarchique, bien que certains protocoles aient été développés de manière indépendante.

LEACH est l'un des algorithmes de routage hiérarchique le plus populaire pour les réseaux de capteurs. L'idée est de former des clusters de nœuds de capteurs basés sur les zones où il y a un fort signal reçu, puis utiliser des clusters-heads locaux comme passerelle pour atteindre la destination. Cela permet d'économiser de l'énergie car les transmissions ne sont effectuées que par les cluster-head plutôt que par tous les nœuds capteurs.

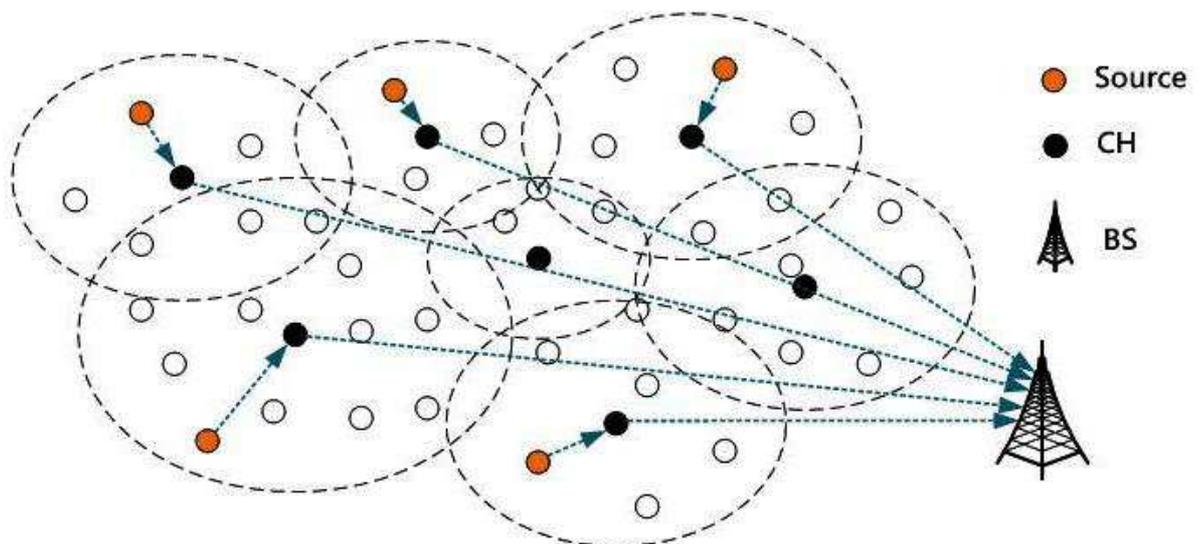


Figure 4 : Protocole de routage LEACH

1-3- Norme ZigBee

Afin de mettre en place un réseau de capteurs dans un contexte applicatif, un choix de technologie est exigé. Avec l'arrivée sur le marché des réseaux sans fil Wifi et Bluetooth, une nouvelle technologie semble promettre un bel avenir, il s'agit du réseau ZigBee. Ce dernier se démarque par sa simplicité d'implémentation et sa faible consommation énergétique. La technologie ZigBee, associée à la norme IEEE 802.15.4 propose une pile protocolaire légère qui peut être déclinable sous plusieurs versions en fonction des besoins et de la technologie souhaitée, pour transférer des données à faibles débits et à faibles taux d'utilisation du médium.

Le but principal du réseau ZigBee est d'offrir un moyen de communication radio simple et robuste, entre des équipements électriques et électroniques généralement de petite taille, très souvent autonomes énergétiquement, et ayant des besoins de communication très ponctuels. Le nombre de nœuds dans un réseau ZigBee peut être très grand et dépasser plusieurs milliers d'entités. Ce qui peut être très utile dans le contexte des réseaux de capteurs. Cependant les débits envisagés ne peuvent dépasser 250 kbits/s. Un nœud ZigBee passe une grande partie de son temps en état de somnolence et communique de façon très ponctuelle avec ses interlocuteurs. C'est la faculté de se réveiller très rapidement, envoyer ou recevoir quelques octets, puis se rendormir tout aussi rapidement qui lui confère un avantage majeur face aux autres technologies plus lentes durant ces phases.

Les réseaux de capteurs basés sur le protocole ZigBee peuvent être employés dans plusieurs contextes applicatifs : La domotique, l'automatisation des bâtiments commerciaux, la surveillance des installations industrielles, les applications dédiées aux télécommunications, initiative de mesure automatique, service à la personne et soins médicaux.

Le protocole ZigBee est un LP-WPAN (Low Power – Wireless Personal Area Network). C'est un protocole de réseau sans fil à bas débit et à courte portée. Sa portée est comprise entre quelques mètres à quelques centaines de mètres.

Le monde industriel est depuis quelques temps vivement intéressé par le protocole ZigBee pour toutes les applications où un moyen de communication sans fil bas débit et très

basse consommation est nécessaire. Plusieurs projets de recherche en ce moment se basent sur cette technologie afin d'optimiser les communications ad hoc pour des réseaux industriels.

Ce protocole s'appuie sur le standard IEEE 802.15.4. Il n'utilise que quatre couches sur les sept du modèle OSI. Il est composé d'une part de la couche physique, qui renferme tout ce qui est radio fréquence (Émetteur et Récepteur), et d'autre part d'une sous couche MAC (Medium Access Control) qui donne accès au canal physique pour tous les types de transfert.

Les couches au-dessus sont constituées d'une couche réseau NWK (Network Layer) qui donne accès à la configuration du réseau, la manipulation et le routage des données transmises. Les couches au-dessus sont également constituées d'une couche APL (Application Layer) qui est chargée de gérer les correspondances permettant d'associer deux modules Xbee par exemple, mais aussi de définir leur rôle et de sécuriser les communications entre ces différents modules.

Les différentes caractéristiques du protocole ZigBee sont bien adaptées aux systèmes embarqués. En effet, ce protocole se distingue des autres protocoles par ses faibles besoins en mémoire, ce qui est favorable pour son implémentation dans des structures électroniques. Un tableau de comparaison de ce protocole avec le Bluetooth et le Wifi est fourni ci-dessous.

Tableau 1 : Comparaison entre la norme ZigBee et les normes Bluetooth et Wi-Fi

Protocole	Zigbee	Bluetooth	Wi-Fi
IEEE	802.15.4	802.15.1	802.11a/b/g/n/n-draft
Besoins mémoire	4-32 Kb	250 Kb +	1 Mb +
Autonomie avec pile	Années	Mois	Heures
Nombre de nœuds	65 000+	7	32
Vitesse de transfert	250 Kb/s	1 Mb/s	11-54-108-320 Mb/s
Portée	100 m	50 m	300 m

Le protocole ZigBee présente donc une durée de vie très importante qui est de l'ordre de plusieurs années, ainsi qu'un très large nombre de nœuds à supporter dans son réseau, ce

qui est très intéressant. Enfin, ce protocole convient parfaitement aux applications nécessitant une faible vitesse de transfert de l'ordre de 250 kbits/s.

1-4- Utilisation des relais

Afin de remédier aux contraintes présentes dans le contexte des réseaux de capteurs, l'utilisation des relais présente une solution efficace qui permet de router les signaux, d'améliorer la fiabilité de transmission et d'économiser l'énergie consommée dans le réseau. Ces relais peuvent être mono-antennes ou encore multi-antennes exploitant les techniques de transmission AF [4][5] ou bien DF [6][7] avec une connaissance parfaite ou imparfaite des canaux de transmissions aux récepteurs [8].

1-4-1- Relais AF

Le protocole AF consiste à amplifier le signal reçu par le relais et puis de le retransmettre, ceci permet donc de maintenir l'énergie initiale du signal transmis jusqu'à l'arrivée à la destination. C'est une stratégie qui ne fait rien perdre en information puisqu'aucune décision n'est prise au relais. Au niveau de la complexité, le protocole AF est donc le plus simple, au moins dans sa version de base [9][10]. Ceci permet de nécessiter des relais peu complexes. Ce protocole est également facile à exploiter pour mettre au point des stratégies de codage élaborées en émission et caractériser leurs performances [9]. Par contre, le protocole AF possède un inconvénient majeur du fait que le bruit contenu dans le signal reçu par le relais est aussi amplifiable.

1-4-2- Relais DF

La technique DF consiste à traiter la donnée au niveau du relais de façon à s'assurer de son intégrité avant de la ré-encoder et la retransmettre au nœud suivant. C'est la stratégie adoptée pour améliorer la fiabilité de détection au niveau des nœuds relais [11]. La technique de détection d'erreurs avec retransmissions (ARQ) est généralement utilisée dans les relais. Cette technique est évidemment plus complexe que le protocole AF mais beaucoup plus fiable du fait que les données sont traitées, décodées et ré-encodées à chaque nœud.

1-4-3- Relais rajoutant de la redondance (XOR)

L'insertion de relais entre les capteurs et la destination en appliquant le codage réseau est devenue une technique utilisée de plus en plus dans le contexte des réseaux de capteurs sans fil. Ces relais réalisent la fonction XOR entre les flux sortant des différents capteurs sélectionnés. Ces relais génèrent des bits de parité qui permettent de redonder l'information et par conséquent de corriger les erreurs de transmission. En pratique chaque relais sélectionne certains capteurs selon des protocoles définis et réalise l'opération XOR entre les bits reçus des capteurs sélectionnés et puis retransmet la donnée qu'il génère à la destination ou à d'autres relais si plusieurs couches de relais sont présentes.

Cette architecture peut être traduite en un code en bloc (comme expliqué dans le chapitre 2) si les liens entre les capteurs et les relais sont idéals. C'est le principe qui sera adopté dans les chapitres 2, 3, 4 et 5. Ceci peut être appliqué dans le contexte du monitoring environnemental où un grand nombre de capteurs est distribué dans une forêt dans le but de surveiller et de prévenir les feux de forêts par exemple, pour éviter qu'une personne soit chargée de surveiller la forêt en continu. Dans cette application, on déploie un réseau de capteurs qui alerte les secours en cas d'incendie mais aussi qui évalue le risque et permet de prévenir en cas de changement de certaines valeurs relevées à l'aide de ces capteurs, notamment la température et l'humidité. En effet on peut considérer dans ce cas que les liaisons entre les capteurs et la destination sont existantes mais pas forcément parfaites, alors qu'entre certains capteurs et relais la liaison peut être considérée comme idéale (si les distances sont proches par exemple).

1-5- Conclusion

Dan cette partie on a donné un aperçu général sur le contexte théorique et applicatif des réseaux de capteurs sans fil en décrivant les différentes contraintes de conception (performances, durée de vie, portée) et en détaillant les caractéristiques de la norme ZigBee qui présente une solution convenable pour être appliquée dans ce contexte. Les types de relais utilisables sont également décrits en mettant l'accent sur les relais réalisant la fonction XOR entre les différentes informations des capteurs sélectionnés et qui vont être adoptés par la suite.

2- Codage réseau, correction d'erreurs

2-1- Introduction : Contexte général des transmissions Radio

Dans un système de communication, l'objectif est d'envoyer des données analogiques ou numériques d'une source S (capteurs) à une destination D (puits de données) à travers un canal de transmission avec une fiabilité satisfaisante.

Dans une transmission Radio, le message est modulé avant d'être envoyé. Un bloc de modulation et un autre de démodulation doivent être intégrés dans la chaîne de transmission.

Les capteurs émettent généralement des données numériques. Une conversion analogique/numérique est souvent utilisée pour transformer les données en bits et les transmettre par la suite.

La transmission numérique présente plusieurs avantages [12], le premier est la facilité de traitement de l'information. Des opérations logiques et informatiques sont facilement réalisables et la détection et la correction d'erreur est donc plus efficace. Le deuxième avantage réside dans la simplicité de régénération du message sans distorsion. Dans le contexte des réseaux de capteurs, cette régénération est toujours requise au niveau des relais. Le signal est donc remis en forme efficacement et est généralement identique à celui généré par l'émetteur initial. Et finalement le troisième avantage est que la chaîne de transmission numérique reste indépendante de la nature originale du signal. L'étude et le traitement de la chaîne sont les mêmes quelque soit l'origine de l'information (sons, images ou données).

La séquence binaire initialement prévue pour la transmission est généralement compressée afin d'optimiser les ressources et améliorer l'efficacité en éliminant les éléments redondants et non significatifs. Ce type de codage est appelé codage de source.

Quand le signal passe dans la chaîne de transmission, il est altéré par les interférences et les différents types de bruits internes et externes. Pour corriger ces erreurs, un codage canal (codage correcteur d'erreur) est obligatoire afin de permettre au récepteur de restituer correctement les données reçus. Ce codage consiste en l'ajout de bits de redondance à la séquence initiale. Le récepteur retrouve le message à l'aide de l'opération inverse (décodage) compatible au type du codeur utilisé à l'émission.

Dans cette partie, on étudie l'apport des codes en blocs dans le contexte des réseaux de capteurs, en optimisant l'architecture du réseau de manière à ce que le code en bloc correspondant présente de bonnes performances en terme de TEB.

2-2- Codes en bloc et codage réseau dans les communications numériques

Dans une communication numérique, un bloc de codeur Source/Canal et un autre de décodeur doivent donc être intégrés dans la chaîne de transmission.

La figure 5 présente le principe d'une transmission numérique.

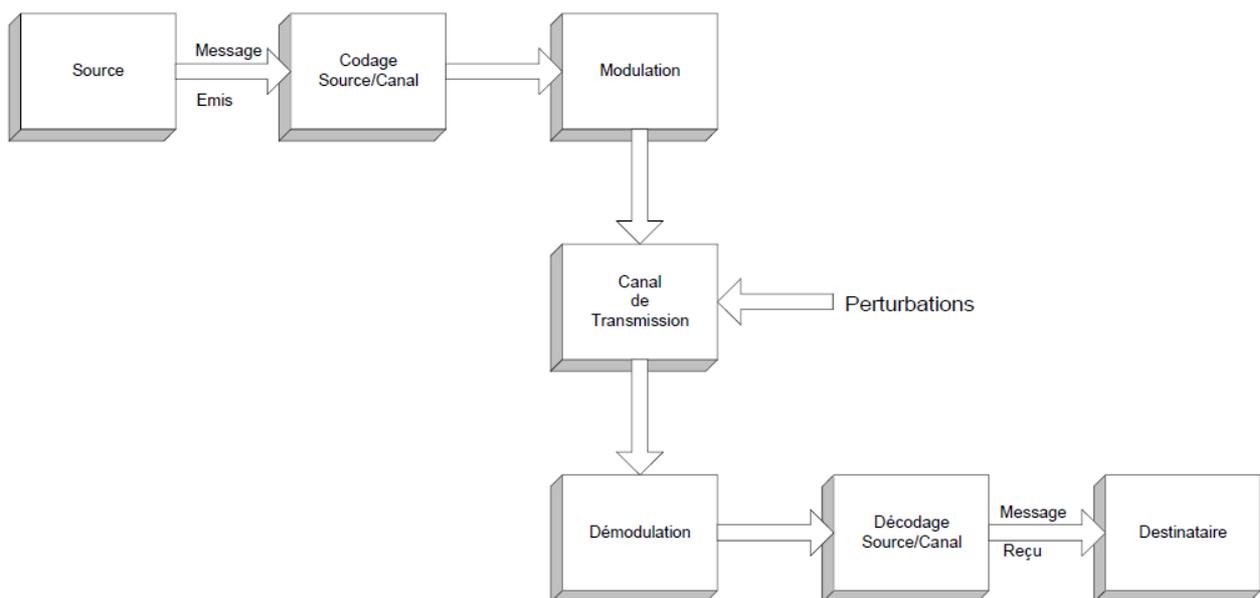


Figure 5 : Principe d'une transmission numérique

Le modèle de canal considéré est constitué d'un bruit multiplicatif représenté par des coefficients de fading (Rayleigh) [13][14] et d'un bruit additif. Dans un canal de Rayleigh il n'y a pas de chemin LOS (plusieurs chemins issus de réflexions multiples). Le signal résultant est la somme de composantes à phase et module aléatoires. Il tend vers une loi normale complexe, la partie réelle et imaginaire suivent une loi normale. L'amplitude du signal reçu est un processus aléatoire. On a donc un bruit multiplicatif.

Le canal est modélisé par un bruit multiplicatif :

$$\underline{\alpha(t)} = \alpha(t).e^{j\varphi(t)} \quad (1)$$

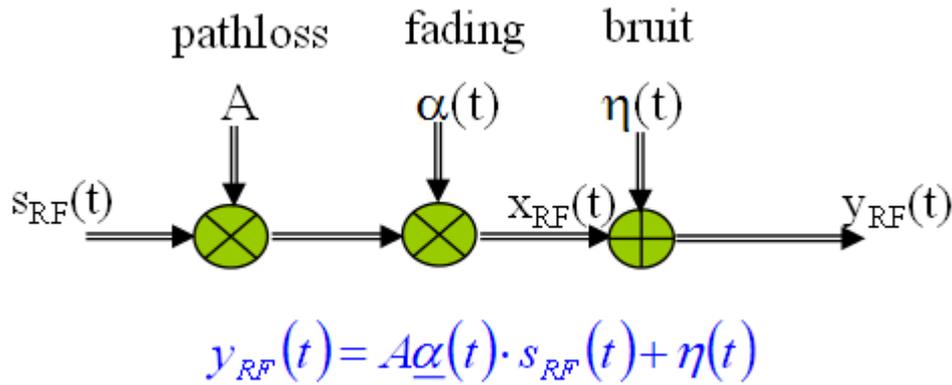


Figure 6 : Modélisation d'un canal de Rayleigh

Le bruit blanc gaussien AWGN de sa part s'ajoute au signal émis ; il modélise de manière simple l'ensemble des bruits perturbant le signal ; ceux-ci peuvent provenir de l'émission, de la transmission ou de la détection. Le bruit total est caractérisé par sa variance qui est la somme des variances des différents bruits supposés tous gaussiens et indépendants.

La variable de bruit qui s'ajoute donc au signal suit une distribution gaussienne, de moyenne nulle et de variance σ^2 .

La variable décisionnelle $Y = n + e$ où e est le signal utile et n correspond à la variable de bruit, suit la loi normale, de variance σ^2 et de moyenne $m_y = e$.

Le bruit AWGN est directement lié au rapport Signal à Bruit en fonction duquel on évalue les performances. Ce rapport exprimé en dB dépend de la variance du bruit et de la puissance du signal.

$$SNR = 10 \log \frac{E_S}{E_N} \quad (2)$$

Avec E_S l'énergie moyenne du signal par bit, et E_N l'énergie moyenne du bruit par bit.

Dans le cas d'une modulation BPSK par exemple où chaque symbole correspond à un bit, la formule du SNR devient

$$SNR = 10 \log \frac{E_b}{N_0} \quad (3)$$

Quand les valeurs sont complexes (bruit à 2 composantes : réelle et imaginaire), $\sigma^2 = N_0$ et donc :

$$SNR = 10 \log \frac{E_b}{\sigma^2} \quad (4)$$

Dans les différentes simulations où on cherche à déterminer les performances des réseaux (Taux d'Erreurs Binaire) en fonction du SNR, la variance du bruit est égale à (en prenant $E_b = 1$) :

$$\sigma = \sqrt{10^{-\frac{SNR}{10}}} \quad (5)$$

Ces équations concernent les systèmes non codés (sans ajout de bits de redondance).

Dans le cas d'un système utilisant le codage correcteur d'erreur, le rendement R du code devra être pris en compte, et la formule de la variance devient :

$$\sigma = \sqrt{\frac{10^{-\frac{SNR}{10}}}{R}} \quad (6)$$

Notre modèle du canal considéré est constitué donc d'un canal de Rayleigh (bruit multiplicatif) et d'un bruit additif (bruit AWGN).

Le codage réseau est un concept introduit par R. Ahlswede et al [15] consistant à permettre aux relais (nœuds intermédiaires) de combiner les données entrantes et de générer un nouveau paquet, et ce dans le but d'améliorer le débit des transmissions dans un réseau; ces données générées par les relais constituent également une sorte de redondance permettant de décoder le signal plus efficacement à la réception.

Le codage réseau peut être appliqué dans plusieurs contextes et types de réseau. Pour l'Internet par exemple, le codage réseau est applicable dans la couche réseau au niveau des routeurs ou encore dans la couche application pour les réseaux peer-to-peer par exemple [16]. Les réseaux ATM (Asynchronous Transfer Mode) et les réseaux ad-hoc sont également des applications potentielles de ce concept.

Dans le contexte des réseaux de capteurs (Figure 7), une ou plusieurs couches de relais est insérée entre les sources (capteurs) et la destination [17]; dans un premier intervalle de temps, les capteurs envoient leurs données aux relais et à la destination, et dans un second créneau temporel, les relais transmettent les données combinées à la destination. Le récepteur reçoit donc finalement une séquence formée de deux parties, la première partie est issue des capteurs, c'est le message utile constitué des bits systématiques, et la deuxième partie est issue des relais et est formée des signaux combinés, c'est la partie redondante constituée des bits de parité.

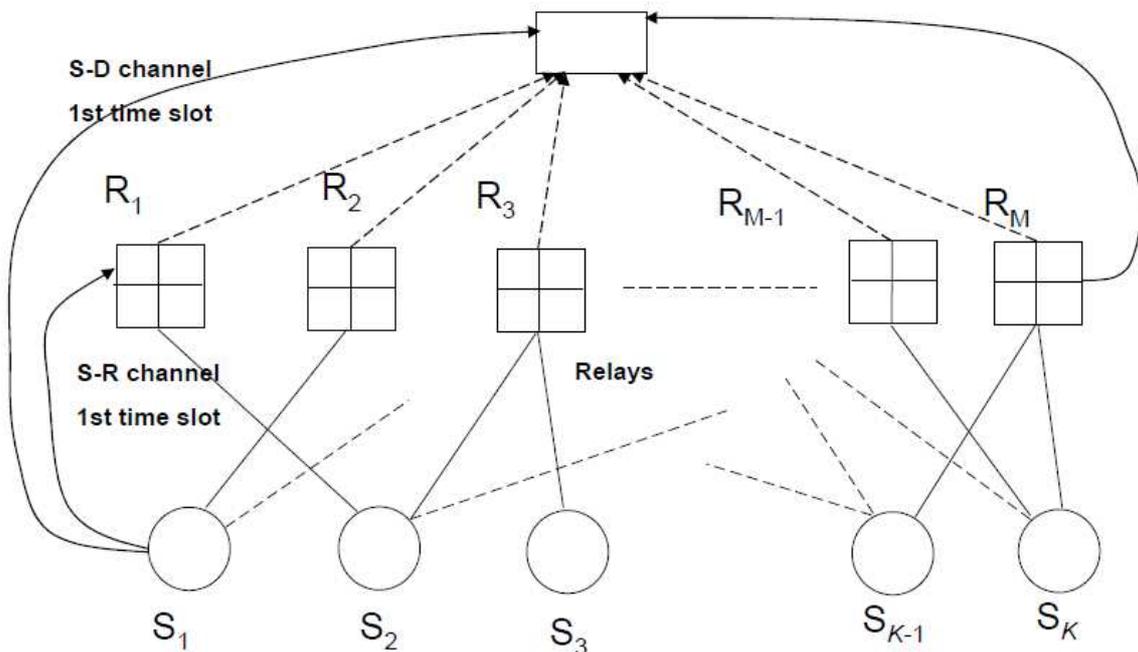


Figure 7 : Principe du codage réseau dans un réseau de capteurs

Dans la Figure 7, le réseau est constitué de K capteurs et M relais. La séquence reçue à la réception est constituée de $N=K+M$ bits. Grâce aux M bits de parité on arrive à corriger la

séquence émise en cherchant à satisfaire les différentes équations qui traduisent la combinaison des données au niveau des relais. C'est le principe des codes en bloc.

Une source binaire envoie un message m de taille K , ce message contient K éléments binaires, ($m \in A^k$). A chaque message correspond une séquence binaire c appelé mot de code qui elle est de taille ($N > K$). Il y a au total 2^K messages possibles. L'espace des mots de codes est de dimension N , mais il existe que 2^K mots de codes valides.

Exemple :

$$m \in \{00, 01, 10, 11\}$$

$$c \in \{000, 011, 101, 110\}$$

C'est le code de parité paire. $001, 010, 100, 111 \notin C$

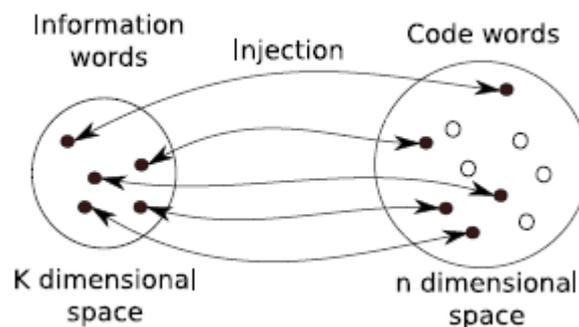


Figure 8 : Principe de correspondance entre les messages utiles et les mots de code

Les ($N-K$) bits ajoutés sont les bits de parité, ils ne contiennent aucune information supplémentaire, mais ils sont exploitables en réception pour détecter les erreurs introduites par le canal bruité et éventuellement les corriger. Certes que l'ajout de redondance entraîne une perte d'efficacité dans les systèmes, mais améliore la qualité et la fiabilité de communication.

Le rendement du code R est défini comme le rapport entre le nombre de bits portant l'information utile K et le nombre des bits du mot de code N .

$$R = \frac{K}{N} \quad (7)$$

Un code est dit linéaire si et seulement si :

$$\forall c_1 \in C, \forall c_2 \in C \Rightarrow c_1 + c_2 \in C \quad (8)$$

Avec C l'ensemble des mots de code.

Le poids Hamming d'une séquence est défini comme le nombre de bits valant 1.

La distance Hamming entre deux mots de code est définie comme le nombre de places où les bits diffèrent. C'est donc le poids de la somme de ces deux mots de code.

La distance minimale est la plus petite distance Hamming du code.

$$d_{\min} = \min_{u,v} \{d(u,v) : u, v \in C \text{ and } u \neq v\} \quad (9)$$

Si le code est linéaire, la distance minimale d_{\min} pour un code en blocs linéaire est égale au poids minimal de ses mots de code non nuls.

$$\begin{aligned} d &= \min \{w(u+v) : u, v \in C \text{ and } u \neq v\} \\ &= \min \{w(x) : x \in C \text{ and } x \neq 0\} \\ &= w_{\min} \end{aligned} \quad (10)$$

La fiabilité du code dépend de sa distance minimale ; pour une distance minimale grande, les mots de codes sont assez espacés et la détection de l'erreur (et sa correction) est plus probable.

Les erreurs de transmissions introduites par le bruit sont traduites par le motif d'erreur (Error pattern) e . On note r la séquence reçue et c le mot de code envoyé. La séquence reçue est donc la somme du mot de code et le motif d'erreur.

$$r = c + e \quad (11)$$

Par conséquent le poids du motif d'erreur $w(e)$ sera le nombre des erreurs commises sur la trame lors de la transmission.

Pour un code de distance minimale d_{\min} , n'importe quels deux mots de codes sont différentes dans au moins d_{\min} places, et donc si un mot de code subit un motif d'erreur de poids inférieur à d_{\min} il ne pourra être transformé en un autre mot de code, l'erreur est donc détectable dans ce cas.

Par contre si e est un mot de code, $r = c + e$ sera aussi un mot de code, l'erreur ne sera pas détectée, et donc la probabilité pour qu'une erreur ne soit pas détectable est équivalente à la probabilité pour que e appartient à C vaut :

$$P_u(E) = \text{prob}(e \in C) \quad (12)$$

Pour un canal binaire symétrique avec une probabilité d'erreur de transmission p ; la probabilité de non détection s'écrit :

$$P_u(E) = \sum_{i=1}^n A_i p^i (1-p)^{n-i} \quad (13)$$

Avec A_i le nombre de mots de code de poids i

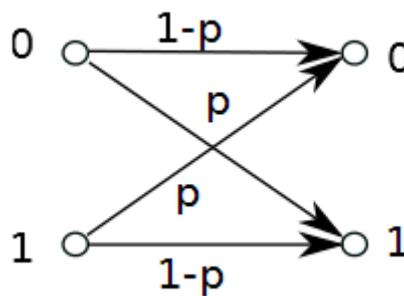


Figure 9 : Modèle d'un canal binaire symétrique

Un code linéaire (N, K) est un sous espace de dimension K de l'espace des vecteurs de taille N . Il est possible de trouver K mots de code linéairement indépendants g_0, g_1, \dots, g_{k-1}

pour engendrer cet espace. Tout mot de code peut donc s'écrire sous forme d'une combinaison linéaire de ces vecteurs de base.

$$c = m_0 g_0 + m_1 g_1 + \dots + m_{k-1} g_{k-1} \quad (14)$$

Ces K mots de code linéairement indépendants peuvent représenter les lignes d'une matrice de taille $K \times N$ comme suit :

$$G = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ g_{k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{00} & g_{01} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{0,n-1} \\ g_{10} & g_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{1,n-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{k-1,0} & g_{k-1,1} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{k,n-1} \end{bmatrix}_{K \times N}$$

G est la matrice génératrice du code.

Chaque mot de code c peut être retrouvé grâce à une multiplication du message m par une matrice G de dimension $K \times N$

$$c = mG \quad (15)$$

Des opérations linéaires sur les lignes de la matrice G ne font pas changer les mots de code obtenus. Ainsi on peut également réaliser n'importe quelle combinaison linéaire entre les lignes de cette matrice sans changer le code ; le mapping pourra changer mais les codes restent équivalents. Il existe donc plusieurs matrices G générant le même code, parmi ces matrices, il existe une matrice unique appelée matrice génératrice systématique générant un code systématique. Cette matrice est de la forme :

$$G = \begin{bmatrix} P_{N \times N-K} & I_{K \times K} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Le mot de code d'un message m s'écrit donc de la forme :

$$c = mG = \begin{bmatrix} mP & m \end{bmatrix}_{1 \times N} \quad (17)$$

La particularité du code systématique réside dans le fait que les bits du message apparaissent dans le mot de code correspondant. Le mot de code généré est constitué de deux parties, une partie de parité et une partie systématique.

Pour toute matrice génératrice G de taille $K \times N$ avec K lignes linéairement indépendantes, correspond une matrice H du code dual qui lui est orthogonale, c'est la matrice de contrôle de parité ; elle vérifie l'équation :

$$G.H^T = 0 \quad (18)$$

Pour un code systématique de matrice génératrice $G = \begin{bmatrix} P_{N \times N-K} & I_{K \times K} \end{bmatrix}$; la matrice du code dual s'écrit de la forme $H = \begin{bmatrix} I_{(N-K) \times (N-K)} & P^T_{(N-K) \times K} \end{bmatrix}$

Si r est un vecteur de taille N , r est un mot de code si et seulement si $s = r.H^T = 0$; s est le syndrome ; si non une erreur est déclarée. Il existe plusieurs protocoles de décodage permettant de corriger le message en satisfaisant toutes les équations de parité.

2-3- Codes LDPC

2-3-1- Encodage

Les codes LDPC ont été introduits par Gallager en 1962 [18] et redécouverts par MacKay en 1995 [19]. Ce sont des codes en bloc dont la matrice H est de faible densité (le nombre des 1 est très faible). Un code LDPC est traduit par un ensemble d'équations de parité, le nombre de ces équations est égal au nombre de lignes de la matrice H . La somme des bits du mot de code qui prennent la place des 1 dans H est nulle.

On peut aussi représenter le code LDPC sous une forme graphique à l'aide du graphe de Tanner [20]. Ce graphe contient deux types de nœuds : les nœuds de données (ou les nœuds de variables) et les nœuds de contrôle de parité. Les nœuds de données représentent le mot de code et les nœuds de contrôle représentent les contraintes de parité. Un nœud de données i est relié à un nœud de contrôle j par une branche, si et seulement si l'élément correspondant à la $j^{\text{ème}}$ ligne et la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de contrôle de parité est non nul.

Exemple :

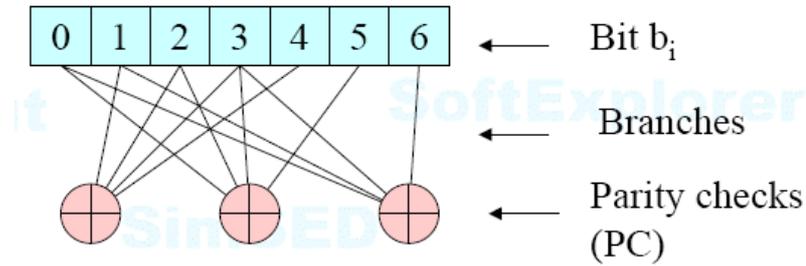


Figure 10 : Principe des codes LDPC

(b_0, \dots, b_6) est un mot de code si et seulement si toutes les PC sont respectées.

$$\begin{aligned}
 PC1 &\Leftrightarrow b_1 + b_2 + b_3 + b_4 = 0 \\
 PC2 &\Leftrightarrow b_0 + b_2 + b_3 + b_5 = 0 \\
 PC3 &\Leftrightarrow b_0 + b_1 + b_3 + b_6 = 0
 \end{aligned} \tag{19}$$

On dit qu'un code LDPC est régulier si le nombre de 1 par ligne et le nombre de 1 par colonne sont constants dans la matrice \mathbf{H} . Graphiquement parlant, le nombre de branches sortant de chaque nœud de variable et le nombre de branches sortant de chaque nœud de contrôle sont constants. Si ce n'est pas le cas, le code est irrégulier [21].

Pour spécifier l'irrégularité d'un code on utilise les fonctions [22]:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\lambda}(x) &= \sum_{i \geq 1} \tilde{\lambda}_i x^{i-1} \\
 \tilde{\rho}(x) &= \sum_{i \geq 2} \tilde{\rho}_i x^{i-1}
 \end{aligned} \tag{20}$$

Avec $\tilde{\lambda}_i$ la proportion du nombre de nœuds de variable de poids i par rapport au nombre total des nœuds, et $\tilde{\rho}_i$ la proportion du nombre de nœuds de contrôle de poids i par rapport au nombre total des nœuds de contrôle.

