



HAL
open science

Contribution à l'optimisation conjointe PHY/MAC dans les réseaux de capteurs sans fil

Rajoua Anane

► **To cite this version:**

Rajoua Anane. Contribution à l'optimisation conjointe PHY/MAC dans les réseaux de capteurs sans fil. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université du Maine, 2016. Français. NNT : 2016LEMA1015 . tel-01400683

HAL Id: tel-01400683

<https://theses.hal.science/tel-01400683>

Submitted on 22 Nov 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Rajoua ANANE

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université du Maine*

École doctorale : SPIGA

Discipline : 61
Spécialité : Acoustique/ Télécommunications
Unité de recherche : LAUM / Innov'Com

Soutenu le : 31/03/2016
Thèse N° :

Contribution à l'optimisation conjointe PHY/MAC dans les réseaux de capteurs sans fil

JURY

- Rapporteurs : **Daniel ROVIRAS**, Professeur, Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM), Paris
Rabah ATTIA, Professeur, École Polytechnique de Tunis, Tunisie
- Examineurs : **Iyad DAYOUB**, Professeur, Université de Valenciennes, France
Tahar EZZEDINE, Maître de conférences, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT),
Tunis, Tunisie
Laurent ROS, Maître de conférences « HDR », Grenoble-INP, France
- Directeurs de Thèse : **Kosai RAOOF**, Professeur, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs du Mans (ENSIM),
France
Ridha BOUALLEGUE, Professeur, Ecole Supérieure de Communication (Sup'Com), Tunisie

Avant-propos

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une thèse en cotutelle internationale pour obtenir le grade de docteur de l'Université du Maine sous le label de L'Université Nantes Angers Le Mans, spécialité Acoustique et le grade de docteur de l'université de Tunis El Manar délivré par l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, spécialité Télécommunications.

Le travail que nous présentons dans cette thèse a été réalisé au sein du Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine (LAUM) en collaboration avec le laboratoire Systèmes de communications (Sys'COM) de l'ENIT en Tunisie et le Laboratoire INNOV COM de Sup'com Tunis.

Cette thèse a été codirigée par le Professeur Kosai Raoof à l'ENSIM, Le Mans et le Professeur Ridha Bouallegue à Sup'Com.

Liste des acronymes

AF	Amplify and Forward
AP	Amplificateur de puissance
BBGA	Bruit Blanc Gaussien Additif (AWGN en anglais)
BER	Bit Error Rate
BPSK	Modulation de Phase (BPSK Binary Phase Shift Keying)
BS	Station de base
CAG	Contrôle automatique de gain
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
CNA	Convertisseurs Numérique-Analogique
CSI	Channel State information
DF	Decode and Forward
DVS	Dynamic Voltage Scaling
ECC	Codes Correcteurs d'erreurs
FEC	Forward Error Correction
GPS	Global Positioning System
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate frequency
LLC	couche liaison de données
LOS	Line Of Sight

MAC	Media Access Control
MEMS	Micro-Electro-Mechanical
MFSK	Multiple Frequency Shift Keying
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MRC	Maximal Ratio Combining
MQAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MPSK	M-ary Phase-Shift Keying
MSK	Minimum Shift Keying
OL	Oscillateur Local
OSI	Open Systems Interconnection
QoS	Qualité de service
RAM	Random Access Memory
RCSF	réseau de capteurs sans fil
RF	Radio fréquence
RISC	Reduced Instruction Set Computer
SNR	signal sur bruit (Signal to noise ratio)
RRNS	Redundant Residue Number System
RS	Reed Solomon
SMP	Protocole de gestion de capteur
SQDDP	Protocole d'interrogation de capteur et de diffusion des données
TEB	Taux d'Erreur Binaire
WiFi	Wireless Fidelity
WSN	Wireless Sensor Network

« S'il n'y a pas eu de question, il ne peut y avoir connaissance scientifique. Rien ne va de soi. Rien n'est donné. Tout est construit. »
Gaston Bachelard.

Résumé

Les réseaux de capteurs sans fil (RCSFs) est un domaine de recherche en développement très rapide. Les recherches sur ce sujet se base sur la prise de conscience qu'il est possible de réaliser des équipements de très petite taille pouvant être exploité dans des différents domaines comme : l'habitat intelligent, surveillance et sécurité, les applications médicales, gestion d'une exploitation agricole, etc.

Contrairement aux réseaux traditionnels qui se concentrent essentiellement à fournir une meilleure qualité de service (QoS), les RCSFs doivent, en plus, se préoccuper à conserver au mieux l'énergie dans le réseau. En effet, ils doivent adopter des techniques qui permettent aux utilisateurs de maximiser la durée de vie du réseau en entier, car chaque capteur est alimenté par une source d'énergie limitée et généralement irremplaçable. C'est pourquoi, il est important d'optimiser les performances de ce type de réseau en termes d'énergie à tous les niveaux de conception.

Dans ce contexte, cette thèse est dédiée à l'étude des différentes techniques adoptées au niveau de la couche physique et MAC, plus particulièrement au processus de modulation et du codage des données puis aux techniques de relayage des informations. En effet, le choix de la modulation optimale et de la méthode de codage du canal appropriée est une tâche cruciale à la couche physique de cette classe de réseaux. Pour ce faire, nous avons présenté en premier temps les différents aspects caractérisant les réseaux de capteurs sans fil. Puis, les efforts engagés pour maximiser la conservation de l'énergie dans ces réseaux ont été résumés. En second lieu, nous nous sommes focalisés sur l'impact du choix du schéma de modulation et du codage canal dans les RCSFs, afin de trouver la consommation optimale permettant de préserver au mieux l'énergie du noeud capteur. Dans la dernière partie de notre étude, nous nous sommes intéressés à l'intégration de la coopération au niveau de la couche MAC afin de quantifier le gain apporté en termes de consommation d'énergie ainsi qu'en termes de stabilité des liens radio.

Mot clés : Réseaux de capteurs sans fil, optimisation de l'énergie, Modulation, Codage canal, MSK, Com-

munication coopérative, Amplifier et transmettre (Amplify and forward), Décoder et transmettre (Decode and forward).

Abstract

Wireless sensor networks (WSNs) are composed of sensor nodes generally powered by batteries, for which recharging or replacement is difficult. Since battery technology has not progressed as rapidly as semiconductor technology, energy efficiency has become increasingly important in WSN. On the other hand, data exchanged between nodes are vulnerable to corruption by errors induced by random noise, signal fading and other factors. Therefore, improving link reliability and reducing energy consumption are prime concerns in the design of wireless sensor networks. In this context, performing optimal modulation schemes with suitable channel coding process is a crucial task at the physical layer of this class of networks.

The aim of this work is to study from a signal processing point of view different techniques used at the physical layer and MAC, in particular the modulation process, coding strategy and cooperative communication protocol dedicated to WSN.

We investigate energy-constrained wireless sensor networks and we focus on the determination of the optimal system configuration that permits to improve the performance of this type of network. A comparative analysis of energy consumption referring to MSK modulation is presented in the chapter three. We show that the gain achieved with MSK modulation is very promising to obtain optimal energy network consumption. The final chapter is devoted to the cooperative relaying system. The aim of using such technique is to make better energy conservation in the network. Indeed, through Cooperative transmission with the help of relays provides a better performance gain compared to the direct transmission (DT).

Key words : wireless sensor network, energy conservation, Optimal Modulation, coding strategy, cooperative communication.

Remerciement

En préambule à ce rapport de thèse, je souhaiterais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce travail.

Je voudrais tout d'abord exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèses Mr **Kosai RAOOF**, Professeur à l'école nationale supérieure d'ingénieurs du Mans (ENSIM) et Mr **Ridha BOUALLEGUE**, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) pour leurs soutiens, leurs conseils avisés, leurs encouragements ainsi que pour leurs patiences. Ce que j'ai appris en travaillant avec eux ne se limite pas à l'aspect scientifique mais aussi humain et relationnel. Je les remercie infiniment.

C'est également du fond du cJur que je remercie Mr. **Ammar Bouallegue**, Professeur émérite à l'ENIT, de m'avoir guidée avec beaucoup d'intelligence et de bienveillance, encouragée, soutenue dans les moments difficiles et conseillée au cours de ces années tant sur le plan technique que sur le plan humain. Qu'il sache que je lui serais toujours reconnaissante.

Mes vifs remerciements sont également adressés à tous les membres de mon jury : Mr. **Daniel ROVI-RAS**, Professeur au CNAM-Paris et Mr **Rabah ATTIA** Professeur à l'école polytechnique de Tunis, de m'avoir fait l'honneur d'évaluer mon travail et d'en être les rapporteurs.

Je remercie également Mr. **Iyad AYOUB** Professeur à l'Etablissement Institut des sciences et techniques de Valenciennes, Mr. **Laurent ROS**, Maître de conférences « HDR », à Grenoble-INP et Mr. Tahar **EZZEDINE Maître** de conférences à Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en me faisant l'honneur de l'examiner.

Rien n'aurait été possible sans le soutien de ma famille, **Abbes, Aouatef, Amimér, Josy, Chahour,**

Kais et **Selima** merci encore à vous, rien n'a su me motiver d'avantage que votre appui et la confiance que vous m'avez toujours accordés.

Mes pensées vont aussi et particulièrement à mon époux **Mehdi** qui était à mes côtés dans les moments de joie et de difficultés et qui m'a entouré d'affection. Qu'il trouve ici l'expression de mes remerciements pour sa patience et son soutien inestimable.

Je tiens à remercier très vivement mes amis **Nadia, Sarra, Samia, Maha, Olfa**, et **Ahmed** pour leurs soutiens, leurs gentillesse et je leur souhaite une très bonne continuation dans leurs vies professionnelles.

Je remercie également toute l'équipe de l'ENSIM, ainsi que tous les membres du laboratoire LAUM et Innov'Com. Je me permettrai de citer particulièrement Mr Pascal LEROUX pour son accueil chaleureux, **Khadidja, Safia, Stéphanie** et **Nathalie** pour leurs supports et encouragements, **Rafik** et **Moez** pour leurs soutiens.

Maman et Papa, j'ai préféré finir les remerciements par vous. Je ne pourrais jamais assez-vous remercier. Vous avez su me protéger et me donner une éducation dont tout enfant rêverait de recevoir. A chaque fois que j'atteins une limite, votre présence et votre amour me poussent à aller encore plus loin. Merci infiniment, je vous aime sans limites.

Enfin, à tous ceux que je n'ai pas pu citer, auxquels je réitère mes sincères remerciements.

A vous tous, Merci !

Dédicaces

A mes chers parents et beaux-parents

A mon cher époux.

Table des matières

Introduction	1
1 Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil	5
1.1 Introduction	6
1.2 Les réseaux de capteurs sans fil	6
1.2.1 Domaines d'application	6
1.3 Aspect matériel d'un noeud capteur	9
1.3.1 Le processeur	9
1.3.2 Radiofréquence	11
1.3.3 Mémoire	12
1.3.4 l'alimentation	13
1.3.5 Dispositif d'acquisition	14
1.4 Pile protocolaire et standards	14
1.4.1 Couche Physique	14
1.4.2 Couche Liaison (LLC/ MAC)	15
1.4.3 Couche Réseaux	15
1.4.4 Couche transport	16
1.4.5 Couche Application	16
1.4.6 plan de gestion	16
1.5 Qualité de service dans les RCSFs	17
1.6 Facteurs et contraintes dans les RCSFs	18
1.7 Conclusion	19

2	Consommation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil	20
2.1	Introduction	21
2.2	Durée de vie d'un réseau	21
2.3	Forme de dissipation d'énergie dans les RCSFs	21
2.4	Mécanismes de conservation d'énergie	24
2.4.1	Optimisation de la conception des circuits électroniques	24
2.4.2	Protocoles de routage	26
2.4.3	Réduction des données	27
2.4.4	Acquisition de données efficace en énergie	27
2.4.5	Contrôle de la Topologie	28
2.4.6	Minimisation de la consommation énergétique au niveau MAC	28
2.4.7	Méthodes de conservation d'énergie au niveau couche PHY	29
2.5	Couche physique	29
2.5.1	2.5.1 Canal de transmission	30
2.5.2	Les modulations numériques	32
2.5.3	Démodulations	33
2.5.4	Le codage canal	35
2.6	Positionnement de la thèse et Conclusion	35
3	Minimisation de l'énergie consommée via le schéma de modulation et la stratégie de codage canal optimale	38
3.1	Introduction	40
3.2	Etude de l'existant et problématiques	40
3.3	Paramètres Système et hypothèses adoptés	41
3.3.1	Modèle du Transmetteur	41
3.3.2	Modélisation du système	42
3.4	Analyse des performances des modulations non codées	44
3.4.1	M-aire Modulation d'Amplitude en Quadrature (MQAM)	44
3.4.2	Modulation par changement de phase (M-ary Phase-Shift Keying MPSK)	49
3.4.3	Modulation par déplacement de fréquence (Multiple Frequency-Shift Keying :MFSK)	50
3.4.4	Modulation par déplacement de fréquence à phase continue : Minimum-shift keying (MSK)	54
3.5	Comparaison des schémas de modulation non codées	56
3.5.1	Communications point-à-point	56

3.5.2	Communications inter-noeuds via des relais	56
3.6	Analyse des performances des schémas de modulation codés	58
3.6.1	Les Codes Correcteurs d'erreurs (ECC)	58
3.6.2	Modulation MQAM et MPSK avec codage de canal	60
3.6.3	Modulation MFSK et MSK codées	64
3.7	Comparaison des résultats des systèmes de canal codé	65
3.8	Conclusion	67
4	Préservation de l'énergie dans le RCSF via les communications coopératives : AF et DF protocoles	68
4.1	Introduction	69
4.2	4.2 Principe de la Coopération dans les RCSFs	69
4.3	Les protocoles de coopération	71
4.3.1	« Amplify and Forward »	71
4.3.2	« Decode and Forward »	72
4.3.3	Maximal Ratio Combining	72
4.4	Description du Modèle du système coopératif adopté	73
4.4.1	Protocole « Amplify and Forward » (AF)	74
4.4.2	Protocole « Decode and Forward » (DF)	76
4.5	Analyse de performance du système coopératif	78
4.5.1	Protocole « Amplify and Forward »	78
4.5.2	Protocole « Decode and Forward »	78
4.6	Simulations et résultats	80
4.7	Conclusion	82
	Conclusion générale	83
	Bibliographie	85
	Annexe	92
	Liste des publications	94

Table des figures

1.1	Rôles d'un noeud de capteur.	7
1.2	Applications des RCSFs.	7
1.3	Architecture matérielle typique d'un capteur sans fil.	9
1.4	Pile protocolaire des RCSFs	15
2.1	Stratégies de conservation d'énergie dans les RCSFs.	24
2.2	Modèle d'un système de communication sans fil.	30
2.3	Différents mécanismes de propagation de l'onde.	31
3.1	Modèle hardware de l'émetteur et récepteur.	42
3.2	Energie totale consommée par bit d'information, $E_{infBit-MQAM}$, (BBGA).	48
3.3	Energie totale versus énergie de transmission, MQAM (BBGA).	49
3.4	Vitesse de modulation en fonction de l'énergie par bit d'information, MQAM (BBGA)	50
3.5	aux de modulation en fonction de l'énergie par bit d'information pour MQAM, (BBGA).	51
3.6	la consommation totale d'énergie en fonction de $T_{on-time}$, MPSK (BBGA)	51
3.7	L'énergie par bit d'information en fonction de b , MPSK (BBGA)	52
3.8	Energie par bit d'information, $E_{infbit-MFSK}$, MFSK (BBGA)	53
3.9	Energie par bit d'information en fonction du taux de modulation pour MFSK, (BBGA).	54
3.10	Energie totale par bit d'information, MSK (BBGA).	55
3.11	Comparaison des techniques de modulations durant une communication point à point, $d=10m$, (BBAG)	56
3.12	Un exemple de réseau de capteurs répartis aléatoirement sur une surface de $100 \times 100m$	57
3.13	Comparaison des différentes modulations durant une communication inter-noeuds	58
3.14	Modèle d'une communication sans fil avec technique de codage canal	59

3.15 Taux d'erreur BER en fonction de SNR pour différentes techniques de codage, MQAM (BBGA).	61
3.16 Taux d'erreur BER en fonction de SNR pour différentes techniques de codage, MPSK (BBGA)	61
3.17 Modulation MQAM codée par rapport au système non codé, (BBGA)	63
3.18 Modulation MPSK codée par rapport au système non codé, (BBGA)	63
3.19 L'analyse de performance des différents ECCs avec la modulation MFSK , BBGA	64
3.20 L'analyse de performance des différents ECCs avec la modulation MSK , BBGA	65
3.21 Modulation MFSK avec et sans le codage canal, BBGA	66
3.22 Modulation MSK avec et sans le codage canal, BBGA	66
3.23 Consommation d'énergie d'une communication inter-noeud utilisant différents modulations avec ou sans codage, (BBGA).	67
4.1 Communication coopérative versus système MIMO virtuel.	70
4.2 Les phases d'une communication avec relaying.	72
4.3 Modèle simplifié d'un système coopérative à deux sauts.	73
4.4 Performance du système de coopération AF avec MSK pour deux cas.	81
4.5 Performance du système de coopération DF avec MSK, pour les deux cas avec et sans le lien direct SD.	81
4.6 Comparaison des performances des protocoles de coopération AF et DF avec des signaux MSK, BBGA	82

Liste des tableaux

1.1	Domaines d'application des RCSFs	8
1.2	Classification des architectures du système RF	12
1.3	Caractéristique des différents modules RF	12
1.4	Techniques de communications pour les RCSFs	13
2.1	Latence et énergie consommée pour le passage du mode veille profond vers le mode actif	22
2.2	Consommation Typiques des microprocesseurs MSP 430 et ATmega164P à 3v et 4 MHZ	25
3.1	Paramètres de simulation	47

Introduction générale

Les réseaux de capteurs sans fils sont prédestinés à devenir une partie intégrante de notre vie quotidienne. Cela est dû en grande partie aux progrès technologiques réalisés dans les domaines de la miniaturisation des composants électroniques et de la standardisation des communications sans fils.

Les capteurs sans fils disposent d'une zone de couverture extrêmement réduite et sont déployés d'une manière dense dans des environnements hétérogènes. Ils informent sur plusieurs paramètres relatant divers domaines tels que l'environnement, l'automatisation des systèmes, le contrôle, le transport et les industries de la santé, et disposent pour cela d'une réserve énergétique, dont le renouvellement peut s'avérer difficile, ce qui limite leur durée de vie.

En outre, avec l'émergence de nouveaux systèmes de communication dédiés à des transmissions à courte portée (DSRC : Dedicated Short-Range Communications), des communications entre les capteurs sans fils dans les matériaux sont mise en place afin d'évaluer en continue l'état de santé des matériaux (SHM : Structural Health Monitoring) tels que les ponts, les bâtiments, les centrales électriques, éoliennes, etc.