Le poids (ou le degré) est défini comme le nombre de branches connectées à un nœud.

2-3-2- Décodage : Algorithme de propagation de croyance – BP

Le décodage classiquement utilisé pour les codes LDPC est l'algorithme de propagation de croyance (BP : Belief Propagation) [23]. C'est un algorithme qui se base sur un échange d'informations entre les nœuds du graphe de Tanner à travers les branches. Ces messages transitant de nœud en nœud portent une information probabiliste sur l'état des nœuds.

On peut décomposer l'algorithme BP en plusieurs étapes. Dans un premier temps, on calcule les messages qui se propagent des nœuds de données vers les nœuds de contrôle, ensuite on calcule les messages générés au niveau de chaque nœud de contrôle qui sont propagés par la suite vers les nœuds de données. Après un certain nombre d'itérations on peut calculer l'information associée à chaque nœud de données et s'assurer qu'elle est un mot de code [22].

On note m_{vc} les messages se propageant d'un nœud de données vers un nœud de contrôle et m_{cv} les messages se propageant d'un nœud de contrôle vers un nœud de données.

On calcule les messages transmis par un nœud de données à l'itération i de la façon suivante :

$$m_{vc}^i = v_0 + \sum_{c \in C_{v/c}} m_{c'v}^{i-1} \quad (21)$$

v_0 représente le log-rapport de vraisemblance issu de l'observation y_v en sortie du canal.

$$v_0 = \ln \frac{\Pr(y_v | v = 0)}{\Pr(y_v | v = 1)} \quad (22)$$

Et C_v l'ensemble des nœuds de contrôle connectés au nœud de données v . A la première itération les messages provenant des nœuds de contrôle sont nuls.

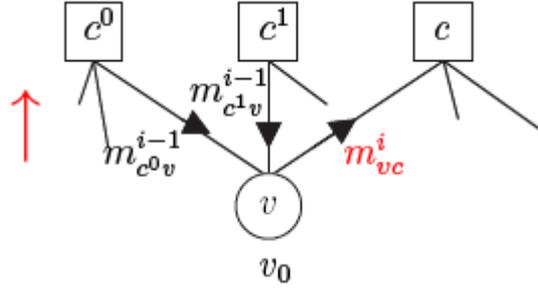


Figure 11 : Mise à jour des messages allant d'un nœud de données vers un nœud de contrôle
 m_{vc}

Le calcul des messages générés et envoyés par les nœuds de contrôle se fait de la façon suivante :

$$\text{sign}(m_{cv}^i) = \prod_{v' \in V_{c/v}} \text{sign}(m_{v'c}^i) \quad (23)$$

$$|m_{cv}^i| = f \left(\sum_{v' \in V_{c/v}} f(|m_{v'c}^i|) \right) \quad (24)$$

V_c est l'ensemble des nœuds de variables connectés au nœud de contrôle. Et f est une fonction tel que :

$$f(x) = -\ln \tanh\left(\frac{x}{2}\right) = \ln \frac{\exp x + 1}{\exp x - 1} = f^{-1}(x) \quad (25)$$

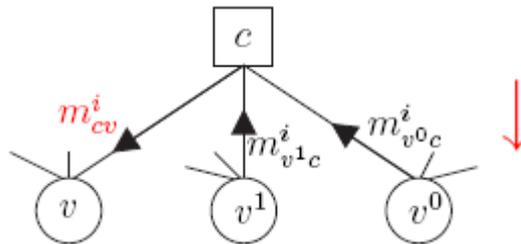


Figure 12 : Mise à jour des messages allant d'un nœud de contrôle vers un nœud de données
 m_{cv}

Une itération est réalisée lorsque les messages se propageant le long des branches ont été calculés par les deux relations précédentes. Après chaque itération, on peut prendre une décision A_v^i associé au nœud de données v tel que :

$$A_v^i = v^0 + \sum_{c \in C_v} m_{c,v}^i \quad (26)$$

La décision sur la valeur binaire de chaque nœud de données est donc calculée en fonction du signe de l'information A_v^i . Le processus itératif est arrêté au bout d'un nombre maximum d'itérations. On peut également arrêter le processus itératif avant le nombre maximum d'itérations en calculant à chaque itération le syndrome. Si celui-ci est nul alors le décodage itératif a convergé vers un mot de code et le processus peut être arrêté.

Ce type de décodage ne manipule pas directement les bits, mais des probabilités [24] :

$$\ln \frac{Pr(y_v | v = 0)}{Pr(y_v | v = 1)}$$

Ce rapport s'appelle LLR (Log Likelihood Ratio), et sa valeur dépend du type de la modulation utilisée et de la statistique présente sur le canal. Pour une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) (1 ; -1) et un bruit AWGN (Additive White Guassian Noise) réel, le LLR prend la forme $2y_v / \sigma^2$ [25].

Il existe plusieurs dérivés de l'algorithme BP plus ou moins complexes et performants. La différence entre les différentes variantes réside dans la façon dont on met à jour les nœuds.

Les variantes de BP sont récapitulées dans le tableau ci-dessous :

Tableau 2 : Variantes de l'algorithme Belief Propagation

Nom de l'algorithme	Mise à jour des noeuds de données	Mise à jour des noeuds de contrôle
BP	$m_{vc}^i = y_v^0 + \sum_{c' \in C_v/c} m_{c'v}^{i-1}$	$ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c/v} f(m_{v'c}^i) \right)$
BP-Based/Min-Sum [25]	idem BP	$ m_{cv}^i = \min_{v' \in V_c/v} m_{v'c}^i $
Offset Min-Sum [26]	idem BP	$ m_{cv}^i = \min_{v' \in V_c/v} m_{v'c}^i + \beta$
Normalized Min-Sum [26]	idem BP	$ m_{cv}^i = \alpha \min_{v' \in V_c/v} m_{v'c}^i $
λ -min [27]	idem BP	$ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c/v} f(m_{v'c}^i) \right)$
A-min* [28]	idem BP	<p>si $v = \arg \min_{v' \in V_c} m_{v'c}^i$</p> $ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c/v} f(m_{v'c}^i) \right)$ <p>sinon</p> $ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c} f(m_{v'c}^i) \right)$
APP - check [25]	idem BP	$ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c} f(m_{v'c}^i) \right)$
APP-variable [25]	$m_{vc}^i = y_v^0 + \sum_{c' \in C_v} m_{c'v}^{i-1}$	$ m_{cv}^i = f \left(\sum_{v' \in V_c/v} f(m_{v'c}^i) \right)$

2-4- Réseaux de capteurs et codage

La conception des architectures des réseaux de capteurs a démarré récemment. Plusieurs codes et architectures ont été développés afin d'améliorer les performances de transmission dans un réseau de capteurs mobiles comme ANCC (Adaptive Network Coded Cooperation) [26], RA (Repeat Accumulate) [26][27] ou SNDO [27] (Source Node Degree Optimization) qui permet d'optimiser le degré de distribution de chaque nœud. La méthode Density Evolution [28] (Voir Annexe 1) peut également aider à déterminer les paramètres du code pour améliorer le comportement du décodage [22].

Les codes LDPC ont toujours été fortement utilisés pour l'encodage et le décodage des données puisqu'ils peuvent atteindre de très bonnes performances pour des canaux AWGN.

Le choix des codes LDPC est justifié par le fait qu'un réseau de capteurs, basé sur l'insertion de relais réalisant la fonction XOR, correspond forcément à un graphe de Tanner qui peut être traduit par une matrice de contrôle de parité \mathbf{H} . Si le réseau est grand, et que chaque relais sélectionne un petit nombre de capteurs, la matrice \mathbf{H} sera creuse et on sera donc devant une structure LDPC.

Si un relais R sélectionne un ensemble de capteurs S_i et réalise le XOR entre les données reçues, ceci est traduit par l'équation :

$$R_i = \sum S_j \quad (27)$$

La somme est modulo 2 (somme binaire) et donc :

$$R_i + \sum S_j = 0 \quad (28)$$

Ceci correspond à une équation de parité; les capteurs et les relais formeront les nœuds de variable du graphe de Tanner (LDPC) correspondant à cette architecture.

La courbe TEB des codes LDPC est divisée en trois parties : la première correspond à la région de non convergence où le TEB est élevé et varie très peu en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio). Dans la deuxième région, le TEB décroît très rapidement, cette région est connue sous le nom de waterfall region. Dans la troisième région appelée error floor region, la valeur de TEB se stabilise, c'est l'effet plancher [29]. L'objectif est toujours de retarder l'arrivée de ce phénomène.

Une fois l'architecture du réseau de capteurs est conçue, on trace le graphe de Tanner correspondant, et la matrice \mathbf{H} est ensuite déduite. Cette matrice permet donc de décoder la séquence reçue (messages issus des capteurs + données issues des relais) grâce au Belief Propagation.

Dans le contexte des réseaux de capteurs avec insertion de relais, la matrice de parité \mathbf{H} présente la particularité de posséder une sous matrice de taille $K \times K$ contenant une diagonale unité, c'est la partie qui traduit le message systématique transmis directement des capteurs vers la destination.

A chaque instant t , chaque capteur génère un bit ; une trame de taille K est donc générée. Cette trame passe à travers les relais qui lui ajoutent de la redondance (de taille M). La trame codée de taille $N=K+M$ est ensuite modulée avant d'être transmise à la destination. Afin d'éviter les problèmes d'interférences, on considère que les canaux sont orthogonaux, c'est-à-dire que les capteurs envoient leurs données en utilisant des techniques de FDMA (Frequency Division Multiple Access) où chaque capteur émet dans une bande de fréquence qui lui est propre ou TDMA (Time Division Multiple Access) où chaque capteur émet dans un créneau temporel qui lui est accordé afin d'assurer cette orthogonalité.

Exemple :

Soit 3 capteurs et 2 relais connectés selon l'architecture présentée sur la figure 13

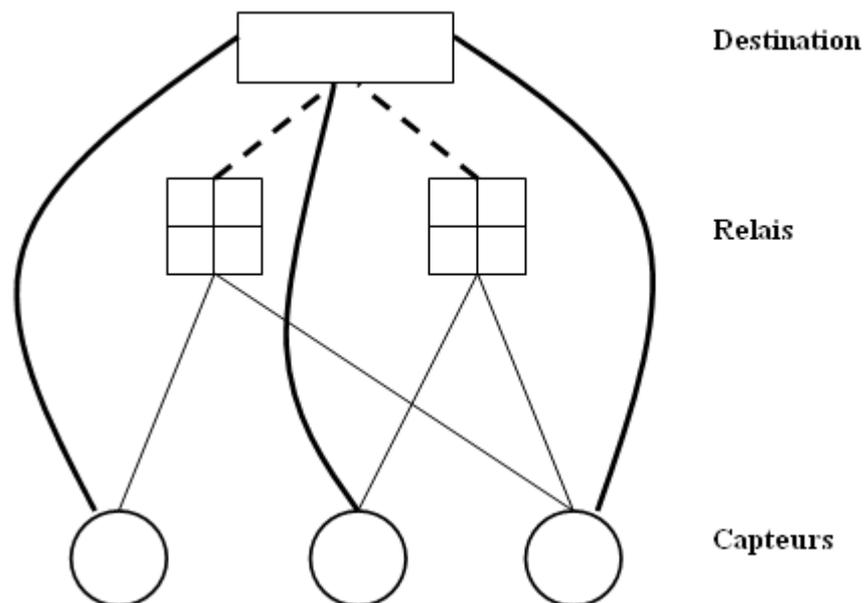


Figure 13 : Exemple d'une architecture de réseau de capteurs

Chaque relais sélectionne 2 capteurs tel que :

$$\begin{aligned}
 R_1 = S_1 + S_3 &\Rightarrow R_1 + S_1 + S_3 = 0 \\
 R_2 = S_2 + S_3 &\Rightarrow R_2 + S_2 + S_3 = 0
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

Le graphe de Tanner correspondant à ce code et traduisant ces équations de parité est constitué donc de 5 nœuds de variables (capteurs + relais) et 2 nœuds de parité (relais) (Figure 14)

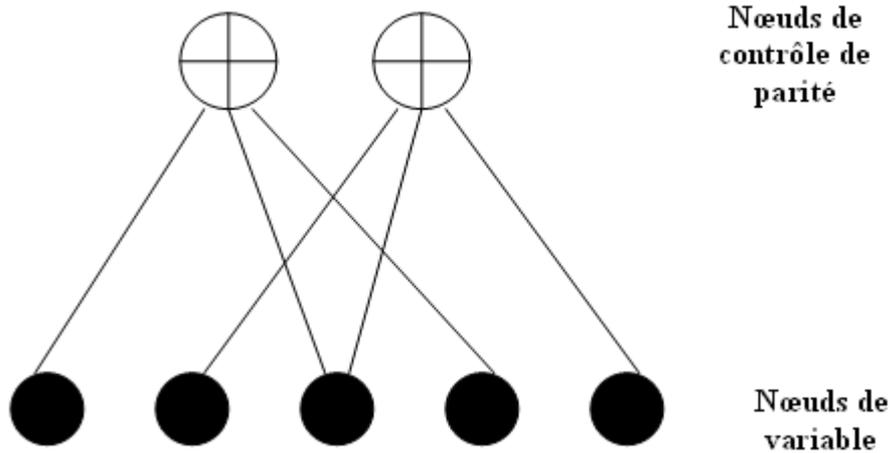


Figure 14 : Exemple d'un graphe de tanner correspondant à une architecture de réseau de capteurs

A partir de ce graphe de Tanner, on peut déduire la matrice du code dual H . Le nombre de lignes correspond aux nombres des nœuds de parité (2 lignes) et le nombre de colonnes correspond au nombre des nœuds de variables (5 colonnes).

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice G de sa part contient 3 lignes (capteurs) et 5 colonnes (capteurs + relais)

H étant écrite sous la forme $[P_{2 \times 3} \quad I_{2 \times 2}]$, G sera est de la forme $[I_{3 \times 3} \quad P_{3 \times 2}]$ et est égale à :

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Si chaque capteur S_i émet un bit m_i ; le message transmis par les capteurs est donc $m = [m_1 \ m_2 \ m_3]$.

Le mot de code correspondant est $c = m.G = [m_1 \ m_2 \ m_3 \ m_1 + m_3 \ m_2 + m_3]$.

$[m_1 \ m_2 \ m_3]$ est la partie systématique, elle correspond aux bits transmis directement à la destination, et $[m_1 + m_3 \ m_2 + m_3]$ est la partie redondante et qui correspond aux données générées par les relais et transmises à la destination.

2-5- Méthodes d'optimisation des architectures

L'optimisation des performances des architectures de réseaux de capteurs est étroitement liée au degré de distribution, c'est-à-dire au nombre de branches sortant de chaque nœud, elle est liée aussi à la manière dont les liaisons sont faites. Le défi est donc de déterminer combien de capteurs devront être sélectionnés par chaque relais, et quels sont les capteurs qui devront être choisis. Mathématiquement parlant, ça revient à savoir où placer les 1 dans la matrice de parité.

Dans [27], certains modèles proposent une architecture dynamique. Dans ce cas on prend en compte la qualité des liens entre les capteurs et les relais, et chaque relais sélectionne un certain nombre de capteurs selon la qualité des liens. Le premier défaut de cette architecture c'est le phénomène des nœuds cachés, il se peut qu'un capteur ne soit jamais sélectionné. Pour caractériser ce problème on introduit ρ qui est le taux de connectivité. Il représente le nombre de nœuds sélectionnés qui peuvent être reçus avec succès par le relais. Quand ρ augmente, les performances s'améliorent [27]. Il est toutefois impossible d'avoir un taux de connectivité très élevé dans un système réel. Il est donc difficile d'assurer une transmission fiable entre les capteurs et relais lorsque chaque relais veut choisir un grand nombre de capteurs.

Une autre contrainte apparaît dans ce genre de systèmes dynamiques, c'est que le changement de l'architecture fait varier la matrice H à chaque retransmission, et donc elle devra être calculée à chaque fois et transmise à la destination, ce qui rend le processus de décodage plus long, sans négliger les erreurs que peut subir la matrice H elle-même lors de son envoi à la destination.

L'architecture RBCS (Ranked Best Channel Selection) par exemple est basée sur la sélection des liens les plus forts en calculant les LLR's reçus par chaque relais. Comme mentionné précédemment il est possible qu'un nœud ne soit sélectionné par aucun relais, et en plus la matrice \mathbf{H} doit changer à chaque transmission.

La solution SNDO a été proposée pour dépasser cette contrainte et optimiser le degré de distribution en fixant un seuil pour chaque nœud. Un relais ne peut pas sélectionner un nœud si ce dernier a atteint le seuil maximal de connections autorisé, ceci donne la chance à d'autres nœuds d'être sélectionnés.

RCS (Random Channel Selection) c'est un protocole basé sur la sélection des nœuds de manière aléatoire sans prendre en compte aucun paramètre. C'est la solution la plus simple mais forcément celle qui présente les pires performances.

Certains modèles se basent sur les RA codes, ici chaque relais prend en compte la donnée de parité générée par le relais précédent et applique en plus les règles de la méthode SNDO.

Dans toutes ces architectures, le principal inconvénient c'est la présence des cycles d'ordre 4 dans la matrice de parité \mathbf{H} . En fait quand cette matrice présente des cycles d'ordre 4, le décodage BP devient moins performant.

2-6- Méthode proposée

L'optimisation de l'architecture des réseaux de capteurs revient à bien placer les 1 dans la matrice de parité \mathbf{H} . L'optimisation de cette matrice ne peut pas se faire dans un cas général. Les contraintes imposées par le contexte des réseaux de capteurs doivent être prises en compte. En effet en raison de la particularité de l'architecture des réseaux de capteurs, la matrice \mathbf{H} doit contenir une sous matrice de taille $M \times M$ (M étant le nombre de relais) dont les éléments de la diagonale sont égaux à 1.

L'architecture proposée est basée sur l'équation suivante:

$$r_j = s_j \oplus s_{j+1} \oplus r_{j-2} \oplus r_{j-5} \quad (30)$$

L'idée de cette architecture est de faire communiquer les relais entre eux. Chaque relais sélectionne deux capteurs et communique avec deux autres relais. L'opération XOR est effectuée entre les données reçues de ces quatre sources (2 capteurs et 2 relais) comme mentionné sur la figure 15.

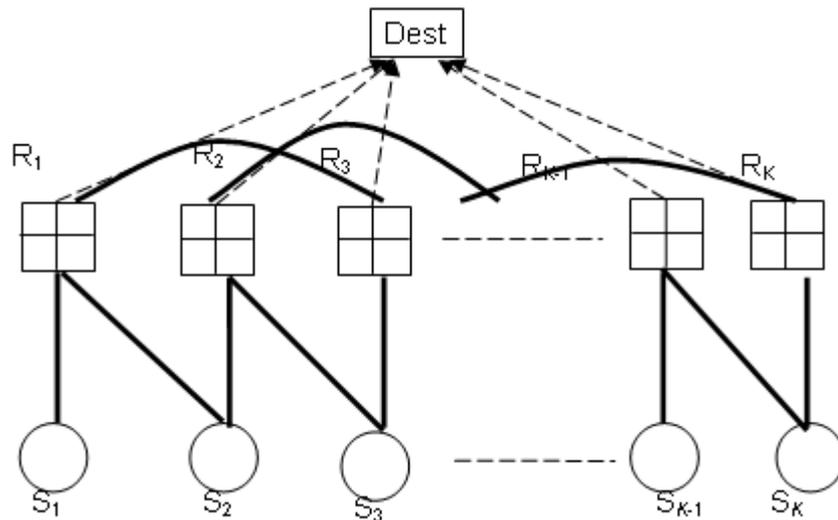


Figure 15 : Le graphe représentant l'architecture proposée avec K capteurs et K relais

Pour exemple le relais R_6 sélectionne les capteurs S_6 et S_7 en plus des relais R_4 et R_1 .

Dans cette architecture le nombre de capteurs est égal au nombre de relais. Le graphe de Tanner correspondant est sur la figure 16.

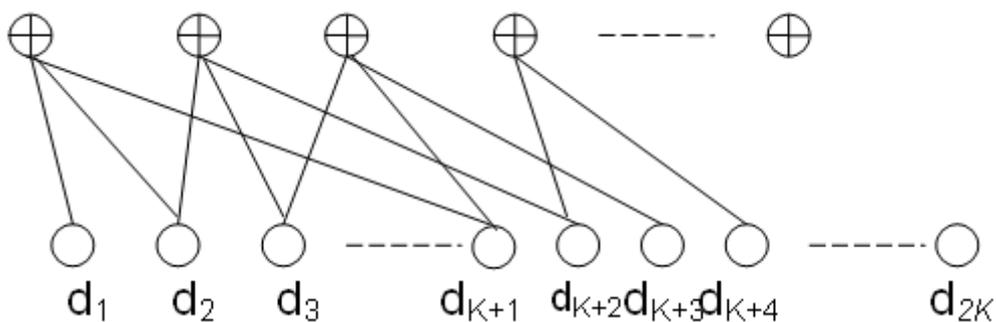


Figure 16 : Le graphe de Tanner correspondant à l'architecture proposée

Il faut mentionner que certains coefficients ne sont pas pris en compte, c'est le cas de r_{j-1} par exemple, afin d'éviter les cycles d'ordre 4 lors du processus de décodage. En effet si

on considère que r_j communique avec r_{j-1} ou avec d'autres relais, des cycles d'ordre 4 vont se propager dans la matrice, ce qui va engendrer un effet plancher au niveau du TEB.

La matrice H correspondante au schéma de connexion proposé est :

$$\left[\begin{array}{cccccccc|cccccccc} 1 & 1 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 1 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & 1 & 0 & 0 & 1 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & 0 & 1 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . \\ . & . \\ 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & . & . & . & . & . & . & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right]$$

Cette matrice peut être systématisée à l'aide de la méthode d'élimination gaussienne afin de l'écrire sous la forme : $H = [I_{M \times M} P_{M \times K}]$

La matrice génératrice du code est donc sous la forme : $G = [P_{K \times K}^T I_{K \times M}]$.

Le décodage de sa part est réalisé à l'aide de la méthode de propagation de croyance (Belief Propagation).

2-7- Application aux réseaux petite taille

On applique notre architecture dans un réseau de capteurs de petite taille où on considère 10 capteurs et 10 relais, il faut mentionner que dans ce cas, on ne peut pas parler de codes LDPC puisque la matrice H ne peut pas être creuse. Elle contient dans ce cas 21% de 1, elle s'écrit :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On simule l'architecture proposée dans l'environnement MATLAB avec un canal de Rayleigh (coefficients de fading aléatoires) et un bruit AWGN. Les performances (TEB) sont calculées en fonction du SNR. La modulation considérée est une BPSK.

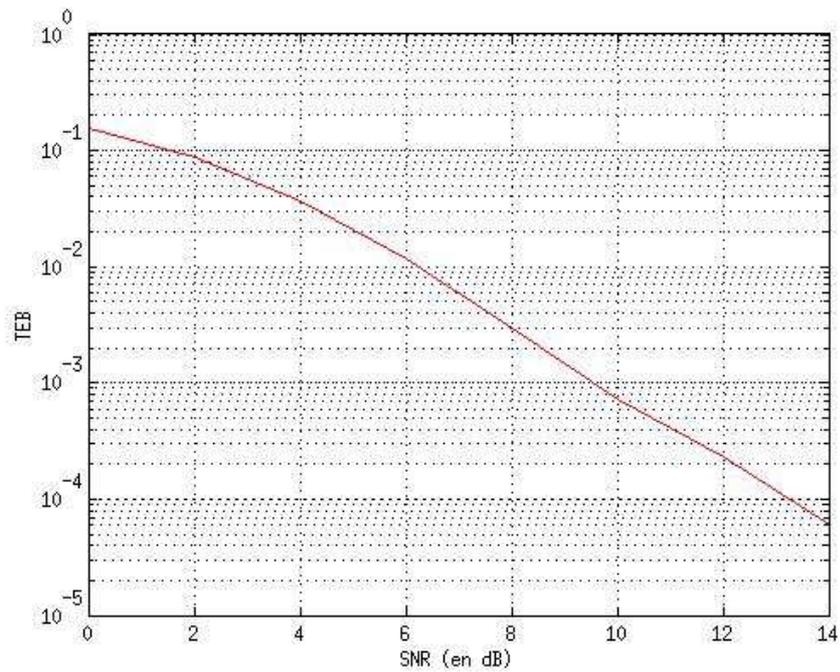


Figure 17 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour l'architecture proposée (10 capteurs, 10 relais)

Afin de comparer ces résultats avec une architecture similaire mais qui présente des cycles d'ordre 4, on propose une autre architecture où chaque relais sélectionne également 2 capteurs et 2 relais de manière différente, selon l'équation suivante :

$$r_j = s_j \oplus s_{j-1} \oplus r_{j-1} \oplus r_{j-3} \quad (31)$$

La matrice H correspondante à cette architecture présente des cycles d'ordre 4 qui se répète tout le long de la matrice, ce qui réduit l'efficacité du décodage.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & | & \dots \\ \dots & | & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & | & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Les performances sont présentées sur la figure 18.

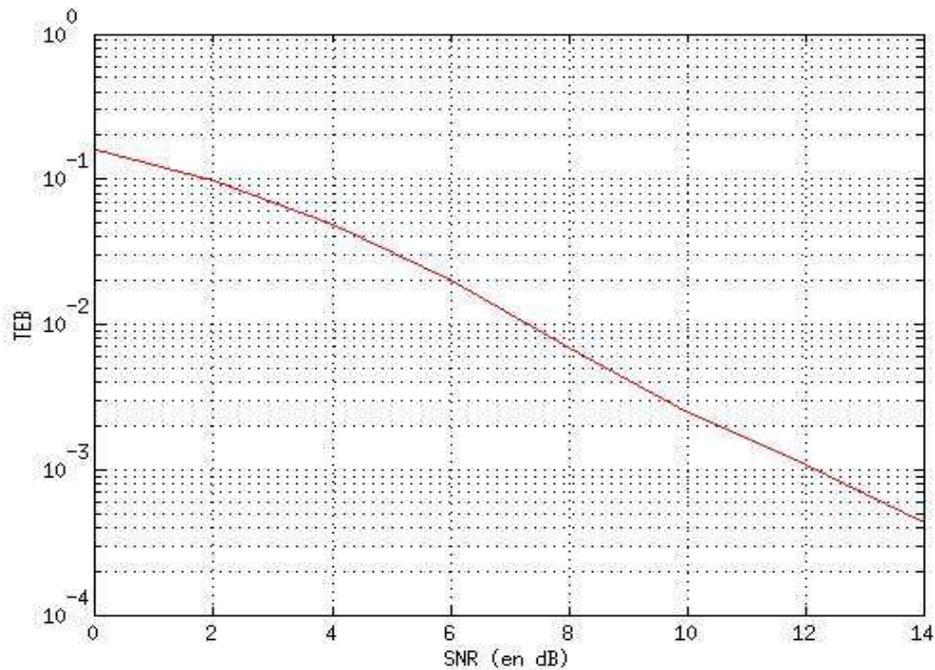


Figure 18 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour une architecture présentant des cycles (10 capteurs, 10 relais)

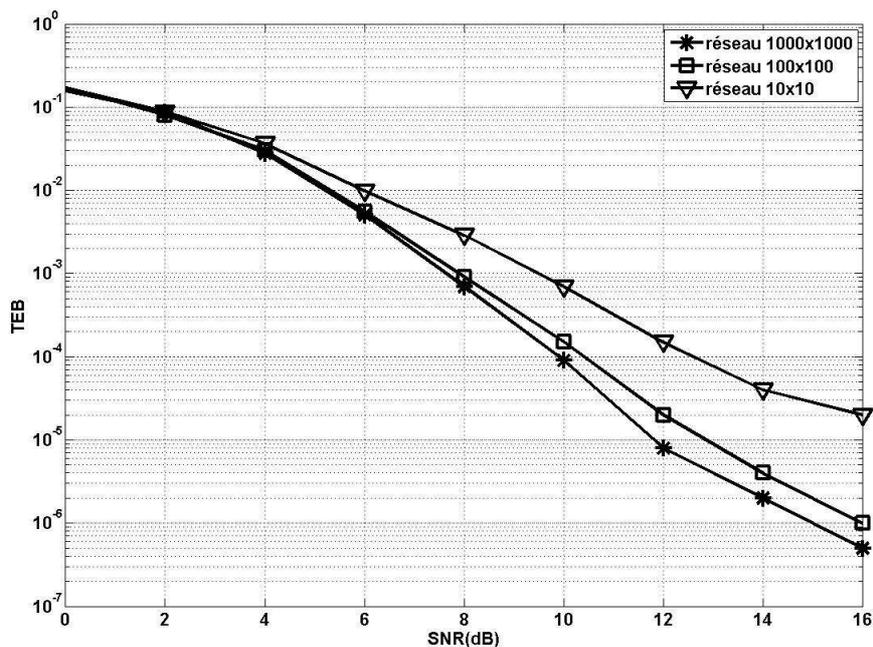


Figure 19 : Comparaison des performances de l'architecture proposée pour différentes tailles de réseaux

Les performances du réseau sont de plus en plus meilleures quand la taille augmente, ceci est dû au fait que la matrice de parité H devient de plus en plus creuse et l'algorithme de décodage est donc plus efficace.

La figure 20 présente les courbes de performances de l'architecture proposée pour le cas du réseau de taille 1000×1000 comparés aux architectures basés sur d'autres protocoles, notamment RCS et RBCS.

Dans la méthode RCS, chaque relais sélectionne aléatoirement un certain nombre de capteurs et réalisent la fonction XOR entre les différents flux reçus.

Dans la méthode RBCS, chaque relais sélectionne 9 capteurs en évaluant la qualité des liens avec les différents capteurs et en prenant les 9 capteurs qui présentent le meilleur LLR.

Les performances sont présentées ci-dessous (Figure 20):

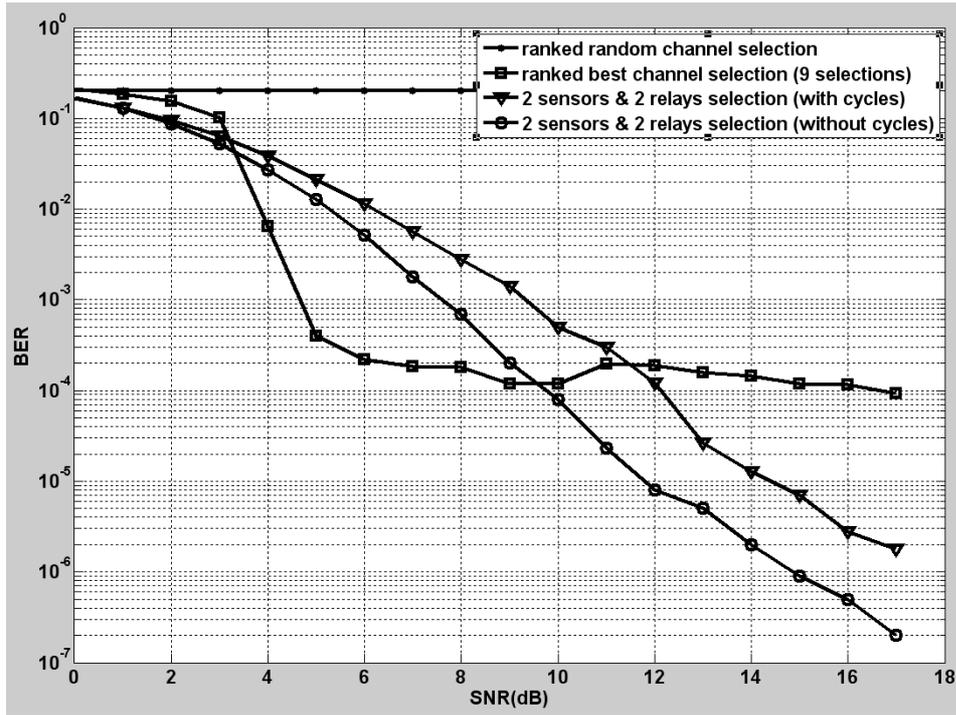


Figure 20 : Comparaison des performances entre l'architecture proposée et d'autres architectures basées sur d'autres protocoles (1000 capteurs, 1000 relais)

Au niveau des faibles SNR, on voit que la méthode RBCS permet d'avoir une décroissance rapide du TEB en fonction du SNR. Cependant, l'effet plancher est atteint rapidement (à partir de 5 dB), ceci est dû au risque d'avoir des capteurs non sélectionnés, ce qui est traduit par une colonne nulle de la matrice H .

L'architecture qu'on a proposée présente un coefficient directeur plus petit au niveau des faibles SNR, mais l'effet plancher est retardé, ce qui rend la méthode proposée beaucoup plus efficace pour les forts SNR. Généralement il y a toujours un compromis à faire entre le coefficient de la pente qu'il faut baisser et l'arrivée de l'effet plancher qu'il faut retarder. Le retard de l'effet plancher permet d'atteindre des TEB très bas pour les forts SNR, comme c'est le cas de l'architecture proposée.

2-9- Conclusion

Dans cette partie, on s'est intéressé à l'optimisation de l'architecture des réseaux de capteurs basée sur l'insertion de relais entre les capteurs et la destination, ces relais réalisent la fonction XOR, ce qui permet de traduire cette architecture en un code en bloc. On a proposé une architecture qui prend en compte les contraintes imposées par le contexte des réseaux de capteurs et qui permet d'atteindre de bonnes performances en retardant l'arrivée de l'effet plancher.

3- Détection d'erreurs

3-1- Introduction : Protocole ARQ

L'utilisation des protocoles de détection d'erreurs est aussi une technique utilisable dans le contexte des réseaux de capteurs. Le principe consiste à ajouter un champ CRC à la trame envoyée, ce champ permet de détecter l'intégrité de la trame [30]. A la réception, le champ CRC permet de vérifier la trame, si elle est fautive un acquittement négatif est envoyé et la trame est ensuite retransmise, si elle est correcte un acquittement positif est envoyé. Cette technique permet donc de détecter les erreurs de transmission sans les corriger ; quand une erreur est détectée, la trame est retransmise [31]. Dans ce chapitre on s'intéresse à l'application du protocole de détection d'erreur dans le contexte des réseaux de capteurs en proposant un nouveau protocole combinant la correction et la détection d'erreurs.

3-2- Types du protocole ARQ

Il existe deux types de protocoles ARQ :

3-2-1- Protocole Envoyer et Attendre

Après l'envoi de chaque trame, le récepteur informe l'émetteur du statut du champ CRC (acquittements).

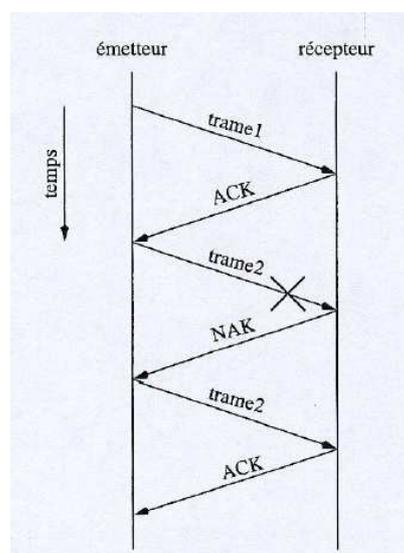


Figure 21 : Principe du protocole Envoyer et Attendre

La communication dans ce cas est fiable mais lente puisque chaque trame devra être acquittée. En fait, pour éviter la perte de trames, l'émetteur doit attendre un acquittement pendant un certain temps (fenêtre temporelle). Si cette durée est expirée sans n'avoir reçu aucun acquittement, il retransmet la trame.

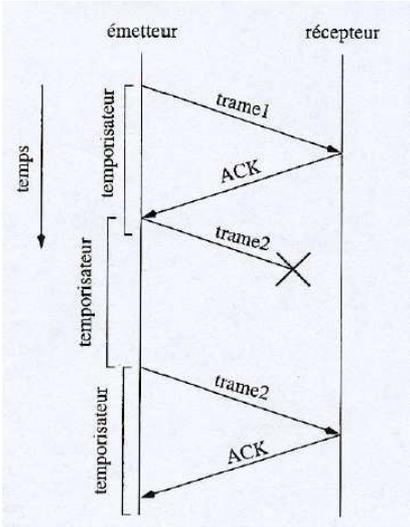


Figure 22 : Utilisation du temporisateur dans un protocole ARQ

La numérotation des trames et des acquittements (Figure 23 et Figure 24) est aussi requise pour éviter l'envoi dupliqué des trames ou l'envoi d'acquittements positifs pour des trames fausses.

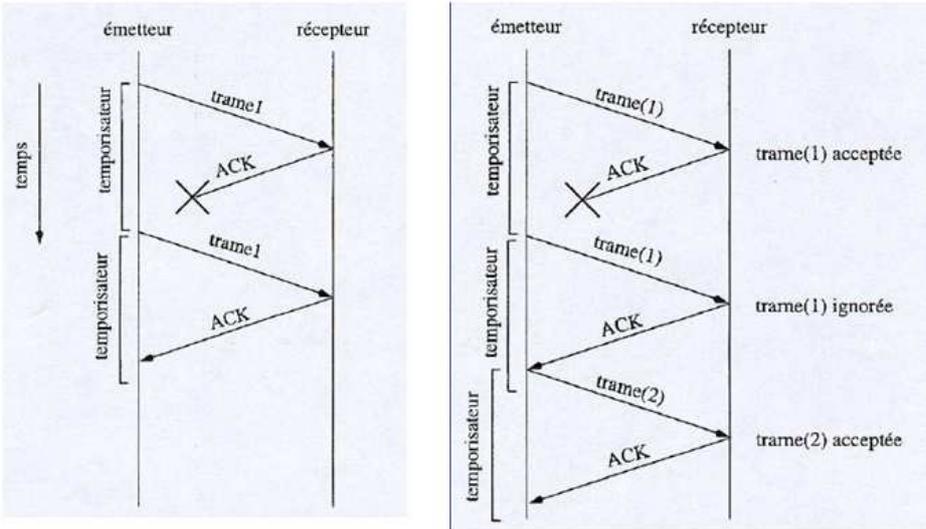


Figure 23 : Numérotation des trames dans un protocole ARQ

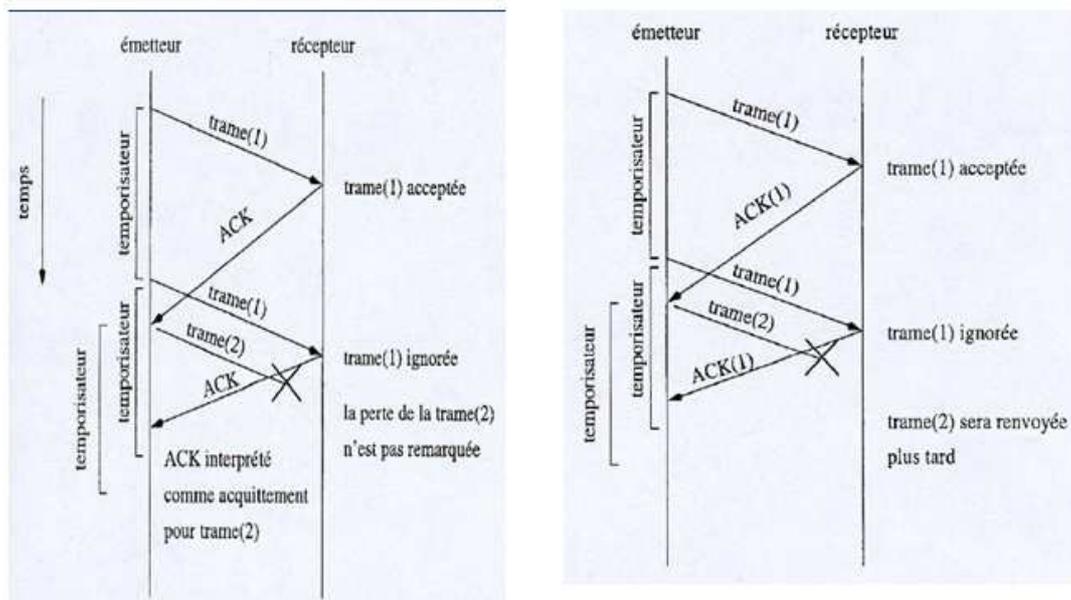


Figure 24 : Temporisation et numérotation des trames et des acquittements dans un protocole ARQ

3-2-2- Protocole à fenêtre d'anticipation

Ce protocole nous permet d'envoyer un certain nombre de trames sans les acquitter, et de faire par la suite un acquittement global. La fenêtre d'anticipation est définie par le nombre de trames que l'émetteur peut envoyer sans recevoir d'acquittement. Cette solution est plus efficace mais complexe en terme de gestion. Les notions abordées précédemment sont aussi applicables, sauf qu'il faut lancer un temporisateur pour chaque trame et disposer de tampons pour stocker les trames transmises et susceptibles d'être réémises.

Quand une trame est jugée erronée, l'émetteur retransmet toutes les trames qui la suivent.

3-3- Calcul de CRC

Le calcul utilise le principe de la division polynomiale. Ainsi, la trame d'entrée **A** est divisée par un polynôme (qu'on appelle polynôme générateur) et donc on peut récupérer le CRC qui est le reste de la division euclidienne. A la réception on re-divisera la trame **B** (**A+CRC**) par ce même polynôme. Si le reste est nul, c'est que la trame de départ est la même que la trame d'arrivée, si non la trame a subit des erreurs.

En effet, si le résultat de la division de A par le polynôme générateur donne le résultat res et un reste CRC , donc A s'écrit :

$$A = (pol \times res) + CRC \quad (32)$$

La trame envoyée est formée de la trame utile A et du champ CRC ($A+CRC$). Puisqu'on est en logique binaire, donc d'après l'équation précédente on a :

$$A + CRC = (pol \times res) \quad (33)$$

Si l'ensemble $A+CRC$ ne subit pas d'erreur, à la réception, sa division par pol devra donner res et le reste est donc forcément nul.

Exemple :

On veut transférer le mot : 1101011011.

On décide d'utiliser le polynôme générateur de degré 4 [10011]

D'abord on décale 1101011011 de 4 rangs vers la gauche, résultat : 1101011011 0000. Ensuite on cherche le reste de la division de 1101011011 0000 par 10011, résultat : 1110

Enfin on applique un XOR entre le mot d'entrée (décalé de 4 rang) et le reste de la division, 1101011011 0000 XOR 1110 = 1101011011 1110, ce qui correspond bien au mot de départ suivi du CRC.

On transfère cette trame. Si on la récupère telle quelle, on obtient 1101011011 1110. On divise ceci par 10011, et on trouve un reste nul ; le transfert s'est donc correctement déroulé et aucune perte de données n'a été produite. Par contre si on divise la trame reçue par le polynôme générateur et on trouve un reste non nul, on conclut que la trame a subi une erreur et on demande sa retransmission.

Le choix du polynôme générateur est fonction de la qualité du résultat du CRC. Il existe des polynômes générateurs qui sont définis comme étant bons (Tableau 3).

Tableau 3 : Liste des polynômes générateurs pour chaque degré de CRC

Nom	Polynôme générateur
CRC-4	$x^4 + x^2 + x^1$
CRC-12	$x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x^1 + 1$
CRC-16 SDLC (CCITT)	$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$
CRC-16	$x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$
CRC-16 Reverse	$x^{16} + x^{14} + x^1 + 1$
SDLC Reverse	$x^{16} + x^{11} + x^4 + 1$
CRC-32 (ethernet)	$x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1$

3-4- Performances du protocole ARQ

Dans cette partie, on évalue les performances d'un système utilisant le protocole ARQ en matière de taux d'erreurs binaire à travers un environnement Rayleigh avec un bruit AWGN. Il est évident que les performances de ce protocole dépendent principalement du polynôme générateur considéré, de la taille du champ CRC utilisé mais aussi de la taille du message utile à transmettre. Dans nos simulations on considère un message de taille 8, et on ajoute 4 bits et puis 12 bits de CRC, ce qui correspond à un rendement de 2/3 et puis 2/5.

Dans nos simulations, les contraintes temporelles (temporisateurs,...) ne sont pas prises en compte. Un certain nombre de trames (de taille 8+CRC) est transmis, un certain pourcentage de trames erronées est détecté, d'autres trames ne sont pas détectées, ce qu'on va traduire par le Taux de Non Détection (TND).

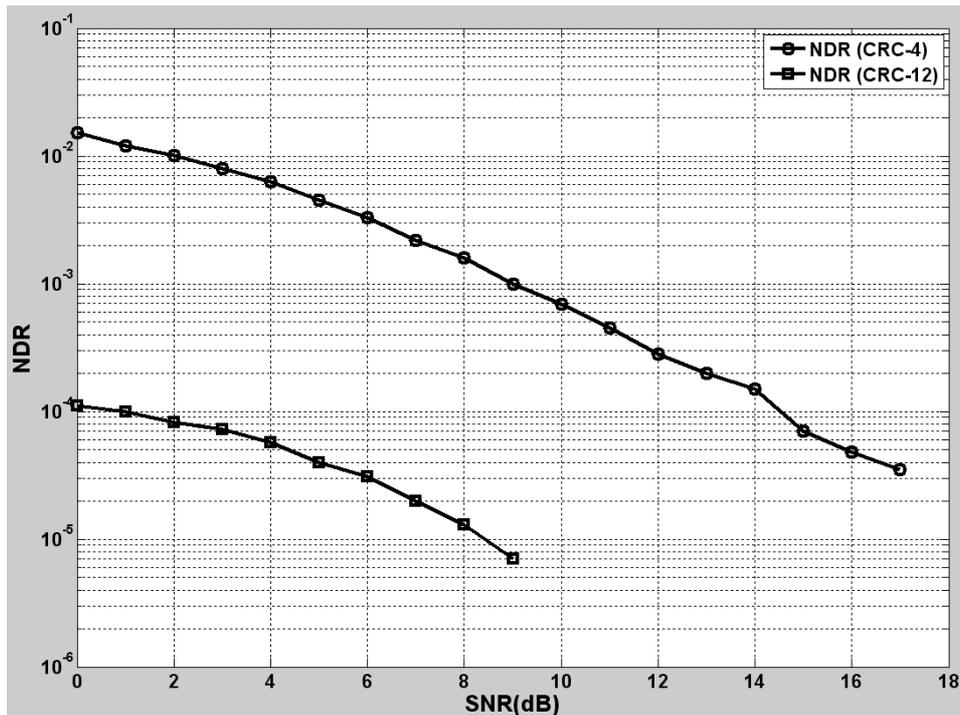


Figure 25 : Taux de non détection en fonction du SNR pour CRC-4 et CRC-12

Il est clair que le Taux de Non Détection est beaucoup plus performant pour le CRC-12, vu que la redondance est multipliée par 3. (Le CRC-12 permet de gagner 14 dB par rapport au CRC-4).

Les trames erronées détectées sont ensuite retransmises, pour chaque SNR un certain nombre de trames est retransmis, ce qui fait que le SNR final requis pour la transmission n'est pas le même que le SNR initial, puisque l'énergie consommée est plus importante. Ces retransmissions sont en plus répétées et suivent une suite géométrique ; en effet, si un pourcentage de trames est retransmis, ce pourcentage est encore une fois appliqué sur les trames non détectées parmi les trames retransmises, et donc elles devront être retransmises une deuxième fois.

Exemple :

Soit 1000 trames à transmettre avec un SNR_i initial donné, 50% de ces trames sont à retransmettre, et le TND est de 10^{-2} . Ceci veut dire que 10 trames erronées ne seront pas détectées et 500 trames sont à retransmettre ; sur ces trames retransmises s'appliquera aussi le TND de 10^{-2} et donc 5 autres trames ne seront pas détectées et 250 trames sont à

retransmettre et ainsi de suite, ce qui fera que finalement le nombre total de trames non détectées sera égale à peu près à 20, et le nombre de retransmission est égale à 1000. le TND est donc mis à jour à chaque retransmission pour arriver à un TEB qui, dans cet exemple, est égale à $\frac{20}{1000} = 2.10^{-2}$. Le nombre de trames finalement transmises est égale à 2000, l'énergie requise est donc multipliée par 2 et le SNR_f final sera décalé de 3dB et sera égale à $SNR_f = SNR_i + 3dB$.

Dans le cas général la différence du SNR suit une suite géométrique qui dépend du pourcentage de retransmissions *ret*.

$$\Delta SNR = 10 \log \frac{1}{1 - ret} \quad (34)$$

Le tableau ci-dessous récapitule les résultats (NDR, retransmissions, SNR final) en fonction du SNR pour le CRC-4 et CRC-12 trouvés par simulation sous MATLAB.

Tableau 4 : NDR et retransmissions en fonction du SNR pour CRC-4 et CRC-12

SNR (dB)	CRC-4			CRC-12		
	NDR	Retrans (%)	Final SNR (dB)	NDR	Retrans (%)	Final SNR (dB)
0	0.0153	85.43	8.36	$1.1 \cdot 10^{-4}$	99.47	22.75
2	0.0101	79.96	8.97	$7.2 \cdot 10^{-5}$	98.43	20.04
4	$6.3 \cdot 10^{-3}$	70.54	9.30	$5.7 \cdot 10^{-5}$	95.74	17.70
6	$3.3 \cdot 10^{-3}$	58.47	9.80	$3.1 \cdot 10^{-5}$	89.89	15.53
8	$1.6 \cdot 10^{-3}$	45.47	10.62	$1.3 \cdot 10^{-5}$	79.63	14.03
10	$6.9 \cdot 10^{-4}$	33.29	11.73			
12	$2.8 \cdot 10^{-4}$	23.39	13.13			
14	$1.5 \cdot 10^{-4}$	15.79	14.71			
16	$4.8 \cdot 10^{-5}$	10.57	16.45			

Malgré la performance du CRC-12 en matière de détection d'erreurs, le nombre de retransmissions est très élevé d'un point de vue pratique. Il faut prendre en compte le nombre de retransmissions pour calculer le TEB, ce dernier est plus élevé que le TND. En plus le décalage du SNR dû justement à ces retransmissions fait décroître les performances.

Ci-dessous (Figure 26) la courbe du TEB comparée à celle du NDR pour un CRC-4 qui présente les caractéristiques indiquées sur le tableau précédent. La courbe du TEB pour un CRC-12 n'est pas vraiment significative, par exemple pour un SNR initial de 0 dB, on passe à 23 dB pour satisfaire toutes les retransmissions requises.

Dans un réseau de capteurs où l'efficacité énergétique est une contrainte importante comme c'est le cas des BAN, le nombre de retransmissions doit être réduit, en plus l'ajout de plusieurs bits de redondance fait croître l'énergie consommée, c'est pourquoi le CRC-12 n'est pas considéré dans la suite de nos simulations.

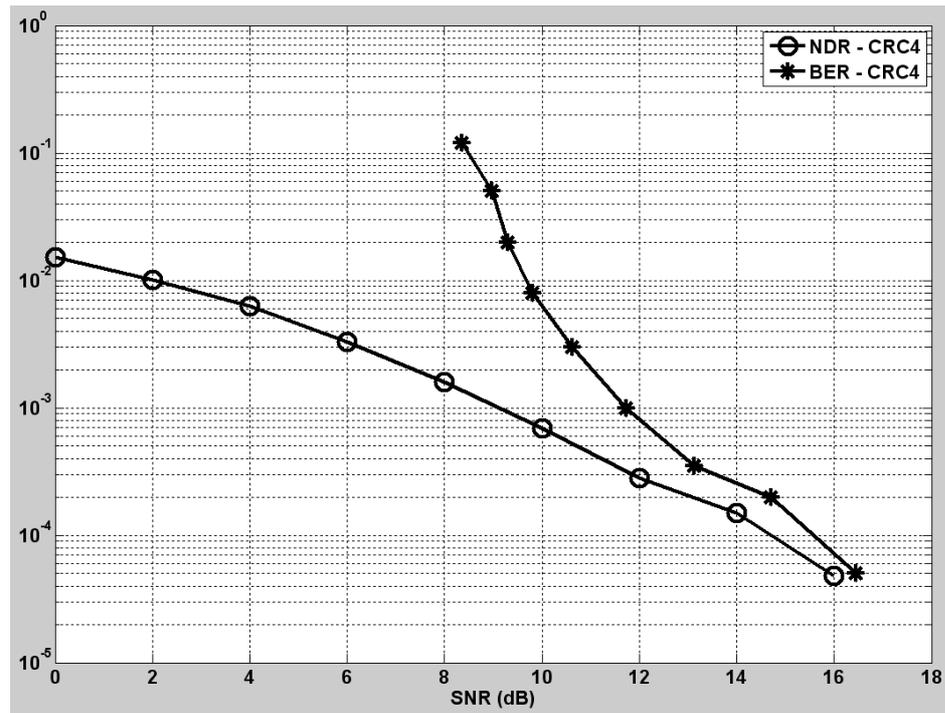


Figure 26 : Comparaison entre le taux de non détection et le taux d'erreurs binaire pour un CRC-4

3-5- Combinaison du protocole ARQ et du codage réseau – protocole HCVD (Horizontal Correction & Vertical Detection)

Le code de détection d'erreurs basé sur le protocole ARQ est assez performant en matière de détection, par contre, son principal défaut est le nombre de retransmissions qui lorsqu'il est élevé affecte considérablement les performances du réseau et impacte sur l'énergie consommée qui est également un facteur important dans la conception des réseaux de capteurs. C'est pourquoi on propose l'idée de combiner le protocole ARQ avec le codage réseau basé sur la matrice précédemment étudiée. Les trames seront donc d'abord corrigées à l'aide de l'algorithme BP avant que leurs CRC's soient vérifiés, ceci permettra de détecter les peu de trames qui n'ont pas pu être corrigées. Cette approche va également réduire le nombre des retransmissions vu qu'un grand nombre de trames sera corrigé grâce aux relais.

Pour appliquer ce concept, l'idée consiste donc à ajouter un champ CRC à la trame formée des bits générés par les capteurs avant d'envoyer l'ensemble à travers les relais.

Les capteurs étant indépendants, ils ne peuvent pas communiquer leurs données entre eux, et aucune unité n'est capable de connaître la trame complète à transmettre. Il est donc impossible d'ajouter le CRC à la trame générée par les capteurs puisque l'ajout du CRC demande la connaissance de la trame pour la diviser par le polynôme générateur.

La solution proposée est donc d'envoyer un groupe de trames générées par les capteurs, et puis de rajouter un champ CRC propre à chaque capteur, d'autres trames seront donc formées (trames des CRC de chaque capteur) et passeront également à travers les relais pour être corrigées ; à la réception on corrige classiquement les trames erronées et puis on vérifie pour chaque capteur le CRC correspondant ; si l'un de ces CRC n'est pas bon, la retransmission du groupe de trames est requise, ainsi on peut appliquer la combinaison des deux approches du codage réseau et du protocole ARQ dans le contexte des réseaux de capteurs.

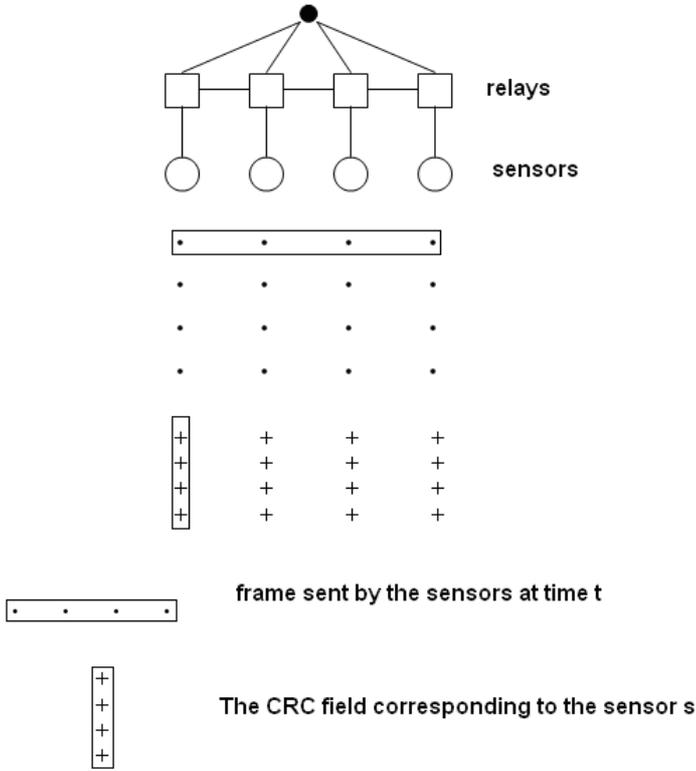


Figure 27 : Schéma du protocole HCVD

La correction réalisée grâce aux relais est donc faite horizontalement tandis que la détection est faite verticalement au niveau de chaque capteur.

Des contraintes doivent être prises en compte lors de l'implémentation du protocole HCVD. En effet le protocole HCVD est beaucoup plus utile dans les moyens et forts SNR's et reste sans efficacité pour les faibles SNR's ; le grand nombre de retransmissions impacte profondément les performances du système. L'utilisation du protocole HCVD fait que les opérations de codage et de décodage se font sur un groupe de trames. Pour les faibles SNR's, le TEB du code en bloc basé sur l'architecture précédemment étudiée est aux alentours de 10^{-2} , la correction du système n'est donc pas du tout efficace, les erreurs sont inévitables dans le groupe de trames. si notre système est formé par exemple de 10 capteurs et que 4 bits de CRC sont ajoutées après chaque 8 bits envoyés par capteur, ceci équivaut à 120 bits, l'erreur est inévitable et le système de détection va entrer dans une boucle infinie puisque la demande de retransmission sera requise à chaque fois. De ce fait, la taille du réseau doit être réduite pour que le groupe de trames considéré ne soit pas assez grand, ainsi le problème ne se posera pas pour les moyens et forts SNR.

3-6- Résultats de simulation du protocole HCVD

Dans cette partie de simulation nous avons considéré un réseau formé de 10 capteurs. 10 relais sont ajoutés pour réaliser l'opération XOR entre les flux reçus des capteurs sélectionnés afin d'ajouter de la redondance qui permettra de corriger les trames grâce à l'algorithme BP. Après chaque 8 bits transmis de la part de chaque capteur, 4 bits de CRC sont ajoutés utilisant le CRC-4 permettant de détecter les erreurs par capteur.

Les performances sont évaluées à partir d'un SNR initial de 9dB pour les raisons citées précédemment. Dans un premier temps, nous calculons le taux de non détection des groupes de trames, et aussi le pourcentage de groupes qui ont été détectés et qui sont à retransmettre, ceci nous mènera donc à déduire le taux d'erreurs binaire en prenant en compte le décalage du SNR lié à la surconsommation d'énergie due aux retransmissions. Le tableau ci-dessous (Tableau 5) récapitule les résultats.

Tableau 5 : Résultats de simulation du protocole HCVD

SNR (dB)	TND	Retr (%)	TEB	SNR final(dB)
9	$4.12.10^{-6}$	29.79	$5.86.10^{-6}$	10.53
10	$1.12.10^{-6}$	16.53	$1.34.10^{-6}$	10.78
11	$3.75.10^{-7}$	8.98	$4.11.10^{-7}$	11.4
12	$8.1.10^{-8}$	3	$8.35.10^{-8}$	12.13

Les résultats de simulation du protocole HCVD sont également présentés sur la figure 28 comparés à une architecture basée simplement sur le codage réseau correspondant à l'équation (30).

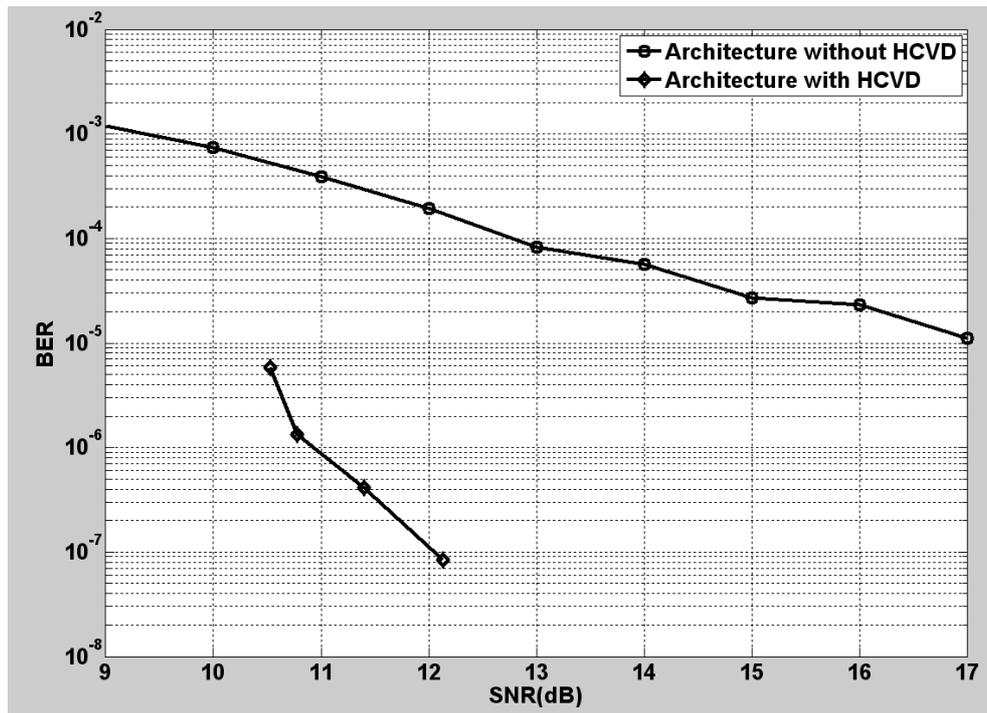


Figure 28 : Comparaison des performances entre une architecture basée sur le protocole HCVD et une autre sans protocole HCVD

3-7- Conclusion

Dans cette partie, nous avons proposé un nouveau protocole basé sur la combinaison du codage réseau et du système ARQ de façon à ce qu'il soit adapté au contexte des réseaux de capteurs. Le nombre de capteurs devant être petit, ce protocole peut être appliqué dans un contexte de BAN où des nœuds capteurs sont mis sur le corps humain pour communiquer entre eux et transmettre l'information vers un centre hospitalier. Le protocole HCVD réduit donc significativement le taux d'erreurs binaire. En plus, grâce à la correction réalisée par les relais et basée sur le codage réseau, le nombre de retransmissions est considérablement réduit, ce qui est très utile pour l'économie d'énergie consommée dans le réseau. Ce protocole est très intéressant et efficace pour les forts SNR's (à partir de 11 dB) où le nombre de retransmissions ne dépasse pas 10%. Par exemple pour un TEB de 10^{-5} on a un gain d'au moins 7 dB par rapport à une architecture ne prenant pas en compte le protocole HCVD.

4- Antennes multiples

4-1- Introduction

La technique basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception est connue sous le nom du MIMO et permet d'augmenter la diversité et d'améliorer les performances du système [32][33]. Plusieurs copies du signal sont transmises à travers différents canaux générés par la multiplicité des antennes. Si ces différentes copies traversent des canaux à évanouissements indépendants ; les chances que tous les signaux transmis subissent simultanément de forts évanouissements sont minimales. Par conséquent, en utilisant des méthodes de combinaison appropriées, le récepteur peut décoder de manière fiable le signal transmis, et la probabilité d'erreur devient plus faible. En outre, l'efficacité énergétique de transmission MIMO est très utile pour les réseaux de capteurs sans fil où chaque nœud doit fonctionner sans échange ou recharge de la batterie pendant une longue période et où la consommation d'énergie est la contrainte la plus importante [34].

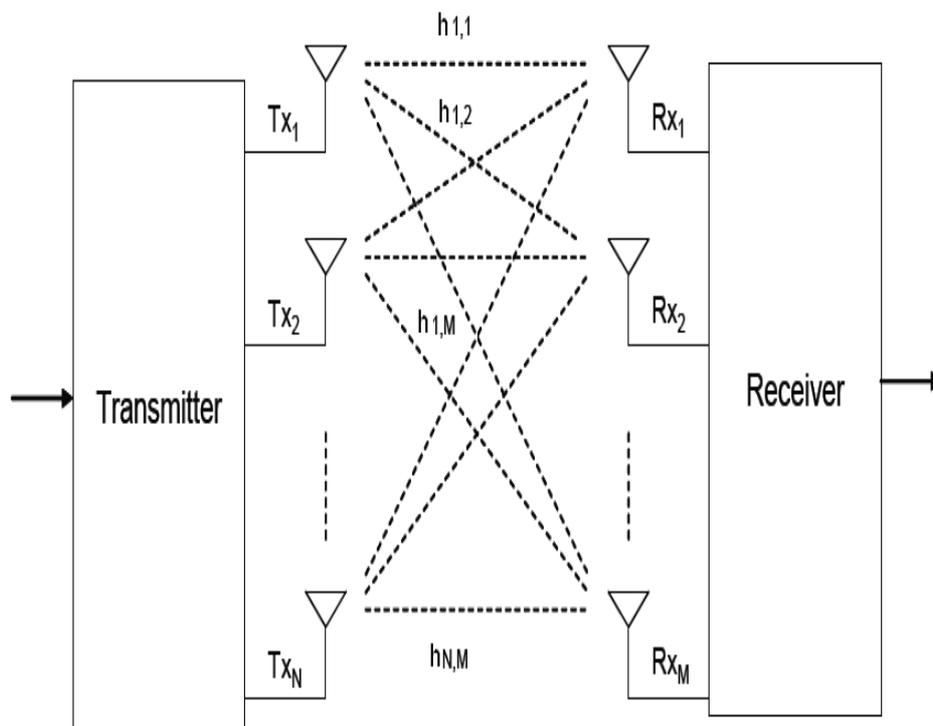


Figure 29 : Principe d'une transmission MIMO

Dans [32] et [33], il est montré que la capacité théorique d'un canal MIMO avec N antennes en émission et M en réception croît linéairement avec $\min(N, M)$. Le signal reçu à la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception s'écrit selon l'équation (35) :

$$y_j = \sum_{i=1}^N h_{ji} x_i + n_j \quad (35)$$

Où h_{ji} est le coefficient du canal entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j , et n_j est le bruit additif gaussien (AWGN).

La forme de la matrice du canal MIMO est :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdot & \cdot & h_{1N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{M1} & \cdot & \cdot & h_{MN} \end{bmatrix}$$

D'où l'équation

$$y = \mathbf{H} \cdot x + n \quad (36)$$

Où y et n représentent respectivement les vecteurs du signal reçu et du bruit de dimension $M \times 1$.

Afin de faire une décision sur les symboles reçus, on peut utiliser « Singular Value Decomposition » (SVD) ou la triangulation de la matrice H . La décision se fera donc successivement sur les symboles x_i .

Les systèmes MIMO présentent deux avantages primordiaux, le premier concerne la diversité spatiale. Afin de combattre les évanouissements, cette diversité est exploitée. Quand le nombre des copies du message augmente, il y a moins de chances que toutes ces répliques subissent des évanouissements simultanément. Cette diversité a un effet direct sur la courbe du TEB qui devient proportionnelle au SNR^{-d} (d étant la diversité). Le deuxième avantage concerne le multiplexage spatial qui permet d'augmenter le débit d'information sans toucher la bande passante ou la puissance.

Les systèmes mono-antennes (SISO : Single Input Single Output) (Figure 30) présentent la capacité ergodique suivante :

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho |h|^2) \quad \text{bits / s / Hz} \quad (37)$$

Avec ρ le SNR moyen sur l'antenne d'émission, et h le gain complexe normalisé du canal.