Chacun des noeuds doit être en mesure de traiter les données reçues, de prendre une décision locale et de la communiquer de façon autonome aux noeuds voisins auxquels il est connecté. Cette coopération est destinée à assurer les meilleures prises de décision possibles malgré les limites en termes de consommation énergétique et de puissance de traitement. En effet, les RCSF sont assujettis à des contraintes fortes et de natures multiples, énergétique et calculatoire entre autres, ce qui limite les capacités de traitement et de communication des noeuds du réseau.

A cet égard, ces réseaux ont fait l'objet d'une activité de recherche intensive, dont l'objectif est de produire des réponses aux limitations et particularités qui leur sont associées. Plus précisément, la gestion efficace des ressources énergétiques, l'optimisation des liens de communication continuent d'être un domaine de recherche très fertile.

Nos travaux de recherche portent sur ce type de réseaux distribués sans infrastructure dans lesquels un certain nombre de noeuds (capteurs sans fil : CSF) peuvent communiquer entre eux sans aucun contrôle centralisé ou points d'accès. Le déploiement des capteurs dans ces réseaux, et les techniques mises en oeuvre pour l'intercommunication, nécessitent la collaboration de nombreuses disciplines. Plusieurs recherches ont porté sur l'optimisation des performances de ce type de réseaux unilatéralement soit au niveau de la couche physique soit au niveau de la couche MAC. Une approche d'optimisation conjointe Physique-MAC s'annonce prometteuse.

L'objectif de notre travail de thèse est de proposer des techniques en vue de contribuer à l'amélioration de performances et l'optimisation de la conservation de l'énergie dans le réseau afin de pouvoir répondre aux enjeux de réseaux de capteurs sans fils. Notre démarche a consisté d'étudier ces techniques dans le contexte de l'optimisation séparée puis conjointe des couches physique et MAC, afin d'évaluer les améliorations en termes d'efficacité énergétique des transmissions sans fil.

En effet, l'évolution de la technologie et le progrès de la conception de circuits ne sont pas suffisants pour résoudre le problème crucial de l'énergie dans le réseau de capteurs sans fil. Un système de communication que l'on qualifie de consommation d' "énergie consciente " (energy aware) permet une réduction de l'utilisation de l'énergie totale par rapport aux systèmes de communication classiques et ceci en ajustant certains paramètres du système tels que le débit, le type de modulation et le codage canal pour la protection de l'information. D'où, le choix des schémas de modulation et du codage canal dont les paramètres optimaux contribuent à réduire la consommation d'énergie. Dans ce contexte, la modulation optimale choisie avec un codage canal adapté est une technique extrêmement déterminante.

Le premier objectif visé par notre travail consiste à étudier des techniques de modulations afin de trouver les paramètres optimaux permettant de préserver au mieux l'énergie d'un noeud sans fil et augmenter ainsi sa durée de vie. Par ailleurs nous nous sommes intéressés au processus de codage canal, permettant de diminuer les erreurs qui se produisent au cours d'une transmission de données via un canal bruyant et ce afin de diminuer les consommations d'énergie dues aux retransmissions dans le cas de détection d'erreurs. Cette contribution consiste à retrouver la meilleure configuration de système de communication avec codage. Il s'agit de déterminer la combinaison modulation-codeur optimale offrant le meilleur gain possible tout en respectant les contraintes énergétiques du noeud capteur.

Dans la dernière partie de notre étude, nous nous sommes intéressés à l'intégration de la coopération au niveau de la couche MAC afin de quantifier le gain apporté en termes de consommation d'énergie ainsi qu'en termes de débit et de stabilité des liens radio. La transmission coopérative avec l'aide de relais, fournit

un meilleur gain de performance par rapport à la transmission directe (DT).

Ce mémoire de thèse est structuré autour de 4 chapitres suivis d'une conclusion générale.

Le *premier chapitre* expose l'état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil. Ce chapitre introduit les RCSFs et spécifie les applications potentielles de ces réseaux. Nous examinerons les principaux concepts associés à ce type de réseau ainsi que les défis de recherche qu'ils soulèvent.

Le *deuxième chapitre* est entièrement consacré à la question de la conservation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fils. A cet effet, nous exposerons les conséquences de la consommation d'énergie dans les réseaux de capteurs sans fils ainsi que les principales stratégies mises en oeuvre pour conserver au mieux l'énergie globale de ce type de réseau. Par ailleurs, nous présenterons une synthèse des approches proposées dans la littérature pour l'optimisation de l'énergie.

Dans le *troisième chapitre* nous aborderons une étude minutieuse de la meilleure stratégie de modulation et de codage canal afin de minimiser la consommation totale d'énergie nécessaire pour envoyer un nombre déterminé de bits. A travers plusieurs simulations, nous avons établi une comparaison entre les différentes modulations en les associant avec des codes détecteurs et correcteurs d'erreurs en vue de trouver la meilleure combinaison pour minimiser la consommation d'énergie des capteurs et augmenter et ainsi la durée de vie du réseau.

Le *quatrième chapitre* propose une analyse des techniques de communications coopératives et principalement les protocoles de relayage de type Amplify and Forward (AF) et Decode and Forward (DF) combiné avec la modulation MSK. Une analyse sur la comparaison de ces différentes techniques de coopération dans un système de relayage à deux sauts par rapport à une transmission directe sur la base de taux d'erreur binaire (TEB ou BER en anglais) et en termes d'efficacité énergétique est exposée.

Première Partie :
Etat de l'art

Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Les réseaux de capteurs sans fil	6
1.2.1	Domaines d'application	6
1.3	Aspect matériel d'un noeud capteur	9
1.3.1	Le processeur	9
1.3.2	Radiofréquence	11
1.3.3	Mémoire	12
1.3.4	l'alimentation	13
1.3.5	Dispositif d'acquisition	14
1.4	Pile protocolaire et standards	14
1.4.1	Couche Physique	14
1.4.2	Couche Liaison (LLC/ MAC)	15
1.4.3	Couche Réseaux	15
1.4.4	Couche transport	16
1.4.5	Couche Application	16
1.4.6	plan de gestion	16
1.5	Qualité de service dans les RCSFs	17
1.6	Facteurs et contraintes dans les RCSFs	18
1.7	Conclusion	19

1.1 Introduction

Depuis quelques années, les réseaux de capteurs sans fil (RCSFs) ont suscité un intérêt de plus en plus important dans le monde des télécommunications et du traitement du signal. En effet, les progrès technologiques rendent possible sur le papier de concevoir des dispositifs communicants capables de surveiller un environnement de manière autonome.

Dans ce chapitre nous exposons le cadre de notre travail et nous dressons le socle théorique des chapitres à venir. Un état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil (RCSF) sera présenté en orientant particulièrement notre réflexion sur l'impact des différentes couches du modèle de communication OSI (Open Systems Interconnection) sur la consommation énergétique de ce type de réseau. Ainsi, nous identifions l'influence des éléments de chaque couche afin d'énoncer dans la suite du manuscrit des stratégies d'optimisation énergétique. Dans un premier temps, nous commençons par présenter un bref aperçu sur les réseaux de capteurs sans fil ainsi que les standards les mieux adaptés pour y être utilisés. Ensuite nous introduisons l'aspect matériel d'un capteur sans fil. Puis nous détaillons les principales couches du modèle OSI pour ce type de réseau. Pour finir par exposer les différentes contraintes des réseaux de capteurs sans fil.

1.2 Les réseaux de capteurs sans fil

Le concept des réseaux de capteurs sans fil a été introduit par les professeurs Pister et Kahn en 1997 dans le cadre du projet *Smart Dust* dont le but était d'explorer les limites en taille et en puissance de consommation de nJuds capteurs autonomes de taille miniature [1].

Un réseau de capteurs sans fil est un ensemble de noeuds autonomes et hétérogènes dispersé dans un environnement et doté d'un circuit radio lui permettant de transmettre les informations de surveillance collectées. Les RCSFs permettent de surveiller une variété de paramètres d'un milieu ambiant tel que la pression, la température, l'humidité, le son, la radiation, etc. Ces capteurs sont interconnectés par un médium sans fil à travers un protocole de communication telle que Bluetooth, WiFi, IEEE 802.15, ZigBee, WiMAX. Le déploiement des capteurs sans fil dans le réseau dépend du type de l'application adopté.

1.2.1 Domaines d'application

Les capteurs interviennent dans plusieurs domaines afin de faciliter la vie quotidienne des hommes. En effet, les possibilités en termes d'application des RCSFs sont très vastes. Elles s'étendent du domaine médical au domaine militaire, en passant par celui du contrôle industriel et de l'environnement [2]. Quelques exemples d'applications sont présentés dans le tableau 1.1 :



FIGURE 1.1 – Rôles d'un noeud de capteur.

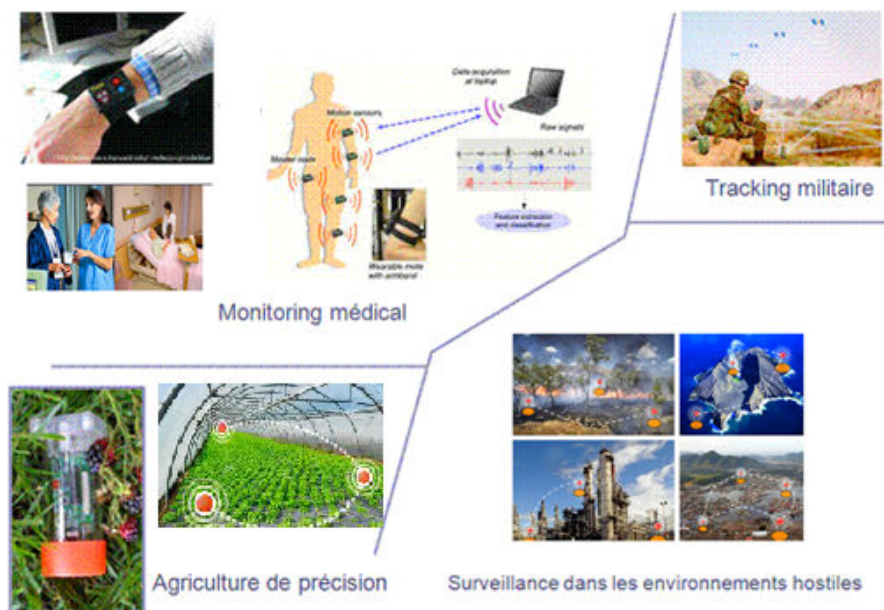


FIGURE 1.2 – Applications des RCSFs.

Avec la miniaturisation, les capteurs ont envahi tous les domaines d'applications et ils ont attiré l'intérêt de beaucoup d'industriels et de chercheurs. Dès lors, plusieurs projets ont été développés dont on peut citer quelques exemples :

- **CodeBlue** [3] projet de l'Université Havard proposé en 2002 qui exploite la technologie de réseau de capteurs sans fil pour des applications médicales dans un milieu indoor. De nombreux produits issus de ce projet ont été réalisés et ont eu un grand impact tels que : Intel SHIMMER motes, UVa/AID-N « eTag » wireless triage tags, UVa/AID-N wireless blood pressure cuff.
- **Projet WSN on Great Duck Island** proposé par le laboratoire Intel Berkeley Research Lab et l'université de Californie à Berkeley en 2003.

Ce projet a pour but la surveillance de l'environnement des oiseaux marins.

TABLE 1.1 – Domaines d’application des RCSFs

Application	Exemples
Médicale	<ul style="list-style-type: none"> ● Surveillance permanente des organes vitaux des patients. Ex : surveillance de la glycémie, détection de cancers. ● Télésurveillance de données physiologiques (ex : la tension artérielle, battements du cŒur..) pour faciliter le diagnostic de quelques maladies.
Environnementale	<ul style="list-style-type: none"> ● Détecter des événements tels que des feux de forêts, des tempêtes ou des inondations. ● Réagir convenablement aux changements climatiques comme déclencher le processus d’arrosage lors de la détection de zones sèches. ● Mesures météorologiques. ● Contrôle de la qualité de l’eau ou de l’air.
Militaire	<ul style="list-style-type: none"> ● Détection d’agents chimiques, bactériologiques. ● Détection et collecte d’informations sur la position de l’ennemi. ● Surveillance des zones hostiles.
Commerciale	<ul style="list-style-type: none"> ● Surveillance de l’état du matériel. ● Le contrôle et l’automatisation des processus d’usinage, etc. ● Gestion des stocks. ● Suivi des procédés de production à partir des matières premières jusqu’au produit final livré.

- **Projet CAPSULE ENDOSCOPE [4]** : c’est une nouvelle application de la technologie sans fil destinée à la surveillance du corps du patient. Ce projet proposé en 2008 est le fruit de la collaboration entre la compagnie NICT, Olympus Medical Systems Corp, FUJIFILM Corp, l’Université de la ville de Yokohama, et l’Université nationale de Yokohama (2008). Cette application utilisant des capteurs qui

permettent de surveiller les organes digestifs par vidéo. Les images sont transmises depuis l'intérieur du corps vers l'extérieur via le réseau WBAN (Wireless Body Area Network).

1.3 Aspect matériel d'un noeud capteur

Un capteur sans fil permet de mesurer des données physiques ou de détecter des paramètres d'usage afin d'évaluer ou contrôler l'environnement. Une fois l'information est récupérée, le noeud capteur communique avec d'autres entités via un médium radio, afin de transmettre les données à une unité de traitement. L'architecture physique d'un noeud sans-fil est présentée par la figure 1.3.

Un capteur est doté principalement de cinq composants [5] : un processeur, une mémoire, une radio, une unité de captage et une batterie. Des composants additionnels peuvent être ajoutés selon le domaine d'application, comme par exemple un système de localisation de l'environnement tel qu'un GPS (Global Positioning System), d'un système de mobilité mais aussi parfois d'un générateur d'énergie (exemple : cellule solaire).

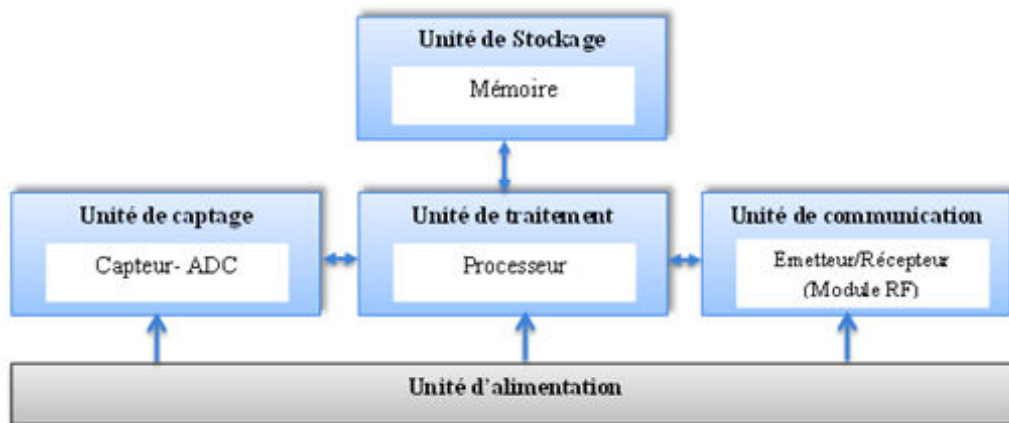


FIGURE 1.3 – Architecture matérielle typique d'un capteur sans fil.

1.3.1 Le processeur

Le processeur d'un capteur sans fil se situe au coeur de l'architecture matérielle. Il gère tout le fonctionnement du noeud capteur et plus précisément les parties d'acquisition et le module radio, ce qui permet la mise en oeuvre des protocoles de communication.

En effet, ce composant réunit les informations provenant du capteur, les traite puis il les transmet à l'unité correspondante. Le processeur analyse aussi les informations reçues par les autres capteurs sans fil et met en oeuvre les algorithmes de la couche de contrôle d'accès au support (MAC). Cette fonction est la plupart du temps réalisée avec des microcontrôleurs qui présentent une bonne flexibilité et la capacité à fonctionner dans

des modes de consommation réduite.

Prenons à titre d'exemple, les microcontrôleurs basés sur l'architecture RISC (Reduced Instruction Set Computer), que l'on nomme également microcontrôleur à puissance très réduite (*ultra low power*) [6]. Etant donné que le processeur est considéré comme le noyau d'un capteur sans fil, sa consommation d'énergie tient donc une part assez importante dans la consommation globale. L'équation 1.1 présente la puissance moyenne consommée dans un circuit numérique [7]

$$P_{moyenne} = P_{dy} + P_{st} + P_{cc} + P_{ft} \quad (1.1)$$

Avec :

- P_{dy} représente la puissance dynamique causée par la charge et la décharge de la capacité du circuit CMOS.
- P_{st} représente la puissance statique
- $P_{cc} + P_{ft}$ représente la puissance dissipée due aux courants de fuite et qui peuvent être négligée.

La puissance statique est exprimée par l'équation 1.2 :

$$P_{stat} = \beta + A_{op} + N_{op} \quad (1.2)$$

Où :

- β est un coefficient de consommation par unité de surface.
- A_{op} représente la surface de l'opérateur.
- N_{op} est le nombre d'opérateurs.

Les recherches menées [8] pour réduire cette puissance statique se base sur l'implémentation de plusieurs modes de fonctionnement du capteur. L'idée est de réduire au maximum le nombre d'opérateurs en passant du mode actif au mode de veille. A titre d'exemple, Texas instrument implémente cette technique de mise en veille dans ces processeurs MSP 430 dans lequel une seule horloge reste active pour autoriser le passage au mode actif [9].

D'autres parts, La puissance dynamique représente aussi la part la plus importante de l'énergie consommée par les composants numérique, car elle est liée au traitement à exécuter. Cette puissance est exprimée sous la forme suivante :

$$P_{dy} = aCV_{dd}^2fa \quad (1.3)$$

Où :

- a représente le facteur d'activité du circuit.
- V_{dd} représente la tension d'alimentation.

- f_a représente la fréquence de fonctionnement.
- C représente la capacité physique du circuit.

Plusieurs travaux menés pour réduire cette puissance dynamique. Comme la proposition des techniques d'adaptation de vitesse de fonctionnement du processeur (DVS :Dynamic Voltage Scaling) en choisissant la vitesse optimale pour une tâche précise . Des méthodes d'amélioration de la fréquence d'horloge, ou des techniques de réduction de l'activité de commutation du circuit *n'a z* en réduisant le nombre d'opérations logiques [10] [11].

1.3.2 Radiofréquence

Il s'agit de l'unité de communication qui constitue l'émetteur/récepteur et permet au capteur de communiquer avec les autres entités du réseau. Selon les applications visées, les supports de transmission peuvent être réalisés sur la base d'autres techniques que celle de la transmission RF, telles que la transmission optique (laser ou infra-rouge) ou la transmission acoustique. Dans ce types d'application, des dispositifs de communication appropriés peuvent être utilisés.