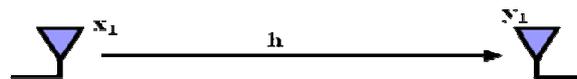


Figure 30 : Schéma simplifié d'un système SISO

Les systèmes SIMO (Single Input Multiple Output) consistent en des canaux avec une antenne en émission et plusieurs antennes en réception (Figure 31), leur capacité ergodique est :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho \mathbf{h} \mathbf{h}^*) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (38)$$

Avec $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_M]$

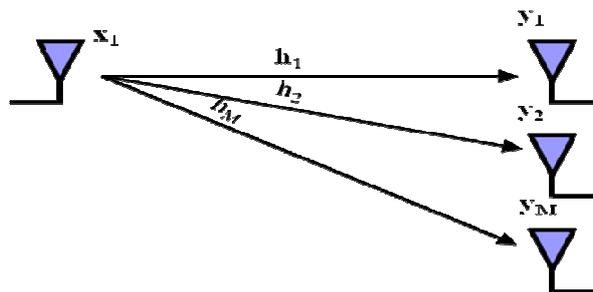


Figure 31 : Schéma simplifié d'un système SIMO

Quand le SNR augmente, la liaison est forcément plus robuste.

Pour les systèmes MIMO où la multiplicité des antennes est présente en émission et en réception (Figure 32), la capacité ergodique est :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (39)$$

Les performances sont donc liées à la corrélation entre les trajets (coefficients \mathbf{h}_{ij} de la matrice \mathbf{H}), et le système est optimal quand cette corrélation est nulle.

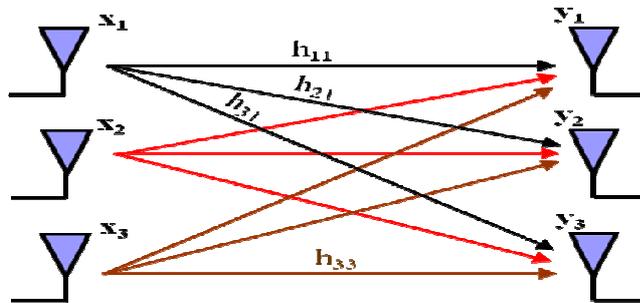


Figure 32 : Schéma simplifié d'un système MIMO

Ci-dessous on présente une figure comparative des performances de certains cas SIMO et MIMO.

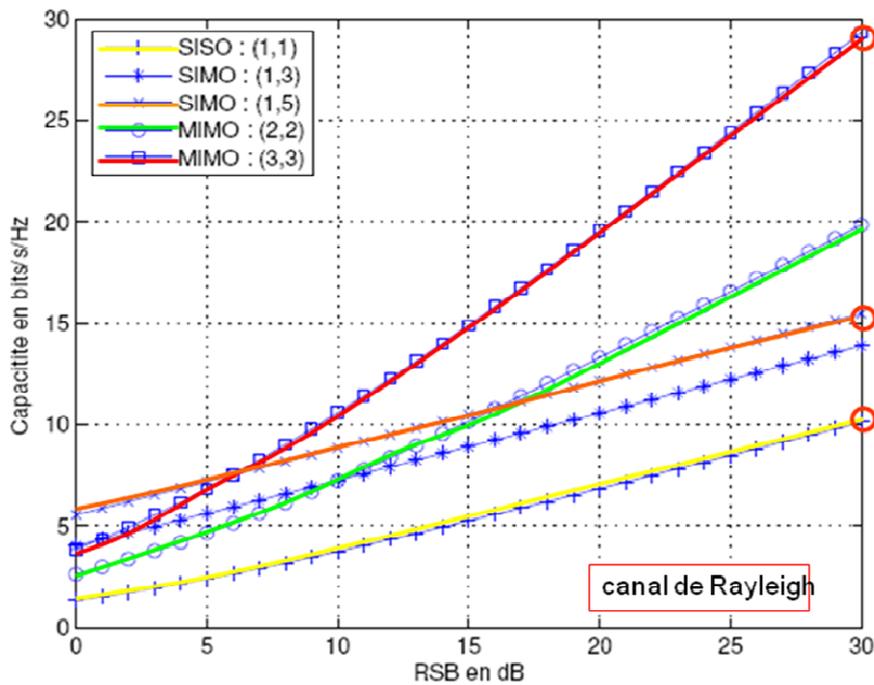


Figure 33 : Comparaison de l'évolution de la capacité du canal entre les systèmes SISO, SIMO et MIMO en fonction du SNR

Dans le système SISO, la capacité varie lentement par rapport au SNR, elle augmente de 1bit/s/Hz pour chaque 3 dB de plus. Pour les systèmes SIMO et MIMO, si on compare les deux pour un même nombre d'antennes, c'est-à-dire SIMO (1,3) avec MIMO (2,2) et puis SIMO (1,5) avec MIMO (3,3), on remarque que pour les faibles SNR, le SIMO est plus performant, tandis que pour les forts SNR (à partir de 10 dB), le MIMO est forcément plus efficace puisque la diversité apparaît avec l'augmentation du SNR. A partir de 30 dB, la capacité du MIMO (3,3) dépasse le double de la capacité du SIMO (1,5) [35]. A 30 dB on a :

$$C_{\text{MIMO}}(3,3) \sim 2C_{\text{SIMO}}(1,5).$$

4-2- SIMO et réseaux de capteurs

Dans la plupart des applications, compte tenu de la taille limitée des nœuds, ils ne peuvent pas supporter plus d'une antenne. Par conséquent, nous allons effectuer cette étude dans le cas où chaque capteur dispose d'une antenne en dotant la destination d'antennes multiples (SIMO).

Dans ce cas, et afin de décider sur les symboles, on n'a pas besoin des techniques précédemment citées puisque les symboles reçus y_j dépendent d'une seule antenne en émission.

A la réception on applique Maximum Ratio Combining (MRC) basé sur l'équation (40) :

$$y = \frac{\sum_{j=1}^{N \times M} y_j \cdot h_j^*}{N \times M} \quad (40)$$

Dans le cas des capteurs mono antennes (SIMO), on a $N=1$. Donc l'équation (40) devient :

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M y_j \cdot h_j^*}{M} \quad (41)$$

4-2-1- Performances Single Input Multiple Output SIMO-2

Nous considérons un système formé de 10 capteurs (pour être proche du contexte BAN), les capteurs sont mono-antennes et on dote le récepteur de deux antennes, on simule les performances du réseau sur un canal de Rayleigh combiné à un bruit AWGN en comparant avec un système SISO.

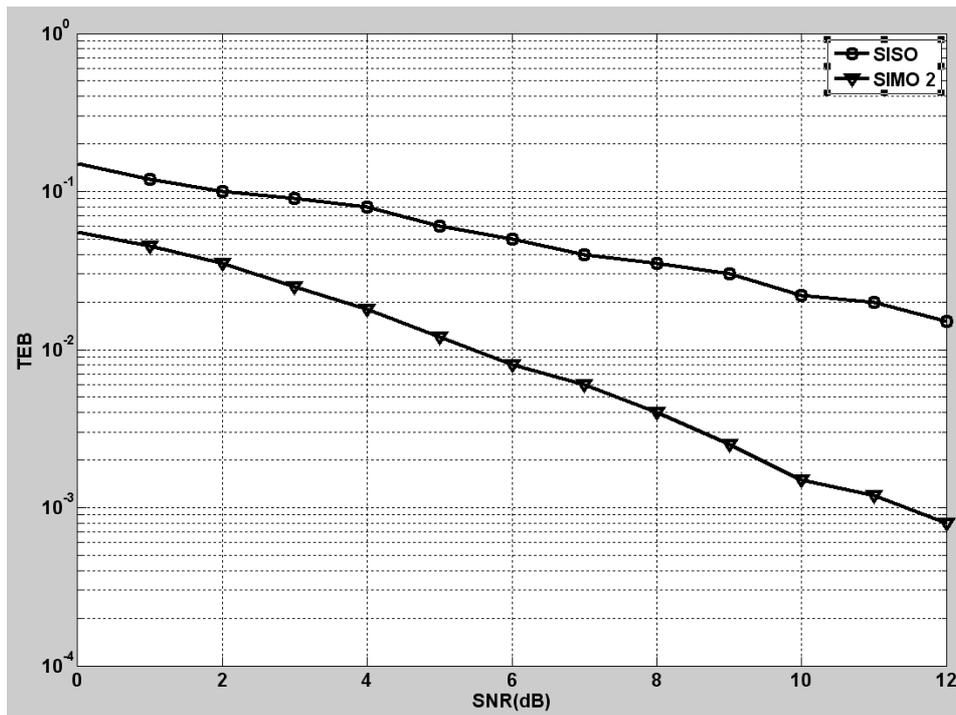


Figure 34 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour un système SIMO-2

L'ajout d'une antenne supplémentaire permet donc d'améliorer les performances en augmentant le gain de diversité (2 dans ce cas). Par exemple à un TEB de 10^{-2} on a 7 dB de gain.

4-2-2- Performances Single Input Multiple Output SIMO-3

Le même réseau est simulé avec 3 antennes à la réception, ceci permet donc aux signaux émis de passer par 3 canaux indépendants, et la technique MRC est donc plus efficace. Les résultats sont présentés sur la figure 35.

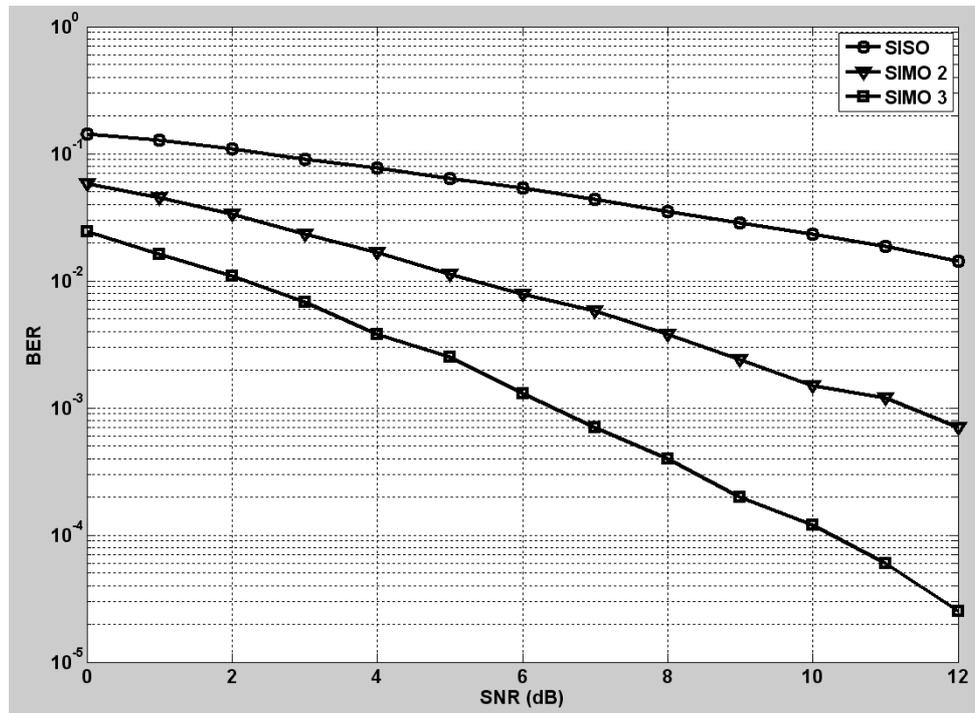


Figure 35 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3

Ceci permet d'avoir un gain de diversité de 3 et donc de gagner 3 dB à un TEB de 10^{-2} par exemple et d'atteindre un TEB très bas à 12 dB (10^{-5} au lieu de 10^{-2} pour SIMO-2)

La technique SIMO a un bon effet en terme de performances. Il est donc intéressant d'intégrer cette technique dans le contexte des réseaux de capteurs.

4-2-3- Architecture combinée

Le but est toujours d'optimiser l'architecture d'un réseau de capteurs et d'améliorer davantage les performances du système. Pour ceci, on propose de combiner les différents protocoles cités précédemment (codage réseau optimisé, protocole HCVD, protocole SIMO) de manière à ce qu'ils soient adaptés au contexte des réseaux de capteurs.

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé des méthodes pour optimiser la matrice \mathbf{H} du réseau. Cette architecture a été optimisée grâce à l'équation (30) permettant de retarder l'arrivée de l'effet plancher. Ensuite, une couche de détection d'erreurs a été ajoutée à l'aide du protocole HCVD, ce qui permet d'augmenter les performances du système de façon considérable même pour les réseaux de petite taille. Ce protocole reste moins efficace pour les faibles SNR's puisque plusieurs retransmissions sont requises. C'est pourquoi on propose d'ajouter des antennes à la réception pour mieux corriger les erreurs avant qu'elles soient détectées par le champ CRC propre à chaque capteur. Ceci permet également de réduire le nombre de retransmissions et par conséquent d'économiser l'énergie consommée par les capteurs. Le schéma de transmission de base est le suivant.

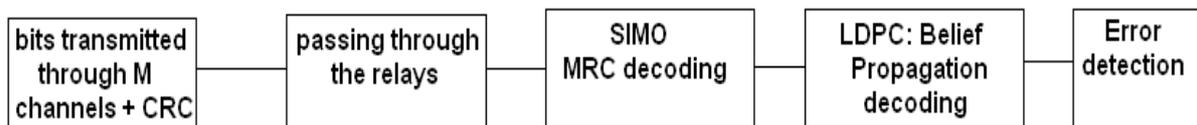


Figure 36 : Schéma de transmission considéré pour l'architecture combinée (codage et décodage)

La figure 36 explique le principe du système proposé. Les capteurs transmettent leurs bits à la destination et aux relais selon l'architecture qu'on a considérée au départ, cette émission est réalisée à travers différents canaux indépendants qui dépendent du nombre d'antennes considéré à la destination. A la réception, le décodage MRC est d'abord appliqué. Les valeurs obtenues suite à ce décodage formeront la trame d'entrée au décodage des codes en bloc et seront donc décodées grâce au Belief Propagation. Enfin, et pour rendre la communication encore plus fiable, le champ CRC est ajouté pour chaque nœud après l'envoi d'un certain nombre de données (protocole HCVD), ces trames de CRC seront également décodées avec le décodage MRC et le Belief Propagation. La vérification des données sera réalisée, et si des erreurs sont détectées, la retransmission du groupe est faite.

4-2-4- Combinaison du SIMO et du codage réseau

Dans cette partie, on étudie les performances de l'architecture du réseau de capteurs basée sur l'équation (30) en dotant le récepteur de 2 et puis de 3 antennes. La simulation est d'abord réalisée pour un réseau de 10 capteurs et 10 relais.

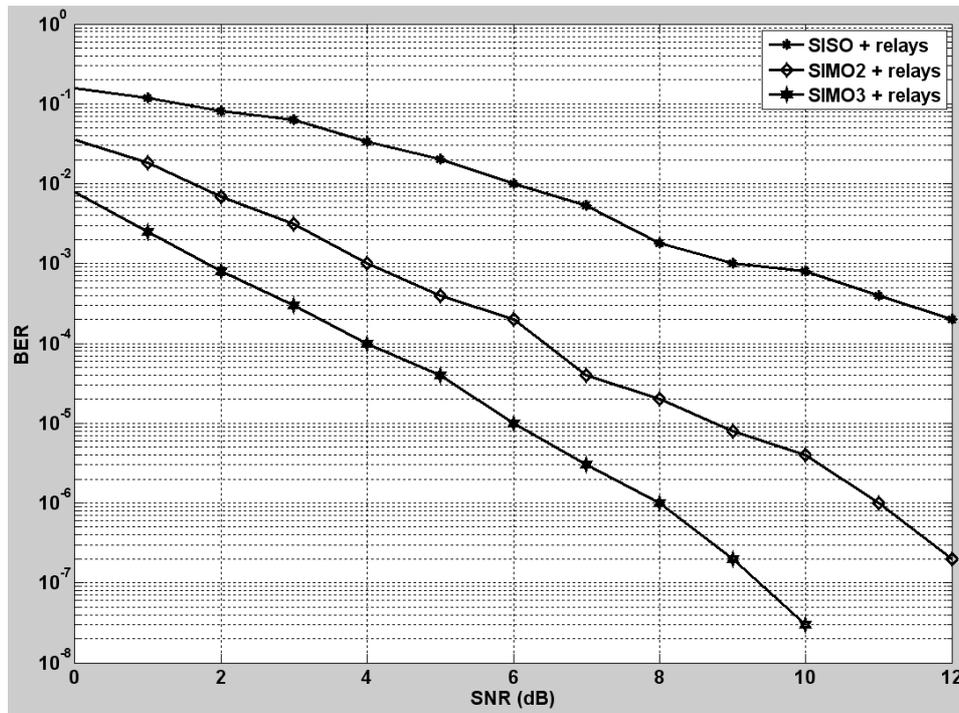


Figure 37 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 10 capteurs et 10 relais

La même architecture est appliquée pour un réseau de taille plus grande (100 capteurs, 100 relais), 2 et puis 3 antennes à la réception sont considérées. Les résultats sont présentés sur la figure 38.

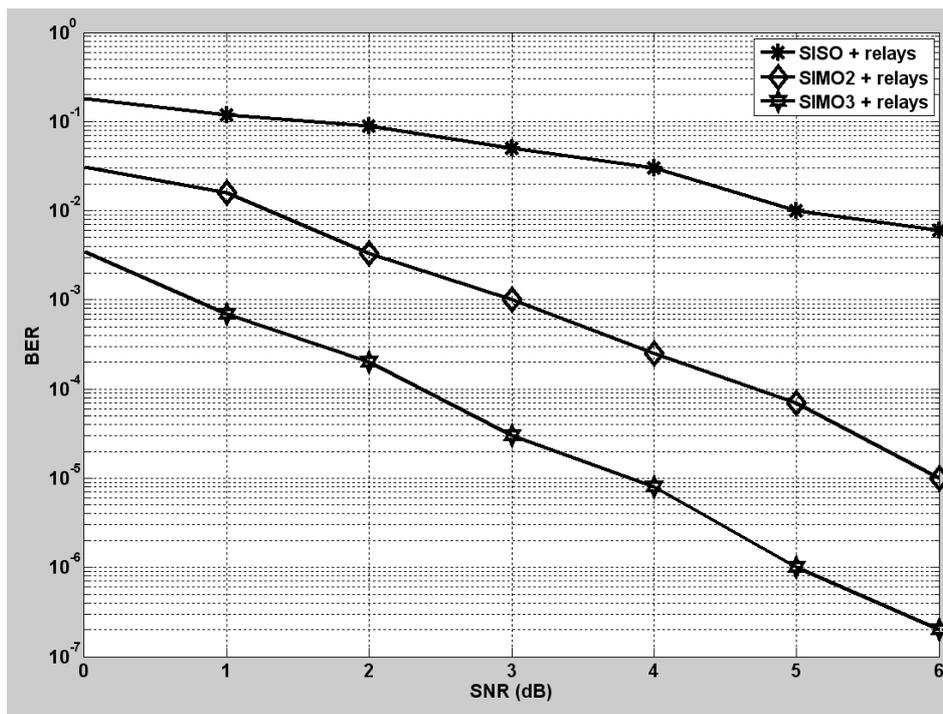


Figure 38 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 100 capteurs et 100 relais

Un réseau de taille plus grande est également simulé (1000 capteurs, 1000 relais)

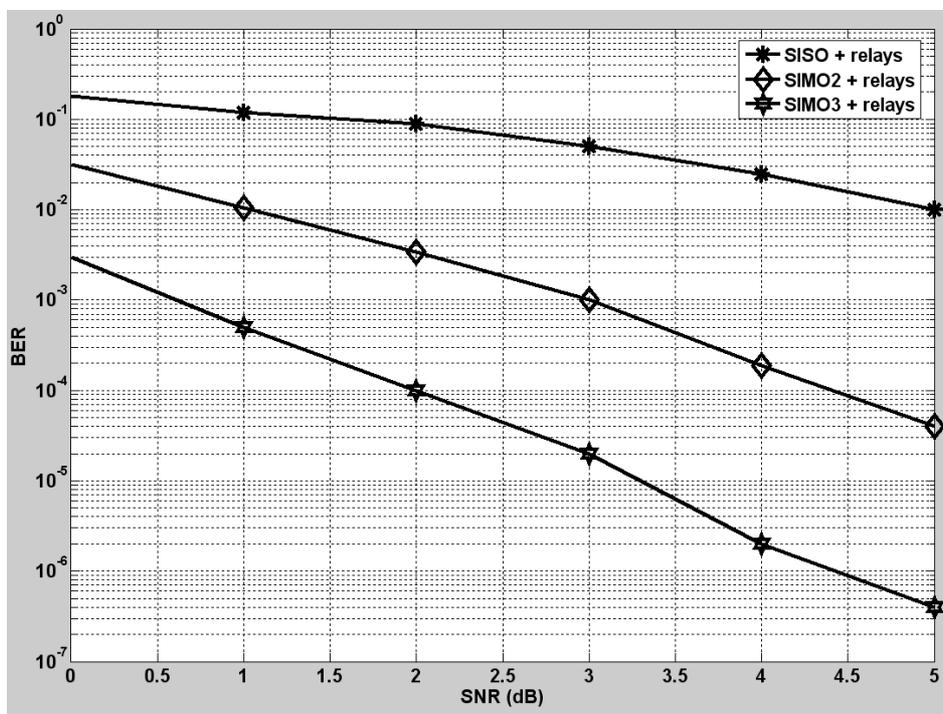


Figure 39 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 1000 capteurs et 1000 relais

Il est clair que la multiplicité des antennes à la réception a un effet considérable sur l'amélioration des performances. D'autre part, les réseaux de grande taille sont plus performants, ceci est dû au fait que la matrice H est plus creuse, ce qui rend le BP plus performant.

On propose donc d'intégrer le protocole HCVD pour les réseaux de petite taille.

4-2-5- Combinaison du SIMO et protocole HCVD

Ici on propose la même architecture en ajoutant le champ CRC à chaque capteur après l'envoi de 8 bits. On considère un CRC de taille 4 et le polynôme générateur correspondant est : $x^4 + x^2 + x$. Dans ce cas, le rendement du code est $1/3$ décomposé en $1/2$ pour le codage réseau et $2/3$ pour le CRC.

Après l'envoi d'un groupe de trames, si une erreur est détectée au niveau d'une colonne, le groupe de trames est retransmis. Au départ on calcule le taux de non détection, et ensuite à l'aide du nombre de retransmissions on déduit le taux d'erreurs binaire. Le SNR final est aussi calculé.

Le tableau 6 montre les résultats pour le cas de SIMO-2

Tableau 6 : Résultats de simulation pour la combinaison du protocole HCVD et SIMO-2

	SIMO 2			
SNR (dB)	NDR	Retr (%)	BER	Final SNR (dB)
5	$5.75 \cdot 10^{-7}$	17.81	$7 \cdot 10^{-7}$	5.85
6	$1.25 \cdot 10^{-7}$	6.86	$1.2 \cdot 10^{-7}$	6.3
7	$3 \cdot 10^{-8}$	2.54	$3 \cdot 10^{-8}$	7.11

Le tableau 7 montre les résultats pour le cas de SIMO-3

Tableau 7 : Résultats de simulation pour la combinaison du protocole HCVD et SIMO-3

SIMO 3				
SNR (dB)	NDR	Retr (%)	BER	Final SNR (dB)
3	$1.37 \cdot 10^{-6}$	15.22	$1.61 \cdot 10^{-6}$	3.71
4	$8 \cdot 10^{-7}$	4.71	$8.4 \cdot 10^{-7}$	4.2
5	$1 \cdot 10^{-7}$	1.27	$1 \cdot 10^{-7}$	5.05
6	$2 \cdot 10^{-8}$	0.34	$2 \cdot 10^{-8}$	6.01

Il est clair que le nombre de retransmissions est réduit grâce à la double couche de correction (codage réseau, SIMO), le taux de non détection est également réduit, le SNR final n'est pas trop différent du SNR initial (moins de retransmission donc économie d'énergie).

La figure 40 compare les différents systèmes proposés. Pour le protocole HCVD, on ne considère pas la région des faibles SNR's puisque le SNR final requis est très grand à cause du grand nombre de retransmissions.

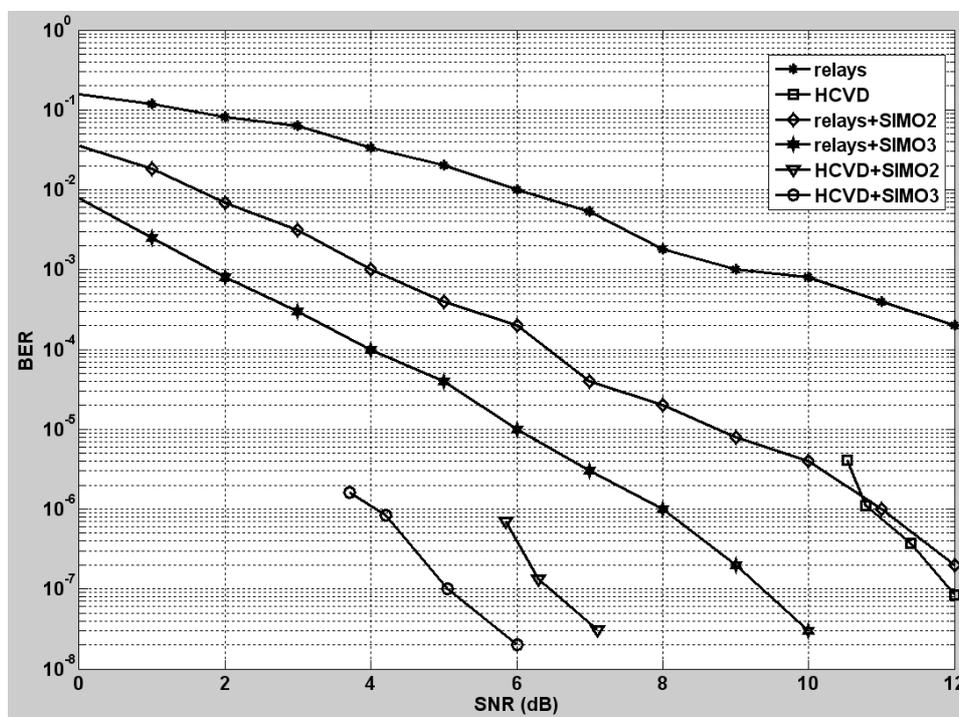


Figure 40 : Comparaison des performances des différents systèmes proposés

4-3- Conclusion

Dans cette partie, l'objectif était de présenter les avantages de l'utilisation des systèmes SIMO en dotant la destination d'antennes multiples et en combinant cette technique avec les autres protocoles étudiés précédemment. Nous signalons qu'en dotant la destination de 3 antennes, on gagne 7 dB à un TEB de 10^{-7} comparée à la même architecture basée sur le protocole HCVD.

5- Etude énergétique

5-1- Introduction

La maximisation de la durée de vie de réseaux de capteurs est l'un des objectifs majeurs de la recherche actuelle. Dans un réseau de capteurs, des nœuds communiquent entre eux pour remonter l'information vers un puits de données. Ces nœuds disposent d'une ressource énergétique limitée, et pour augmenter la durée de vie du réseau, la contrainte principale de conception est l'efficacité énergétique des architectures et des traitements embarqués.

La durée de vie du réseau représente la durée séparant le moment du déploiement du réseau et le moment où le premier nœud est épuisé. Plusieurs architectures de réseaux de capteurs ont été proposées dans le but d'optimiser les performances du système en réduisant le TEB. D'autres protocoles de routage ont été mis en place afin d'économiser de l'énergie. Dans ce chapitre nous étudions et simulons certains protocoles de routage en terme de consommation d'énergie avant de passer à l'étude des protocoles étudiés précédemment au niveau des performances.

5-2- Modèle de consommation d'énergie

Dans un réseau de capteurs sans fil, l'énergie consommée par un nœud capteur est due généralement aux trois opérations suivantes : la capture, le traitement et la communication.

L'énergie de capture est dissipée pour accomplir les tâches suivantes : Echantillonnage, traitement de signal, conversion analogique/numérique et activation de la sonde de capture.

L'énergie de traitement se divise en deux parties : l'énergie de commutation et l'énergie de fuite. L'énergie de commutation est déterminée par la tension d'alimentation et la capacité totale commutée au niveau logiciel (en exécutant un logiciel). Par contre, l'énergie de fuite correspond à l'énergie consommée lorsque l'unité de calcul n'effectue aucun traitement.

L'énergie de communication se décline en deux parties : l'énergie de réception (requis pour la réception des données) et l'énergie de l'émission (requis pour l'émission des

données). Cette énergie est déterminée par la quantité des données à communiquer et la distance de transmission, ainsi que par les propriétés physiques du module radio. L'émission d'un signal est caractérisée par sa puissance. Quand la puissance d'émission est élevée, le signal aura une grande portée et l'énergie consommée sera plus élevée.

En général les deux énergies de capture et de traitement sont faibles par rapport à celle nécessaire à la communication; c'est pourquoi on s'intéresse plus particulièrement à l'énergie de communication qui représente la plus grande partie de l'énergie consommée par un nœud capteur [36].

Le modèle de consommation d'énergie présenté ci-dessous est utilisé dans [37]. Les énergies d'émission et de réception sont données par les équations (42) et (43).

$$E_{Tx}(n, d) = n.E_{elec} + n.\epsilon_{amp}.d^2 \quad (42)$$

$$E_{Rx}(n) = n.E_{elec} \quad (43)$$

Les deux énergies dépendent bien évidemment de la quantité d'information à transmettre (n : nombre de bits), et de l'énergie de transmission électronique E_{elec} nécessaire pour l'émission et la réception. Deux autres paramètres s'ajoutent pour l'énergie d'émission : le facteur d'amplification pour atteindre un SNR acceptable et la distance d séparant l'émetteur du récepteur.

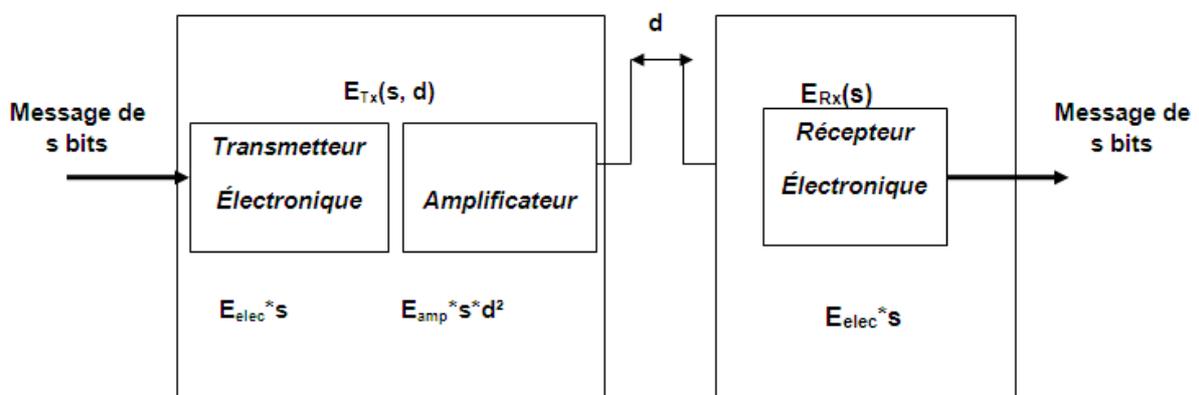


Figure 41 : Schéma représentant le modèle de consommation d'énergie considéré

5-3- Facteurs de la consommation d'énergie

Plusieurs facteurs influencent sur la consommation d'énergie dans un réseau de capteurs [38].

-Etat du module Radio : c'est le composant du capteur responsable de la communication entre les nœuds ; il est donc le composant du capteur qui consomme le plus d'énergie. Ce module peut se mettre dans quatre états :

Etat actif : la radio est allumée, mais elle n'est pas employée. Le capteur n'émet pas et ne reçoit pas, il ne fait qu'écouter le canal.

Etat sommeil : la radio est mise hors tension.

Etat transmission : la radio transmet un paquet.

Etat réception : la radio reçoit un paquet.

Le passage fréquent de l'état actif à l'état sommeil consomme également de l'énergie (énergie de transition), ceci est dû à la puissance requise pour mettre le module en tension. Cette énergie peut être plus importante que l'énergie consommée par le capteur quand il est actif en permanence.

-Les retransmissions : Le canal de transmission affecte la fiabilité de transmission et induit des erreurs, ces erreurs généralement détectées grâce aux protocoles de détection d'erreurs engendrent les retransmissions des données, ces retransmissions de paquets perdus impliquent une perte significative d'énergie.

-La surécoute : ce phénomène se produit quand un capteur reçoit un paquet qui ne lui est pas destiné. L'implication d'autres capteurs pour la réception de ces données engendrent également une perte d'énergie.

-La surcharge : L'échange des messages de contrôle assuré par la couche MAC (Media Access Control) nécessite une énergie supplémentaire notamment pour les fonctions de signalisation, connectivité...

-La taille des paquets : La taille des données échangées influencent forcément sur la consommation d'énergie, elle ne doit être ni grande ni petite, si elle est grande, les puissances nécessaires pour l'émission et pour la réception sont élevées ; si elle est petite, le nombre de données de contrôle (accusés de réception) augmentent l'overhead.

-La distance : c'est un élément majeur qui intervient dans la consommation d'énergie, c'est la distance séparant l'émetteur et le récepteur. La plupart des modèles des canaux considèrent que l'énergie est proportionnelle à d^n (d est la distance entre l'émetteur et le récepteur) et n dépend du milieu de transmission. $n=2$ dans l'espace libre).

-Le routage : Dans les réseaux de capteurs, certains nœuds font le relaiage des données. Pour qu'un paquet soit transmis d'un nœud à un autre, il est acheminé par plusieurs autres nœuds relais, le protocole de routage doit donc être optimisé pour économiser l'énergie consommée due à l'émission et la réception des données par chaque nœud relais.

5-4- Simulation du modèle énergétique sur certains protocoles

Ici on étudie certains protocoles de routage classiques en terme de consommation d'énergie en appliquant le modèle de consommation montré précédemment afin d'observer l'évolution de la consommation d'énergie en fonction du diamètre du réseau.

Les paramètres ci-dessous ont été fixés pour toutes les simulations [37]:

- Energie électrique $E_{elec}=50nJ/bit$
- Le coefficient d'amplification $\epsilon_{amp}=100pJ/bit/m^2$
- Le message envoyé contient 2000 bits
- 100 Capteurs de mêmes caractéristiques

5-4-1- Protocole de transmission directe

Dans un premier temps nous avons appliqué le modèle énergétique montré précédemment sur le protocole de transmission directe.

Nous avons placé 100 capteurs de façon aléatoire dans un espace de diamètre d , l'énergie consommée par le réseau de capteurs sans fil a été ensuite calculée.

La caractéristique du protocole de la transmission directe montre que plus le diamètre du réseau est grand plus les capteurs consomment de l'énergie, ce qui est adéquat avec la théorie. Les capteurs sont responsables de la transmission du message à la station de base sans passer par un relais, ce qui rend ce protocole inefficace pour minimiser l'énergie, mais il peut être utilisé dans d'autres applications qui ne nécessitent pas de grandes distances.

5-4-2- Protocole MTE

La même situation est appliquée sur le protocole MTE qui consiste à passer par des capteurs relais. Chaque capteur choisit le capteur le plus proche en s'approchant de plus en plus à la destination. On détermine ainsi le chemin le plus court pour arriver au récepteur.

L'énergie consommée par le réseau de capteurs sans fil avec le protocole de routage MTE suit la même évolution que l'énergie calculée à partir de la méthode de la transmission directe.

L'énergie consommée par le RCSF (Réseau de Capteurs Sans Fil) en utilisant la méthode MTE est optimisée par rapport à la méthode de la transmission directe, surtout dans les réseaux de grande taille, ce qui est expliquée par le fait que les distances sont moins grandes et l'énergie d'émission est donc moins importante.

5-4-3- Protocole LEACH

La même situation est appliquée, on suppose 10 groupes (10 sous-réseaux) de 10 capteurs chacun. Dans chaque groupe, un capteur head est considéré, la communication entre les sous-réseaux se fait à travers ces capteurs head ; et à l'intérieur de chaque réseau, tous les capteurs transmettent leurs données aux capteurs head (en suivant la transmission directe, puisque les distances sont petites), la communication entre les sous-réseaux se fait avec le protocole MTE pour optimiser la consommation d'énergie.

Le protocole LEACH participe considérablement à l'optimisation de la consommation d'énergie dans les réseaux de capteurs.

5-4-4- Comparaison et conclusion

Après la simulation de ces protocoles de routage, on peut donc comparer les performances de chacune de ces méthodes pour déterminer le protocole permettant d'économiser l'énergie en fonction de la distance, la figure 42 présente les résultats comparés.

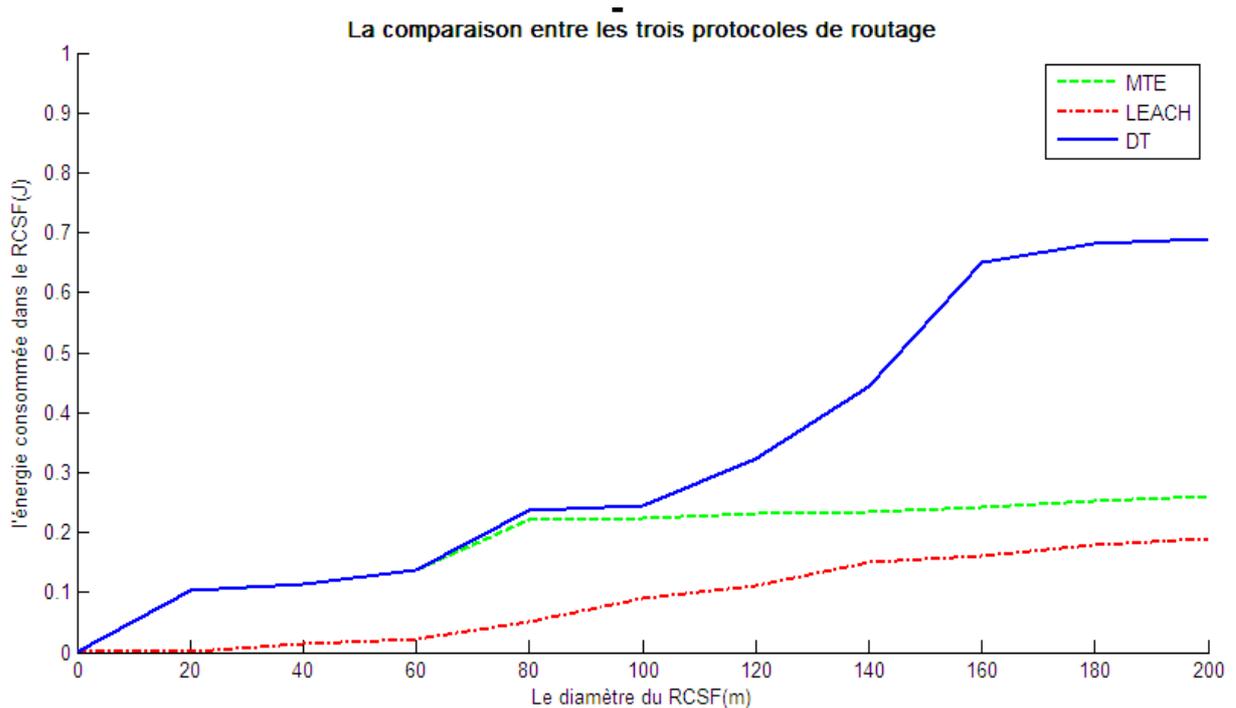


Figure 42 : Comparaison des trois protocoles de routage en matière de consommation d'énergie

Comme le montre la figure ci-dessus, la méthode LEACH est la méthode la plus efficace pour optimiser l'énergie des réseaux de capteurs sans fil, par conséquent pour une distance entre 20 et 60 mètres, la méthode TD (Transmission Directe) et MTE sont similaires, ce qui nous laisse conclure que la méthode TD et MTE peuvent être efficaces pour une transmission à courte distance contrairement aux transmissions longues distances où il faut complètement éviter la méthode TD.

L'utilisation des batteries par les capteurs est une contrainte critique dans les réseaux de capteurs. La deuxième contrainte est environnementale : les capteurs sont parfois déployés

sans surveillance et en grand nombre, de sorte qu'il est difficile de changer ou de recharger leurs batteries. Pour cela, les algorithmes et les protocoles de communication pour les réseaux de capteurs doivent minimiser la consommation d'énergie. Le taux de consommation d'énergie des capteurs reste très variable selon les protocoles utilisés.

Dans cette partie, on s'est intéressé au problème de l'énergie et du routage dans les réseaux de capteurs sans fil, et nous avons présenté une étude sur trois protocoles de routage traitant le problème de la consommation d'énergie.

Dans la partie suivante, on se concentre particulièrement sur les architectures de réseaux étudiées auparavant au niveau des performances TEB, soit l'architecture basée sur le codage réseau, l'architecture utilisant le protocole ARQ et finalement l'architecture basée sur le protocole HCVD. On fera donc une étude comparative de ces protocoles et architectures utilisés dans le contexte des réseaux de capteurs en terme de consommation d'énergie afin de tirer une conclusion sur le choix judicieux du protocole à utiliser selon la plage des SNR's. L'objectif est de déterminer quel protocole est plus économe dans quelle plage de SNR.

5-5- Application aux architectures proposées

Les architectures classiques des réseaux de capteurs se basent sur l'insertion des relais entre les capteurs et la destination [17], ces relais réalisent la fonction XOR entre les flux sortant des différents capteurs sélectionnés. Ces relais génèrent des bits de parité qui permettent de redonder l'information et par conséquent de corriger les erreurs de transmission. Les capteurs devront donc dans ce cas communiquer d'une part avec les relais et d'autre part avec la destination, cette couche de relais va alors consommer de l'énergie qui sera consacrée à la communication avec les capteurs, la destination, mais aussi avec eux même quand on a une architecture basée sur communication entre relais, c'est le cas de l'architecture donnée par l'équation (30)

Le protocole ARQ, de sa part, n'exige pas l'insertion de relais entre capteurs et destination. Les capteurs émettent leurs données, et si le récepteur détecte une erreur, il demande la retransmission de la trame. Ces retransmissions vont par contre consommer davantage d'énergie, notamment pour les faibles SNR's ; en effet, quand le SNR est petit, un grand nombre de trames subit des erreurs et les paquets devront donc être retransmis. Quand

le SNR augmente, il y a de moins en moins de trames fausses ; les retransmissions diminuent et l'énergie consommée devient de plus en plus faible.

Le protocole HCVD consiste à combiner le codage réseau avec le protocole ARQ. Il permet de corriger les trames par un décodage BP grâce aux relais et d'ajouter une couche CRC qui servira à détecter les trames non corrigées. Cette idée permet de réduire le nombre de retransmissions et d'améliorer les performances du système. Pour appliquer ce concept, l'idée consiste à ajouter un champ CRC à la trame générée par les capteurs avant de l'envoyer aux relais. Les capteurs sont indépendants, et aucune unité n'est capable de connaître la trame complète à transmettre. La solution proposée est d'envoyer un groupe de trames à travers les relais, puis d'ajouter les champs CRC pour chaque capteur. Par conséquent d'autres trames seront formées (qui constituent le champ CRC de chaque capteur), et passeront également par les relais pour être corrigées. La correction se fait horizontalement, tandis que la détection se fait verticalement. A chaque fois qu'une erreur est détectée, l'ensemble du groupe (trames utiles plus CRC) sera retransmis. Cette technique présente de très bonnes performances en terme de TEB. En terme de consommation d'énergie, et vu que ce protocole exige l'insertion des relais et se base en plus sur les retransmissions, il est évident qu'il requiert une énergie plus importante que celle consommée dans les deux précédentes approches. Par contre il faut noter que le nombre de retransmissions devient beaucoup plus réduit puisqu'un grand nombre de trames est corrigé grâce à la redondance générée par les relais. Pour les forts SNR's, cette réduction est beaucoup plus importante étant donné qu'un grand nombre d'erreurs est corrigé, ce qui nous permet finalement d'économiser de l'énergie.

5-5-1- Application au codage réseau

L'architecture que nous avons proposée dans le deuxième chapitre offre de très bonnes performances en terme de taux d'erreurs binaire en retardant l'arrivée de l'effet plancher (10^{-7} à 17 dB). Dans cette architecture, chaque relais communique avec deux autres relais et sélectionne deux capteurs selon l'équation (30).

L'énergie totale consommée pour un tel réseau se divise en deux grandes parties: L'énergie d'émission E_e et l'énergie de réception E_r .

L'énergie d'émission concerne quatre énergies élémentaires qu'on note $E_{e.C \rightarrow R}$, $E_{e.C \rightarrow D}$, $E_{e.R \rightarrow R}$ et $E_{e.R \rightarrow D}$.

$E_{e.C \rightarrow R}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis le capteur vers le relais.

$E_{e.C \rightarrow D}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis le capteur vers la destination.

$E_{e.R \rightarrow R}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis le relais vers un autre relais.

$E_{e.R \rightarrow D}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis le relais vers la destination.

Pour un réseau de k capteurs et k relais, on calcule théoriquement l'énergie d'émission consommée dans ce réseau, en supposant que toutes les distances sont égales.

$$Ee = (2k - 1).E_{e.C \rightarrow R} + k.E_{e.C \rightarrow D} + (2k - 7).E_{e.R \rightarrow R} + k.E_{e.R \rightarrow D} \quad (44)$$

Le facteur $(2k - 1)$ vient du fait que chaque capteur envoie sa donnée à deux relais, sauf le dernier capteur qui n'envoie sa donnée qu'à un seul relais.

Le facteur k vient du fait que chaque capteur envoie sa donnée à la destination.

Le facteur $(2k - 7) = (2k - 5 - 2)$ vient du fait que chaque relais communique avec deux autres relais r_{j+2} et r_{j+5} sauf pour les cinq derniers relais qui ne peuvent pas envoyer leurs données au relais r_{j+5} et les deux derniers qui ne peuvent pas envoyer au relais r_{j+2} non plus.

Le facteur k vient du fait que chaque relais envoie sa donnée à la destination.

En supposant que toutes les distances sont égales et que les relais ont les mêmes caractéristiques radio des capteurs, on note :

$$E_{TX} = E_{e.C \rightarrow R} = E_{e.C \rightarrow D} = E_{e.R \rightarrow R} = E_{e.R \rightarrow D} \quad (45)$$

Finalement :

$$Ee = (6k - 8).E_{TX} \quad (46)$$

L'énergie de réception de sa part se divise en quatre énergies : $E_{r,R<C}$, $E_{r,R<R}$, $E_{r,D<C}$ et $E_{r,D<R}$.

$E_{r,R<C}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant du capteur par le relais.

$E_{r,R<R}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant du relais par le relais.

$E_{r,D<C}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant du capteur par la destination.

$E_{r,D<R}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant du relais par la destination.

Donc :

$$E_r = (2k - 1).E_{r,R<C} + (2k - 7).E_{r,R<R} + k.E_{r,D<C} + k.E_{r,D<R} \quad (47)$$

On note également :

$$E_{RX} = E_{r,R<C} = E_{r,R<R} = E_{r,D<C} = E_{r,D<R} \quad (48)$$

Et donc :

$$E_r = (6k - 8).E_{RX} \quad (49)$$

Et finalement, l'énergie totale E_{tot1} consommée dans un tel réseau est :

$$E_{tot1} = (6k - 8).(E_{TX} + E_{RX}) \quad (50)$$

$$E_{tot1} = (6k - 8).(2E_{elec} + \epsilon_{amp}.d^2) \quad (51)$$

Ceci est l'énergie totale consommée lorsque chaque capteur transmet un seul bit.

5-5-2- Application au protocole ARQ

Un système ARQ n'utilise pas les relais, mais se base sur des retransmissions de trames jugées erronées. Dans ce cas l'énergie consommée dépendra du nombre de

retransmissions et donc du SNR. Soit un système ARQ basé sur un CRC de taille $\frac{1}{2}$ de la taille du message utile (par exemple trame de taille 8 et CRC de taille 4).

L'énergie d'émission se décompose en deux énergies élémentaires : $E_{e.C \rightarrow D}$ et $E_{e.D \rightarrow C}$.

$E_{e.C \rightarrow D}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis le capteur vers la destination.

$E_{e.D \rightarrow C}$: L'énergie requise pour l'émission d'un bit depuis la destination vers le capteur. Ceci concerne l'émission des accusés de réception, après la réception de 8 bits par capteur, un accusé de réception est émis.

$$E_e = \frac{3}{2}k.E_{e.C \rightarrow D} + \frac{k}{8}E_{e.D \rightarrow C} \quad (52)$$

Le facteur 1.5 vient du fait qu'après l'envoi de 8 bits par capteur, 4 autres bits de CRC sont envoyés, on envoie donc 1.5 bits pour 1 bit utile.

On considère que toutes les distances sont égales, et on note

$$E_{TX} = E_{e.C \rightarrow D} = E_{e.D \rightarrow C} \quad (53)$$

Donc

$$E_e = \frac{13}{8}k.E_{TX} \quad (54)$$

L'énergie de réception se décompose en deux énergies : $E_{r.C \leftarrow D}$ et $E_{r.D \leftarrow C}$.

$E_{r.C \leftarrow D}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant de la destination par le capteur. Elle concerne la réception des accusés de réception

$E_{r.D \leftarrow C}$: L'énergie requise pour la réception d'un bit venant du capteur par la destination.

$$E_r = \frac{3}{2}k.E_{r.D \leftarrow C} + \frac{k}{8}E_{r.C \leftarrow D} \quad (55)$$

On considère que toutes les distances sont égales, et on note

$$E_{RX} = E_{r.D \leftarrow C} = E_{r.C \leftarrow D} \quad (56)$$

Donc

$$E_r = \frac{13}{8}k.E_{RX} \quad (57)$$

Quand des erreurs sont détectées, les capteurs doivent retransmettre les données, ces retransmissions doivent être prises en compte dans le calcul de l'énergie consommée, ceci dépend donc du pourcentage de trames détectées et donc à retransmettre, cette retransmission suit une suite géométrique, si un pourcentage *ret* est à retransmettre, ce pourcentage est appliqué à chaque fois jusqu'à ce que toutes les trames soient correctement reçues, l'énergie consommée évolue aussi proportionnellement à cette suite géométrique dont le résultat donne : $\frac{1}{1-ret}$

Et finalement, l'énergie totale E_{tot2} consommée dans un tel réseau est :

$$E_{tot2} = \frac{13}{8}k \frac{1}{1-ret} (E_{TX} + E_{RX}) \quad (58)$$

$$E_{tot2} = \frac{13}{8}k \frac{1}{1-ret} (2E_{elec} + \epsilon_{amp}d^2) \quad (59)$$

Ceci est l'énergie totale consommée lorsque chaque capteur transmet un seul bit.

5-5-3- Application au protocole HCVD

Le protocole HCVD combine les deux approches, l'énergie totale consommée est forcément supérieure à l'énergie consommée par les deux méthodes classiques. Par contre, le fait qu'on applique une première couche de correction, va permettre de corriger et donc de réduire considérablement le nombre de retransmissions ; et finalement l'énergie consommée par le protocole ARQ sera réduite.

On se met dans les mêmes suppositions qu'auparavant (8 bits utiles par capteur + 4 bits de CRC) ; l'énergie totale sera donc semblable à l'énergie consommée par une architecture à relais multipliée par un facteur 1.5 (pour le CRC) et un facteur $\frac{1}{1-ret}$ (pour les retransmissions). L'énergie consommée pour l'émission et la réception des accusées est à prendre en compte également.

Et donc

$$E_{tot3} = \frac{1}{1-ret} \left[\frac{3}{2}(6k-8) + \frac{k}{8} \right] (E_{TX} + E_{RX}) \quad (60)$$

Finalement

$$E_{tot3} = \frac{1}{1-ret} \frac{73k-96}{8} (2E_{elec} + \epsilon_{amp} d^2) \quad (61)$$

Appliquons ces équations sur un réseau de petite taille formé de 8 capteurs (utilisé pour le BAN par exemple), (c'est le même réseau qu'on simule sous MATLAB où les capteurs et relais seront placés aléatoirement). Au début on comparera le codage réseau avec le protocole ARQ pour déterminer le pourcentage de retransmissions à partir duquel le système ARQ devient plus judicieux.

Numériquement :

$$E_{tot1} = 40.(2E_{elec} + \epsilon_{amp}.d^2) \quad (62)$$

$$E_{tot2} = \frac{13}{1-ret} (2E_{elec} + \varepsilon_{amp} d^2) \quad (63)$$

Le seuil de retransmission pour lequel le système ARQ devient plus intéressant que le codage réseau est donc $\frac{27}{40} = 67.5\%$. Ce pourcentage correspond à une valeur initiale du SNR de 5 dB et une valeur finale (après retransmissions) de 9.5 dB.

Le protocole HCVD est bien évidemment plus consommateur en énergie que les deux autres protocoles.

5-5-4- Simulation

Dans cette partie, l'objectif est de comparer ces trois protocoles en terme de consommation d'énergie dans un contexte de BAN, les distances ne sont pas forcément égales.

On place aléatoirement 8 capteurs et 8 relais dans un espace qui fait 2m x 0.5m (applicable au BAN) ; les simulations se font dans l'environnement MATLAB, en supposant les caractéristiques considérées dans [37].

Il faut noter que dans cette application la partie $\varepsilon_{amp} d^2$ est négligeable devant l'énergie électrique.

Pour un système de codage réseau basé sur l'architecture correspondante à l'équation (30), l'énergie totale consommée par le réseau (pour l'émission d'un bit par capteur) est de 4μJ. Vu que le produit du coefficient d'amplification et la distance au carré est négligeable, cette énergie de 4μJ est relativement constante quelque soit le SNR.

Pour un système ARQ, l'énergie consommée dépend du nombre de retransmissions et donc du SNR.

La figure 43 présente l'évolution de l'énergie consommée en fonction du SNR.

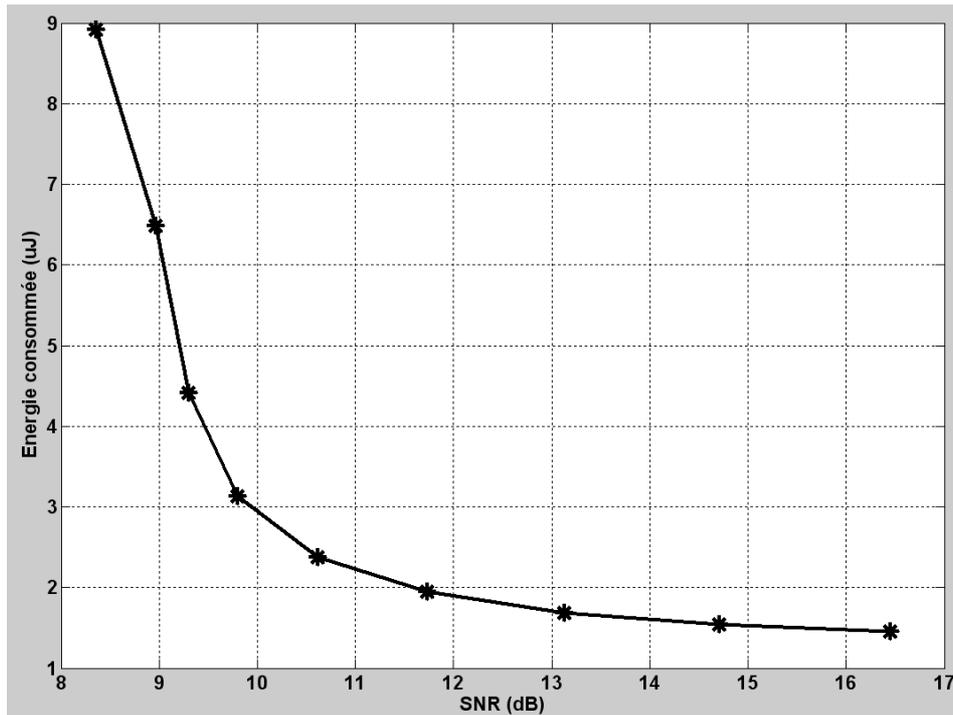


Figure 43 : Evolution de l'énergie consommée en fonction du SNR dans un réseau de 8 capteurs fonctionnant avec le protocole ARQ

En ce qui concerne le protocole HCVD, qui est utile pour les moyens et forts SNR's , il permet, entre autres, de réduire le nombre des retransmissions de 23.39% à 3% pour un SNR initial de 12 dB par exemple. Le nombre de retransmissions est largement bien réduit. Pour cette valeur de SNR, la simulation donne une consommation d'énergie de 6.3µJ contre 4µJ pour une architecture codage réseau simple sans couche de CRC ; par contre, en terme de performances on passe d'un TEB de 10^{-4} à un TEB de 10^{-7} (3 décades de gain).

La figure 44 présente l'évolution de la consommation d'énergie en fonction du SNR pour les différents protocoles proposés.

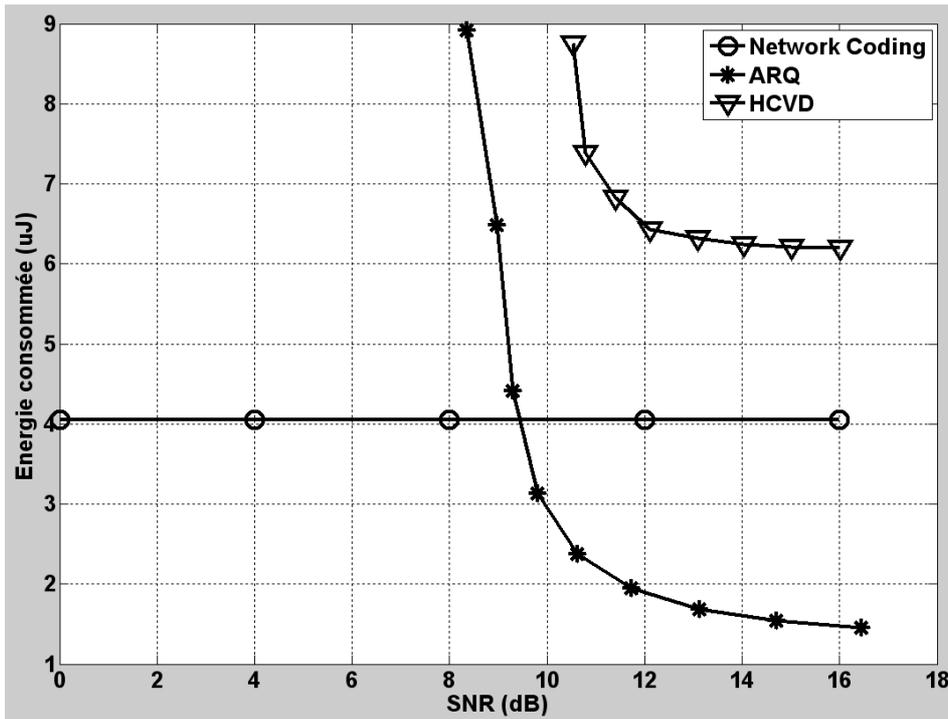


Figure 44 : Comparaison de l'évolution de l'énergie consommée en fonction du SNR dans un réseau de 8 capteurs pour les 3 systèmes considérés

On remarque qu'à partir de 9.5 dB, le protocole ARQ devient plus intéressant en terme de consommation que le codage réseau comme trouvé dans la partie calculatoire.

Ce qui rend l'utilisation du protocole HCVD plus intéressante c'est qu'il permet d'atteindre des performances très intéressantes sans pour autant consommer une grande quantité d'énergie par rapport à une architecture de codage réseau simple. Donc en matière de rapport performance / consommation, il forme une option très intéressante.

5-6- Conclusion

Dans cette partie, on s'est intéressé à l'étude énergétique des différentes architectures précédemment proposées ; on a fait l'étude d'une architecture de réseau de capteurs basée sur le codage réseau et une autre basée sur le protocole ARQ ; les résultats ont montré que ce dernier reste plus optimal en terme de consommation d'énergie à partir d'un SNR de 9.5 dB.

Le nouveau protocole HCVD a été proposé pour réduire les nombre de retransmissions et donc réduire l'énergie tout en améliorant les performances du système; ce système propose un meilleur rapport performance – consommation.

6- Optimisation conjointe du codage de canal et du codage de réseau physique pour les réseaux de capteurs sans fil

6-1- Introduction

Dans ce chapitre nous étudions l'apport du codage de réseau physique (Physical Network Coding : PNC) dans la mise en place d'un réseau de communication fiable entre une station de traitement et un ensemble de capteurs à faible coût. De façon similaire à ce que nous avons présenté dans les chapitres précédents des relais sont insérés entre les capteurs et la destination, relais qui vont mélanger les flux en provenance des différents capteurs afin d'obtenir une bonne diversité au niveau du routage des informations. Nous proposons, ici, l'utilisation de techniques de formation de faisceaux qui permettent d'obtenir une grande efficacité en termes de débits transmis en économisant le nombre de créneaux temporels alloués à la transmission. Cependant, nous considérons cette fois une application où les capteurs sont censés transmettre une quantité importante d'informations de façon sécurisée. Comme type d'application répondant au contexte envisagé nous proposons le cas d'un réseau de caméras de vidéosurveillance à faible coût. Nous supposons qu'il n'y a plus cette fois-ci de lien direct entre les capteurs et la destination, les capteurs doivent d'abord impérativement transmettre leurs informations aux relais. De même, nous considérons cette fois-ci que les liaisons entre capteurs et relais ne sont plus nécessairement fiables et nous utilisons un codage de canal au niveau de chaque capteur pour protéger ses transmissions vers le relais. En plus, nous introduisons un codage de canal particulier au niveau des relais basé sur le principe du codage de réseau physique (PNC) qui permet, en s'adaptant au codage de canal employé à chaque capteur, de fonctionner près des bornes théoriques de capacité. En supposant que les relais et la destination sont équipés de codeurs de canal à accumulation répétition (Repeat Accumulate RA codes), nous donnons la structure du codeur/décodeur de canal à chaque relais qui permet d'être compatible avec le principe du codage de réseau physique. Il faut bien remarquer que, compte tenu de la complexité des solutions mises en œuvre ici, nous considérons une architecture réseau avec un faible nombre de capteurs (typiquement 10-12) ce qui est tout à fait réaliste pour une application de vidéo-surveillance.

6-2- Principes généraux et état de l'art

De nombreux protocoles ont été proposés ainsi que des architectures variées pour fiabiliser les transmissions dans les réseaux de capteurs sans fil. L'utilisation du codage réseau est apparue récemment comme une alternative très intéressante aux solutions déjà existantes [39][40][41][42][43]. Dans le cadre du codage réseau on introduit certains nœuds intermédiaires appelés relais qui vont mélanger entre eux les flux de données qu'ils reçoivent et qui vont diffuser ce mélange d'information à plusieurs destinations en même temps [44][45][46]. Lorsque l'on compare les systèmes à base de codage réseau aux systèmes classiques où les destinations sont servies de façon séquentielle, on se rend compte que le codage réseau permet d'économiser un nombre considérable de créneaux temporels et donc d'augmenter le débit transmis [47]. Cependant, la difficulté est de trouver la bonne façon de connecter des flux multiples en entrée aux différents relais. Une approche prometteuse consiste en l'utilisation des techniques de codage conjoint réseau-canal (JNCC : Joint Network Channel Coding). Le principe de base consiste à utiliser des relais qui vont opérer des OU exclusifs sur les flux entrants pour obtenir une information de redondance qui va se rajouter à l'information transmise de façon directe de telle sorte que l'on se retrouve en réception avec l'équivalent d'un code en bloc performant de type LDPC. Ainsi, le but est de faire coïncider l'architecture du réseau (au niveau des connexions des relais) avec celle d'un code en bloc performant. Cette approche a d'abord été proposée dans [48] puis a ensuite été développée dans [26][49] avec de nouveaux algorithmes d'optimisation. On peut résumer le protocole de transmission de la façon suivante. Lors du premier créneau temporel chaque capteur diffuse ses informations à la fois aux relais et à la destination. Lors du second créneau temporel, les relais décodent les paquets reçus et les combinent à l'aide d'opérateurs OU exclusif (XOR) pour obtenir des bits de parité qui sont transmis à la destination. Cette seconde étape correspond à ce que l'on appelle classiquement l'étape de codage réseau et c'est elle qui pose évidemment le plus de problèmes en pratique avec le choix des flux entrants à chaque relais, leur nombre qui va déterminer le degré du nœud de parité. Finalement, à la destination, l'ensemble des bits transmis au premier créneau temporel et des bits de parité transmis au second créneau temporel vont former un graphe de Tanner sur lequel on pourra appliquer un algorithme de décodage par propagation de croyance.

Nous proposons, par comparaison à la littérature et en particulier [49], une approche différente qui présente des avantages notables par rapport à cette référence. Le premier point

important concerne l'amélioration de la première phase de diffusion [39]. Dans la référence les auteurs proposent d'utiliser des canaux orthogonaux pour sécuriser la transmission vers les relais. Ceci est très pénalisant en termes d'occupation spectrale ou de débits transmis en fonction du type d'accès multiple utilisé (AMRF ou AMRT). Pour remédier à cela nous proposons ici une technique, basée sur la formation de faisceaux en antennes multiples en supposant que les relais et la destination sont équipés chacun de K antennes multiples, qui permet aux $2.K$ transmissions montantes et descendantes d'être réalisées à l'aide de $(K+2)$ créneaux temporels. Cette excellente performance est possible car nous proposons une technique de réduction des interférences aux relais basée sur l'utilisation de la formation de faisceaux. L'idée vient en fait du concept d'alignement des interférences [50] et son principe consiste à faire en sorte que les messages transmis et reçus par un même capteur arrivent dans la même direction au relais. Nous proposons donc des techniques de précodage et de formation de faisceaux [51][52][53][54][55] pour faire en sorte que les signaux envoyés et reçus par un même capteur puissent être appairés ensemble. Un autre avantage du système proposé est qu'il permet des échanges de messages dans les deux directions entre la destination et les capteurs. On peut, par exemple, envisager le cas où la destination renvoie des informations de contrôle vers les capteurs et ceci n'est pas étudié dans [49].

De plus, en remarquant que notre système est entièrement compatible avec les principes du codage réseau Physical Network Coding (PNC), nous proposons un schéma de codage distribué avec un schéma de codage de canal appliqué à la destination et au niveau des capteurs et le codage réseau est appliqué au relais pour coder les flux de données entrant depuis la destination et les capteurs. Nous montrons que le système proposé permet de transmettre simultanément les K messages codés depuis les capteurs et les messages de contrôle codés depuis la destination. Grâce aux matrices de précodage qui réalisent la formation de faisceaux ces messages sont combinés aux relais de telle sorte que l'on obtient K flux à coder en codage réseau au niveau des relais. On suppose que les capteurs et la destination sont tous équipés de codeurs de canal à accumulation répétition (RA codes) et nous montrons comment réaliser le décodeur de canal au niveau des relais pour obtenir une information pondérée de la somme des paquets transmis et pour ensuite effectuer le codage réseau physique des paquets renvoyés par les relais vers les capteurs et la destination. Pour cela nous nous sommes inspirés des travaux présentés dans [56][57], travaux qui portent le nom de CNC (Channel-decoding-Network-Coding process). Des règles de construction similaires sont également proposées dans [58][59].