Les performances du module Radio Fréquence (RF) sont liées à la couche physique adoptée. Ces performances dépendent essentiellement du niveau de puissance d'émission, du type du schéma de modulation, des codes correcteurs d'erreurs utilisés, de la bande de fréquence et même du niveau de consommation. Dans le choix de la modulation, la plupart des concepteurs RF proposent les modulations telles que : OOK (On-Off Keying), Modulation de Fréquence FM, Modulation d'amplitude AM, etc , et ce dans l'objectif de diminuer la puissance consommée.

En ce qui concerne la structure électronique de l'unité de communication radio, plusieurs types d'architectures sont proposés par les concepteurs [12] utilisant les techniques telles que : superhétérodyne, faible fréquence intermédiaire (low-IF : Low Intermediate frequency), Zero-IFa, etc.

Pour les RCSFs, la deuxième technique est la plus adaptée car elle présente l'avantage d'être facile à intégrer, à l'abri de décalage de courant continu et une faible consommation d'énergie comme le montre le tableau 1.2.

Les principales caractéristiques de plusieurs dispositifs radio commercialisés et utilisés dans les réseaux de capteurs sans fil sont illustrées dans le tableau 1.3 suivant [12] : Le médium sans fil le plus adopté dans les RCSF est l'onde radio. La norme IEEE 802.15.4 est aussi considérée comme la technique de communication la plus utilisée dans ce type de réseaux, comme le montre le tableau 1.4, car elle offre un faible coût énergétique. De plus, elle permet une production des composants à un faible coût. Parmi les dispositifs radio compatibles avec la norme IEEE 802.15.4, le module radio CC2420 représente le dispositif de communication le plus utilisé

TABLE 1.2 – Classification des architectures du système RF

Architecture	Avantages	Inconvénients
Superhétérodyne	Structure simple, haute sensibilité et haute sélectivité	Mauvais niveau d'intégration, Grande consommation d'énergie
Faible-IF	Facile à intégrer, Immunité au décalage en courant continu :DC et Faible consommation	Rejet de l'image , conception de bande de base difficile
Zero-IFa	Facile à intégrer , Faible consommation	Décalage en courant continu DC, bruit de scintillement
Slide-IF	Petite image interférences, Facile à intégrer	Difficile pour la conception LO
super-régénérative	haute sensibilité, Faible consommation	Sérieusement touché par PVT_B (voltage, température..), Mauvaise stabilité

TABLE 1.3 – Caractéristique des différents modules RF

Module RF	Bande de fréquence (MHz)	Débit (Kbps)	Puissance consommée par E/R (mw)	Sensibilité (dBm)	Puissance d'émission (sortie)
TR1000	916.5	115.2	14.4/36	-98	-1.2
TRF6903	300 ~1000	19.2	60/111	-103	-12 ~8
CC1000	300 ~1000	76.8	30/87.8	-107	-20 ~10
CC2420	2400	250	33.8/31.3	-95	0
nRF905	433 ~915	100	37.5/90	-100	-10 ~10

dans la recherche concernant les réseaux de capteurs sans fil car il présente des caractéristiques intéressantes surtout au niveau de consommation d'énergie.

1.3.3 Mémoire

Pour le bon fonctionnement d'un capteur, son architecture sera composée de plusieurs mémoires : Une mémoire de type RAM (Random Access Memory) pour stocker les données temporaires collectées par le nJud

TABLE 1.4 – Techniques de communications pour les RCSFs

Protocole	ZigBee	Bluetooth	Wi-Fi
Norme	802.15.4	802.15.1	802.11 a/b/g
Mémoire	4-32 kbits	> 250 kbits	> 1 Mbits
Autonomie (pile)	Plusieurs mois	Jours	Heures
Nb de nJuds	> 60 000	7	32
Vitesse de transfert	250 kbits/s	1Mbits/s	> Mbits/s
Portée	100 m	10m-100 m	300 m

capteur lors de la communication avec l'environnement extérieur. Ce type de mémoire est très rapide mais leur majeur inconvénient consiste à la perte de son contenu lorsqu'il n'est plus alimenté.

Dès qu'une mémoire Flash est nécessaire pour sauvegarder les données permanentes telles que le système d'exploitation. En revanche, ces mémoires possèdent un temps d'accès en lecture ou en écriture très lent ce qui provoque une surconsommation d'énergie [13].

Dès lors, le bon dimensionnement de la taille des mémoires, et plus précisément celle de la mémoire vive, est important pour ne pas générer des coûts et des consommations électriques assez importantes. Ce dimensionnement reste cependant difficile à faire et dépend directement de l'application.

1.3.4 l'alimentation

Un nJud capteur est muni d'une unité d'alimentation, qui se présente généralement sous forme d'une batterie (par exemple pile AA normale d'environ 2.2-2.5 Ah, fonctionnant à 1.5 V) et qui parfois ne peut être échangée. En effet, les capteurs peuvent être dispersés dans un champ de captage dangereux ou inaccessible, d'où le remplacement d'une batterie s'avère une tâche difficile.

D'autres sources d'alimentation telles que l'alimentation via des cellules photovoltaïques peuvent être déployées pour recharger les batteries. Ainsi, l'unité d'alimentation est considérée comme un module crucial car elle influe directement sur la durée de vie des capteurs et donc du réseau entier. Par conséquent, La conservation d'énergie reste une exigence primordiale pour les RCSFs.

1.3.5 Dispositif d'acquisition

Ce module d'acquisition procède à la capture des informations en transformant les grandeurs physiques observées (température, pression, humidité, mouvement, etc.) en données numériques compréhensibles par l'unité de traitement, via un convertisseur analogique/numérique appelé CAN (en anglais ADC : Analog to Digital Converter).

A titre d'exemple, Les modules MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) sont les plus utilisés pour une grande variété de phénomènes physiques (accélération, concentration chimique, etc). De plus, Certains types de dispositifs d'acquisition ont des exigences en termes de délai et de débit. Comme par exemple, les équipements médicaux de type ECG (électrocardiographie) ou le thermomètre ont leurs exigences en termes de débit [6].

1.4 Pile protocolaire et standards

Une pile protocolaire est une mise en oeuvre particulière d'un ensemble de protocoles de communication réseau dans laquelle chaque couche s'appuie sur celles qui sont en dessous afin d'y apporter un supplément de fonctionnalité. Dans le domaine des RCSFs, aucune pile protocolaire n'a été standardisée. Malgré cette non standardisation, la pile protocolaire proposée par [14] est reprise par la majorité des articles scientifiques traitant la thématique des RCSFs. La figure 1.4 illustre cette pile protocolaire.

Elle se compose de 5 couches à savoir : la couche application, la couche transport, la couche réseau, la couche liaison de données, la couche physique. Ces couches sont liées à trois plan à savoir : plan de gestion de l'énergie, plan de gestion de la mobilité et au plan de gestion des tâches. D'après le concept historique OSI, chaque couche communique avec ses couches adjacentes (celle du dessus ou celle du dessous). De plus, chaque couche fournit des services à celle de niveau supérieur et exploite les données de celle de niveau inférieur.

1.4.1 Couche Physique

La couche physique permet à travers des techniques de traitement du signal, d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation radioélectrique.

En effet, cette couche gère différentes taches dont on cite, la sélection du canal, la génération de la fréquence porteuse, détection du signal, estimation de la qualité de liens et contrôle de puissance, codage et modulation des données, etc. Le choix de type de la modulation pour qu'elle soit une modulation binaire ou une modulation à M-états (M-array) est un choix crucial pour assurer une transmission robuste et énergétiquement économique au sein du RCSF. Nous abordons cet aspect plus en détail dans les chapitres suivant.

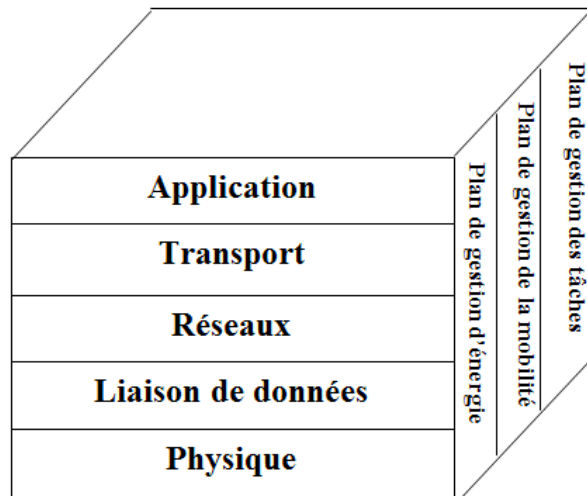


FIGURE 1.4 – Pile protocolaire des RCSFs

1.4.2 Couche Liaison (LLC/ MAC)

Cette couche spécifie comment les données sont expédiées entre deux capteurs sans fil pour une distance d'un saut. Elle se compose de deux sous couches : la sous couche liaison de données LLC et la sous couche MAC. La première sous couche s'occupe de différentes tâches à savoir :

- Le multiplexage des données,
- Le contrôle de puissance,
- la correction des erreurs des données binaires.
- La retransmission des données après le contrôle d'erreurs.

Tandis que la deuxième sous couche, assure la liaison point à point et multipoint dans un réseau de communication. En effet, le protocole MAC permet la création de l'infrastructure du réseau et assure la gestion de l'accès au support de communication. En outre, il gère l'alternance entre le mode actif et le mode veille, afin de réduire au mieux l'énergie consommée. Il doit également tenir compte de la consommation d'énergie et doit être en mesure de réduire les collisions.

1.4.3 Couche Réseaux

La couche réseaux, gère l'adressage et le routage des données dans le réseau de capteurs sans fil. Du fait de la contrainte d'énergie, les protocoles de routage classiques des réseaux ad hoc sont inappropriés pour les RCSFs [14].

Les principales métriques considérées dans l'optimisation des techniques de routage dans le réseau de

capteurs sans fil sont :

- Le nombre de saut pour atteindre la destination (distance)
- L'énergie nécessaire pour transmettre les paquets.
- L'énergie résiduelle dans chaque capteur.
- Le nombre de paquets perdus.
- Le délai de transmission entre le nœud source et le nœud destination.

D'autre part, la technique d'adressage la plus utilisée est celle géographique, qui permet d'attribuer à chaque capteur du réseau un identifiant basé sur sa position géographique. D'ailleurs, la technique d'adressage géographique est employée surtout dans les applications de surveillance appelée « environmental monitoring » etc.

1.4.4 Couche transport

La couche transport intervient dans le contrôle du flux des données, le découpage des données en paquets tout en conservant l'ordre. Elle contribue également à la gestion des communications entre deux réseaux sans fil ou entre un RCSF et internet. Le protocole UDP est la technique la plus utilisée dans ce type de communication.

1.4.5 Couche Application

La couche transport représente le niveau le plus proche à l'utilisateur car elle lui permet de gérer les capteurs via des logiciels. Plusieurs protocoles de gestion ont été proposés dans la littérature à savoir :

Le protocole de gestion de capteur (SMP : Sensor Management Protocol) qui permet à l'utilisateur de configurer un réseau de capteurs sans fil tels que l'ordonnancement de la mise en marche et la mise en veille d'un nœud capteur, le déplacement d'un nœud et la synchronisation des capteurs.. etc. En plus du protocole SMP, on trouve le protocole d'interrogation de capteur et de diffusion des données appelé SQDDP (Sensor Query and Data Dissemination Protocol) qui permet à l'utilisateur à travers des interfaces d'interroger le réseau en se basant sur la localisation des nœuds.

1.4.6 plan de gestion

Dans la pile protocolaire, nous distinguons aussi des plans verticaux nommés plan de gestion d'énergie, plan de mobilité et plan de gestion des tâches [15].

Le plan de gestion d'énergie permet d'utiliser efficacement l'énergie d'un nœud capteur. En effet, cette couche permet par exemple la mise en veille du module récepteur d'un nœud capteur dès que ce dernier n'a pas plus de données à recevoir.

D'autre part, si le niveau d'énergie restante d'un capteur devient faible, le noeud pourra alors informer ses voisins par multidiffusion qu'il ne sera plus capable de participer au routage des paquets. Ainsi, le noeud conservera son énergie restante pour les fonctionnalités d'acquisition.

Concernant le plan de mobilité, il permet d'enregistrer les mouvements des capteurs et détecter leurs positions. De cette manière, chaque capteur peut connaître les noeuds qui lui sont voisins. Ceci facilitera la construction de la table de routage à un saut pour chaque élément du réseau [15].

Enfin, le plan de gestion des tâches assure un ordonnancement des tâches de capture dans une région bien déterminée tout en évitant la redondance des tâches de capture à un même instant, et ceci dans le but d'économiser de l'énergie sur tout le réseau.

Somme toute, ces trois plans permettent d'assurer une gestion optimale de la consommation d'énergie, de la mobilité et du partage des tâches au niveau de chaque capteur sans fil. Ces plans de gestion sont importants, pour que les noeuds capteurs puissent collaborer ensemble d'une manière efficace afin de préserver au mieux leurs énergies, et prolonger ainsi la durée de vie du réseau.

1.5 Qualité de service dans les RCSFs

Dans les réseaux informatiques classiques, la Qualité de Service (QoS) signifie la capacité du système de communication à garantir les performances exigées par l'application, c'est à dire en termes de délai de transmission de bout-en-bout, de taux de perte et de débit.

Cependant, les métriques de QoS sont dépendantes de l'application adoptée en raison de différentes caractéristiques spécifiques de chaque type de données utilisées. Contrairement, au principe de transmission bout-en-bout dans les réseaux classiques, le principe d'observation et surveillance est le plus utilisé dans les RCSFs. Ainsi, les métriques exigées dans ce type de réseau sont exploitées d'un point de vue collectif. C'est-à-dire, la qualité de service (QoS) d'un capteur dans le réseau n'est pas adéquat et judicieux quand celui-ci est étudié seul, mais par contre la qualité de service de l'ensemble des noeuds contribue au mieux à la réalisation d'une même et unique tâche.

Très peu de travaux récents s'intéressent au support de la QoS temps réel. En effet, compte tenu de la nature non fiable de la transmission radio faible puissance et la haute dynamique des protocoles, la garantie de la QoS strict au sens du temps réel dur est très difficile voire impossible. Nous nous contentons la plupart du temps de fournir de la QoS « best-effort » ou au mieux une garantie probabiliste.

1.6 Facteurs et contraintes dans les RCSFs

La couche physique des noeuds capteurs doit garantir une stabilité des liens ainsi qu'une connectivité quasi-permanente. D'autres parts, la couche d'accès (MAC) doit assurer aux différents nœuds du réseau un accès équilibré au canal et résoudre également les problèmes de collisions. De plus, l'implémentation des protocoles de routage et de transport ainsi que le support de QoS ouvrent des champs de recherche très peu explorés à ce jour.

En résumé, les réseaux de capteurs sans fil posent de nombreux défis de conception. Les différentes contraintes et limites qui doivent être prise en compte sont résumées comme suit :

- **Contraintes énergétiques** : Dans la plupart des cas, les noeuds capteurs fonctionnent avec des batteries à capacité énergétique limitée. Donc, la durée de vie d'un noeud dépend grandement de la durée de vie de sa source d'alimentation. Dès lors, la contrainte la plus importante dans la conception du réseau de capteur est la consommation énergétique.

En effet, chaque choix dans la conception du réseau de capteurs sans fil affecte directement la consommation globale d'énergie du réseau. Notons qu'il apparaît clairement que la phase de communication est le processus le plus gourmand en énergie [16]. Ainsi, pour la couche physique, les choix adoptés (modulation, codage, puissance d'émission...) affectent le comportement de toutes les couches [15]. D'où, afin de mieux conserver l'énergie, il est nécessaire de se concentrer sur tous les couches du modèle OSI et plus particulièrement sur la couche physique.

- **Limite en Bande passante** Afin de minimiser l'énergie consommée, les capteurs sans fil opèrent à bas débit lors du processus de transmission des données. Généralement, le débit utilisé est de quelques dizaines de Kb/s. Un débit de transmission réduit n'est pas handicapant pour un réseau de capteurs.
- **Topologie dynamique** Le déploiement d'un grand nombre de noeuds dans le RCSF nécessite une maintenance en continu de la topologie. En effet, la topologie du réseau change au cours du temps pour plusieurs raisons comme : la mobilité des capteurs, le dysfonctionnement d'un noeud à cause de l'épuisement de ces ressources énergétiques d'où l'expiration de son durée de vie.
- **Le canal radio** L'utilisation du canal radio soulève plusieurs défis. Lors de la conception du réseau, il faut prendre en considération tous les aléas de ce support de communication à savoir :
 - La limite de la puissance d'émission.
 - Les phénomènes d'atténuation, réflexion et distorsion qui affectent directement la transmission des données.
 - Perte des paquets suite à une collision.

Ainsi les noeuds doivent trouver un équilibre pour permettre de garantir d'une part la réception des

données et d'autre part de conserver leurs sources d'alimentation.

- **L'échelle** Le nombre de noeuds implémentés dans un réseau de capteurs sans fil peut atteindre des milliers. Un réseau aussi dense engendre beaucoup de transmissions inter nodales et nécessite beaucoup de mémoire au niveau de la station de base afin de stocker efficacement toutes les données reçues.

1.7 Conclusion

En résumé, ce chapitre nous a permis de voir le fonctionnement général d'un noeud capteur sans fil. Le concept de ces réseaux ainsi que les principaux champs d'application ont été abordés. La pile protocolaire ainsi que les standards pouvant y être associés ont été décrits. Etant donné la limitation des ressources de noeuds capteurs, l'étude du réseau de capteurs sans fil ne pourrait pas se passer de contraintes énergétiques pour cette classe de réseaux.

Dans le chapitre suivant nous détaillerons les principales formes de dissipation d'énergie dans les RCSFs puis nous étudions les mécanismes de conservation de l'énergie dans ces réseaux.

Consommation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil

Sommaire

2.1	Introduction	21
2.2	Durée de vie d'un réseau	21
2.3	Forme de dissipation d'énergie dans les RCSFs	21
2.4	Mécanismes de conservation d'énergie	24
2.4.1	Optimisation de la conception des circuits électroniques	24
2.4.2	Protocoles de routage	26
2.4.3	Réduction des données	27
2.4.4	Acquisition de données efficace en énergie	27
2.4.5	Contrôle de la Topologie	28
2.4.6	Minimisation de la consommation énergétique au niveau MAC	28
2.4.7	Méthodes de conservation d'énergie au niveau couche PHY	29
2.5	Couche physique	29
2.5.1	2.5.1 Canal de transmission	30
2.5.2	Les modulations numériques	32
2.5.3	Démodulations	33
2.5.4	Le codage canal	35
2.6	Positionnement de la thèse et Conclusion	35

2.1 Introduction

Les noeuds capteurs présentent des contraintes en énergie en raison de leurs sources d'alimentation restreintes. Nous présentons dans ce chapitre l'importance de la consommation d'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil ainsi que les principales stratégies mises en oeuvre pour conserver au mieux l'énergie globale de ce type de réseau.

2.2 Durée de vie d'un réseau

Un réseau ne peut accomplir son objectif que tant qu'il est en vie, mais pas au-delà. La durée de vie prévue est critique dans tout déploiement de réseau de capteurs. Le but des scénarios applicatifs classiques consiste à déployer des noeuds dans un domaine sans surveillance pendant plusieurs mois voire même des années [17].

La vie d'un réseau de capteurs correspond à la période de temps durant laquelle le réseau peut, selon le cas : maintenir assez de connectivité, couvrir le domaine entier, ou garder le taux de perte d'information en-dessous d'un certain niveau. La vie du système est donc liée à la vie nodale, même si elle peut en différer. La vie nodale correspond à la vie d'un des noeuds du réseau. Elle dépend essentiellement de deux facteurs : l'énergie qu'il consomme en fonction du temps et la quantité d'énergie dont il dispose.

Il existe différentes définitions pour la durée de vie d'un réseau de capteurs [18][19]. Elle peut être définie par la durée jusqu'au moment où le premier noeud meurt.

Elle peut également être définie par le temps jusqu'au moment où une proportion de noeuds meurt. Si la proportion de capteurs morts dépasse un certain seuil, cela peut avoir comme conséquence la non-couverture de sous-régions et/ou le partitionnement du réseau [20].

2.3 Forme de dissipation d'énergie dans les RCSFs

Un capteur sans fil dissipe l'énergie tout en assurant la détection, la collecte d'information, la transmission et la réception des paquets afin de remplir les tâches visées par l'application. Comme ces noeuds capteurs dépendent de ressources énergétiques restreintes, prolonger leurs durées de vie est un défi fondamental dans leurs conceptions.

D'où la durée de vie de la batterie détermine celle du capteur sans fil et bien évidemment celle du réseau. Afin de concevoir et implémenter des solutions efficaces en énergie, il est très important d'analyser les différentes sources de dissipation de l'énergie d'un capteur sans fil [21]. Cette dissipation d'énergie couvre principalement :

- **L'unité de traitement et de calcul (MCU)** : Il s'agit de l'énergie dissipée par le microcontrôleur (MCU). La consommation énergétique du MCU dépend du mode du fonctionnement. Généralement les MCUs fonctionnent en 3 modes : mode actif, mode Idle (inactif) et mode sommeil. Ces modes permettent de couper les différentes horloges du circuit pendant que le processeur attend une interruption [22]. Cette stratégie permet pour une meilleure consommation énergétique de ce composant.

D'après la fiche technique du processeur MSP4303, ce dernier consomme 3 mW en mode actif, 98 μ W dans le mode idle et seulement 15 μ W dans le mode sommeil. Toutefois, la transition entre les modes de fonctionnement implique un surplus d'énergie et de latence comme le montre le tableau 2.1. Les chiffres reportés dans ce tableau prennent en compte les modes de veille profonde les moins consommant de chaque microcontrôleur, par rapport à leurs modes actifs respectifs.

TABLE 2.1 – Latence et énergie consommée pour le passage du mode veille profond vers le mode actif

MCU	Horloge	Latence	Consommation d'énergie
TI MSP430x2xx	interne	4.9 μ s	818 nJ
Atmel ATmega164P	Interne	5.75 μ s	36 nJ
	Céramique	254 μ s	1.6 μ J
	Quartz	4 ms	25 μ J

- **Unité de détection** : il y a plusieurs sources de consommation d'énergie par le module de détection, notamment l'échantillonnage et la conversion des signaux physiques en signaux électriques, le conditionnement des signaux et la conversion analogique-numérique. Étant donné la diversité des capteurs, il n'y a pas de valeurs typiques de l'énergie consommée.

En revanche, les capteurs passifs (température, sismiques etc.) consomment le plus souvent peu d'énergie par rapport aux autres composants du noeud-capteur. Notons que, les capteurs actifs tels que les sonars, les capteurs d'images, etc. peuvent consommer beaucoup d'énergie.

- **Unité de communication radio** : La radio opère dans quatre modes de fonctionnement : émission, réception, écoute active appelé aussi idle, et sommeil. Une observation importante dans le cas de la plupart des radios est que le mode idle induit une consommation d'énergie significative, presque égale à la consommation en mode réception [19]. Ainsi, il est plus judicieux d'éteindre complètement la radio plutôt que de passer en mode « idle » quand l'on a ni à émettre ni à recevoir de données. Un autre facteur

déterminant est que, le passage de la radio d'un mode à un autre engendre une dissipation d'énergie importante due à l'activité des circuits électroniques. Par exemple, quand la radio passe du mode sommeil au mode émission pour envoyer un paquet, une importante quantité d'énergie est consommée pour le démarrage de l'émetteur lui-même [21].

Un autre point important est que les données des constructeurs sous-estiment assez régulièrement ces différentes consommations comme ont pu le montrer les auteurs de [19], en particulier concernant la consommation dans le mode idle. De plus, il existe d'autres aspects de dissipation d'énergie telle que les lectures et les écritures dans mémoires. La surconsommation de l'énergie au niveau du contrôle d'accès au support sans fil (couche MAC) représente aussi les causes majeures de la perte d'énergie dans les RCSFs. Les sources de surconsommation au niveau de cette couche sont principalement : les collisions, l'écoute à vide, l'envoi infructueux ou « *Overmitting* » en anglais, et le traitement des paquets de contrôle (l'overhead), les interférences [23] [18].

- **Collision** : lorsqu'un nœud reçoit plusieurs paquets de données à la fois, ces derniers entrent en collision. Dans ce cas, les paquets seront rejetés et puis retransmis.
- **L'écoute abusive** ou « *Overhearing* » : Quand un capteur envoie des données, tous les nœuds à sa portée le reçoivent même ceux qui ne sont pas concernés. Ainsi, chaque traitement d'un paquet destiné à d'autres capteurs entraîne un gaspillage d'énergie.
- Le surcoût des paquets de contrôle : il faut utiliser un nombre réduit de paquets de contrôle lors du processus de communication. Car l'émission, la réception, et le traitement des paquets de contrôle consomment aussi de l'énergie.
- **Ecoute à l'arrêt** : c'est l'un des importants facteurs de dissipation d'énergie. Quand un capteur se met à l'écoute d'une chaîne à l'arrêt afin de détecter un éventuel trafic.
- **Les interférences** : cela se produit surtout quand un capteur se trouve entre la zone de transmission et la zone d'interférences reçoit un paquet sans pouvoir le décoder, du fait qu'il est généralement abandonné à cause de possibilités limitées de relayer l'information.

Il est difficile d'apporter ici une étude quantitative et comparative précise de la consommation de chaque composant d'un nœud capteur en raison du grand nombre de plates-formes commerciales existantes.

Cependant, plusieurs études ont montré que la transmission des données est le processus le plus gourmand en énergie [21]. A titre d'exemple, le coût d'une transmission d'un bit d'information est approximativement le même que le coût nécessaire au calcul d'un millier d'opérations [24].

Dès lors, afin de maximiser la durée de vie du réseau de capteurs sans fil, il faut pouvoir réduire la consommation globale de l'énergie dans le réseau et surtout au niveau de la phase de transmission des données qui sera l'objectif de nos travaux.

Plusieurs techniques mises en oeuvre pour cette finalité seront exposées dans la section suivante.

2.4 Mécanismes de conservation d'énergie

Comme nous l'avons souligné dans la section précédente, c'est la phase de transmission de données qui se révèle extrêmement consommatrice par rapport aux autres tâches du nœud capteur. Cette caractéristique conjuguée à l'objectif de maximisation de la durée de vie du réseau a suscité de nombreux travaux de recherche.

La durée de vie d'un réseau de capteurs peut être prolongée par l'application conjointe de différentes techniques [25] [26]. Par exemple, les protocoles efficaces en énergie visent à réduire au minimum la consommation d'énergie pendant l'activité du réseau. Toutefois, une quantité considérable d'énergie est consommée par les composants d'un nœud (CPU, radio, etc), même s'ils sont inactifs.

Dans la littérature, plusieurs axes de recherches se sont développés autour de l'optimisation de la consommation de l'énergie. Ces axes couvrent les différentes couches de la pile protocolaire. La figure 2.1 récapitule ces stratégies de conservation de l'énergie dans RCSFs.

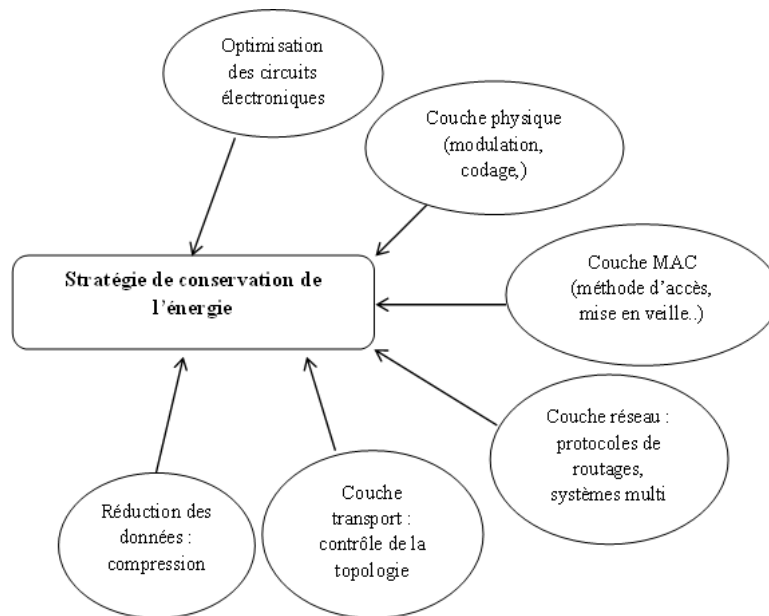


FIGURE 2.1 – Stratégies de conservation d'énergie dans les RCSFs.

2.4.1 Optimisation de la conception des circuits électroniques

La conception de circuits matériels doit assurer une consommation minimale de l'énergie. L'évolution dans l'électronique a permis l'apparition des composants « *ultra low power* » couvrant les microcontrôleurs, le block radio, etc.

Il existe de nombreuses techniques pour réduire la consommation d'énergie dans les circuits, telles que la

technique de « clock gating », l'utilisation des modes à faible consommation ou encore l'adaptation dynamique des tensions d'alimentation. Ces mécanismes sont, la plupart du temps, des mécanismes matériels gérés par le logiciel à plus haut niveau [27].

- **Méthode « Clock gating »**

Dans un circuit synchrone, la synchronisation entre les blocs est réalisée à l'aide d'une horloge. Cette horloge permet de définir la validité des données en entrée de chaque bloc. Sans précaution particulière, ce signal est propagé dans tous les blocs du circuit, qu'ils soient en train d'effectuer un calcul valide ou non. Ainsi, lorsqu'il n'y a pas de donnée utile à l'entrée d'un bloc, celui-ci va commuter inutilement provoquant une consommation inutile.

Le « Clock gating » est une technique permettant de couper les parties de l'arbre d'horloge reliées à des blocs n'effectuant pas de calcul. Ceci permet de réduire la consommation d'énergie dans les circuits synchrones, mais n'est pas toujours facile à mettre en oeuvre.

- **Modes à faible consommation**

Lorsqu'un processeur synchrone n'a plus de tâche logicielle à exécuter, celui-ci peut se mettre en attente d'interruptions qui le réveilleront. Dans ce cas, bien qu'il n'y ait aucun calcul à réaliser, l'horloge interne continue à fonctionner, ce qui génère une consommation totalement inutile. C'est pour cette raison que les modes faible consommation ont été créés. Ces modes sont contrôlés par le logiciel et permettent de couper les différentes horloges du circuit pendant que le processeur attend une interruption. L'économie d'énergie réalisée peut être très significative.

A titre d'exemple, d'après la fiche technique du microprocesseur MSP430 de Texas Instrument, le passage du mode actif au mode de veille permet de faire passer la consommation typique de $1200 \mu J$ à $0.1 \mu J$.

TABLE 2.2 – Consommation Typiques des microprocesseurs MSP 430 et ATmega164P à 3v et 4 MHZ

Microprocesseur	Consommations typiques
TI MSP430x2xx	Mode actif : $1200 \mu J$ Veille profonde : $0.2 \mu J$ Retour vers le mode actif : $18 nJ$
Atmel ATmega164P	Mode actif : $2100 \mu J$ Veille profonde : $0.1 \mu J$ Retour vers le mode actif : $36 nJ$

- **Adaptation dynamique de la tension d'alimentation**

Un moyen efficace pour réduire la consommation énergétique est d'utiliser l'adaptation dynamique en tension (Dynamic Voltage Scaling ou DVS) pour contrôler dynamiquement l'énergie consommée. Cette technique permet à un processeur de modifier dynamiquement sa tension d'alimentation et sa fréquence de fonctionnement [28]. Cela suppose que le processeur soit capable d'ajuster à la demande sa tension et sa fréquence, donc sa vitesse de fonctionnement et sa consommation. En outre, cela nécessite des algorithmes d'adaptation dynamique des paramètres tension et fréquence. Ces algorithmes, qui font partie du système d'exploitation, prévoient la quantité de traitement à effectuer en se basant sur le fonctionnement passé du processeur et déterminent qu'elle doit être le couple (fréquence, tension). L'algorithme PAST [29], par exemple, divise le temps en intervalles réguliers de 10 à 50 millisecondes, considère que l'activité du processeur pendant le prochain intervalle sera identique à celle du précédent puis fait varier la vitesse du processeur en conséquence. Si le temps d'activité du processeur pendant le précédent intervalle était plus important que son temps d'inactivité, le système d'exploitation augmente la vitesse. A l'inverse, si le processeur est resté plus longtemps inactif (dans la boucle idle) qu'actif, la vitesse est diminuée.

2.4.2 Protocoles de routage

Le routage dans les réseaux de capteurs est un routage multi-sauts. L'acheminement des paquets d'une source donnée à une destination se fait à travers plusieurs noeuds intermédiaires. Ainsi, un noeud consomme de l'énergie soit pour transmettre ces données ou pour relayer les données des autres noeuds. Dans ce contexte, une politique de routage efficace doit être utilisée afin d'assurer le bon acheminement de données avec le minimum d'énergie consommée [30].

En effet, on sait que la méthode la plus efficace pour diminuer significativement la consommation énergétique est de réduire la puissance d'émission et donc celle de l'amplificateur de puissance. L'utilisation d'un système de communication multi-sauts prend alors tout son sens. En relayant les transmissions de paquets entre les divers noeuds pour atteindre le collecteur, on peut diminuer nettement la puissance d'émission. Néanmoins, ce mode de communication est plus gourmand en termes d'intelligence et de puissance de calcul puisqu'il entraîne l'implémentation de mécanismes de routage.

Plusieurs contraintes doivent être prises en compte dans la conception des protocoles de routages dans les RCSFs :

- Limitations : Contraintes d'énergie et de Bande-passante.
- Absence d'adressage global
- Données redondantes

- Réseau à sources multiples / destination unique
- Gestion des ressources
- Capacité de calcul
- Stockage

2.4.3 Réduction des données

Réduire les données en termes de volume ou de nombre de paquets, dans les réseaux peut avoir un impact majeur sur la consommation d'énergie due à la communication. Parmi les méthodes de réductions de données, nous trouvons le « In-network processing » qui consiste à réaliser de l'agrégation de données (par exemple, calculer la moyenne de certaines valeurs) au niveau des noeuds intermédiaires entre la source et la destination. Ainsi, la quantité de données est réduite tout en parcourant le réseau vers le noeud puits. Une agrégation de données appropriée est spécifique à l'application.

Un état de l'art sur les techniques « In-network processing » est présenté dans le document [31]. La compression de données peut être appliquée également pour réduire la quantité d'informations transmises par les nIJud sources. Ce régime implique l'encodage d'informations au niveau des nIJud qui engendrent des données, et le décodage au niveau du nIJud destination. Il existe différentes méthodes de compressions de données citées dans [32].

2.4.4 Acquisition de données efficace en énergie

La consommation d'énergie du module de détection peut être significative [33] Cela peut être dû à différents facteurs [34].

- Transducteur gourmand en énergie : Certains capteurs ont intrinsèquement besoin d'une forte puissance pour s'acquitter de leur tâche d'échantillonnage. Par exemple, des capteurs d'images CMOS, voire des capteurs multimédias [35] ont généralement besoin de beaucoup d'énergie. Les capteurs chimiques ou biologiques peuvent aussi être gourmands en énergie.
- Convertisseurs A/D gourmands : des capteurs tels que les transducteurs acoustiques et sismiques [36] nécessitent généralement des convertisseurs A/D à haut débit et à grande résolution. La consommation d'électricité des convertisseurs représente la part la plus importante de la consommation d'énergie du sous-système de détection.
- Temps d'acquisition long : Le temps d'acquisition peut être de l'ordre de plusieurs centaines de millisecondes, voire de quelques secondes. Par conséquent, l'énergie consommée par le sous-système de détection peut être élevé, même si la consommation d'énergie du détecteur reste modérée.

Dans ce cas, réduire les communications peut s'avérer insuffisant, mais les stratégies de conservation d'énergie doivent réellement réduire le nombre d'acquisitions (échantillons de données). Il faudrait également préciser que les techniques d'acquisition de données efficaces en énergie ne visent pas exclusivement à réduire la consommation d'énergie du module de détection.

En réduisant les données prélevées par des capteurs sources, elles diminuent aussi le nombre de communications. En fait, beaucoup de techniques d'acquisition de données efficaces en énergie ont été conçues.

Les travaux dans [34] exploitent les techniques d'échantillonnage adaptatives pour réduire la quantité de données à acquérir par le transducteur en supposant que le phénomène étudié ne change pas brusquement entre les régions couvertes par des capteurs voisins.

2.4.5 Contrôle de la Topologie

Le contrôle de la topologie [37] permet l'ajustement de la puissance de transmission et le regroupement des noeuds capteurs (hiérarchisation). Le contrôle de la puissance de transmission n'a pas seulement un effet sur la durée de vie de la batterie d'un nœud capteur, mais aussi sur la capacité de charge du trafic qui est caractérisée par le nombre de paquets transmis avec succès vers une destination. En outre, il influe sur la connectivité et la gestion de la densité (le nombre de noeuds voisins). Ainsi, il peut conserver l'énergie à deux niveaux : explicitement par l'application de puissances faibles d'émissions et implicitement en réduisant la contention avec d'autres noeuds transmetteurs. Le module de contrôle de la puissance est souvent intégré dans des protocoles de la couche réseau [38].