La suite du chapitre comprend la description détaillée du système proposé avec les calculs de matrices de précodage. Puis nous détaillerons les opérations de codage de canal et de codage réseau avec les algorithmes de décodage nécessaires au niveau des relais. Enfin, des résultats de simulation seront fournis qui permettront de conclure quant à l'efficacité du système proposé.

6-3- Le système proposé

On considère un réseau de capteurs avec K capteurs, chaque capteur étant équipé d'une seule antenne d'émission/réception et avec un codeur/décodeur de canal. Ici on utilise des codeurs de canal à accumulation répétition (RA codes) à la fois aux capteurs et à la destination. Dans le contexte particulier étudié ici, aucun lien direct n'existe entre les capteurs et la destination. Le relais est équipé d'antennes multiples et possède K codeurs/décodeurs réseaux. La destination est également équipée d'antennes multiples et contient K codeurs/décodeurs de canal. La figure 45 décrit le système étudié. Les phases d'échanges de données se décomposent en deux étapes :

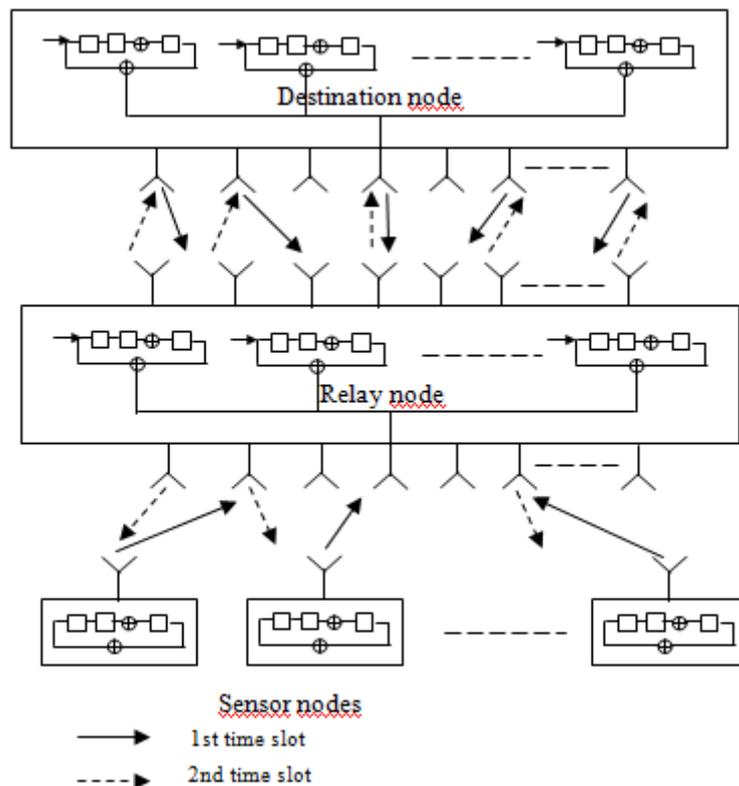


Figure 45 : Architecture du système proposé

- La première étape est la phase de diffusion dans laquelle les capteurs et la destination échangent leurs informations avec l'aide du relais. Le relais est équipé de K antennes où K correspond au nombre de capteurs dans le réseau.

- La seconde étape est l'étape de codage réseau au niveau du relais. Après décodage des données reçus, le relais combine entre eux les flux entrants et les retransmet vers la destination et les capteurs. La façon dont le relais effectue le codage réseau est décrite dans la section qui suit.

Dans cette partie nous nous intéressons plus particulièrement à la phase de diffusion. Dans [49], les auteurs supposent que les capteurs transmettent leurs données sur des canaux orthogonaux (ils transmettent séquentiellement dans le cas du TDMA). Ceci conduit à de faibles débits. Nous proposons ici un nouveau protocole de transmission qui permet aux $2K$ transmissions montantes et descendantes d'être réalisées en $(K + 2)$ créneaux temporels.

Lors du premier créneau temporel, le nœud de destination transmet une version précodée des messages de contrôle vers les capteurs, \mathbf{Pm} , où $\mathbf{m} = [m_1, m_2, \dots, m_K]^T$ et \mathbf{P} est une matrice de précodage $K \times K$ au nœud de destination. Sachant que la puissance transmise à chaque antenne est égale à 1, la matrice de précodage doit satisfaire la contrainte : $\text{trace}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq K$. Ensuite, chaque capteur transmet son propre message s_i $i \in \{1, \dots, K\}$ vers la destination. A la fin du premier créneau temporel, le signal au niveau du relais peut s'écrire :

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_{DR}\mathbf{Pm} + \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{jR}s_j + \mathbf{n}_R \quad (64)$$

Où \mathbf{H}_{DR} représente la matrice de canal de taille $K \times K$ entre le nœud de destination et le relais et \mathbf{H}_{jR} est le vecteur de canal entre le relais et le capteur numéro j . Enfin \mathbf{n}_R est un vecteur de bruit Gaussien blanc de taille $K \times 1$.

Durant le second créneau temporel, le relais décode le signal reçu pour obtenir des informations soft sur les quantités $m_j \oplus s_j$ en utilisant un algorithme de décodage particulier. En appelant \hat{u}_j la valeur estimée de $m_j \oplus s_j$ à la fin du processus de décodage, \hat{u}_j est ensuite codé à l'aide d'un code RA et est diffusé vers les capteurs et le nœud de destination. En

d'autres termes et de façon plus détaillée, les vecteurs $\hat{\mathbf{t}} = [\hat{t}_1, \hat{t}_2, \dots, \hat{t}_K]^T$, qui représentent les mots de codes correspondants à $\hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_K$, sont ensuite diffusés, après avoir été modulés en BPSK vers les capteurs et le nœud de destination. En notant $\tilde{\mathbf{t}}$ le vecteur modulé correspondant à $\hat{\mathbf{t}}$, les vecteurs $\tilde{\mathbf{t}}$ sont transmis durant les K prochains créneaux temporels vers les capteurs en utilisant des matrices de précodage $\mathbf{W}^{(j)}$. En supposant que l'on souhaite transmettre le $j^{\text{ème}}$ élément du vecteur $\tilde{\mathbf{t}}$ vers le capteur j , on peut utiliser la matrice de précodage suivante (ce qui revient ici à orthogonaliser les transmissions) :

$$\mathbf{W}^{(j)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

En d'autres termes, la matrice $\mathbf{W}^{(j)}$ est une matrice $K \times K$ nulle à l'exception du $j^{\text{ème}}$ terme sur la diagonale qui est égal à 1. Physiquement, cela correspond au cas où les composantes de $\tilde{\mathbf{t}}$ sont transmises séquentiellement sur les K antennes du relais. On obtient alors le signal reçu au $j^{\text{ème}}$ capteur sous la forme :

$$y_j = \mathbf{H}_{Rj} \mathbf{W}^{(j)} \tilde{\mathbf{t}} + n_j \quad (65)$$

Ici, \mathbf{H}_{Rj} est le vecteur $1 \times K$ du canal de propagation entre le $j^{\text{ème}}$ capteur et le relais. En supposant la réciprocité des canaux, nous supposons : $\mathbf{H}_{Rj} = \mathbf{H}_{jR}^T$. Ensuite, les vecteurs $\tilde{\mathbf{t}}$ sont transmis vers le nœud destination dans le prochain créneau temporel. Pour ce faire, le relais utilise un vecteur de précodage \mathbf{F} de taille $K \times K$ et la destination va pondérer le signal reçu avec une autre matrice \mathbf{G} de taille $K \times K$. On obtient le signal reçu à la destination sous la forme :

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{G} \mathbf{H}_{RD} \mathbf{F} \tilde{\mathbf{t}} + \mathbf{G} \mathbf{n}_D \quad (66)$$

Un choix possible pour \mathbf{G} et \mathbf{F} consiste à prendre : $\mathbf{F} = (\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD})^{-1}$ et $\mathbf{G} = \mathbf{H}_{RD}^H$. On suppose une fois de plus que, d'après la réciprocité des canaux, $\mathbf{H}_{RD} = \mathbf{H}_{DR}^T$.

Il reste à déterminer la matrice de précodage \mathbf{P} à la destination. Pour cela, on se sert du concept d'alignement des interférences [60] en essayant de grouper ensemble les messages partant et arrivant à un même capteur. Ceci revient à grouper ensemble les messages m_i et s_i . Ceci peut être obtenu en utilisant la matrice \mathbf{P} définie par :

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{D}_m \quad (67)$$

Où $\mathbf{H}_R = [\mathbf{H}_{1R}, \mathbf{H}_{2R}, \dots, \mathbf{H}_{KR}]$ et \mathbf{D}_m est une matrice diagonale nécessaire pour satisfaire à la contrainte de puissance. Avec une telle matrice de précodage \mathbf{P} , le relais peut grouper les messages en provenance et à destination du même utilisateur sous la forme :

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_R (\mathbf{D}_m \mathbf{m} + \mathbf{s}) + \mathbf{n}_R \quad (68)$$

Où $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_K]^T$, est le vecteur des symboles transmis depuis les capteurs. Dans ce cas, et selon les mêmes principes que le codage de réseau physique (PNC) [42], le relais traite directement le mélange des signaux m et s . En ce qui concerne le calcul de la puissance totale au niveau du nœud destination, on obtient, en utilisant la matrice \mathbf{P} de précodage :

$$\begin{aligned} \text{trace}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) &= \text{trace}\left(\mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{D}_m^2 \left(\mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R\right)^H\right) \\ &= \text{trace}\left(\left(\mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R\right)^H \mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{D}_m^2\right) \end{aligned} \quad (69)$$

Pour satisfaire à la contrainte de puissance unitaire, on peut prendre la matrice \mathbf{D}_m suivante :

$$\mathbf{D}_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\mathbf{H}_{1R}^H \left(\mathbf{H}_{DR}^{-1}\right)^H \mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_{1R}}} & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \frac{1}{\sqrt{\mathbf{H}_{KR}^H \left(\mathbf{H}_{DR}^{-1}\right)^H \mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_{KR}}} \end{bmatrix} \quad (70)$$

Avec une telle matrice on obtient une puissance égale à:

$$\text{trace}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) = \text{trace}\left(\left(\mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R\right)^H \mathbf{H}_{DR}^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{D}_m^2\right) = K \quad (71)$$

6-4- Le codage réseau au niveau du relais

Le principe de codage est directement relié au signal reçu au niveau du relais.

$$y_R = H_R (D_m m + s) + n_R$$

On suppose maintenant que les messages transmis depuis les capteurs élémentaires et la destination sont codés par un codeur de type RA. La structure d'un code RA est rappelée sur la figure ci-dessous.

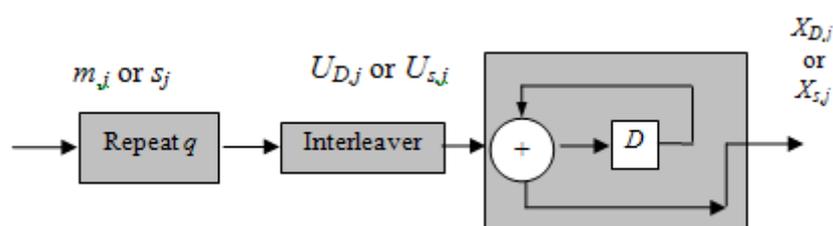


Figure 46 : Structure d'un code RA

Comme mentionné dans [56][57], il y a deux solutions classiques pour traiter le problème du codage réseau coopératif (Cooperative Network Coding : CNC) au niveau du relais. La première idée consiste à décoder séparément m_i et s_i à partir du signal reçu y_R . Le relais peut d'abord décoder m_i en considérant s_i comme un signal interférent et peut ensuite décoder s_i en retranchant m_i du signal décodé obtenu. On obtient alors la quantité $m_i \oplus s_i$ en combinant les sorties pondérées du décodeur. La seconde solution consiste à estimer : $P_{X_{s,j} \oplus X_{D,j}}(a) = \Pr(X_{s,j} \oplus X_{D,j} = a / y_R)$ à partir du vecteur reçu y_R avec, par exemple, la méthode proposée dans [61]. En décodant l'estimation de $X_{s,j} \oplus X_{D,j}$ i.e. $P_{X_{s,j} \oplus X_{D,j}}$ à l'aide d'un décodeur à entrées pondérées, le relais peut alors obtenir la quantité: $m_i \oplus s_i$.

6-4-1- Le schéma de décodage proposé

Il est possible de concevoir un schéma de décodage plus performant que les deux solutions mentionnées précédemment. La nouvelle solution proposée, appelée en anglais

Arithmetic-sum Channel decoding Network Coding process (ACNC), possède les avantages suivants: -1) Le relais décode directement le paquet reçu y_R en exploitant complètement la dépendance entre les symboles codés reçus et -2) Il ne décode pas explicitement m_i et s_i mais se contente d'obtenir la distribution de probabilité de la quantité $m_i + s_i$ que l'on peut alors aisément transformer en $:m_i \oplus s_i$. On peut trouver des techniques semblables dans les références [58][59]. De façon similaire à [56][57], nous allons maintenant essayer de définir une structure de décodeur équivalent au niveau du relais, en appliquant les principes de l'ACNC. Pour chaque ligne de y_R le décodeur au niveau du relais doit traiter la superposition des signaux reçus depuis la destination $D_m(j,j).mj = d_{m,j}.m_j$ et depuis le capteur numéro j s_j pour générer la superposition des deux entrées des codeurs au niveau du capteur j et à la destination. Dans ces conditions et en considérant la ligne j du vecteur reçu, le décodeur au niveau du relais peut être considéré comme un décodeur opérant sur un codeur équivalent qui aurait $S_{R,j}$ en entrée et qui générerait $X_{R,j}$ en sortie.

$$S_{R,j} = m_j + s_j \quad X_{R,j} = d_{m,j}X_{D,j} + X_{s,j} \quad (72)$$

Ce codage virtuel équivalent, qui réalise l'opération de Arithmetic-sum Channel decoding Network Coding process (ACNC), est dessiné sur la figure 47 ci-dessous.

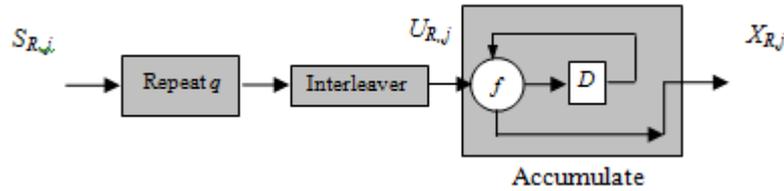


Figure 47 : Le codeur équivalent pour l'ACNC

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessus, le codeur a la même structure qu'un code RA conventionnel excepté que la sommation binaire est remplacée par un opérateur représenté par une fonction f . Cette fonction f doit vérifier les égalités suivantes :

$$x_{R,j}[k] = f(x_{R,j}[k-1], u_{R,j}[k]) = d_{m,j}x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k] \quad (73)$$

Avec : $s_{R,j}[l] = m_j[l] + s_j[l]$, $x_{D,j}[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ bit codé correspondant au message m_j depuis la destination et $x_{s,j}[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ bit codé correspondant au message s_j depuis le capteur j . $u_{R,j}[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ symbole entrelacé au relais et $s_{R,j}[l] = u_{R,j}[k]$ est le $l^{\text{ème}}$ bit d'information, sachant que l'indice l est déterminé par l'entrelaceur. Dans notre cas, les entrelaceurs utilisés à la destination, au relais et aux différents capteurs sont supposés être tous identiques. A partir de la figure 46, les relations entre $x_{D,j}[k]$, $x_{s,j}[k]$ et $m_j[l]$, $s_j[l]$ peuvent s'écrire sous la forme:

$$\begin{aligned} x_{D,j}[k] &= x_{D,j}[k-1] \oplus u_{D,j}[k] = x_{D,j}[k-1] \oplus m_j[l] \\ x_{s,j}[k] &= x_{s,j}[k-1] \oplus u_{s,j}[k] = x_{s,j}[k-1] \oplus s_j[l] \end{aligned} \quad (74)$$

En combinant entre elles les équations (73) et (74), on peut alors déterminer la fonction f , nous obtenons :

$$\begin{aligned} x_{R,j}[k] &= f(x_{R,j}[k-1], u_{R,j}[k]) \\ &= d_{m,j}(x_{D,j}[k-1] \oplus m_j[l]) + x_{s,j}[k-1] \oplus s_j[l] \end{aligned} \quad (75)$$

Les différentes valeurs possibles de $x_{R,j}[k]$ sont alors : $0, \gamma_1 = 1, \gamma_2 = d_{m,j}, \gamma_3 = 1 + d_{m,j} = \gamma_1 + \gamma_2$ et $\gamma_4 = 1$ or $d_{m,j}$. Ceci entraîne : $\gamma_4 = \gamma_1$ or γ_2 . Nous obtenons les règles suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_3, (m_j + s_j)[l] = 2 \\ \gamma_4 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_3, (m_j + s_j)[l] = 1 \\ \gamma_3 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_3, (m_j + s_j)[l] = 0 \\ \gamma_2 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_1, (m_j + s_j)[l] = 2 \\ \gamma_1 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_2, (m_j + s_j)[l] = 2 \\ 0 \text{ or } \gamma_3 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_4, (m_j + s_j)[l] = 1 \\ \gamma_1 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_1, (m_j + s_j)[l] = 0 \\ \gamma_2 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = \gamma_2, (m_j + s_j)[l] = 0 \\ \gamma_3 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = 0, (m_j + s_j)[l] = 2 \\ \gamma_4 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = 0, (m_j + s_j)[l] = 1 \\ 0 \text{ if } x_{R,j}[k-1] = 0, (m_j + s_j)[l] = 0 \end{array} \right. \quad (76)$$

L'encodage et le décodage d'un tel code au relais peuvent être visualisés à l'aide d'un graphe de Tanner. Pour ce qui concerne l'étape de codage le graphe de Tanner est lu depuis la gauche vers la droite alors que pour l'étape de décodage le graphe de Tanner est lu en sens inverse depuis la droite vers la gauche. Le principe bien connu du décodage consiste à échanger des probabilités à postériori entre les nœuds d'information et les nœuds de parité. Une fois que ce processus d'échange a suffisamment convergé on peut décoder : $m_j[l] + s_j[l]$.

6-4-2- Graphe de Tanner et algorithme de décodage proposé

Les codes RA peuvent être décrits à l'aide d'un graphe bipartite dit graphe de Tanner. L'algorithme de décodage utilisé est l'algorithme dit de propagation de croyance (Belief Propagation Algorithm) [62]. Le graphe de Tanner correspondant au codeur de réseau virtuel au niveau du relais est dessiné sur la figure 48.

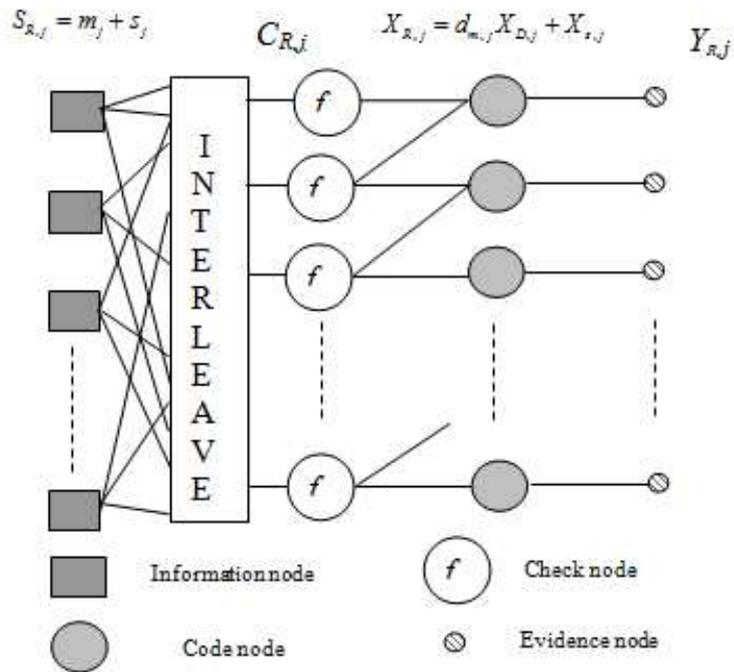


Figure 48 : Graphe de Tanner du codeur RA virtuel au relais

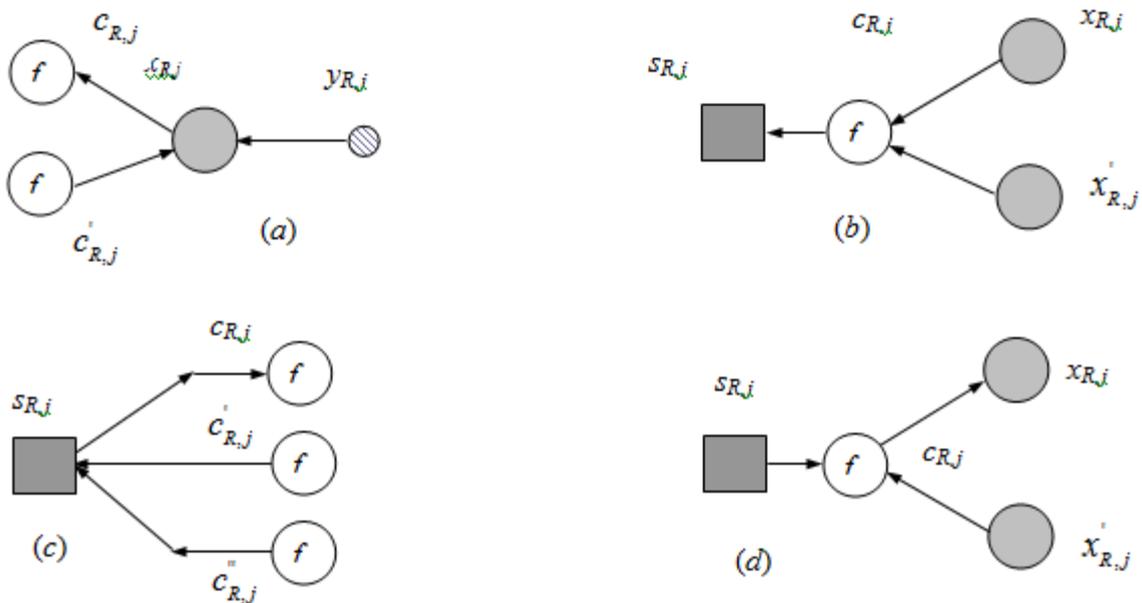


Figure 49 : Les différentes configurations possibles pour la mise à jour des messages échangés

En ce qui concerne l'algorithme de décodage il y a quatre configurations possibles représentées en figure 49. L'algorithme de décodage procède de la façon suivante. Nous

supposons par exemple qu'un égaliseur MIMO de type ZF (Zero Forcing) est utilisé au récepteur, ceci entraîne que le vecteur du signal reçu y_R soit multiplié par la matrice pseudo-inverse de \mathbf{H}_R . Ainsi, après l'égalisation ZF au niveau du relais et en supposant l'utilisation d'une modulation MDP-2, le $k^{\text{ème}}$ symbole reçu sur la $j^{\text{ème}}$ ligne au niveau du relais s'écrit :

$$\begin{aligned} y_{R,j}[k] &= d_{m,j} \cdot (2 \cdot x_{D,j}[k] - 1) + 2 \cdot x_{s,j}[k] - 1 + n'_R \\ &= 2 \cdot (d_{m,j} \cdot x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k]) - d_{m,j} - 1 + n'_R \end{aligned} \quad (77)$$

Une autre solution possible, plus performante que l'emploi d'un égaliseur MIMO ZF, peut consister en l'emploi d'un décodeur par sphère qui approxime la solution de maximum de vraisemblance [63]. En ce qui concerne l'algorithme de décodage, on note $P[h,t]$ le message transféré entre un nœud de parité et un nœud de variable. Nous avons alors les notations suivantes: $P[h,t] = (p_0, p_1, p_2)$ est un vecteur pour lequel la quantité p_i , $i = 0, 1$ ou 2 représente la probabilité que le nœud de variable correspondant prenne la valeur i . On a donc :

$$\begin{aligned} p_0 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 0) \\ p_1 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 1) \\ p_2 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 2) \end{aligned} \quad (78)$$

Les messages au niveau des nœuds de variable sont initialisés avec la valeur: $(1/4, 1/2, 1/4)$. De façon semblable $P'_k = (p'_0, p'_1, p'_2, p'_3)$ est un vecteur pour lequel la quantité p'_i désigne la probabilité que le $k^{\text{ème}}$ symbole codé est i avec $i = 0, 1, d_{m,j}$ ou $1 + d_{m,j}$. Nous avons donc ici :

$$\begin{aligned} p'_0 &= \Pr(d_{m,j} \cdot x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k] = 0 | y_{R,j}[k]) \\ p'_1 &= \Pr(d_{m,j} \cdot x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k] = 1 | y_{R,j}[k]) \\ p'_2 &= \Pr(d_{m,j} \cdot x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k] = d_{m,j} | y_{R,j}[k]) \\ p'_3 &= \Pr(d_{m,j} \cdot x_{D,j}[k] + x_{s,j}[k] = 1 + d_{m,j} | y_{R,j}[k]) \end{aligned} \quad (79)$$

Tous les messages sont initialisés à (1/4, 1/4, 1/4, 1/4) excepté les messages qui arrivent aux nœuds de preuve (evidence nodes). Ces messages doivent être calculés en tenant compte des sorties du canal $y_{R,j}[k]$ et on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
P_k' &= (p_0', p_1', p_2', p_3') \\
&= \frac{1}{\lambda} \left(\exp\left[\frac{-(y_{R,j}[k]+1+d_{m,j})^2}{2\sigma^2}\right], \exp\left[\frac{-(y_{R,j}[k]-1+d_{m,j})^2}{2\sigma^2}\right] \right. \\
&\quad \left. \exp\left[\frac{-(y_{R,j}[k]+1-d_{m,j})^2}{2\sigma^2}\right], \exp\left[\frac{-(y_{R,j}[k]-1-d_{m,j})^2}{2\sigma^2}\right] \right)
\end{aligned} \tag{80}$$

Le terme λ est un facteur de normalisation donné par l'expression :

$$\begin{aligned}
\lambda &= \exp^{-y_{R,j}^2[k]/2\sigma^2} \left(\exp^{-[2(1+d_{m,j})y_{R,j}[k]+(1+d_{m,j})^2]/2\sigma^2} + \dots \right. \\
&\quad + \exp^{-[2(1-d_{m,j})y_{R,j}[k]+(1-d_{m,j})^2]/2\sigma^2} + \dots \\
&\quad + \exp^{-[-2(1+d_{m,j})y_{R,j}[k]+(1+d_{m,j})^2]/2\sigma^2} + \\
&\quad \left. + \exp^{-[-2(1-d_{m,j})y_{R,j}[k]+(1-d_{m,j})^2]/2\sigma^2} \right)
\end{aligned} \tag{81}$$

On obtient donc finalement:

$$\begin{aligned}
\lambda &= 2 \cdot \exp^{-y_{R,j}^2[k]/2\sigma^2} \left(\exp^{-[(1+d_{m,j})^2]/2\sigma^2} \operatorname{ch}(2(1+d_{m,j})y_{R,j}[k]/2\sigma^2) + \dots \right. \\
&\quad \left. \exp^{-[(1-d_{m,j})^2]/2\sigma^2} \operatorname{ch}(2(1-d_{m,j})y_{R,j}[k]/2\sigma^2) \right)
\end{aligned} \tag{82}$$

6-4-3- Mise à jour des messages

a) La première règle de mise à jour concerne les messages émis depuis un nœud de variable ; ceci correspond aux cas des figures 49 (a) et 49 (c).

Cas de la figure 49 (a) : lorsque les vecteurs de probabilité des deux messages entrants $P' = (p_0', p_1', p_2', p_3')$ et $Q' = (q_0', q_1', q_2', q_3')$ (associés à une connexion depuis y vers x et de c' vers x) arrivent à un nœud de parité de degré 3 (à l'exception du nœud le plus bas dans le graphe), la probabilité que le symbole codé soit 0 est obtenue de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
\Pr(x = 0|P, Q) &= \frac{\Pr(P, Q | x = 0) \cdot \Pr(x = 0)}{\Pr(P, Q)} \\
&= \frac{\Pr(P, Q | x = 0) \cdot \Pr(x = 0)}{\Pr(P, Q)} \\
&= \frac{\Pr(P | x = 0) \cdot \Pr(Q | x = 0) \cdot \Pr(x = 0)}{\Pr(P, Q)} \quad (83) \\
&= \frac{\Pr(x = 0|P) \cdot \Pr(x = 0|Q) \cdot \Pr(P) \cdot \Pr(Q)}{\Pr(P, Q) \cdot \Pr(x = 0)} \\
&= 4\alpha p_0' q_0'
\end{aligned}$$

La quantité γ est définie par: $\alpha = \frac{\Pr(P) \cdot \Pr(Q)}{\Pr(P, Q)}$. Pour obtenir (83), nous avons supposé que les deux messages d'entrée, conditionnellement à la valeur de x , étaient indépendants ce qui donne : $\Pr(P, Q | x) = \Pr(P | x) \cdot \Pr(Q | x)$ et nous supposons de plus que : $\Pr(x = 0) = 1/4$. De façon similaire, nous obtenons :

$$\Pr(x = 1|P, Q) = 4\gamma p_1' q_1', \Pr(x = d_{m,j}|P, Q) = 4\alpha p_2' q_2' \text{ et } \Pr(x = 1 + d_{m,j}|P, Q) = 4\alpha p_3' q_3'$$

On obtient donc le message de sortie au nœud de variable sous la forme :

$$\text{VAR}(P, Q) = 4\alpha(p_0' q_0', p_1' q_1', p_2' q_2', p_3' q_3') \quad (84)$$

$$\text{Avec: } \alpha = \frac{1}{4(p_0' q_0' + p_1' q_1' + p_2' q_2' + p_3' q_3')}.$$

Remarques:

-1) Les équations de mise à jour pour le scénario de la figure 49 (c) sont assez semblables à celles que nous venons d'obtenir dans (83) excepté le fait que le nœud de variable est ici un nœud d'information et non un nœud de parité et ainsi les probabilités associées correspondent à un symbole non codé.

-2) Si nous considérons les messages sous forme logarithmique (LLR) c'est-à-dire : $p'_k = (0, \log(p'_1/p'_0), \log(p'_2/p'_0), \log(p'_3/p'_0))$, on trouve que l'équation (84) est équivalente à la sommation de tous les LLR's entrants.

b) La seconde règle de calcul concerne la mise à jour des messages partant depuis un nœud de parité. Ceci correspond aux cas des figures 49 (b) et 49 (d).