D'autre part, la hiérarchisation consiste à organiser le réseau en structure à plusieurs niveaux. C'est le cas, par exemple, des algorithmes de groupement (*clustering*), qui organisent le réseau en groupes (*clusters*) avec des leaders de groupe (*clusterheads*) et des nœuds membres [39].

Une autre solution proposée dans [40], profite de la densité élevée des capteurs déployés pour se permettre d'endormir certains d'entre eux, afin que tous les capteurs ne soient pas actifs en même temps.

2.4.6 Minimisation de la consommation énergétique au niveau MAC

La couche MAC permet une réduction de l'énergie qui peut être consommée inutilement [40]. Plusieurs techniques efficaces en énergie ont été développées visent à réduire au minimum la consommation d'énergie pendant l'activité du réseau. Ces derniers se basent sur la mise en veille temporaire des composants du capteur lorsqu'ils ne sont pas sollicités. En effet, le moyen le plus efficace pour conserver l'énergie est de mettre la radio de l'émetteur en mode veille (*low-power*) à chaque fois que la communication n'est pas nécessaire.

Idéalement, la radio doit être éteinte dès qu'il n'y a plus de données à envoyer et ou à recevoir, et devrait être prête dès qu'un nouveau paquet de données doit être envoyé ou reçu. Ainsi, les noeuds alternent entre périodes actives et sommeil en fonction de l'activité du réseau. Ce comportement est généralement dénommé « Duty-cycling ». Un protocole d'ordonnancement Sommeil/Réveil accompagne donc tout plan de Duty-cycling. Il s'agit généralement d'un algorithme distribué reposant sur les dates auxquelles des noeuds décident de passer entre l'état actif et l'état sommeil. Il permet aux noeuds voisins d'être actifs en même temps, ce qui rend possible l'échange de paquets, même si les nœuds ont un faible duty-cycle (i.e. ils dorment la plupart du temps).

D'autre part, différents protocoles MAC pour les RSCFs sans ont été proposés dans la littérature [41] [42] visant à réduire la consommation d'énergie du réseau. La plupart d'entre eux mettent en oeuvre un régime avec un faible « Duty-cycling » pour gérer au mieux la consommation d'énergie.

2.4.7 Méthodes de conservation d'énergie au niveau couche PHY

L'évolution de la technologie et le progrès de la conception de circuits ne sont pas suffisants pour résoudre le problème crucial de l'énergie dans le réseau de capteurs sans fil. En effet, au niveau de la couche physique, l'effort des schémas de modulation, du codage canal etc, avec les paramètres optimaux contribue à réduire considérablement cet écart d'énergie. Dans ce contexte, la modulation optimale choisie est une technique extrêmement vitale.

Dans la suite de ce manuscrit, nous nous concentrons à étaler des techniques de conservation d'énergie au niveau de cette couche physique.

Mais avant d'entamer, la description des stratégies d'optimisation d'énergies adoptées dans nos travaux, une étude minutieuse de la couche physique et de ces principaux composants s'avère nécessaire afin de comprendre le fonctionnement d'un système de communication radio et améliorer sa consommation.

2.5 Couche physique

Comme nous l'avons noté dans la section précédente, il est important d'étudier les différentes techniques de traitement du signal associées à la mise en oeuvre de la couche physique pour comprendre le fonctionnement d'un système de communication radio et améliorer sa consommation. Ces techniques doivent notamment permettre d'adapter le signal radio au milieu de propagation et d'améliorer la qualité des transmissions en diminuant le nombre de bits erronés en réception, à travers par exemple des schémas de modulation ou de codage canal.

Une chaîne de transmission numérique permet de transporter une information entre deux entités communicantes à travers un support physique. Elle est en général définie selon la figure 2.2 Les blocs fonctionnels qui la composent (la séquence binaire, le codage de canal, la modulation numérique et le canal de transmission) se positionnent au niveau de la couche physique. Le signal original est traité séparément par les différents blocs de la chaîne de communication afin de le restituer aussi fidèlement que possible à la destination. Les opérations effectuées au niveau de chaque bloc sont décrites dans les paragraphes suivants :

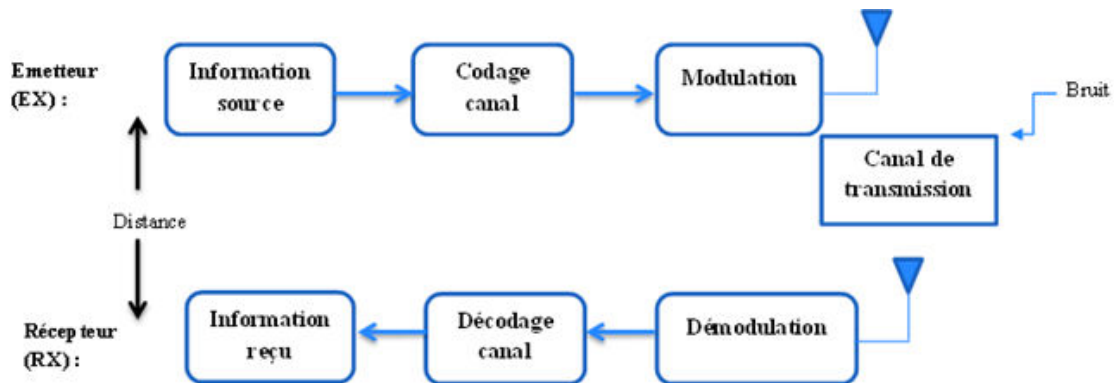


FIGURE 2.2 – Modèle d'un système de communication sans fil.

2.5.1 Canal de transmission

Le canal de transmission correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. Son étude est nécessaire pour la définition et le dimensionnement des systèmes de communications sans fil. La bande de fréquence du canal de transmission détermine les caractéristiques de propagation, comme par exemple l'atténuation en espace libre ou les propriétés électriques des matériaux rencontrés par les ondes radio. Néanmoins, son choix ne doit pas s'arrêter aux performances physiques, mais doit tenir compte des réglementations [42]. En France, on distingue 3 bandes ISM (fréquences Industrielles Scientifiques et Médicales) appropriées pour notre application :

- **La bande 433 MHz** : La largeur de cette bande est égale à 1,74 MHz (433,050 MHz à 434,790 MHz), mais il n'y a pas de canaux imposés. De plus, elle n'est pas harmonisée au niveau européen. Néanmoins, la PAR7 est limitée à 10 mW maximum. Elle permet une longue portée mais reste néanmoins plus encombrée que la bande des 868 MHz, notamment avec l'utilisation des appareils radios amateurs, des alarmes sans fil et toute la catégorie des télécommandes. Cependant, à cette fréquence, il n'y a pas d'application multimédia, donc un risque minimum de brouillage en continu.
- **La bande 868 MHz** : La largeur de cette bande est de 12 MHz (868 MHz à 870 MHz). Elle est harmonisée au niveau européen et permet une moyenne portée. Les règles à observer sont plus complexes,

notamment en termes de temps d'occupation du spectre.

- **La bande 2,4 GHz** : Elle est harmonisée au niveau mondial. Elle est cependant de courte portée mais permet de plus gros débits. Enfin, elle devient de plus en plus encombrée avec l'essor des systèmes multimédia tels que le WiFi et le Bluetooth.

Propagation en espace libre

Le cas idéal où il n'y a pas d'obstacles à traverser correspond à la propagation en espace libre. La puissance P_{recue} au niveau du récepteur s'exprime selon l'équation de FRIIS [42] :

$$P_{recue} = P_{TX} G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

Avec :

- P_{TX} représente la puissance de transmission,
- G_T représente gain de l'antenne émetteur.
- G_R représente gain de l'antenne récepteur,
- d la distance entre l'émetteur et le récepteur
- λ la longueur d'onde

Il paraît alors évident que le niveau de puissance reçue pour une transmission donnée dépend non seulement de la distance séparant l'émetteur et le récepteur mais également de la fréquence de transmission.

Propagation multi-trajets

Dans la plupart des cas, un récepteur n'est pas en visibilité directe de l'émetteur. Toutes les ondes qu'il reçoit proviennent donc de différents trajets issus des interactions du signal émis avec l'environnement. Le signal reçu est égal à la somme vectorielle des échos du signal émis arrivant au récepteur, chacun étant caractérisé notamment par une atténuation, un déphasage et un retard. Dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe, on parle de situation LOS (Line Of Sight) et, dans le cas contraire, de situation NLOS (Non Line Of Sight). Les différents mécanismes qui permettent à l'onde de se propager sont illustrés sur la figure 2.3 :

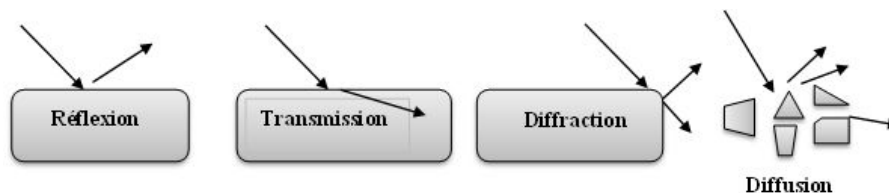


FIGURE 2.3 – Différents mécanismes de propagation de l'onde.

- **Réflexion** : ce phénomène se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. On distingue deux types de réflexion : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. Si la surface réfléchissante est lisse, c'est-à-dire que la taille des irrégularités à la surface de l'obstacle est petite devant la longueur d'onde, on parlera de réflexion spéculaire. A l'inverse, si la surface réfléchissante est irrégulière ou rugueuse, on parlera de réflexion diffuse.
- **Transmission** : ce phénomène permet aux ondes de traverser un obstacle. Sa contribution peut être prépondérante dans le cas de propagation indoor. Pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation et un déphasage directement liés aux caractéristiques électriques (permittivité relative « ϵ » et conductivité « σ ») du matériau considéré, mais également à d'autres paramètres tels que l'épaisseur de la paroi traversée et l'angle d'incidence de l'onde.
- **Diffraction** : ce phénomène apparaît lorsque l'onde rencontre l'arête d'un obstacle dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde. C'est un des facteurs de propagation les plus importants et qui permet aux ondes radioélectriques de se propager même en cas de non visibilité entre la source d'émission et la réception.
- **Diffusion** : ce phénomène apparaît lorsqu'une onde radioélectrique rencontre une surface rugueuse. L'onde est alors réfléchi plusieurs fois et diffusée dans plusieurs directions.

2.5.2 Les modulations numériques

Après avoir introduit les différentes notions liées au canal de propagation, nous nous intéressons dans cette section aux techniques de modulations et à leur influence sur les performances d'un système de communication sans fil. La modulation permet d'adapter l'information à transmettre au canal de transmission.

Son choix est crucial et déterminant pour optimiser la robustesse et la consommation induite par la couche physique d'un système de communication sans fil. La forme la plus commune de modulation est la transmission sur porteuse dont le principe repose sur la modulation d'un signal à l'intérieur d'un signal périodique sinusoïdal :

$$X(t) = a(t) \cos(\omega(t)t + \Phi(t)) \quad (2.2)$$

Plus précisément, elle consiste à modifier plusieurs paramètres d'une onde porteuse d'expression générale : où $a(t)$ représente l'amplitude du signal modulé, $f(t) = \omega(t)/2\pi$ sa fréquence et $\Phi(t)$ sa phase.

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Le nombre d'états est donc égal à $M = 2^b$ et permet d'associer à un état de

modulation un mot de b bits. En supposant une transmission binaire toutes les T_b secondes, on peut exprimer le débit binaire par $D = 1/T_b$ et définir dans le cas d'une modulation M-aire la période symbole $T_s = \log_2(M) * T_b$. Dans ce cas, la rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément, et s'exprime par $R = 1/T_s = D/\log_2(M)$.

Enfin, l'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\rho = D/B$ et s'exprime en bit/seconde/Hz avec B la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Dans le cas d'une modulation M-aire, l'efficacité spectrale augmente en fonction du nombre de bits par symbole $b = \log_2(M)$ et devient égale à $\rho = (1/T_s B) * \log_2(M)$ bit/sec/Hz.

En raison des perturbations liées aux fluctuations du canal radioélectrique, donc des effets d'atténuation et d'interférence, le signal reçu est une version distordue du signal émis. Le récepteur ne peut alors pas déterminer systématiquement les symboles transmis correctement. Il effectue donc un choix avec une certaine probabilité d'erreur. On parle alors de Taux d'Erreur Binaire (*TEB*) ou *BER* (en anglais) dans le cas d'une modulation binaire.

Plus précisément, le *TEB* exprime le nombre de bits erronés en fonction du nombre de bits transmis. D'un point de vue statistique, on notera tout de même une différence entre la probabilité d'erreur P_e et le *TEB*, en admettant que la probabilité d'erreur est égale à l'espérance mathématique du *TEB*, $P_e = E[TEB]$, ou autrement dit que le *TEB* $\rightarrow P_e$ lorsque le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

2.5.3 Démodulations

Avant d'aborder les étages de traitement nécessaires en réception pour démoduler correctement le signal reçu, nous présenterons l'aspect synchronisation sur laquelle se base l'étape de modulation et démodulations.

Synchronisation

Les techniques de modulation et de démodulation reposent sur la génération de porteuses sinusoïdales et d'horloges locales qui nécessitent des oscillateurs fonctionnant à une certaine fréquence nominale. Les oscillateurs étant sensibles aux changements de température et de pression, la fréquence nominale générée peut subir des déviations plus ou moins importantes qui peuvent mettre en péril la synchronisation de lecture des récepteurs. Pour compenser cette déviation, un récepteur doit apprendre la fréquence ou la base de temps de l'émetteur pour extraire les informations de synchronisation du signal reçu.

Techniques de démodulations

La démodulation consiste à multiplier le signal reçu par la même séquence de saut de fréquence suivant la même loi pseudo-aléatoire qu'à la modulation. La difficulté de démodulation réside encore dans la synchronisation du code de réception par rapport à celui qui a servi à émettre.

En effet, l'acquisition d'un signal dans un système de communication numérique nécessite la convergence de plusieurs algorithmes de traitement du signal avant que le récepteur puisse disposer de données significatives. Ces algorithmes sont de nature adaptative et nécessitent l'utilisation de plusieurs étages de traitement. En raison de la nature adaptative de ces algorithmes, les différents étages de traitement en réception sont souvent désignés comme des boucles qui sont parfois dépendantes les unes des autres. Selon l'algorithme mis en oeuvre, il est possible qu'une boucle donnée ne puisse converger si une ou plusieurs boucles précédentes n'ont pas suffisamment convergées.

Nous présentons dans cette section les différents étages de traitement en réception dans l'ordre où ils ont généralement besoin de converger, même si cet ordre peut parfois varier en fonction de la mise en oeuvre [43].

- **Contrôle automatique de gain (CAG)** : Cette étape consiste à élever le signal reçu à un niveau de puissance significatif pour qu'il puisse être traité par les autres blocs de traitement. Il est généralement nécessaire de réaliser cette étape sur le signal analogique de façon à le corriger proprement avant sa conversion numérique, car les Convertisseurs Numérique-Analogique (CNA) présentent la plupart du temps une dynamique limitée.

En plus, la convergence de la boucle de CAG est également nécessaire avant le traitement des autres blocs du récepteur. Certains paramètres des différents algorithmes adaptatifs, comme les niveaux de puissance pour la décision symbole, sont généralement basés sur le niveau de puissance du signal reçu.

- **Récupération du rythme binaire** : Le but de la boucle de récupération du rythme binaire est d'obtenir la synchronisation binaire. Deux paramètres doivent être déterminés par le récepteur pour réaliser cette synchronisation.

Le premier concerne la fréquence d'échantillonnage. Le verrouillage de la fréquence d'échantillonnage nécessite au préalable l'estimation du temps binaire pour que les échantillons puissent être récupérés à la bonne vitesse. L'autre paramètre à déterminer concerne la phase d'échantillonnage. Son verrouillage consiste à déterminer l'instant exact dans un temps binaire pour relever un échantillon. Les formes d'impulsion binaires présentent généralement un pic au centre du temps binaire qui permet idéalement d'échantillonner le bit pour espérer le meilleur rapport signal sur bruit et éliminer le phénomène d'interférence entre symboles.

- **Récupération de la fréquence porteuse :**

En raison des dérives d'horloges, l'oscillateur présent à l'émission et nécessaire à la création de la porteuse de transmission peut présenter une déviation par rapport à la valeur idéale. En réception, la fréquence de l'oscillateur local peut également différer de celle de l'émetteur. La démodulation en réception peut s'en trouver perturbée, entraîner une rotation de la constellation des modulations et dégrader la précision des décisions binaires. Le but de la boucle de récupération de la fréquence porteuse consiste donc à supprimer le décalage de fréquence de sorte que le signal puisse être correctement démodulé et ramené en bande de base.

- **La boucle de Costas :**

La boucle de Costas est couramment employée en tant que démodulateur. Sa structure est du type cohérent : c'est à dire que le démodulateur nécessite une récupération de la porteuse afin de suivre les déviations de fréquences de la porteuse émise.

La récupération des symboles dans une boucle de Costas est donc réalisée par une démodulation sur deux voies en quadrature.

2.5.4 Le codage canal

Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptibles de modifier son contenu. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet. Il existe plusieurs stratégies de codage canal [44] telles que les codes en blocs, les codes convolutifs et les turbo-codes [45].

Dans le cadre de cette thèse, nous étudierons les codes en blocs et les codes convolutifs qui seront présentés plus en détails dans le chapitre suivant.

2.6 Positionnement de la thèse et Conclusion

Ce chapitre d'état de l'art a permis d'introduire les notions de base sur les réseaux de capteurs en structurant la problématique de la consommation d'énergie au niveau des couches basses du modèle OSI et plus particulièrement sur les couches physique et MAC.

Ainsi, nous nous sommes particulièrement intéressés aux travaux déjà réalisés sur l'impact de la couche physique sur la consommation d'un réseau de capteurs. Tout d'abord, l'analyse de l'architecture matérielle dédiée à un réseau de capteurs nous a permis de souligner que la partie radio était la partie matérielle qui

consommait le plus. Ensuite, nous avons défini et analysé les différents éléments constitutifs (canal, modulation, codage canal) de la couche physique pour définir leur impact sur la consommation.

En outre, la consommation d'énergie d'un réseau de capteurs au niveau des couches physique et MAC dépend essentiellement du temps de transmission, du nombre de retransmission et enfin de la puissance d'émission. Ces trois critères sont directement liés au taux d'erreur binaire.

En effet, nous savons, d'une part, que le TEB est fortement tributaire de la couche physique. Nous avons vu dans ce chapitre qu'il dépend à la fois des conditions de transmission et donc de la modélisation du canal, du schéma de modulation et des techniques de codage canal. De plus, il affecte également les performances de la couche MAC à travers le nombre de retransmissions.

Dans ce contexte, le choix de la modulation optimale est extrêmement important pour l'optimisation de l'énergie dans les RCSFs. Cette étude fera l'objet du chapitre suivant.

Deuxième Partie :
Contributions

Minimisation de l'énergie consommée via le schéma de modulation et la stratégie de codage canal optimale

Sommaire

3.1	Introduction	40
3.2	Etude de l'existant et problématiques	40
3.3	Paramètres Système et hypothèses adoptés	41
3.3.1	Modèle du Transmetteur	41
3.3.2	Modélisation du système	42
3.4	Analyse des performances des modulations non codées	44
3.4.1	M-aire Modulation d'Amplitude en Quadrature (MQAM)	44
3.4.2	Modulation par changement de phase (M-ary Phase-Shift Keying MPSK)	49
3.4.3	Modulation par déplacement de fréquence (Multiple Frequency-Shift Keying :MFSK)	50
3.4.4	Modulation par déplacement de fréquence à phase continue : Minimum-shift keying (MSK)	54
3.5	Comparaison des schémas de modulation non codées	56
3.5.1	Communications point-à-point	56
3.5.2	Communications inter-noeuds via des relais	56
3.6	Analyse des performances des schémas de modulation codés	58
3.6.1	Les Codes Correcteurs d'erreurs (ECC)	58
3.6.2	Modulation MQAM et MPSK avec codage de canal	60
3.6.3	Modulation MFSK et MSK codées	64

3.7	Comparaison des résultats des systèmes de canal codé	65
3.8	Conclusion	67

3.1 Introduction

Contrairement aux réseaux traditionnels qui se préoccupent de garantir une bonne qualité de service, les réseaux de capteurs doivent, en plus, donner de l'importance à la conservation d'énergie. Ils doivent intégrer des mécanismes qui permettent aux utilisateurs de prolonger la durée de vie du réseau, car chaque noeud est alimenté par une source d'énergie limitée et généralement irremplaçable. Puisque la technologie de la batterie n'a pas progressé aussi rapidement que la technologie des semi-conducteurs, l'efficacité énergétique est devenue de plus en plus importante dans les réseaux de capteurs sans fil. D'autre part, les données échangées entre les noeuds capteurs sont vulnérables à la corruption par des erreurs induites par le bruit, l'évanouissement du signal et d'autres facteurs. Par conséquent, l'amélioration de la fiabilité des liaisons et la réduction de la consommation d'énergie sont les deux principales préoccupations dans la conception de réseaux de capteurs sans fil.

Dans ce contexte, le choix de la modulation optimale et de la technique de codage du canal appropriée est une tâche cruciale à la couche physique de cette classe de réseaux. Nous présentons dans ce chapitre une étude minutieuse de la meilleure stratégie de modulation afin de minimiser la consommation total d'énergie nécessaire pour envoyer un nombre déterminé de bits.

3.2 Etude de l'existant et problématiques

Plusieurs travaux ont mentionné l'effet de la technique de modulation sur l'efficacité énergétique. Dans [46], les systèmes de modulation binaires et M-aires sont comparés. Les auteurs ont montré que les modulations M-aires sont plus efficaces de point de vue consommation d'énergie que les modulations binaire pour un temps transitoire ne dépassant pas un certain seuil limite. Sachant que le temps transitoire est le temps nécessaire pour qu'un noeud capteur passe du mode de veille vers le mode actif et vice versa.

Dans [47], quelques observations perspicaces sont tracées pour choisir la modulation la plus efficace en énergie en prenant en compte l'énergie de transmission ainsi que l'énergie consommée par les circuits électroniques. Il est démontré que la modulation M-aire peut permettre des économies d'énergie plus que la modulation binaire pour certaines applications à courte portée en diminuant le temps de transmission.

Dans [22], la modulation d'amplitude en quadrature à multi-niveau (MQAM) est analysée en détail, puis les stratégies optimales pour minimiser la consommation totale d'énergie sont proposées pour un canal à bruit blanc additif Gaussien (BBAG).

Par ailleurs, une étude minutieuse des modulations MQAM et MFSK a été présentée dans [48]. Il a été montré que, pour la transmission d'un nombre donné de bits dans une liaison point-à-point, l'idée qu'une durée de

transmission plus longue réduit la consommation d'énergie peut être trompeuse si la consommation d'énergie du circuit est inclus, en particulier pour les implications de courte portée . Pour les deux modulation MQAM et MFSK, les auteurs ont démontré que l'énergie de transmission est complètement dépendante du produit de la bande passante et du temps de transmission.

De plus, les auteurs dans [49] ont comparé trois modulations non codées à savoir les systèmes MQAM, MPSK, et MFSK. Ils ont présenté la relation entre le rapport signal à bruit et la capacité du canal pour trouver les paramètres optimisés afin de minimiser la consommation d'énergie dans le réseau.

Les auteurs dans [50] ont étudié diverses codes de contrôle d'erreur (ECC) en utilisant la technique de modulation BPSK dans des conditions de canal BBAG. Ils ont supposé que le processus de décodage sera effectué à la station de base, qui est équipée d'une alimentation suffisante. Ces travaux ont conclu que les Turbo codes sont plus efficaces par rapport aux autres codes.

Une analyse des systèmes modulaires de représentation des nombres (Redundant Residue Number System (RRNS)) avec la modulation BPSK et QPSK sous condition de canal-fade plat a été développée dans [51]. L'analyse considère seulement une communication point à point, entre le noeud capteur et la station de base (BS), ce qui signifie que le processus de décodage se produit dans la station de base (BS).

En outre, dans [52] les auteurs ont comparés les modulations adaptatives comme BPSK, QPSK, 16QAM et 64-QAM avec le code Convolutifs pour tous les noeuds participants comme relais afin d'atteindre une meilleure performance globale du système.

La performance du code Reed Solomon pour différents débits de code a été analysée avec la modulation de Phase (BPSK) [53]. Les résultats des simulations ont montré que les performances de taux d'erreur s'améliorent quand le rendement de codage diminue.

A travers tous ces travaux, il apparaît clairement que le schéma de modulation optimale sélectionné et la technique de codage de canal appropriée est une tâche extrêmement vitale dans les réseaux de capteurs sans fil.

3.3 Paramètres Système et hypothèses adoptés

3.3.1 Modèle du Transmetteur

Dans notre étude, nous avons adopté le modèle matériel de l'émetteur/récepteur comme illustré sur la Figure 3.1.

Le bloc émetteur est composé d'un Convertisseur Numérique-Analogique (CNA), un filtre, un synthétiseur de fréquence, un mixeur et un amplificateur de puissance (AP). Du côté récepteur, un filtre, un amplificateur à

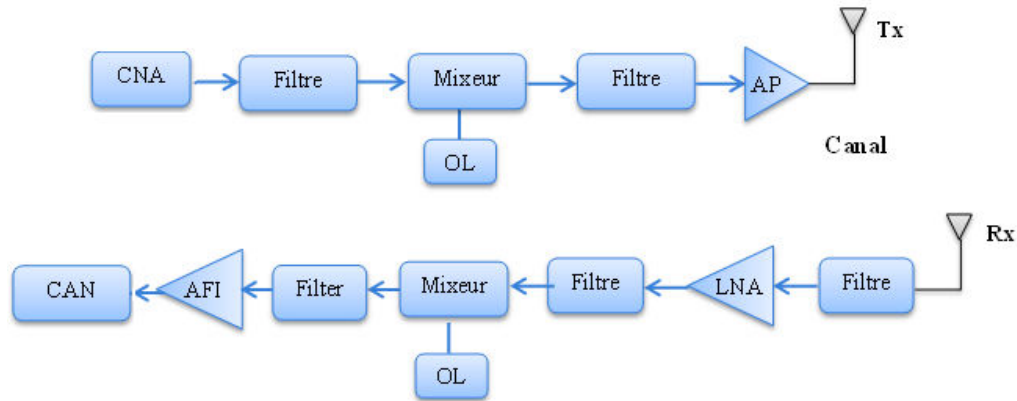


FIGURE 3.1 – Modèle hardware de l'émetteur et récepteur.

faible bruit (LNA), synthétiseur de fréquence, un mixeur, un amplificateur de fréquence intermédiaire (AFI) et un Convertisseur Analogique-Numérique (CAN) sont mis en oeuvre. L'énergie consommée par les deux blocs émetteur et récepteur sera évaluée pour le calcul de la consommation d'énergie totale du réseau.

Nous supposons que la puissance consommée par le filtre du bloc émetteur ainsi que celui du récepteur sont identiques. D'autres part, dans le cas des modulations de fréquence (MFSK et MSK), la consommation d'énergie du CAN et du mixeur ne seront pas prise en compte dans le calcul de la puissance totale consommée [49].

En outre, le lien de communication entre deux nœuds de capteur a été modélisé par canal à bruit blanc gaussien additif (BBGA).

3.3.2 Modélisation du système

On suppose que l'émetteur-récepteur de circuit d'un capteur fonctionne selon trois modes :

- Quand il y a des données à transmettre le capteur fonctionne dans la mode actif de sorte que tous ces circuits sont actifs.
- S'il n'y a pas d'informations pour envoyer les circuits passent en mode veille. Cela contribue à l'économie d'énergie et la consommation d'énergie est négligeable.
- Sachant que dans le passage du mode veille à l'état actif, la surcharge de l'énergie causée par des régimes transitoires de démarrage est également importante et doit être prise en compte. Cet état temporaire est appelé mode transitoire et il est utilisé pour configurer le synthétiseur de fréquence de la section locale de l'oscillateur.

Pour résumer, l'énergie consommée pendant le mode transitoire est considérée comme constante pour un matériel spécifique. En outre, nous supposons que l'énergie consommée durant l'état non actif est négligeable (égal à zéro). Durant cette étude, nous allons nous concentrer sur la réduction de la consommation de puissance

en mode actif. Selon les hypothèses ci-dessus, le délai de transmission T est donné par :

$$T = T_{start} + T_{on-time} + T_{stby} \quad (3.1)$$

Où :

- T_{start} représente le temps du mode transitoire.
- $T_{on-time}$ représente le temps nécessaire pour transmettre L bits
- T_{stby} représente la durée du mode en veille.

Les puissances consommées associées aux modes décrits sont notées :

- P_{start} : est la puissance consommée durant le mode transitoire, qui est principalement égale à la puissance du synthétiseur de fréquence.
- $P_{on-time}$: est la puissance consommée pendant le mode actif.
- T_{stby} : est la puissance consommée en mode veille (supposée nulle pour simplifier).

En conséquence, nous pouvons dériver l'équation de l'énergie consommée donnée comme suit :

$$\begin{aligned} E_{total} &= (P_{on-time})T_{on-time} + P_{start}T_{start} \\ &= (P_{Tx} + P_{tx_circuit} + P_{rx_circuit} + P_{PA})T_{on-time} + (P_{tx_circuit} + P_{rx_circuit})T_{start} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Avec :

- P_{Tx} représente la puissance de transmission de données.
- $P_{tx_circuit}$ and $P_{rx_circuit}$ dont respectivement les puissances des circuits émetteur et récepteur sans considérer le bloc amplificateur.

On note aussi :

- P_x : a consommation d'énergie du dispositif x .

Exprimant chaque terme :

$$P_{tx_circuit} = P_{CNA} + P_{filt} + P_{syn} + P_{mixer} \quad (3.3)$$

$$P_{rx_circuit} = P_{CAN} + P_{filt} + P_{mixer} + P_{syn} + P_{LNA} + P_{IFA} \quad (3.4)$$

La puissance de l'amplificateur est exprimée comme suit [43] :

$$P_{PA} = \beta P_{Tx} = \left(\frac{\xi}{\eta} - 1 \right) P_{Tx} \quad (3.5)$$

Où :

- η représente l'efficacité d'évacuation de l'amplificateur.
- ξ représente le rapport pic moyenne. Cela dépend de la technique de modulation et il est exprimé en fonction de la taille de constellation M comme : $\xi = 3 \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M+1}} \right)$, avec $\xi = 1$ pour les modulations MPSK, MFSK et MSK.

L'expression de l'énergie totale nécessaire pour transmettre L bits, pour les modulations MQAM et MPSK est formulée comme suit :

$$E_{total-MQAM/MPSK} = (1 + \beta) P_{Tx} T_{on-time} + (P_{tx_circuit} + P_{rx_circuit}) T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start} \quad (3.6)$$

De même, pour MFSK et MSK :

$$E_{total-MFSK/MSK} = (1 + \beta) P_{Tx} T_{on-time} + (P_{CAN} + 2P_{filt} + P_{mixer} + 2P_{syn} + P_{LNA} + P_{IFA}) T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start} \quad (3.7)$$

D'autre part, la consommation d'énergie par bit d'information est notée : $E_{infBit} = E_{total}/L$

Enfin, le modèle d'optimisation peut être présenté comme suit :

$$\begin{aligned} & \text{Minimiser } E_{infBit} \\ & \text{Avec } 0 < T_{on-time} < T - T_{start} \end{aligned} \quad (3.8)$$

L'objectif de ce modèle est de trouver le moyen le plus efficace pour choisir le temps de transmission sous les contraintes du système donné de sorte que la consommation totale d'énergie soit minimisée.

A partir des résultats de $T_{on-time}$ optimale, la taille de la constellation optimale pour un schéma particulier de modulation peut être obtenue.

3.4 Analyse des performances des modulations non codées

Durant cette analyse, une liaison de communication sans fil reliant deux nœuds de capteurs sans fil est considérée. Les simulations ci-dessous sont effectuées avec MATLAB.

3.4.1 M-aire Modulation d'Amplitude en Quadrature (MQAM)

Pour la modulation MQAM, on définit $M = 2^b$ où b est le nombre de bits par symbole. Un nœud de capteur doit transmettre L bits pendant une période de temps $T_{on-time}$. D'une part, nous définissons le nombre de symboles transmis par : $L_s = L/b$. En outre, $L_s = T_{on-time}/T_s$ où T_s est la durée d'un symbole. Donc,

$$b = \frac{L T_s}{T_{on-time}} \quad (3.9)$$

Supposons que, des impulsions carrées soient utilisées pour toutes les techniques de modulation étudiées. La bande passante du canal B est égal à $1/T_s$. Ainsi, le nombre de bits par symbole peut être exprimé par :

$$b = \frac{L}{B T_{on-time}} \quad (3.10)$$

Avec le débit de données D et la bande passante du canal B , nous pouvons exprimer l'efficacité de la bande passante par :

$$\rho = \frac{D}{B} = \frac{b/T_s}{B} \quad (3.11)$$

En utilisant les équations (3.9) et (3.11) nous déduisons que : $\rho \approx b$. La probabilité d'erreur évaluée dans le cas du canal BBGA est exprimée en termes de valeur moyenne de l'énergie transmise [43] comme :

$$P_e \approx 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{3SNR/2(M-1)} \right) \quad (3.12)$$

Où,

- SNR est le rapport signal sur bruit et égal à E_s/N_0 .
- La fonction $\operatorname{erfc}(\cdot)$ représente la fonction de l'erreur complémentaire, donnée par :

$$\operatorname{erfc}(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$$

La probabilité d'erreur pourrait être également exprimée comme suit [48] :

$$P_e \leq \frac{4}{b} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) e^{(-\frac{3}{M-1}) \frac{SNR}{2}} \quad (3.13)$$

Le rapport signal sur bruit est approximé par :

$$SNR = P_{rx}/2BN_f\sigma^2 \quad (3.14)$$

Où :

- P_{rx} est la puissance reçue.
- N_f est la figure de bruit du récepteur.
- σ^2 est la densité spectrale de puissance de BBGA (AWGN) avec $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$.

Par conséquent, la puissance du signal reçu peut être écrite comme :

$$P_{rx} = \frac{4}{3} B \sigma^2 N_f (M-1) \ln \left(\frac{4(1 - \frac{1}{\sqrt{M}})}{b P_e} \right) \quad (3.15)$$

La puissance du signal à la sortie de l'émetteur est calculée par l'équation k-ième modèle de perte de trajet [54]. Nous pouvons affirmer que :

$$P_{Tx} = P_{rx} G_d \quad (3.16)$$

Où,

- $G_d = G_1 d^k M_1$ représente le facteur de gain de puissance,
- G_1 est le facteur de gain à 1 m.
- M_1 est la marge de liaison.
- d (mètres) est la distance qui sépare deux noeuds en communication.

L'Exposant k est compris entre 2 et 4. Dans cette étude, $k = 3$ est choisi. L'énergie d'émission est donnée par :

$$\begin{aligned} E_{Tx-MQAM} &= P_{Tx} T_{on-time} \\ &= \frac{4}{3} N_f \sigma^2 (M-1) \ln \left(\frac{(4 - \frac{4}{\sqrt{M}})}{b P_e} \right) T_{on-time} G_d B \end{aligned} \quad (3.17)$$

En utilisant les équations. (3.6), (3.16) et (3.17), nous déduisons l'expression de l'énergie totale consommée :

$$\begin{aligned} E_{total-MQAM} &= \frac{4}{3} (1 + \beta) N_f \sigma^2 (M-1) \ln \left(\frac{(4 - \frac{4}{\sqrt{M}})}{b P_e} \right) G_d B T_{on-time} \\ &+ (P_{circuit}) T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start} \end{aligned} \quad (3.18)$$

La consommation d'énergie par bit d'information est calculée comme suit :

$$E_{infBit} = \frac{E_{total}}{L} \quad (3.19)$$

D'autre part, si le fait que $b = L/(B T_{on-time})$ est prise en compte, une représentation équivalente pour le modèle d'optimisation (3.8) peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} & \text{Minimiser } E_{infBit} \\ & \text{Avec } b_{min} < b < b_{max} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Où, la limite supérieure de b correspond à la limite inférieure sur $T_{on-time}$ donné par $b_{max} = L/(B T_{min})$, la borne inférieure b est donnée par $b_{min} = \max(L/(B(T - T_{start})), 2$.

E_{infBit} est représenté en termes de b comme suit :

$$\begin{aligned} E_{infBit} &= \frac{4}{3} (1 + \beta) N_f \sigma^2 \frac{2^b - 1}{b} (M-1) \ln \left(\frac{(4 - \frac{4}{\sqrt{2^b}})}{b P_e} \right) G_d \\ &+ \frac{(P_{circuit} T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start})}{L} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Les relations dérivées entre la consommation d'énergie et le temps de transmission ($T_{on-time}$) sont simulées et présentées dans la figure 3.2. L'axe vertical présente l'énergie en termes de décibels par rapport à $10 \log_{10}(E_{infBit} 10^3) \text{ dBmjoule}$. D'autre part l'axe horizontal représente le temps de transmission normalisé ($T_{on-time}/T$). Les paramètres pris en compte dans la simulation sont résumés dans le Tableau 3.1 [55][46][56]. De plus, les valeurs numériques des circuits de l'émetteur/recepteur considérées sont détaillées dans l'Annexe [57] [48].

La Figure 3.2, reporte la variation du temps de transmission $T_{on-time}$ pour différentes valeurs de la distance de transmission.