Cas de la figure 49 (b) : Si nous considérons un nœud de parité, la probabilité que le symbole d'information soit 0 à partir des deux messages d'entrée $P' = (p'_0, p'_1, p'_2, p'_3)$ et $Q' = (q'_0, q'_1, q'_2, q'_3)$ (associés aux liens dans le graphe entre x et c et entre x' et c) est égale à :

$$\begin{aligned}
& \Pr(x = 0 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3, x' = 2 | P, Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_4, x' = 1 | P, Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0, x' = 0 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3 | P) \cdot \Pr(x' = 2 | Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_4 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0 | P) \cdot \Pr(x' = 0 | Q) \tag{85} \\
&= \Pr(x = \gamma_3 | P) \cdot \Pr(x' = 2 | Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_1 \text{ or } \gamma_2 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0 | P) \cdot \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3 | P) \cdot \Pr(x' = 2 | Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_1 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_2 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \Pr(x = 0 | P) \cdot \Pr(x' = 0 | Q)
\end{aligned}$$

On obtient finalement:

$$\begin{aligned}
& \Pr(x = 0 | P, Q) \\
&= p'_3 q'_2 + \frac{1}{2} p'_1 q'_1 + \frac{1}{2} p'_2 q'_1 + p'_0 q'_0 \tag{86}
\end{aligned}$$

De la même façon, on obtient:

$$\begin{aligned}
& \Pr(x = 1 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1, x' = 0 | P, Q) + \Pr(x = \gamma_2, x' = 2 | P, Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_3, x' = 1 | P, Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = 0, x' = 1 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1 | P) \cdot \Pr(x' = 0 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P) \cdot \Pr(x' = 2 | Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_3 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = 0 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) \\
&= p_1 q_0 + p_2 q_2 + \frac{1}{2} p_3 q_1 + \frac{1}{2} p_0 q_1
\end{aligned} \tag{87}$$

Et:

$$\begin{aligned}
& \Pr(x = d_{mj} | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1, x' = 2 | P, Q) + \Pr(x = \gamma_2, x' = 0 | P, Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_3, x' = 1 | P, Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = 0, x' = 1 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1 | P) \cdot \Pr(x' = 2 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P) \cdot \Pr(x' = 0 | Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_3 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = 0 | P) \cdot \Pr(x' = 1 | Q) \\
&= p_1 q_2 + p_2 q_0 + \frac{1}{2} p_3 q_1 + \frac{1}{2} p_0 q_1
\end{aligned} \tag{88}$$

Enfin, pour la dernière probabilité à calculer:

$$\begin{aligned}
& \Pr(x = 1 + d_{mj} | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3, x' = 0 | P, Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_4, x' = 1 | P, Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0, x' = 2 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3, x' = 0 | P, Q) + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_1, x' = 1 | P, Q) + \dots \\
&\dots + \frac{1}{2} \Pr(x = \gamma_2, x' = 1 | P, Q) + \Pr(x = 0, x' = 2 | P, Q) \\
&= p_3 q_0 + \frac{1}{2} p_1 q_1 + \frac{1}{2} p_2 q_1 + p_0 q_2
\end{aligned} \tag{89}$$

Cas de la figure 49 (d) : Dans ce cas, nous avons deux messages venant de $c'_{R,j}$ et $c''_{R,j}$ correspondant aux quantités $x_{R,j}[k-1]$ et $x_{R,j}[k]$ dans l'équation (76) et nous en déduisons les différentes probabilités : $P[h, t] = (p_0, p_1, p_2)$. Par exemple, pour p_0 nous obtenons :

$$\begin{aligned}
p_0 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 0 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_3 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P). \Pr(x' = \gamma_2 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 1 | P). \Pr(x' = 1 | Q) + \Pr(x = 0 | P). \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \dot{p}_0 \dot{q}_0 + \dot{p}_1 \dot{q}_1 + \dot{p}_2 \dot{q}_2 + \dot{p}_3 \dot{q}_3
\end{aligned} \tag{90}$$

Pour p_1 , nous obtenons le calcul suivant:

$$\begin{aligned}
p_1 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 1 | P, Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_4 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \Pr(x = 0 \text{ or } \gamma_3 | P). \Pr(x' = \gamma_4 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = \gamma_4 | P). \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1 \text{ or } \gamma_2 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \\
&\dots + \Pr(x = 0 \text{ or } \gamma_3 | P). \Pr(x' = \gamma_1 \text{ or } \gamma_2 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = \gamma_1 \text{ or } \gamma_2 | P). \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \Pr(x = \gamma_1 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0 | P). \Pr(x' = \gamma_1 | Q) + \Pr(x = \gamma_3 | P). \Pr(x' = \gamma_1 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = 0 | P). \Pr(x' = \gamma_2 | Q) + \Pr(x = \gamma_3 | P). \Pr(x' = \gamma_2 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = \gamma_1 | P). \Pr(x' = 0 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P). \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \dot{p}_1 \dot{q}_3 + \dot{p}_2 \dot{q}_3 + \dot{p}_0 \dot{q}_1 + \dot{p}_3 \dot{q}_1 + \dot{p}_0 \dot{q}_2 + \dot{p}_3 \dot{q}_2 + \dot{p}_1 \dot{q}_0 + \dot{p}_2 \dot{q}_0
\end{aligned} \tag{91}$$

De façon semblable, on obtient alors:

$$\begin{aligned}
p_2 &= \Pr((m_j + s_j)[l] = 2 | P, Q) \\
&= \Pr(x = 0 | P). \Pr(x' = \gamma_3 | Q) + \Pr(x = \gamma_2 | P). \Pr(x' = \gamma_1 | Q) + \dots \\
&\dots + \Pr(x = \gamma_1 | P). \Pr(x' = \gamma_2 | Q) + \Pr(x = \gamma_3 | P). \Pr(x' = 0 | Q) \\
&= \dot{p}_0 \dot{q}_3 + \dot{p}_2 \dot{q}_1 + \dot{p}_1 \dot{q}_2 + \dot{p}_3 \dot{q}_0
\end{aligned} \tag{92}$$

6-5- Résultats de simulation

Si nous réutilisons les équations (66) et (68), nous avons :

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_R (\mathbf{D}_m \mathbf{m} + \mathbf{s}) + \mathbf{n}_R$$

$$\mathbf{y}_D = \tilde{\mathbf{t}}^i + \mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{n}_D$$

Nous voulons estimer la capacité disponible en termes de débits au nœud de destination. Comme nous avons supposé qu'il n'y avait pas de lien direct entre les capteurs et la destination, une borne supérieure de la capacité du système étudié à la destination est donnée par [64]:

$$C = \frac{1}{2} \mathbb{E}[\min(\log_2[\det(\mathbf{I} + \frac{\rho_{RD}}{K} \mathbf{H}_{RD}^{-1} (\mathbf{H}_{RD}^{-1})^H)], \dots \dots \log_2[\det(\mathbf{I} + \frac{\rho_{SR}}{K} \mathbf{H}_R (\mathbf{H}_R)^H)])] \quad (93)$$

Dans cette expression le signe \mathbb{E} désigne l'espérance statistique, le facteur 0.5 est nécessaire pour tenir compte du fait que les relais sont « half duplex », i.e. ils ne peuvent pas émettre et recevoir à la fois. Les quantités ρ_{SR} et ρ_{RD} désignent respectivement les rapports signal à bruit sur les liaisons entre la source et les relais et entre les relais et la destination. Dans ce qui suit, en supposant que le relais est situé à équidistance entre le réseau de capteurs et la destination, on prendra : $\rho_{SR} = \rho_{RD} = \rho$.

On considère ici un réseau de capteurs de taille modeste avec respectivement 4, 6, 8 et 10 capteurs et nous considérons une modulation MDP2-NRZ pour chacun des liens de transmission considérés. Le facteur de répétition q pour les codes RA est choisi égal à 3 et nous utilisons des entrelaceurs aléatoires ; ceci conduit à un taux de codage égal à 1/3. Les canaux de propagation sont de type quasi-statiques, i.e. le coefficient d'atténuation ou fading reste constant pendant la durée d'émission d'un bloc mais varie d'un bloc à l'autre de façon aléatoire. Aucune optimisation au niveau des puissances allouée n'est prise en compte ce qui entraîne que la puissance émise à la destination et au niveau des capteurs soit normalisée à 1. Nous comparons les performances de deux schémas de décodage qui utilisent des égaliseurs différents : le premier est basé sur une égalisation MIMO ZF et le second utilise un algorithme de décodage par sphère avant l'étape de décodage par propagation de croyance. Deux tailles de blocs codés sont considérées pour les codes RA utilisés : 2000 et 6000 bits. Les performances de notre système sont illustrées sur les figures 50, 51, 52 et 53 qui suivent. Les conclusions sont quasiment toujours les mêmes quel que soit le scénario envisagé.

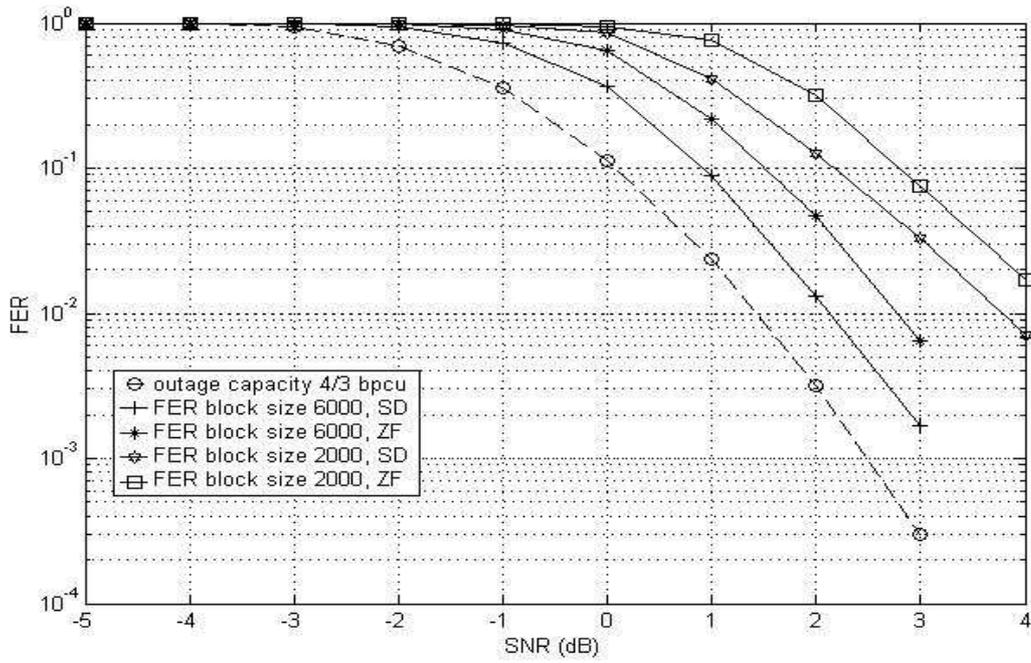


Figure 50 : Taux d'erreurs par trame pour un système 4×4

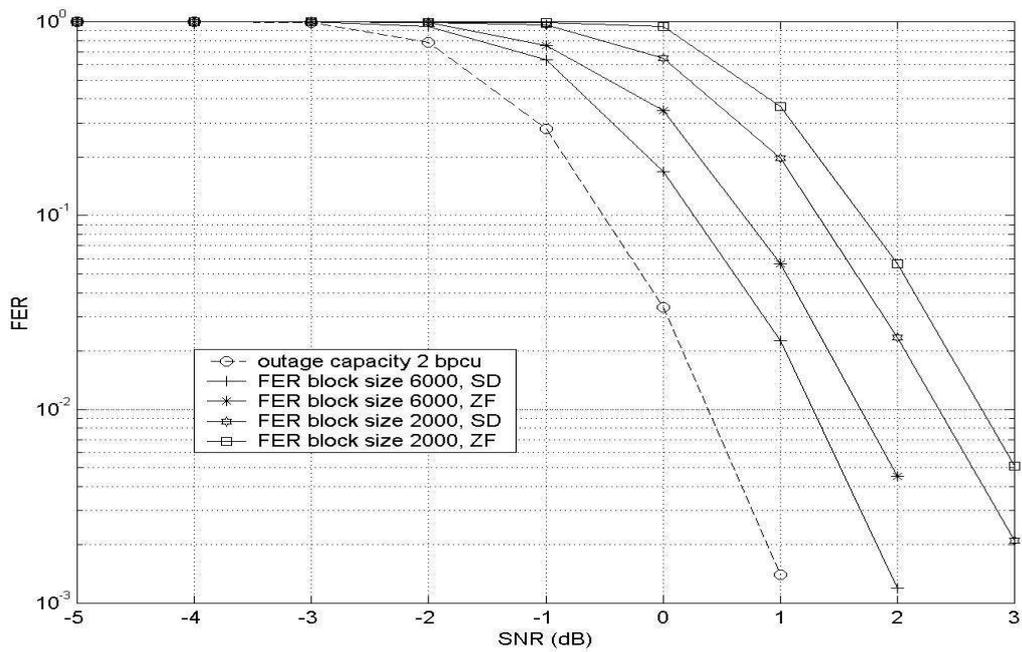


Figure 51 : Taux d'erreurs par trame pour un système 6×6

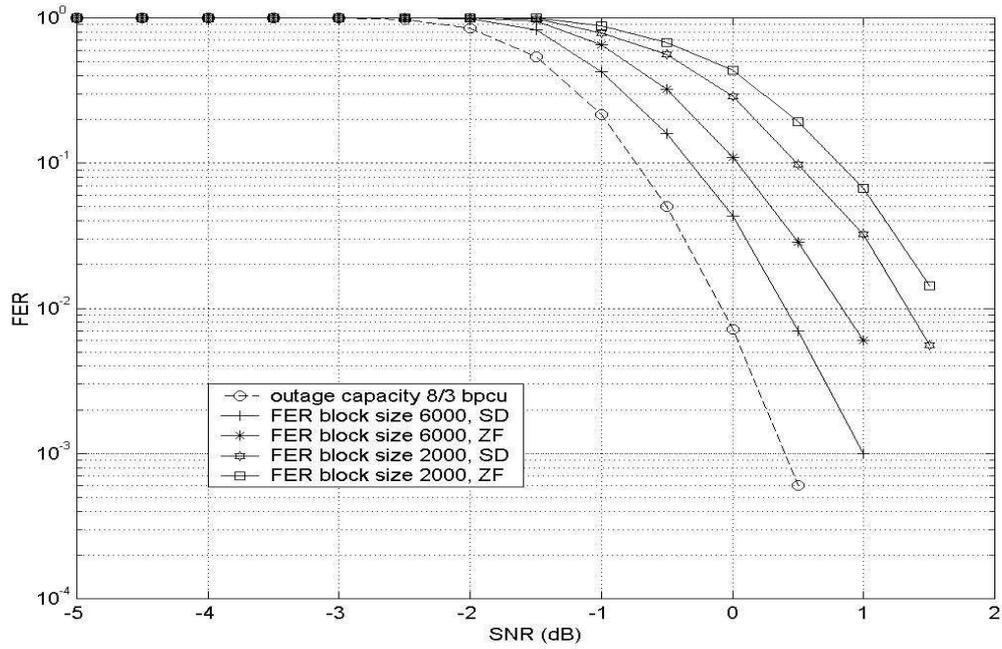


Figure 52 : Taux d'erreurs par trame pour un système 8 × 8

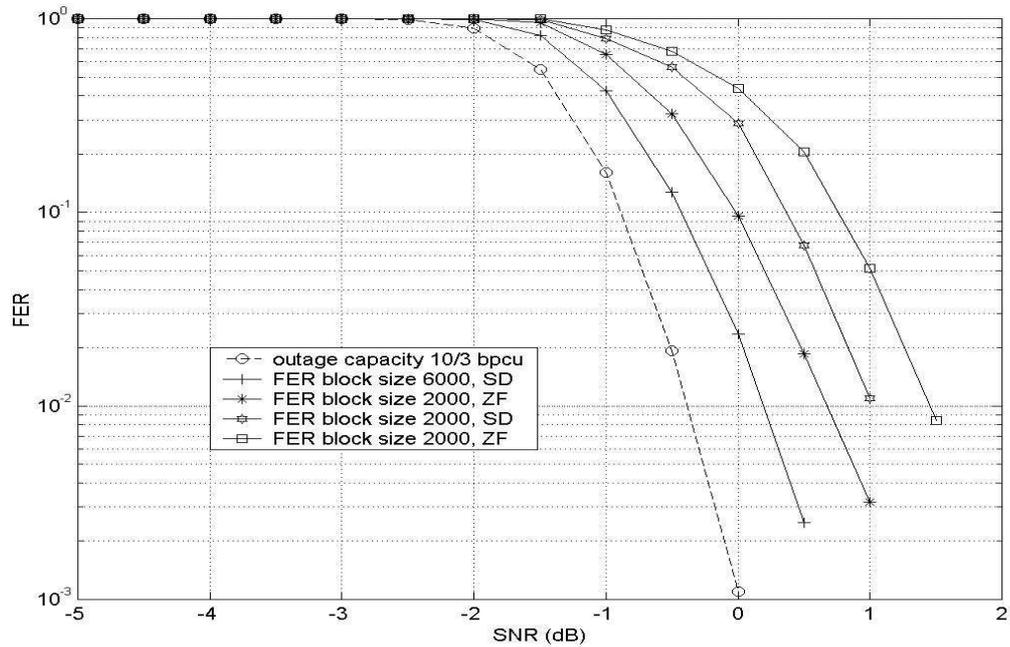


Figure 53 : Taux d'erreurs par trame pour un système 10 × 10

Le fait de travailler avec la taille de bloc la plus élevée (6000 bits) et d'utiliser un décodeur par sphères à entrées et sorties pondérées permet d'obtenir des performances proches des capacités théoriques à moins de 1 dB près pour un taux d'erreurs par trame choisi

à 10^{-2} (Figure 53). L'utilisation d'un égaliseur de type ZF conduit à une dégradation des performances de l'ordre de 0.6 à 0.7 dB ce qui conduit à travailler à 1,7 dB des bornes de capacité théorique (toujours pour un taux d'erreurs par trame égal à 10^{-2}). La dégradation est cependant assez forte avec un bloc de taille modérée et dans ce cas l'utilisation d'un décodage par sphères conduit à travailler à environ 2 dB (Figure 52) des bornes de capacité. Toutes ces performances sont très intéressantes et montrent bien l'aptitude du système proposé à fonctionner au plus près des bornes de capacité théoriques.

6-6- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé la combinaison des techniques de formation de faisceaux et de codage réseau physique pour un réseau de capteurs sans fil. Grâce aux techniques de formation de faisceaux proposées nous avons réussi à construire un nouveau protocole de transmission qui permet aux $2K$ (K étant le nombre d'antennes utilisées au relais et à la destination) transmissions en liaison montante et descendante d'être réalisées en uniquement $(K+2)$ créneaux temporels, ce qui offre un gain précieux comparé aux systèmes qui utilisent des canaux orthogonaux.

De plus, en remarquant que la formation de faisceaux proposée est compatible avec le principe de codage réseau physique, nous avons développé un nouveau schéma de codage, basé sur des codes à accumulation-répétition, au niveau du relais qui permet d'obtenir des performances remarquables puisque nous pouvons fonctionner à moins de 1 dB des bornes théoriques de capacité.

Conclusion et perspectives

Cette thèse est consacrée à l'étude des réseaux de capteurs sans fil. Il s'agit de concevoir une architecture permettant d'optimiser les performances du réseau en prenant en compte la contrainte énergétique du système et des traitements. Afin d'améliorer les performances du réseau nous nous sommes penché dans l'étude de l'utilisation du codage réseau en insérant des relais entre les capteurs et la destination, ceci nous mène forcément aux codes LDPC qui sont des codes en bloc permettant de corriger les erreurs dont nous avons optimisé la matrice du code dual en éliminant les cycles de petite taille, en présentant une architecture permettant d'atteindre de bonnes performances en retardant l'arrivée de l'effet plancher. Ceci constitue une étape très importante de cette thèse

L'utilisation du protocole ARQ a aussi été étudiée en détaillant le principe et le fonctionnement de cette méthode consistant en l'ajout d'un champ CRC permettant de vérifier l'intégrité de la trame. Le défaut principal de ce protocole c'est le nombre de retransmissions qui peut être élevé surtout pour des faibles SNR's ; c'est pourquoi on a proposé un nouveau protocole HCVD qui combine les deux approches (codage réseau et protocole ARQ) adapté au contexte des réseaux de capteurs et qui permet d'améliorer davantage les performances mais aussi de réduire le nombre de retransmissions. Ceci fait partie des apports majeurs de notre travail.

La multiplication d'antennes permet également d'améliorer les performances du système en se basant sur les techniques MIMO, ceci a été également étudié en combinant la technique MIMO avec le protocole HCVD présenté précédemment pour évaluer l'impact de l'ajout des antennes sur les performances du protocole HCVD.

Les différentes études et simulations ont été effectuées dans l'environnement MATLAB en considérant un canal de Rayleigh présentant un bruit multiplicatif plus un bruit additif AWGN.

L'aspect énergétique a été étudié en suivant un modèle énergétique classique, dans le but de comparer les différents protocoles considérés. L'insertion des relais consomme davantage de l'énergie dans le cas du codage réseau. Le protocole ARQ consomme de l'énergie à cause des retransmissions, un seuil de SNR a été défini à partir duquel le protocole ARQ devient plus judicieux en matière d'économie d'énergie. Un compromis est donc à faire

selon les besoins du réseau (Performances ou économie d'énergie). Le protocole HCVD qui combine les deux approches présente le meilleur rapport Performances/Consommation.

Une dernière partie concerne l'étude d'une nouvelle approche d'optimisation en évaluant l'apport du codage de réseau physique dans la mise en place d'un réseau de communication fiable entre une station de base et un ensemble de capteurs à faible coût.

L'implantation des différents algorithmes développés sur la cible matérielle la plus efficace parmi les processeurs classiques, reconfigurables ou circuits dédiés, peut former une perspective intéressante de ce travail. L'étude d'autres codes correcteurs d'erreurs peut aussi être envisagée pour optimiser l'architecture des réseaux, notamment les codes fontaines [65][66][67] ou encore les codes polaires [68][69][70] inventés très récemment ; et leur adaptabilité au contexte des réseaux de capteurs peut former une piste future de recherche.

Glossaire

ACNC : Arithmetic-sum Channel decoding Network Coding process

AF : Amplify and Forward

AMRF : Accès Multiple par Répartition Fréquentielle

AMRT : Accès Multiple par Répartition Temporelle

ANCC : Adaptive Network Coded Cooperation

ATM : Asynchronous Transfer Mode

AWGN : Additive White Gaussian Noise

BAN : Body Area Networks

BP : Belief Propagation

BPSK : Binary Phase Shift Keying

CNC : Channel-decoding-Network-Coding process

CRC : Cyclic Redundancy Check

DF : Decode and Forward

FDMA : Frequency Division Multiple Access

HCVD : Horizontal Correction & Vertical Detection

JNCC : Joint Network Channel Coding

LDPC : Low Density Parity Check

LEACH : Low-Energy-Adaptive-Clustering-Hierarchical

LLR : Log-Likelihood Ratio

MAC : Media Access Control

MDP: Modulation par Déplacement de Phase

MIMO : Multiple Input Multiple Output

MRC : Maximum Ratio Combining

MTE : Minimum Transmission Energy

NRD : Non Detection Ratio

NRZ: No-Return-to-Zero

PNC : Physical Network Coding

RA : Repeat Accumulate

RBCS: Ranked Best Channel Selection

RCS : Random Channel Selection

RCSF : Réseau de Capteurs Sans Fil

SIMO : Single Input Multiple Output

SISO : Single Input Single Output

SNDO : Source Node Degree Optimization

SNR : Signal to Noise Ratio

SVD : Singular Value Decomposition

TD : Transmission Directe

TDMA : Time Division Multiple Access

TEB : Taux d'Erreurs Binaire

TND : Taux de Non Détection

VANET : Vehicular Ad-hoc NETWORKS

WSN : Wireless Sensor Networks

ZF: Zero Forcing

Bibliographie

- [1] L. Klein. Sensor and Data Fusion Concepts and Applications. *SPIE Optical Engr Press*, WA, 1993.
- [2] X. Lin and I. Stojmencovic. Power-Aware Routing in Ad Hoc Wireless Networks. *In SITE University of Ottawa*, TR-98-11, Décembre 1998.
- [3] D. Hall. Mathematical Techniques in Multisensor Data Fusion. *Artech House*, Boston, MA, 1992.
- [4] J. Laneman, D. Tse and G. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient Protocols and outage Behavior,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Décembre. 2004.
- [5] S. Yang and J-C. Belfiore, “Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 9, pp. 3114-3126, Septembre. 2007.
- [6] M. Yu and J. Li, “Is amplify-and-forward practically better than decode-and-forward or vice versa?” *in Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. Proceedings. (ICASSP’05)*. IEEE International Conference on, vol. 3, Mars 2005, pp. iii/365 - iii/368 Vol. 3.
- [7] A. Nosratinia, T. Hunter and A. Hedayat, “Cooperative communication in wireless networks,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, no. 10, pp. 74-80, Octobre 2004.
- [8] W. Jaafar, “Analyse des performances de réseaux cooperatives à relais multiples,” *Mémoire, Université de Montréal*, 2009.
- [9] M. Dohler and Y. Li, “Cooperative Communications: Hardware, Channel and PHY,” *Wiley & Sons*, Février 2010.
- [10] B. Djeumou, S. Lasaulce and A.G. Klein, “Stratégies pratiques de relayage sans prise de decision,” *Groupe de Recherche et d’Etudes du Traitement du Signal et des Images (GRETSI)*, 2007.
- [11] H. Ben Chikha, “Etude et Amélioration de Turbo-Codage Distribué pour les Réseaux Cooperatifs,” *Mémoire, ENIT*, Avril 2012.
- [12] S. Fournal, “Etude et réalisation de la chaîne radio d’un démonstrateur sondeur MIMO,” *Mémoire, CNAM Paris*, 2007.

- [13] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Maths, Août. 2000.
- [14] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 1st ed. Norwell, MA, USA: *Kluwer Academic Publishers*, 1996.
- [15] R. Ahlswed, N. Cai, S-Y. R. Li, and R. W. Yeung. "Network information flow," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, pp. 1204-1216, Juillet 2000.
- [16] A. Mahmino, "Application du Codage Réseau aux Architectures à Garanties de Qualité de Service," *Mémoire, Université de Toulouse*, Novembre 2009.
- [17] R. Krishna, Z. Xiong, S. Lambotaran, "A Cooperative MMSE Relay Strategy for Wireless Sensor Networks," *IEEE Signal processing Letters*, vol. 15, 2008.
- [18] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *Ph.D. dissertation*, 1963.
- [19] D. MacKay and R. M. Neal, "Near shanon limit performance of low density parity-check codes," *Electronic Letter*, Août 1996.
- [20] R. Tanner, "A recursive approach to low complexity codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.27, Septembre 1981.
- [21] M. Luby, M. Mitzenmacher, A. Shokrollahi and D. Spielman, "Analysis of low density codes and improved designs using irregular graphs," *Proceeding of 30th ACM Symp. On Theory of Computing*, 1998.
- [22] J. B. Doré, "Optimisation conjointe de codes LDPC et de leurs architectures de décodage et mise en œuvre sur FPGA," *Mémoire, INSA de Rennes*, Octobre 2007.
- [23] J. Pearl, *Probabilistic reasoning in intelligent systems : networks of plausible interferences*, S. Mateo, Ed. *Morgan Kaufmann Publishers*, 1988.
- [24] V. Manoni, "Optimisation des codes LDPC pour les communications multi-porteuses," *Mémoire, Université de Reims Champagne-Ardenne*, Juin 2004.
- [25] J. Chen and M. Fossorier, "Near Optimum Universal Belief propagation based Decoding of Low-Density parity Check Codes," *IEEE Trans. Commun*, vol. 50, no.3, pp. 406-414, Mars 2002.
- [26] X. Bao and J.Li, "Adaptive Network Coded Cooperation (ANCC) for Wireless Relay Networks: Matching Code-on-Graph with Network-on-Graph," *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 7, no. 2, pp. 574-583, feb. 2008.

- [27] K. Pang, Z. Lin and B. Vucetic, "Joint Network-Channel Code Design for Real Networks," *International Symposium on Turbo Codes & iterative Information processing*, 2010.
- [28] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbanke, "Design of capacity approaching irregular low-density parity-check codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.47, Février 2001.
- [29] S. J. Johnson, "Iterative Error Correction," *Cambridge University Press*, 2009, ISBN. 978-0-521-87148-8.
- [30] A. R. Hommons and F. Davidson, "On the Design of Automatic Repeat Request Protocols for Turbulent Free-Space Optical links," *The Military Communications Conference –Unclassified Program– Waveforms and Signal Processing Track*, 2010.
- [31] N. A. Wahab, I.M. Ibrahim, S. S. Sarnin and N. M. Isa, "Performance of Hybrid Automatic Request Scheme with Turbo Codes," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientist*, vol. 2, Hong Kong, Mars 2010.
- [32] G. Foschini and M. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [33] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European transactions on telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [34] T.D. Nguyen, "Cooperative MIMO Strategies for Energy Constrained Wireless Sensor Networks," *Ph.D. dissertation, Université de Rennes*, 2009.
- [35] Y. Mahé, J. Sarrazin, S. Toutain, L. Cirio, B. Poussot, J. M. Laheurte, A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj. *IREENA. Polytech.Nantes, ESYCOM. Université de Paris-Est.Marne-La-Vallée, LEAT. Université de Nice-Sophia Antipolis*, Disponible sur : < <http://gdr-ondes.u-bourgogne.fr/reunionsple/OralGT4-Laheurte-et-al.ppt>> (consulté le 02.01.2013).
- [36] I. Akyildiz, W. Su, E. Cayirci, Y. Sankarasubramaniam. "A survey on sensor networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102-114, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA. Août 2002.

- [37] W. R. Heinzelman, A. Chandrakasan and H. Balakrishnan, "Energy-Efficient Communication Protocol for Wireless Microsensor Networks," *Proceeding of the 33rd Hawaii International Conference on System Sciences*. 2000.
- [38] M. Ilyas and I. Mahgoub, "Handbook of sensor networks Compact wireless and wired Sensing Systems," ISBN 08493196864. *CRC PRESS LLS*, USA, 2005.
- [39] S. Katti, H. Rahul, W. Hu, D. Katabi, M. Medard and J. Crowcroft, "Xors in the air: Practical wireless network coding ", *Proc. ACM SIGCOMM*, pp. 243-254, Sept. 2006.
- [40] Z. Ding, K. Leung, D. L. Goeckel and D. Towsley, "On the study of network coding with diversity", *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 8, pp. 1247-1259, Mar. 2009.
- [41] R. H. Y. Louie, Y. Li, B. Vucetic, "Practical Physical Layer Network Coding for Two-Way Relay Channels: Performance Analysis and Comparison", *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 9, pp. 764-777, Feb. 2010.
- [42] P. Popowski, H. Yomo, "Physical Network Coding in Two-Way Wireless Relay Channels", *Proc. IEEE Int. Conf on Comm. (ICC)*, Glasgow, Scotland, June 2007, pp. 707-711.
- [43] C. Fragouli, J. Widmer and J. Y. L. Boudec, "A network coding approach to energy efficient broadcasting: from theory to practice", in *Proc IEEE Conf Comput. Commun. (Infocom)*, Apr. 2006.
- [44] Y. Chen, S. Kishore, and J. Li, "Wireless diversity through network coding", in *Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*, Mar. 2006, pp. 1681-1686.
- [45] A. Asterjadhi, E. Fasolo, M. Rossi, J. Widmer and M. Zorzi, "Toward Network Coding-Based Protocols for Data Broadcasting in Wireless Ad Hoc Networks", *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 9, pp. 662-672, Feb. 2010.
- [46] Z. Ding, T. Ratnarajah and K. K. Leung, "On the study of network coded at transmission protocol for wireless multiple access channels", *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 8, pp. 118-123, Jan. 2009.
- [47] Y. Meng, L. Jing, R.S. Blum, "User Cooperation Through Network Coding", *Proc. IEEE Int. Conf on Comm. (ICC)*, Glasgow, Scotland, June 2007, pp. 4064-4069.
- [48] X. Bao, J. Li, "Matching code-on-graph with network-on-graph: adaptive network coding for wireless relay channels", in *Proc of Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, Urbana Champaign, II, USA, Sept. 2005.

- [49] P. Kun, L. Yonghui and B. Vucetic, "Joint Network-Channel Code Design for real Wireless relay Networks", in *Proc. 6th Int. Symp. On Turbo Codes and Iterative Inf. Proc. (ISTC)*, Brest Sept. 2010, pp. 429-433.
- [50] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and the degrees of freedom for the k user interference channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 54, pp; 3425-3441, Aug. 2008.
- [51] J. Li, W. Chen, "Joint Power Allocation and Precoding for Network Coding-Based Cooperative Multicast Systems", *IEEE Sig. Proc. Letters*, vol. 15, pp. 817-820, 2008.
- [52] D. Zhiguo, I. Krikidis, J. Thompson and Kin K. Leung, "Physical Layer Network Coding and Precoding for the Two-Way Relay Channel in Cellular Systems", *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 59, pp. 696-712, Feb. 2011.
- [53] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami and Z. Q. Luo, "Distributed Beamforming for Relay Networks Based on Second-Order Statistics of the Channel State Information", *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 56, pp. 4306-4316, Sept. 2008.
- [54] D. H. N. Nguyen, "Distributed Beamforming in Relay-Assisted Multiuser Communications", *Proc. IEEE Int. Conf on Comm. (ICC)*, Dresde, June 2009.
- [55] F. Sun, E. De Carvalho, E. Popovski, C.D.T. Thai, "Coordinated Direct and Relay Transmission with Linear Non-Regenerative Relay Beamforming," *IEEE Sig. Proc. Letters*, vol. 19, pp. 680-683, 2012.
- [56] S. Zhang, S.C Liew, "Joint Design of Physical-Layer Network Coding and Channel Coding", *arXiv: 0807.4770*.
- [57] S. Zhang and S.C. Liew, "Channel Coding and Decoding in a Relay System Operated with Physical-Layer Network Coding", *IEEE JSAC*, vol. 27, pp 788-796, June 2009.
- [58] Y. Lang, D. Wübben and K.D. Kammeyer, "An Improved Physical Layer Network Coding Scheme for Two-Way Relay Systems", *International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2010)*, pp. 107-114.
- [59] D. Wübben, Y. Lang, "Generalized Sum-Product Algorithm for Joint Channel Decoding and Physical-Layer Network Coding in Two-Way Relay Systems", *IEEE Globecom 2010*.

- [60] K. Gomadam, V. R. Cadambe, S. A. Jafar, “Approaching the Capacity of Wireless Networks through Distributed Interference Alignment”, in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference Globecom*, 2008.
- [61] S. Zhang, S. C. Liew and L. Lu, “Physical Layer Network Coding Schemes over Finite and Infinite Fields”, in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference Globecom*, 2008.
- [62] F. R. Kschischang, B. J. Frey, H. A. Loeliger, „Factor graphs and the sum-product algorithm”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 498-519, Feb. 2001.
- [63] A. D. Kora, A. Saemi, J.P. Cances and V. Meghdadi, “New List Sphere Decoding (LSD) and Iterative Synchronization Algorithms for MIMO-OFDM Detection with LDPC-FEC”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, pp. 3510-3524, June 2008.
- [64] Y. Fan and J. Thompson, “MIMO Configurations for Relay Channels: Theory and Practice”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 1774-1786, May. 2007.
- [65] J. Byers, M. Luby, M. Mitzenmacher, and A. Rege. “A digital fountain approach to reliable distribution of bulk data” *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 28, no. 4, pp. 56-67; Octobre 1998.
- [66] M. Luby, “LT codes,” in *proceedings of the 43rd Annual IEEE Symposium on Foundations of Computer Science (FOCS)*, Vancouver, Canada, 2002, pp. 271-282.
- [67] A. Shokrollahi, “Raptor codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 6, pp. 2551-2567, Jun 2006.
- [68] E. Arıkan, “Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 7, pp. 3051-3073, 2009.
- [69] E. Arıkan and E. Telatar, “On the rate of channel polarization,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory*, Seoul, South Korea, Jul. 2009, pp. 1493-1495.
- [70] R. Mori and T. Tanaka, “Performance and Construction of Polar Codes on Symmetric Binary-Input Memoryless Channels,” in *Proc. Of the IEEE Int. Symposium on Inform. Theory*, Seoul, South Korea, July 2009, pp. 1496-1500.
- [71] S. Y. Chung, T.J. Richardson et R. Urbanke, “Analysis of Sum-Product Decoding of Low-Density Parity-Check Codes Using a Gaussian Approximation”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, n°2, Feb. 2001, pp. 657-670.

Annexe 1: Evolution de densité, Calcul des profils optimaux de codes LDPC

Décodage des codes LDPC

On utilise classiquement le décodage par propagation de croyance. Dans le graphe équivalent du code les nœuds de variables sont numérotés de 1 à n et les nœuds de parité sont numérotés de 1 à $n - k$. Le degré du nœud de variable i est appelé ν_i et le degré du nœud de parité i sera noté Δ_i . On appelle $\{e_{i,1}^b, e_{i,2}^b, \dots, e_{i,\nu_i}^b\}$ l'ensemble des nœuds de parité connectés au nœud de variable i et $\{e_{i,1}^c, e_{i,2}^c, \dots, e_{i,\Delta_i}^c\}$ l'ensemble des nœuds de variable connectés au nœud de parité i . Ce qui veut dire que $e_{i,k}^b$ représente le $k^{\text{ième}}$ lien connecté au nœud de variable i et que $e_{i,k}^c$ représente le $k^{\text{ième}}$ lien connecté au nœud de parité i . Un indice noté $b \rightarrow c$ représente des quantités transmises depuis des nœuds de variable vers des nœuds de parité et vice versa. Par exemple, $L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,j}^b)$ désigne l'information extrinsèque en termes de LLR (Log Likelihood Ratio) qui est transmise lors de l'itération p depuis un nœud de variable vers un nœud de parité le long du lien entre le nœud de parité j et le nœud de variable i . L'algorithme d'échange des messages ou de propagation de croyance peut alors se résumer ainsi :

Pour p (nombre d'itérations) variant de 1 à P (nombre maximal d'itérations) faire :

Mise à jour des nœuds de variables :

Pour chacun des nœuds de variables $i = 1, 2, \dots, n$ et pour chaque lien connecté à un nœud de variable depuis un nœud de parité, on calcule l'information extrinsèque envoyée depuis le nœud de variable étudié vers le nœud de parité correspondant par la formule :

$$L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,j}^b) = L_{ch}(b_i) + \sum_{k=1, k \neq j}^{\nu_i} L_{b \leftarrow c}^{p-1}(e_{i,k}^b) \quad (94)$$

Dans cette équation, la quantité $L_{ch}(b_i)$ désigne le rapport de vraisemblance logarithmique représentant l'information à priori du bit b_i après propagation dans le canal assimilé à un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence avec un coefficient : h_i . On a de façon évidente :

$$L_{ch}(b_i) = \log\left[\frac{p(x_i = +1|y_i)}{p(x_i = -1|y_i)}\right] = \frac{4 \cdot h_i \cdot y_i}{N_0} \quad (95)$$

Mise à jour des nœuds de parité :

Pour chacun des nœuds de parités $i = 1, 2, \dots, n-k$ et pour chaque lien connecté au nœud de parité étudié, on calcule l'information extrinsèque envoyée depuis le nœud de parité étudié vers le nœud de variable correspondant par la formule :

$$L_{b \leftarrow c}^p(e_{i,j}^c) = 2 \cdot \tanh^{-1}\left[\prod_{k=1, k \neq j}^{\Delta_i} \tanh(L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,k}^c)/2)\right] \quad (96)$$

$$\tanh(L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,j}^c)/2) = \prod_{k=1, k \neq j}^{\Delta_i} \tanh(L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,k}^c)/2)$$

Prise de décisions :

On calcule alors $L^p(b_i) = \sum_{k=1}^{v_i} L_{b \leftarrow c}^p(e_{i,k}^b)$ et on prend la décision : $\hat{b}_i = \text{sign}(L^p(b_i))$. On forme alors le produit : $\mathbf{H}\hat{\mathbf{b}}$ pour voir s'il existe encore des erreurs.

Calcul du profil optimal du codeur, évaluation de la p.d.f des messages aux nœuds du codeur :

Dans tout ce qui suit nous allons supposer que la p.d.f des messages échangés aux différents nœuds est toujours un mélange de lois Gaussiennes. Nous allons voir que dans ce cas il est très simple d'obtenir les p.d.f's des informations extrinsèques aux différents nœuds sans avoir recours à des produits de convolution compliqués. On supposera que les fonctions génératrices des degrés des nœuds de variables et des nœuds de parité se mettent

respectivement sous la forme : $\lambda(x) = \sum_{i=2}^{d_l} \lambda_i x^{i-1}$ et $\rho(x) = \sum_{i=2}^{d_r} \rho_i x^{i-1}$. Dans ces deux relations

polynomiales, λ_i désigne la proportion de nœuds de variable de degré i et ρ_i désigne la proportion de nœuds de parité de degré i . A partir de ces expressions on peut montrer que le

$$\text{rendement du code est obtenu par la formule : } r = 1 - \frac{\int_0^1 \rho(x).dx}{\int_0^1 \lambda(x).dx}.$$

On appellera dans tout ce qui suit : $\psi(x)$ la fonction définie par : $\psi(x) = E[\tanh(u/2)]$ où la variable u suit une loi Gaussienne de moyenne x et de variance $2.x$. On a par définition :

$$\psi(x) = E[\tanh(u/2)] = \frac{1}{\sqrt{4.\pi.x}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \tanh(u/2) \cdot e^{-\frac{(u-x)^2}{4.x^2}} \cdot du \quad (97)$$

On peut par exemple écrire : $\psi(x) = 1 - \phi(x)$ avec :

$$\phi(x) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{\sqrt{4.\pi.x}} \cdot \int_{\mathbb{R}} \tanh\left(\frac{u}{2}\right) \cdot e^{-\frac{(u-x)^2}{4.x}} \cdot du & \text{if } x > 0 \\ 1 & \text{if } x = 0 \end{cases} \quad (98)$$

Et on peut utiliser les approximations numériques suivantes:

$$\phi(x) = \begin{cases} e^{-(0.4527.x^{0.86} + 0.0218)} & \text{for } x \in [0,10] \\ \sqrt{\frac{\pi}{x}} \cdot e^{-x/4} \cdot \left(1 - \frac{20}{7.x}\right) & \text{for } x > 10 \end{cases} \quad (99)$$

Si on regarde alors ce qui se passe à un nœud de variable de degré i , on a les relations :

$$\begin{aligned} E\{L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,j}^b)\} &= E\{L_{ch}(b_i)\} + E\left\{\sum_{k=1, k \neq j}^i L_{b \leftarrow c}^{p-1}(e_{i,k}^b)\right\} \\ E\{L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,j}^b)\} &= E\{L_{ch}(b_i)\} + \sum_{k=1, k \neq j}^i E\{L_{b \leftarrow c}^{p-1}(e_{i,k}^b)\} \end{aligned} \quad (100)$$

Ainsi, en appelant $m_{v,i}^{(l)}$ la moyenne des informations extrinsèques d'un nœud de variable de degré i à l'itération numéro l , on a la relation :

$$m_{v,i}^{(p)} = m_{u_0} + (i-1).m_u^{(p-1)} \quad (101)$$

Où u est un mélange de lois Gaussiennes, m_{u_0} désigne la quantité: $E\{L_{ch}(b_i)\}$ et $m_u^{(p-1)}$ désigne la quantité: $E\{L_{b \leftarrow c}^{p-1}(e_{i,k}^b)\}$. La variance de la densité en sortie du nœud de variable de degré i est égale à : $2.m_{v,i}^{(p)}$. Ainsi, à l'itération p , un message v arrivant à un nœud de parité aura une densité de probabilité qui se présentera sous la forme d'une mixture de Gaussiennes :

$$f_v^{(p)} = \sum_{i=2}^{d_i} \lambda_i . \mathcal{N}(m_{v,i}^{(p)}, 2.m_{v,i}^{(p)}) \quad (102)$$

Où $m_{v,i}^{(p)}$ est la moyenne des messages en sortie d'un nœud de variables de degré i . En prenant la moyenne de (102), on arrive alors à :

$$E[\tanh(v_p / 2)] = 1 - \sum_{i=2}^{d_i} \lambda_i . \phi(m_{v,i}^{(p)}) \quad (103)$$

Si on regarde alors ce qui se passe à un nœud de parité de degré j , on suppose que l'information extrinsèque LLR de sortie de ce nœud de parité est Gaussienne avec une moyenne $m_{b \leftarrow c,j}^p$ et en prenant les valeurs moyennes de l'équation (96) on arrive à :

$$\begin{aligned} E\{\tanh(L_{b \leftarrow c}^p(e_{i,r}^c) / 2)\} &= E\left\{ \left[\prod_{k=1, k \neq r}^j \tanh(L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,k}^c) / 2) \right] \right\} \\ &= [E\{\tanh(L_{b \rightarrow c}^p(e_{i,k}^c) / 2)\}]^{j-1} \end{aligned} \quad (104)$$

On obtient alors:

$$m_{u,j}^{(p)} = \phi^{-1}\left(1 - \left[1 - \sum_{i=2}^{d_i} \lambda_i . \phi(m_{v,i}^{(p)})\right]^{j-1}\right) \quad (105)$$

En combinant ces valeurs moyennes pour des nœuds de parité de degrés $2, \dots, d_r$ ayant des poids $\{\rho_i, 2 \leq i \leq d_r\}$ on obtient l'équation de mise à jour de $m_u^{(p)}$ sous la forme :

$$m_u^{(p)} = \sum_{j=2}^{d_r} \rho_j \phi^{-1} \left(1 - \left[1 - \sum_{i=2}^{d_l} \lambda_i \cdot \phi(m_{u_0} + (i-1) \cdot m_u^{(p-1)}) \right]^{j-1} \right) \quad (106)$$

On obtient une équation de récurrence de la forme :

$$t_p = f(s, t_{p-1}) \quad (107)$$

Avec : $f(s, t) = \sum_{j=2}^{d_r} \rho_j f_j(s, t)$ et $f_j(s, t) = \phi^{-1} \left(1 - \left[1 - \sum_{i=2}^{d_l} \lambda_i \cdot \phi(s + (i-1) \cdot t) \right]^{j-1} \right)$ et $s = m_{u_0}$,

$t_p = m_u^{(p)}$. La valeur initiale t_0 est égale à 0. On obtient alors, en utilisant (106) un programme d'optimisation linéaire sous contrainte pour les ρ_j mais non linéaire pour les λ_i . On peut alors se fixer une distribution $\lambda(x)$ et chercher à optimiser la distribution $\rho(x)$ en cherchant à rendre r (le rendement du code) le plus grand possible. Cette approche conduit à des résultats moins bons qu'une optimisation sous contrainte de la distribution $\lambda(x)$ avec $\rho(x)$ fixée. En effet, les distributions $\rho(x)$ sont presque toujours de la forme : $\rho(x) = \rho x^{k-1} + (1-\rho)x^k$ et sont donc assez simples à obtenir.

Une approche plus riche consiste à se fixer une distribution $\rho(x)$ et chercher à optimiser la distribution $\lambda(x)$ en cherchant à rendre r (le rendement du code) le plus grand possible. Pour obtenir une optimisation linéaire sous contrainte au niveau des paramètres λ_i , on peut utiliser l'expression suivante :

$$h_i(s, r) = \phi(s + (i-1)) \sum_{j=2}^{d_r} \rho_j \phi^{-1} (1 - (1-r)^{j-1}) \quad (108)$$

$$h(s, r) = \sum_{i=2}^{d_l} \lambda_i h_i(s, r) \quad (109)$$

Et l'équation de récurrence (107) devient ici égale à :

$$r_p = h(s, r_{p-1}) \quad (110)$$

Avec $s = m_{u_0}$. La valeur initiale r_0 est égale à $\phi(s)$. La condition de convergence $r_p(s) \rightarrow 0$ est satisfaite si et seulement si:

$$r > h(s, r) \quad \forall r \in (0, \phi(s)) \quad (111)$$

La maximisation de r sous la contrainte (111) conduit à un problème d'optimisation linéaire sous contrainte [71]

Annexe 2: Codage de réseau physique (PNC)

Introduction

Le concept de codage de réseau physique a été initialement proposé en 2006 dans le but d'exploiter l'opération du codage réseau qui se produit naturellement lors de la superposition des ondes électromagnétiques. C'est un phénomène courant dans la physique où plusieurs ondes arrivent ensemble dans le même espace physique ; ces ondes s'ajoutent, et leur mélange est une forme de codage réseau produit naturellement.

Dans de nombreux réseaux de communications sans fil, les interférences sont vues comme un phénomène destructif, quand plusieurs émetteurs radio transmettent des ondes à leurs récepteurs respectifs, chaque récepteur reçoit des signaux de la part de son propre émetteur mais aussi de la part des autres émetteurs ; les ondes radio provenant des autres émetteurs sont traitées comme des interférences qui corrompent le signal destiné. En WiFi par exemple, lorsque plusieurs nœuds transmettent ensemble, des collisions de paquets se produisent et aucun des paquets ne peut être reçu correctement. Le codage de réseau physique était donc une tentative pour renverser la situation. En exploitant l'opération de codage réseau effectué naturellement, l'interférence pourrait être utilisée à bon escient. Dans un réseau TWRC (Two Way Relay Channel), le codage de réseau physique peut remonter le débit du système de 100%.

Principe

Le concept de PNC peut être facilement illustré dans le cas de TWRC, c'est un réseau linéaire à trois nœuds dont deux nœuds d'extrémités (nœud 1 et nœud 2) qui peuvent communiquer via un nœud relais R . Il n'y a pas de lien direct entre les nœuds 1 et 2. un exemple concret est le cas d'un réseau satellite dans lequel les nœuds 1 et 2 sont les stations de sol, et le relais R est le satellite.

La contrainte du half-duplex est souvent imposée dans les systèmes de communication sans fil. Avec cette contrainte, un nœud ne peut pas transmettre et recevoir en même temps ; dans un TWRC, le relais ne peut pas recevoir de la part du nœud 1 et 2 et leur transmettre en même temps, cela signifie que chaque paquet provenant du nœud 1 et destiné au nœud 2 (et similairement du nœud 2 au nœud 1) doit occuper au moins 2 intervalles de temps pour

atteindre la destination. Le meilleur débit possible est donc de deux paquets pour chaque deux intervalles de temps, c'est à dire $\frac{1}{2}$ paquet par intervalle de temps par direction.

Dans ce qui suit, nous examinons le nombre d'intervalles de temps nécessaires pour les nœuds 1 et 2 pour échanger un paquet entre eux dans plusieurs configurations possibles. En particulier, nous montrons que le PNC peut atteindre la limite supérieure de $\frac{1}{2}$ paquet par intervalle de temps par direction.

Non-network-coded Scheme (Traditional Scheme)

Sans l'utilisation du codage réseau et avec un principe de conception qui tente d'éviter les interférences, Un total de quatre intervalles de temps sont nécessaires à l'échange de deux paquets, un dans chaque direction comme illustré dans la figure ci-dessous.

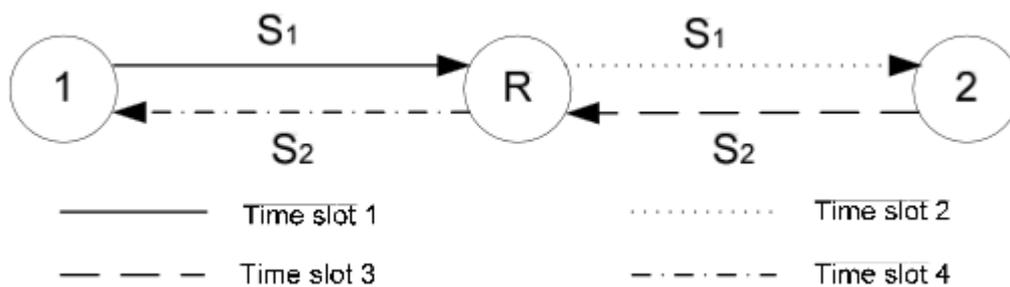


Figure 54 : Schéma traditionnel sans codage de réseau

Dans le premier intervalle de temps, le nœud 1 transmet un paquet S_1 au relais R . dans le deuxième intervalle de temps, le relais R transmet S_1 au nœud 2. Dans le troisième intervalle de temps, le nœud 2 transmet un paquet S_2 au relais R , et dans le quatrième intervalle de temps, le relais R transmet S_2 au nœud 1.

Non-physical-layer Network Coding Scheme

Une façon simple d'appliquer le codage réseau peut réduire le nombre d'intervalles de temps à seulement trois. Le débit a donc été amélioré de 33% Nous nous référons au schéma de codage réseau non physique illustré dans la figure ci-dessous.

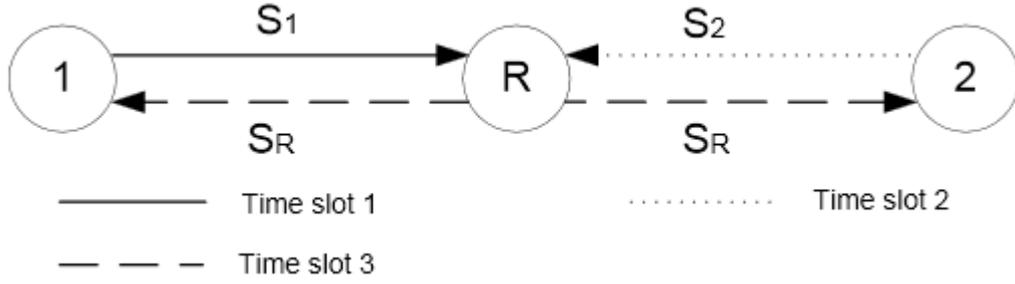


Figure 55 : Schéma avec un simple codage de réseau

Dans le premier intervalle de temps, le nœud 1 transmet S_1 au relais R . Dans le deuxième intervalle de temps, le nœud 2 transmet S_2 au relais R . Et après la réception de S_1 et S_2 par le relais, ce dernier forme un paquet S_R qui est une combinaison des S_1 et S_2 .

$$S_R = S_1 \oplus S_2 \quad (112)$$

Si par exemple :

$$S_1 = (a_1[1] + jb_1[1], \dots, a_1[M] + jb_1[M]), \quad S_2 = (a_2[1] + jb_2[1], \dots, a_2[M] + jb_2[M])$$

alors, $S_R = (a_1[1] \oplus a_2[1] + j(b_1[1] \oplus b_2[1]), \dots, a_1[M] \oplus a_2[M] + j(b_1[M] \oplus b_2[M]))$.

Dans le troisième intervalle de temps, le relais R diffuse S_R aux deux nœuds 1 et 2. Quand le nœud 1 reçoit S_R , il extrait le S_2 du S_R en utilisant sa propre information S_1 comme suit :

$$S_1 \oplus S_R = S_1 \oplus (S_1 \oplus S_2) = S_2 \quad (113)$$

De la même manière, le nœud 2 extrait S_1 de $S_2 \oplus S_R$

Il faut également noter que dans cette configuration, on doit éviter les transmissions simultanées (comme c'était le cas pour la première configuration). Autrement dit, chaque nœud transmet toujours dans un intervalle de temps différent. Le codage réseau est effectué par le relais après réception des paquets provenant des nœuds 1 et 2 dans différents intervalles de temps.

Physical-layer Network Coding Scheme

Le PNC réduit le nombre d'intervalles de temps à deux; il permet aux nœuds 1 et 2 de transmettre ensemble, et exploite l'opération de codage réseau effectuée naturellement lors de la superposition des ondes électromagnétiques. Le PNC peut arriver donc à améliorer les performances de 100% par rapport à la première configuration traditionnelle.

La figure 56 illustre cette idée ; dans le premier intervalle de temps, les nœuds 1 et 2 transmettent simultanément S_1 et S_2 au relais R . Basé sur la superposition des ondes électromagnétiques portant S_1 et S_2 , le relais R déduit $S_R = S_1 \oplus S_2$. Ensuite, dans le deuxième intervalle de temps, le relais R diffuse S_R aux nœuds 1 et 2.

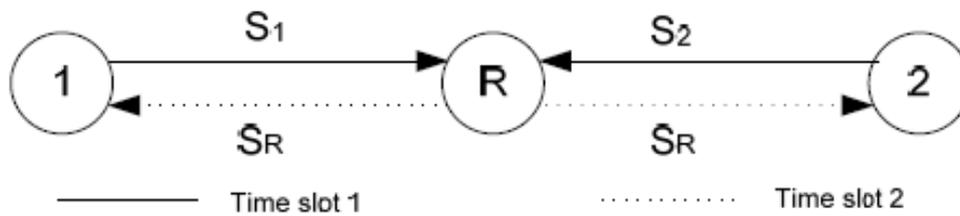


Figure 56 : Schéma avec codage de réseau physique

La question clé dans le PNC c'est de savoir comment le relais déduit $S_R = S_1 \oplus S_2$ à partir des ondes superposées. On suppose que la modulation QPSK est utilisée au niveau des signaux transmis, on suppose également que les paquets des nœuds 1 et 2 arrivent au relais R avec la même phase et amplitude, et nous ignorons le bruit pour des raisons de simplicité.

On utilise les lettres majuscules pour représenter les paquets, et les lettres minuscules pour représenter les symboles correspondant aux paquets. Par exemple S_1 est le paquet et s_1 est le symbole correspondant.

On suppose que les nœuds 1 et 2 modulent leurs symboles RF avec une pulsation ω de manière à ce que le nœud i transmet $\text{Re}[(a_i + jb_i)e^{j\omega t}]$. Le signal large bande combiné reçu par le relais R est :

$$\begin{aligned}
y(t) &= s_1(t) + s_2(t) \\
&= [a_1 \cos(\omega t) - b_1 \sin(\omega t)] + [a_2 \cos(\omega t) - b_2 \sin(\omega t)] \\
&= (a_1 + a_2) \cos(\omega t) - (b_1 + b_2) \sin(\omega t)
\end{aligned} \tag{114}$$

Où $s_i(t)$, $i \in \{1, 2\}$, est le signal large bande transmis par le nœud i ; et $a_i \in \{-1, 1\}$ et $b_i \in \{-1, 1\}$ correspondent aux bits d'information modulés en QPSK. Pour un signal QPSK en phase, on considère que $a_i = 1$ correspond au bit 0, et $a_i = -1$ correspond au bit 1 ; idem pour b_i dans le signal en quadrature. Avec cette définition, l'opération XOR devient une multiplication arithmétique, c'est-à-dire $a_1 \oplus a_2 \triangleq a_1 a_2$ et $b_1 \oplus b_2 \triangleq b_1 b_2$.

Les composantes bande de base en phase (I) et en quadrature (Q) du signal correspondantes à (120) sont :

$$\begin{aligned}
y_R^{(I)} &= a_1 + a_2 \\
y_R^{(Q)} &= b_1 + b_2
\end{aligned} \tag{115}$$

Il faut mentionner que le relais R ne peut extraire les symboles d'information individuels transmis par les nœuds 1 et 2 dans (115). Cela découle du fait que $y_R^{(I)}$ et $y_R^{(Q)}$ dans (115) nous donne deux équations, mais ces dernières comprennent 4 inconnues : a_1 , b_1 , a_2 et b_2 .

Pour PNC, cependant, le relais R n'a pas besoin de valeurs individuelles pour les quatre inconnues ; ce relais a seulement besoin de la dérivée des deux valeurs, $a_1 \oplus a_2$ et $b_1 \oplus b_2$, pour produire la cartographie PNC $s_R \triangleq a_1 \oplus a_2 + j(b_1 \oplus b_2) \triangleq a_R + j b_R$. Pour $a_1 \oplus a_2$ et $b_1 \oplus b_2$ en particulier, ils peuvent être extraits de $y_R^{(I)}$ et $y_R^{(Q)}$. On peut donc trouver une cartographie PNC de la forme $f(\dots)$ comme par exemple $s_R = f(y_R^{(I)}, y_R^{(Q)})$.

Le tableau 8 montre la cartographie PNC pour la composante en phase a_R ; la cartographie pour la composante en quadrature b_R est similaire. Pour QPSK, $a_R = a_1 a_2$ prend la valeur -1 si $a_1 \neq a_2$, et prend la valeur 1 si $a_1 = a_2$. Il existe trois valeurs possibles pour $y_R^{(I)} = a_1 + a_2$: 0, 2 and -2. Puisque $y_R^{(I)} = 0$ quand $a_1 = a_2$, et $y_R^{(I)} = -2$ ou 2 quand $a_1 = -a_2$, la cartographie PNC est comme suit :

$$a_R = \begin{cases} -1 & \text{si } y_R^{(I)} = 0 \\ 1 & \text{si } y_R^{(I)} = -2 \text{ ou } 2 \end{cases} \quad (116)$$

Tableau 8 : La cartographie PNC des composantes du signal en phase

Symbol from node 1: a_1	Symbol from node 2: a_2	Composite symbol received at relay R: $y_R^{(I)} = a_1 + a_2$	Mapping to symbol to be transmitted by relay R: a_R
1	1	2	1
1	-1	0	-1
-1	1	0	-1
-1	-1	-2	1

Le relais R transmet ensuite les signaux suivants vers les nœuds 1 et 2 dans le deuxième intervalle de temps :

$$s_R(t) = a_R \cos(\omega t) + b_R \sin(\omega t) \quad (117)$$

Le signal RF transmis pendant le deuxième intervalle de temps est le même signal RF transmis dans le troisième intervalle de temps de la configuration traditionnelle. La différence clé entre les deux systèmes repose sur comment on extrait (a_R, b_R) . Dans le PNC, (a_R, b_R) est extraite de $(a_1 + a_2, b_1 + b_2)$, qui est le signal superposé. Dans la configuration traditionnelle, (a_1, b_1) et (a_2, b_2) sont séparément transmis par les nœuds 1 et 2; et le relais R décode explicitement (a_1, b_1) et (a_2, b_2) pour former (a_R, b_R) .

On remarque que la somme arithmétique $(a_1 + a_2, b_1 + b_2)$ est aussi une forme d'opération de codage réseau. Dans l'exemple précédent, le relais le transforme en une opération XOR de codage réseau $(a_1 \oplus a_2, b_1 \oplus b_2)$. En général, parmi plusieurs autres possibilités, le relais peut aussi retenir $(a_1 + a_2, b_1 + b_2)$ comme cartographie à utiliser.

Table des figures

Figure 1 : Applications des réseaux de capteurs sans fil.....	8
Figure 2 : Protocole de routage (Transmission directe)	12
Figure 3 : Protocole de routage MTE.....	13
Figure 4 : Protocole de routage LEACH.....	14
Figure 5 : Principe d'une transmission numérique.....	20
Figure 6 : Modélisation d'un canal de Rayleigh	21
Figure 7 : Principe du codage réseau dans un réseau de capteurs.....	23
Figure 8 : Principe de correspondance entre les messages utiles et les mots de code	24
Figure 9 : Modèle d'un canal binaire symétrique	26
Figure 10 : Principe des codes LDPC	29
Figure 11 : Mise à jour des messages allant d'un nœud de données vers un nœud de contrôle	
m_{vc}	31
Figure 12 : Mise à jour des messages allant d'un nœud de contrôle vers un nœud de données	
m_{cv}	31
Figure 13 : Exemple d'une architecture de réseau de capteurs	35
Figure 14 : Exemple d'un graphe de Tanner correspondant à une architecture de réseau de	
capteurs.....	36
Figure 15 : Le graphe représentant l'architecture proposée avec K capteurs et K relais	39
Figure 16 : Le graphe de Tanner correspondant à l'architecture proposée	39
Figure 17 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour l'architecture proposée (10	
capteurs, 10 relais).....	41
Figure 18 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour une architecture présentant des	
cycles (10 capteurs, 10 relais)	42
Figure 19 : Comparaison des performances de l'architecture proposée pour différentes tailles	
de réseaux.....	44
Figure 20 : Comparaison des performances entre l'architecture proposée et d'autres	
architectures basées sur d'autres protocoles (1000 capteurs, 1000 relais).....	45
Figure 21 : Principe du protocole Envoyer et Attendre	47
Figure 22 : Utilisation du temporisateur dans un protocole ARQ.....	48
Figure 23 : Numérotation des trames dans un protocole ARQ	48
Figure 24 : Temporisation et numérotation des trames et des acquittements dans un protocole	
ARQ	49
Figure 25 : Taux de non détection en fonction du SNR pour CRC-4 et CRC-12.....	52
Figure 26 : Comparaison entre le taux de non détection et le taux d'erreurs binaire pour un	
CRC-4.....	55
Figure 27 : Schéma du protocole HCVD	56
Figure 28 : Comparaison des performances entre une architecture basée sur le protocole	
HCVD et une autre sans protocole HCVD.....	58
Figure 29 : Principe d'une transmission MIMO	61
Figure 30 : Schéma simplifié d'un système SISO.....	63
Figure 31 : Schéma simplifié d'un système SIMO	63
Figure 32 : Schéma simplifié d'un système MIMO.....	64
Figure 33 : Comparaison de l'évolution de la capacité du canal entre les systèmes SISO,	
SIMO et MIMO en fonction du SNR.....	64
Figure 34 : Taux d'erreurs binaire en fonction du SNR pour un système SIMO-2	66
Figure 35 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3	67

Figure 36 : Schéma de transmission considéré pour l'architecture combinée (codage et décodage)	68
Figure 37 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 10 capteurs et 10 relais	69
Figure 38 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 100 capteurs et 100 relais	70
Figure 39 : Comparaison des performances entre SIMO-2 et SIMO-3 dans le cas d'un réseau de 1000 capteurs et 1000 relais	70
Figure 40 : Comparaison des performances des différents systèmes proposés.....	72
Figure 41 : Schéma représentant le modèle de consommation d'énergie considéré.....	76
Figure 42 : Comparaison des trois protocoles de routage en matière de consommation d'énergie.....	80
Figure 43 : Evolution de l'énergie consommée en fonction du SNR dans un réseau de 8 capteurs fonctionnant avec le protocole ARQ.....	89
Figure 44 : Comparaison de l'évolution de l'énergie consommée en fonction du SNR dans un réseau de 8 capteurs pour les 3 systèmes considérés	90
Figure 45 : Architecture du système proposé.....	96
Figure 46 : Structure d'un code RA	100
Figure 47 : Le codeur équivalent pour l'ACNC.....	101
Figure 48 : Graphe de Tanner du codeur RA virtuel au relais	104
Figure 49 : Les différentes configurations possibles pour la mise à jour des messages échangés	104
Figure 50 : Taux d'erreurs par trame pour un système 4×4	112
Figure 51 : Taux d'erreurs par trame pour un système 6×6	112
Figure 52 : Taux d'erreurs par trame pour un système 8×8	113
Figure 53 : Taux d'erreurs par trame pour un système 10×10	113
Figure 54 : Schéma traditionnel sans codage de réseau	134
Figure 55 : Schéma avec un simple codage de réseau	135
Figure 56 : Schéma avec codage de réseau physique.....	136

Liste des tableaux

Tableau 1 : Comparaison entre la norme ZigBee et les normes Bluetooth et Wi-Fi	16
Tableau 2 : Variantes de l'algorithme Belief Propagation	33
Tableau 3 : Liste des polynômes générateurs pour chaque degré de CRC	51
Tableau 4 : NDR et retransmissions en fonction du SNR pour CRC-4 et CRC-12.....	54
Tableau 5 : Résultats de simulation du protocole HCVD	58
Tableau 6 : Résultats de simulation pour la combinaison du protocole HCVD et SIMO-2	71
Tableau 7 : Résultats de simulation pour la combinaison du protocole HCVD et SIMO-3	72
Tableau 8 : La cartographie PNC des composantes du signal en phase	138

Liste des publications

Publications internationales dans des revues à comité de lecture

1. N.ALAOUI, J.P. CANCES, V. MEGHDADI, “Joint Network-Channel Code optimization for Wireless Sensor Networks,” accepté à *EURASIP*, 2013.
2. N.ALAOUI, J.P. CANCES, V. MEGHDADI, “Wireless Sensor Networks with Joint Network-Channel Code optimization,” accepté à *IJCS (International Journal of Communication Systems)*, 2013.

Communications internationales avec actes et comité de lecture

3. N. ALAOUI, J.P. CANCES, V. MEGHDADI, “Efficient Architecture Design for Mobile Sensor Networks,” présenté à *The Third International Workshop on Cross Layer Design, IWCLD 2011*, 30 Nov - 01 Dec 2011.
4. N. ALAOUI, J.P. CANCES, V. MEGHDADI, “Contribution of SIMO in Sensor Networks of Small Size Combined with Correcting and Detection Error Code,” présenté à *The Second International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing, MIC-WCMC 2012*, 15-17 Jun 2012.
5. N. ALAOUI, J.P. CANCES, V. MEGHDADI, “A New Protocol to Enhance the Transmission Integrity of Mobile Sensor Networks,” présenté à *The 20th International Conference on Telecommunications, ICT 2013*, 06-08 May 2013.

Résumé:

L'étude réalisée dans ce mémoire porte sur la communication et la transmission des données dans le contexte des réseaux de capteurs. Pour améliorer la fiabilité de transmission, des relais sont insérés entre les capteurs et la destination afin de pouvoir corriger les erreurs de transmissions en utilisant des codes LDPC. L'architecture est donc optimisée grâce aux codes en blocs mais aussi à l'aide des protocoles de détection d'erreurs et aussi à l'aide de la combinaison de la correction et de la détection d'erreurs. Les systèmes d'antennes multiples forment également une option très intéressante pour l'amélioration des performances. L'efficacité énergétique est étudiée dans les différents protocoles et solutions proposés. Une optimisation conjointe du codage de canal et du codage de réseau physique est également effectuée.

Mots clés : Réseaux de capteurs, Codes LDPC, Propagation de croyance, Graphe de Tanner, BAN, CRC, HCVD, MIMO, Consommation d'énergie, PNC

Cooperative Communications In Mobile Ad Hoc NETWORKS

Abstract:

The work done in this study focuses on communication and data transmission in the context of sensor networks. To improve the reliability of transmission, relays are inserted between the sensors and the destination in order to correct errors in transmissions using LDPC codes. The architecture is optimized thanks to the block codes but also to the error detection protocols and the use of a combination of the error correction and detection. Another interesting way to improve performances is to use multiple antenna systems. Energy efficiency is evaluated in the protocols studied and the solutions proposed. Besides, a joint optimization of channel coding and physical network coding is proposed in this paper.

Keywords : Sensor networks, LDPC codes, Belief Propagation, Tanner graph, BAN, CRC, HCVD, MIMO, Energy consumption, PNC