De ces courbes, nous pouvons voir qu'il y a un grand nombre de changements dans le temps de transmission $T_{on-time}$ pour les longues distances par rapport à la courte distance et que la consommation totale d'énergie n'est pas une fonction monotone décroissante.

TABLE 3.1 – Paramètres de simulation

Paramètres	valeur
T_{start}	510^{-6} s
T	100 ms
L	10^3 bit
σ^2	$3.981 \cdot 10^{-21}$
k	3
η	0.35 for MQAM/MPSK, 0.75 for MFSK /MSK
B	10^4 Hz
Frquencedelaporteuse	2.45 GHz
P_e	10^{-3}
G_1	10^3
M_t	10^4
P_{CAN}	6.70 mw
P_{CNA}	15.40 mw
P_{filt}	2.5 mw
P_{syn}	50 mw
P_{LNA}	20 mw
P_{IFA}	3 mw
P_{mixer}	30.3 mw
P_{enc}	57 mw
G_{code}	4.7 dB
N_f	10 dB

Pour B et L fixe, nous pouvons déduire à travers ces simulations le temps de transmission $T_{on-time}$ optimal pour le canal BBGA. En effet, pour $d = 10m$ et au cas optimal lorsque $T_{on-time} < T$, ce qui correspond à

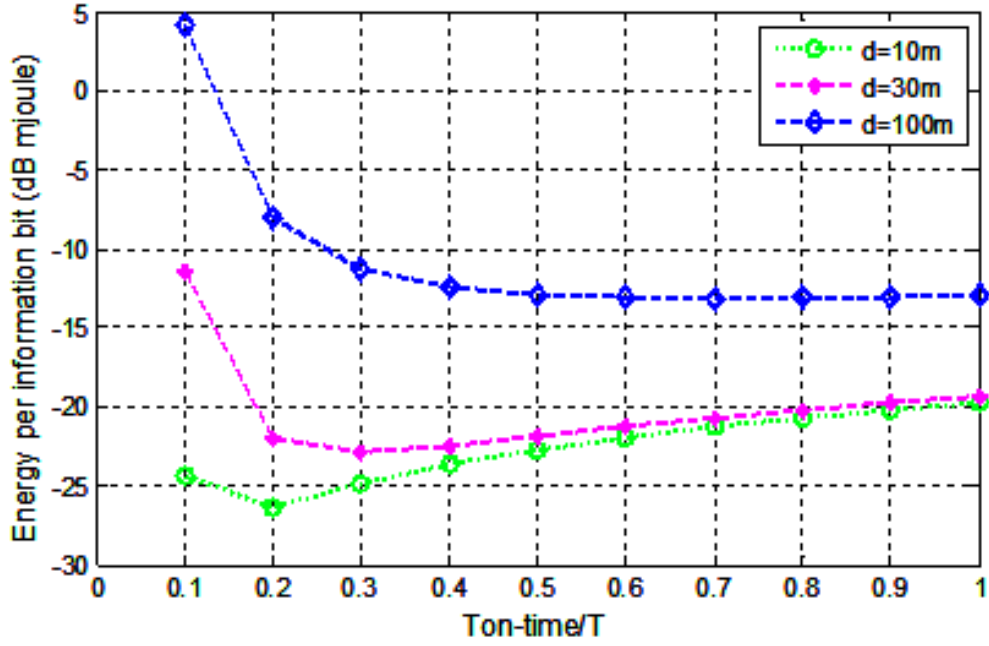


FIGURE 3.2 – Energie totale consommée par bit d’information, $E_{infBit-MQAM}$, (BBGA).

$T_{on-time} \approx 0.2T$ la consommation totale d’énergie par bit d’information est d’environ $7dB$ inférieur au cas où $T_{on-time} = T - T_{start} \approx T$ (le cas non optimisé). De même, à $d = 30m$ nous remarquons également environ $4dB$ économies d’énergie dans le cas optimisé.

Il est évident que plus la distance de transmission, plus l’énergie d’émission est importante. Cependant, l’énergie consommée par les circuits est indépendante de la distance d . Par conséquent, pour une certaine valeur de seuil de « d », aucune économie d’énergie ne pourrait être possible en optimisant $T_{on-time}$. Ces résultats coïncide avec les résultats de [48] ;

La figure 3.3 illustre la variation de l’énergie totale consommée et de l’énergie de transmission seulement en fonction du temps de transmission. Il est démontré que, pour de faibles distances, il existe une différence notable entre l’énergie totale consommée et l’énergie de transmission. Cette différence est moins importante pour les distances élevées.

La taille de la constellation peut être liée à la vitesse de la modulation notée (R symboles par seconde : bauds) qui dépend de débit binaire (D) et le taux de modulation (b) :

$$R = \frac{D}{b} = \frac{L}{bT_{on-time}} \quad (3.22)$$

De manière équivalente, la consommation totale d’énergie peut être formulée en termes de la vitesse de modu-

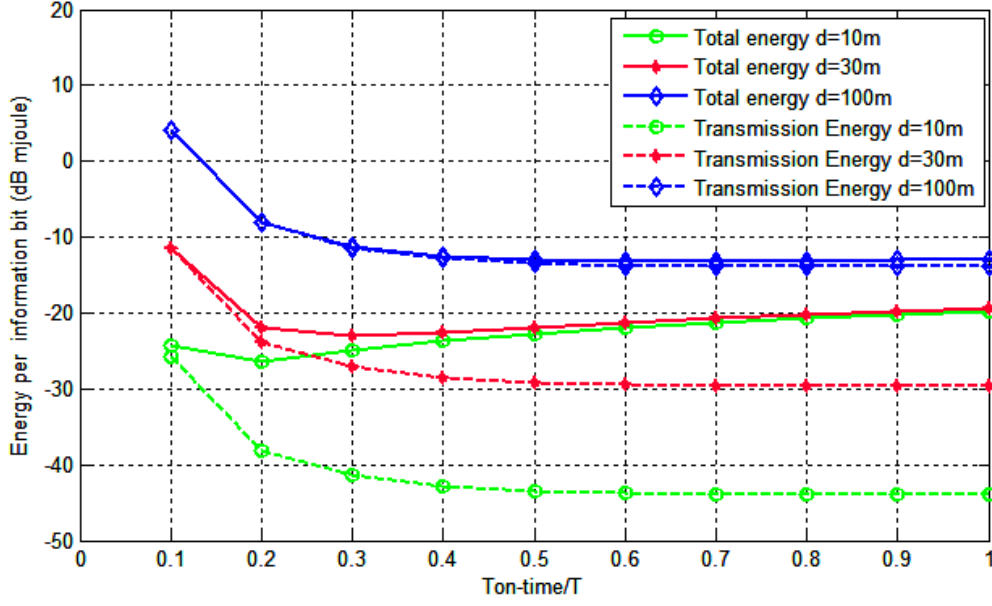


FIGURE 3.3 – Energie totale versus énergie de transmission, MQAM (BBGA).

lation comme suit :

$$E_{total-MQAM} = \frac{4}{3} (1 + \beta) N_f \sigma^2 (M - 1) \ln \left(\frac{4(1 - \frac{1}{\sqrt{M}})}{b P_e} \right) G_d B \frac{L}{bR} + (P_{circuit}) \frac{L}{bR} + 2P_{syn} T_{start} \quad (3.23)$$

La figure 3.4 représente la variation de la consommation d'énergie qui décroît avec la vitesse de modulation. Dans cette simulation, nous avons fixé $D = 1 \text{ bits/sec}$, d'où nous varions b ainsi que B . Nous remarquons également que lorsque la vitesse de modulation augmente, la taille de constellation diminue, ceci est dû à la diminution de l'énergie. L'énergie consommée par bit d'information $E_{infBit-MQAM}$ et l'énergie de transmission $E_{TX-MQAM}$ en fonction du taux de modulation b est tracé dans la figure 3.5 pour $d = 10m$. Nous pouvons en déduire que le nombre optimal de bits par symbole b_{opt} est d'environ 8 si l'on considère l'énergie totale et $b_{opt} = 2$ lorsque seule l'énergie de transmission est prise en compte.

3.4.2 Modulation par changement de phase (M-ary Phase-Shift Keying MPSK)

Pour la modulation MPSK, le nombre de bit par symbole b dépend du temps passé à transmettre L bits ($T_{on-time}$) tel que défini pour la modulation MQAM modulation. Supposons que MPSK utilise la même configuration matérielle que celle utilisée pour la technique de modulation MQAM.

La probabilité d'erreur pour le canal BBGA est exprimée comme suit [43] :

$$P_e \approx \text{erfc} \left(\sqrt{SNR} \sin(\pi/2M) \right) \quad (3.24)$$

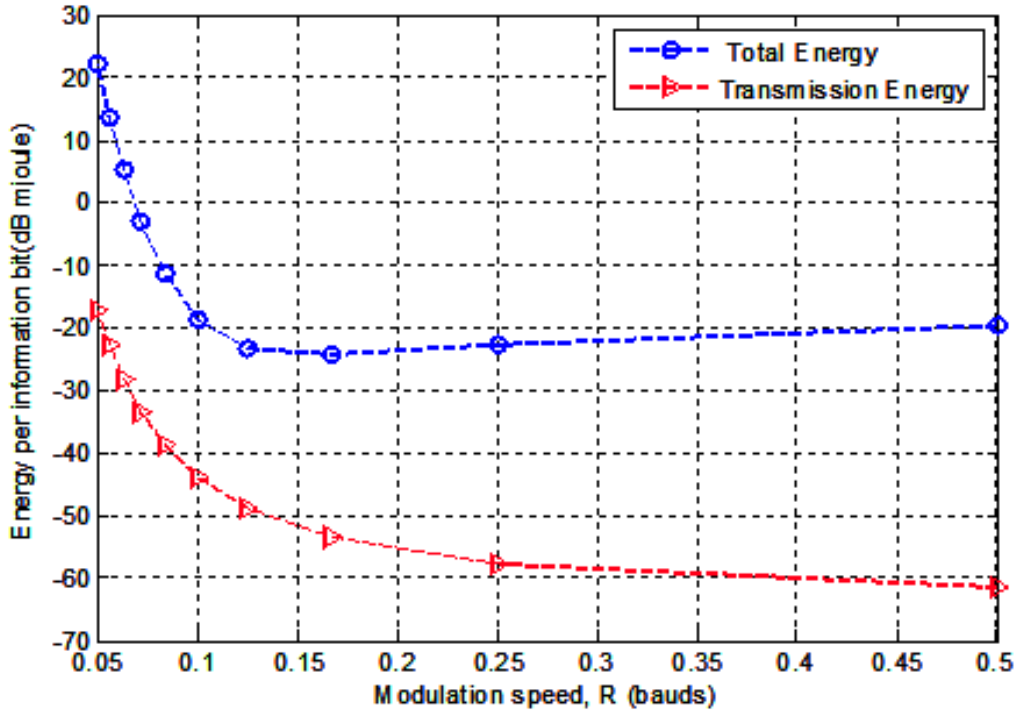


FIGURE 3.4 – Vitesse de modulation en fonction de l'énergie par bit d'information, MQAM (BBGA)

La consommation totale d'énergie est évaluée à partir des équations. 3.6, 3.10, 3.14, 3.16 et 3.24 :

$$E_{total-MPSK} = 2(1 + \beta) N_f \sigma^2 \left(\frac{\ln(2/bP_e)}{(\sin(\pi/M))^2} \right) G_d B T_{on-time} + (P_{circuit}) T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start} \quad (3.25)$$

La figure 3.6 illustre La consommation totale d'énergie $E_{infBit-MPSK}$ en fonction du temps de transmission $T_{on-time}$ pour les distances de transmission $d = 10, 30$ et $100m$. Les valeurs numériques considérées durant ces simulations sont les mêmes que ceux utilisés pour MQAM modulation.

Dans le cas de la technique MPSK et sous le canal BBGA, le b optimale pour $d = 10, 30, 100m$ sont respectivement égales à 6, 4 et 2. Ces valeurs optimales sont déduites à partir de la Figure 3.7.

3.4.3 Modulation par déplacement de fréquence (Multiple Frequency-Shift Keying :MFSK)

Rappelons que, pour la modulation MFSK nous devons éliminer de la configuration matérielle adoptée deux composants, comme noté plus tôt dans la section 3.2, à savoir le CNA et le mélangeur car la modulation FSK peut être mise en oeuvre par une simple modulation directe. Dans cette section, l'analyse est effectuée pour MFSK non cohérente. [49], [55], [58].

Supposons que les signaux sont orthogonaux et adjacents. Les signaux sont séparés par $1/2T_s$. La bande passante du canal est défini comme : $B = M/2T_s$. D'où, $B = R_b M/2 \log_2 M$.

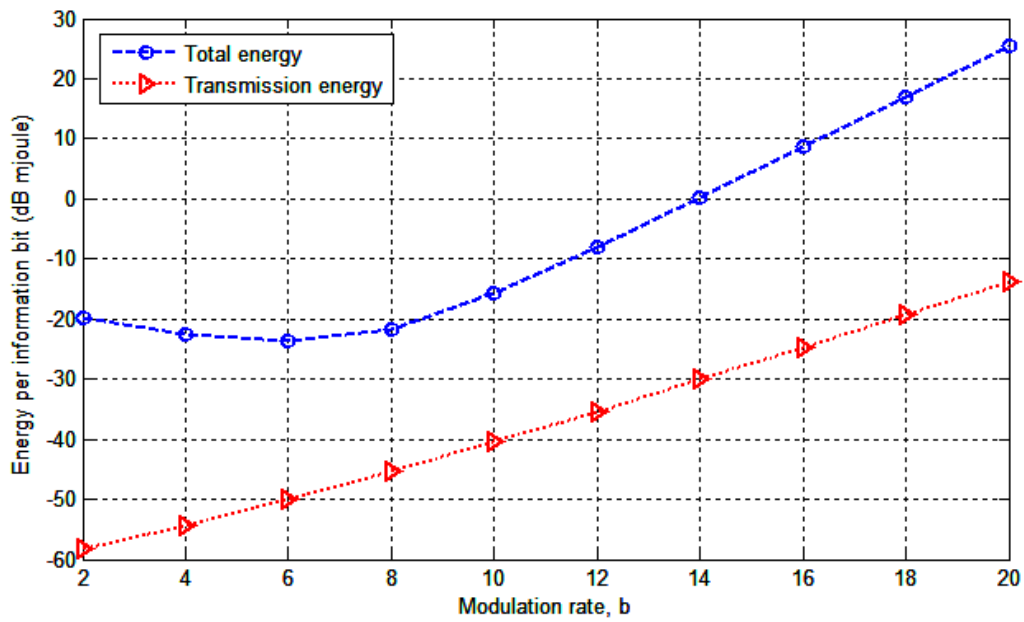


FIGURE 3.5 – aux de modulation en fonction de l'énergie par bit d'information pour MQAM, (BBGA).

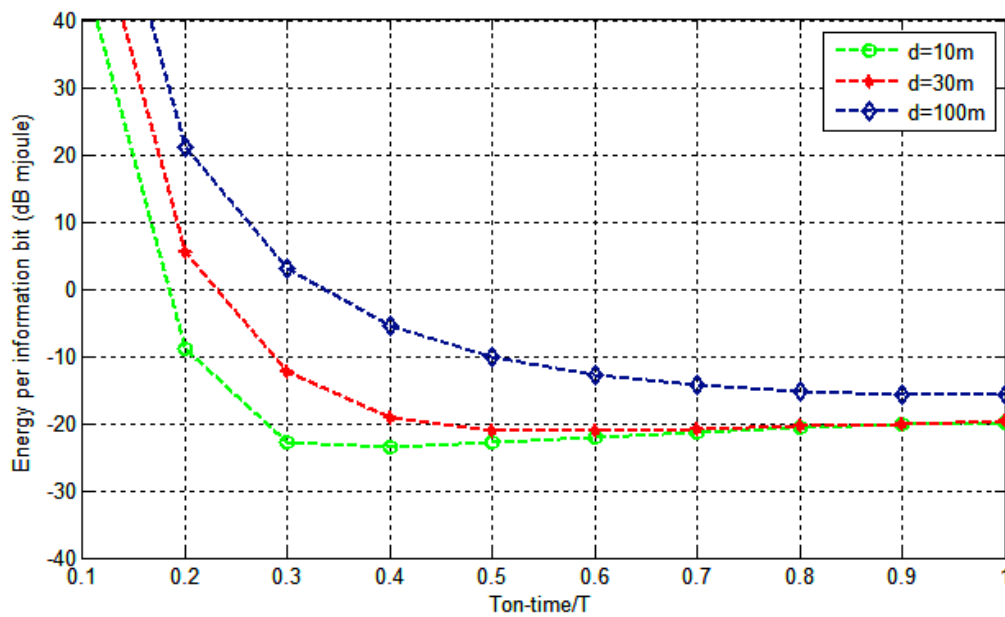


FIGURE 3.6 – la consommation totale d'énergie en fonction de $T_{on-time}$, MPSK (BBGA)

En utilisant les équations précédentes ainsi que l'équation 3.11, nous pouvons dériver l'expression de l'efficacité de la bande passante comme suit :

$$\rho = \frac{2 \log_2 M}{M} = \frac{2b}{2^b} \quad (3.26)$$

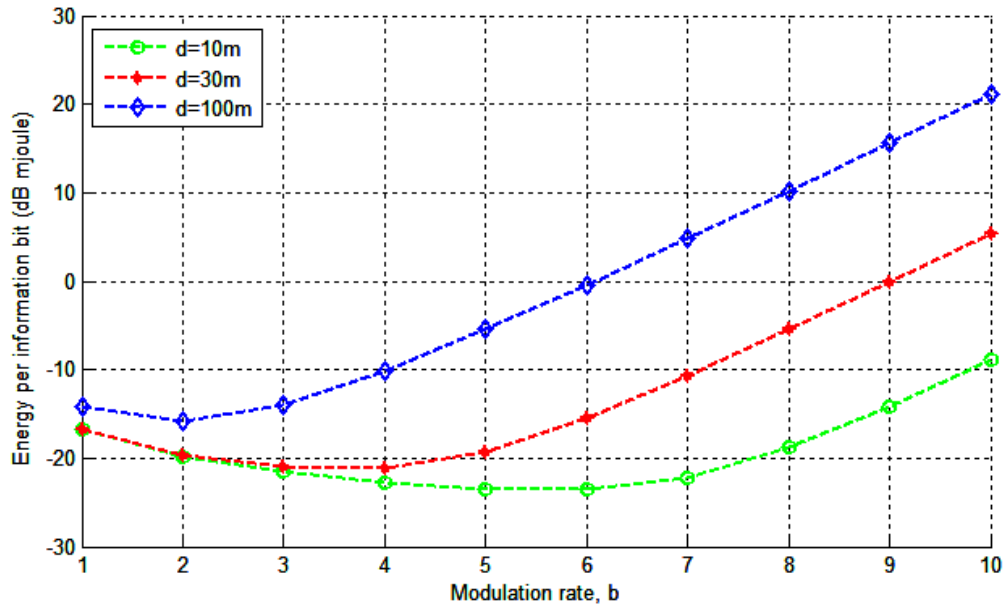


FIGURE 3.7 – L'énergie par bit d'information en fonction de b , MPSK (BBGA)

Le nombre de bit par symbole b pour la modulation MFSK peut être lié au temps de transmission Ton-time comme suit :

$$\frac{2b}{2^b} = \frac{L}{BT_{on-time}} \quad (3.27)$$

La probabilité d'erreur pour la modulation MFSK non-cohérent est exprimée en [43][48] :

$$P_e \leq 2^{b-2} e^{-\gamma/2} \quad (3.28)$$

Nous pouvons déduire que :

$$\gamma = 2 \ln \left(\frac{2^{b-2}}{P_e} \right) \quad (3.29)$$

D'autre part, nous constatons que [43] :

$$\gamma = \frac{bE_{rxb}}{2\sigma^2 N_f} \quad (3.30)$$

Où E_{rxb} représente l'énergie par bit d'information coté récepteur :

$$E_{rxb} = (P_{rx} T_{on-time}) / L \quad (3.31)$$

En utilisant les équations (3.28), (3.29), (3.30) et (3.31), nous déduisons l'expression de la puissance du signal reçu comme suit :

$$P_{rx} = 4N_f \sigma^2 \ln \left(\frac{2^{b-2}}{P_e} \right) \frac{2B}{M} \quad (3.32)$$

Sachant que $P_{tx} = P_{rx} G_d$ et $E_{tx} = P_{tx} T_{on-time}$

Nous obtenons, l'expression de l'énergie de transmission :

$$E_{tx-MFSK} = 4N_f \sigma^2 \ln \left(\frac{2^{b-2}}{P_e} \right) G_d \frac{L}{b} \quad (3.33)$$

Par conséquent, l'expression de l'énergie totale :

$$E_{total-MFSK} = 4(1 + \beta) N_f \sigma^2 \ln \left(\frac{2^{b-2}}{P_e} \right) G_d \frac{L}{b} + (P_{circuit}) T_{on-time} + 2P_{syn} T_{start} \quad (3.34)$$

La consommation totale d'énergie par bit d'information $E_{infbit-MFSK}$ est déduite des équations (3.34) and (3.19). Dans ces simulations, nous gardons les mêmes valeurs pour la bande passante B et la taille du paquet L et nous changeons la valeur de l'efficacité du drain à 0,75 et la période de transmission T à 1.10s. En effet, la modulation MFSK a besoin d'un temps de transmission plus long pour envoyer L bits d'information, ceci est due à son faible efficacité de bande passante, en comparaison avec les modulations MQAM et MPSK.

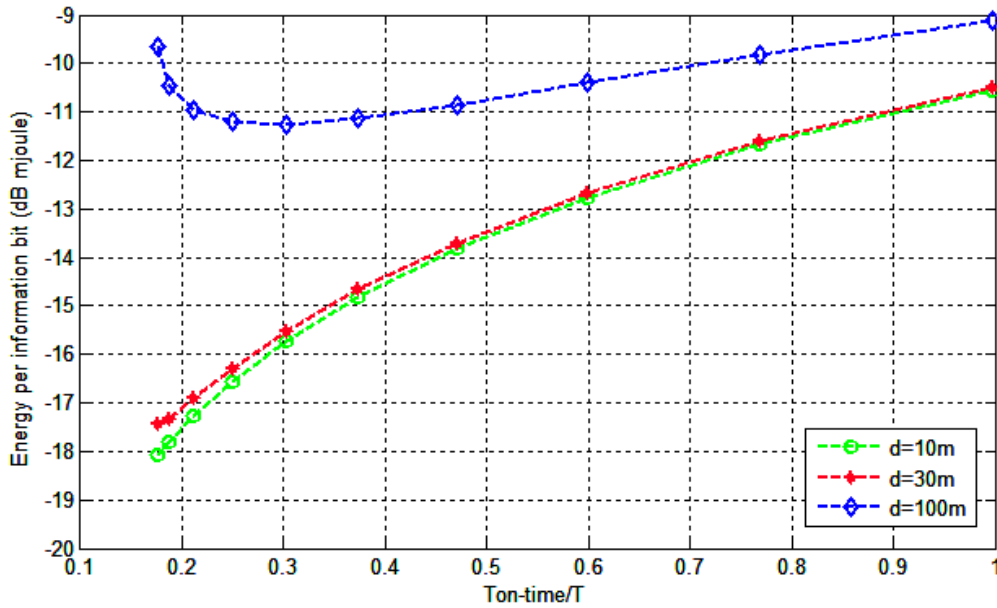


FIGURE 3.8 – Energie par bit d'information, $E_{infbit-MFSK}$, MFSK (BBGA)

La figure 3.8 montre que l'énergie totale en fonction du temps de transmission $T_{on-time}$ est une fonction croissante dans le cas où la distance de transmission est courte (10 m-30 m). Nous constatons également que dans le cas optimisé, nous observons environ un gain de 7dB d'économie d'énergie comparées au cas non optimisé où ($T_{on-time} = T$).

Les courbes tracées sur la figure 3.9 représentent l'énergie totale et l'énergie de transmission en fonction de b . Il est clair que l'énergie de transmission diminue lorsque b augmente. Par conséquent, une meilleure

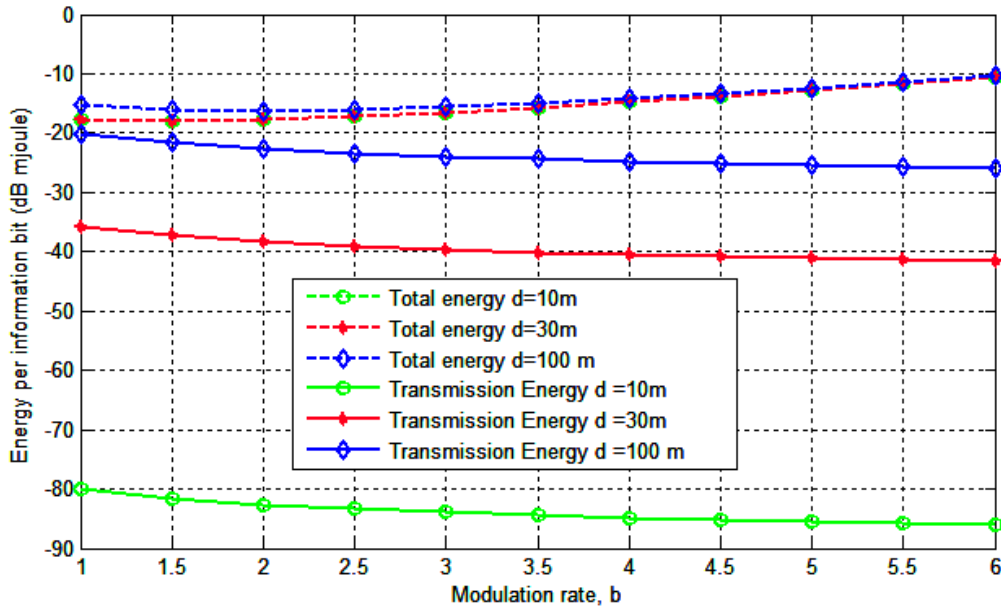


FIGURE 3.9 – Energie par bit d’information en fonction du taux de modulation pour MFSK, (BBGA).

efficacité énergétique est obtenue lorsque la taille de la constellation est plus grande. Le nombre de bit par symbole optimal b_{opt} dans ce cas est égal à 6. Néanmoins, sur la base des mesures d’énergie totales, la valeur optimale de b_{opt} est de 1,5 à $d=10\text{ m}$ et $d=30\text{ m}$ et de 2 pour $d=100\text{ m}$. Environ 82% d’économies d’énergie est obtenue en utilisant $b_{opt} = 1,5$ par rapport au cas de non-optimisé où ($T_{on-time} = T$), (où $b = 6$).

3.4.4 Modulation par déplacement de fréquence à phase continue : Minimum-shift keying (MSK)

MSK peut être considérée comme une forme particulière de la modulation *CPFSK* connue sous sa dénomination anglophone « *continuous phase frequency shift keying* », avec un indice de déviation est précisément égale à 1/2. L’indice de modulation 0,5 correspond à l’espacement minimum de fréquences qui permet à deux signaux FSK cohérente d’être orthogonaux. Lorsque l’on considère la même configuration que celle utilisée pour la modulation MFSK, la différence de fréquence est égale à $1/2T_s$. Une borne de la probabilité d’erreur pour la modulation MSK est écrite comme suit [43] :

$$P_e \approx e^{-SNR} \quad (3.35)$$

De plus, l’énergie par bit d’information au niveau du récepteur est :

$$E_{rxb} = N_0 N_f SNR \approx 2 \sigma^2 N_f \ln \left(\frac{1}{P_e} \right) \quad (3.36)$$

En suivant la même démarche de calcul utilisée précédemment pour les autres modulations, nous obtenons :

$$P_{Tx} = \frac{E_{rxb}}{T_s} G_d = E_{rxb} G_d \frac{L}{T_{on-time}} \quad (3.37)$$

Et,

$$E_{Tx-MSK} = 2N_f \sigma^2 \ln\left(\frac{1}{P_e}\right) G_d L \quad (3.38)$$

D'où, nous déduisons l'expression de l'énergie consommée par bit d'information :

$$E_{inBit-MSK} = 2(1 + \beta) N_f \sigma^2 \ln\left(\frac{1}{P_e}\right) G_d + \frac{P_{circuit} T_{on-time}}{L} + \frac{2P_{syn} T_{start}}{L} \quad (3.39)$$

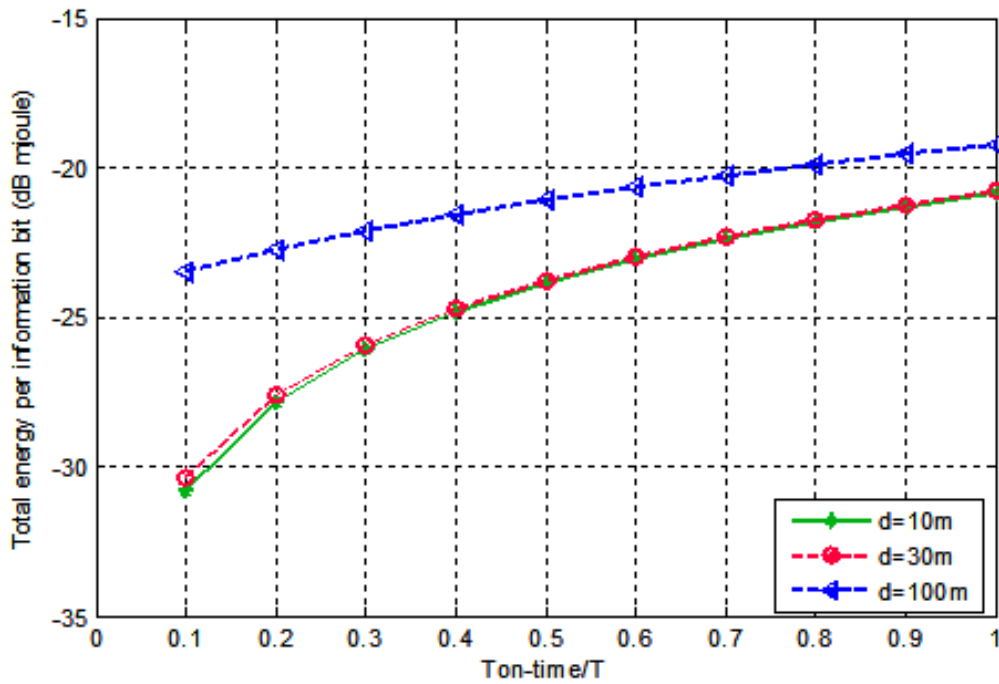


FIGURE 3.10 – Energie totale par bit d'information, MSK (BBGA).

La variation de l'énergie par bit d'information $E_{inBit-MSK}$ en fonction du temps de transmission $T_{on-time}$ dans le cas d'une modulation MSK, est illustrée dans la figure 3.10. Sans surprise, l'énergie consommée est également une fonction croissante en fonction du temps de transmission. A travers ces courbes, nous constatons que le $T_{on-time}$ optimale est égale à 0.1 T. En outre, dans le cas optimal, pour $d = 10, 30$ et 100 m, nous obtenons respectivement environ 10, 9,5 et 5,5 dB d'économie d'énergie par rapport au cas non-optimisé (où $T_{on-time} = T$).

3.5 Comparaison des schémas de modulation non codés

3.5.1 Communications point-à-point

L'énergie totale par bit d'information en fonction du temps de transmission est présentée dans la figure 3.11. Cette figure illustre la comparaison des différentes techniques de modulations précédemment étudiées, durant une communication point-à-point entre deux nIJud capteurs sans fil avec une distance de transmission $d=10m$.

Nous en déduisons que la technique de MSK permet une meilleure consommation d'énergie en comparaison avec les autres techniques de modulation.

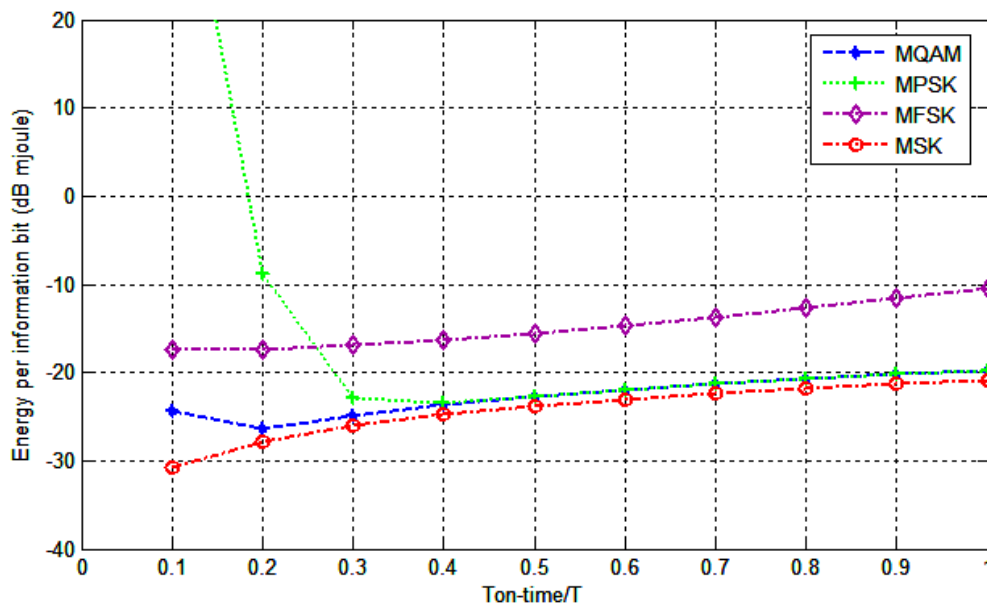


FIGURE 3.11 – Comparaison des techniques de modulations durant une communication point à point, $d=10m$, (BBAG)

3.5.2 Communications inter-noeuds via des relais

Notre objectif est d'évaluer en termes d'énergie la performance d'un réseau de capteurs sans fil dans un scénario réaliste (*indoor*). Nous considérons un réseau de petite échelle basé sur 20 noeuds capables de recueillir et de transmettre des informations à un noeud central (puits). Ces capteurs sont déployés de façon aléatoire (non déterministe) sur une surface de $100 \times 100 m$ et peuvent avoir des sensibilités différentes.

L'utilisation des noeuds intermédiaires permettent de relayer les informations, afin d'acheminer les données à partir du noeud source au noeud de destination (figure 3.12). Dans ce scénario, nous supposons qu'un noeud source $S1$ souhaite envoyer L bits de données à un noeud puits. Nous supposons qu'il y a environ trois noeuds

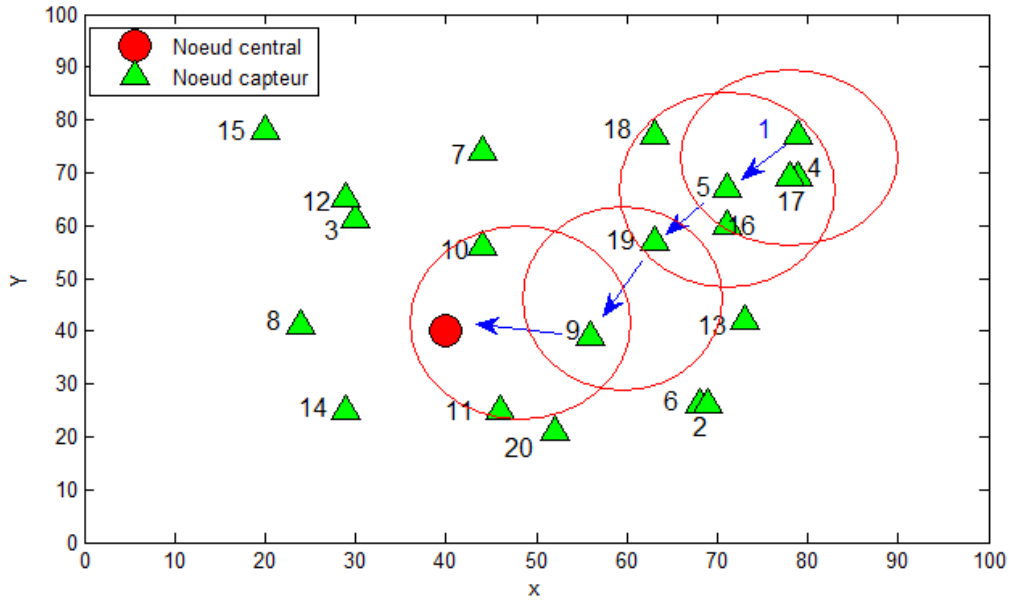


FIGURE 3.12 – Un exemple de réseau de capteurs répartis aléatoirement sur une surface de 100x100m

intermédiaires pour acheminer l'information. L'énergie consommée le long de l'itinéraire est calculée comme suit [59] :

$$E_R = \sum_{i=1}^{n-1} E_{(t)}^i = \sum_{i=1}^{n-1} P_{tx}(i) T_{on-time} + \sum_{i=1}^{n-1} P_{rx}(i+1) T_{on-time} \quad (3.40)$$

Avec,

- $E_{(t)}^i$ est l'énergie du noeud S_i à l'instant t ,
- $P_{tx}(i)$ est la puissance de transmission du noeud S_i ,
- $P_{rx}(i)$ est la puissance de réception du noeud S_i
- n est le nombre de noeuds utilisé durant l'acheminement des données pour une communication.

La formule (3.40) est utilisée pour le calcul de l'énergie le long des différentes liaisons dans le chemin entre le noeud de source et le puits.

Figure 3.13 illustre la comparaison de la consommation d'énergie au cours d'une communication inter-noeuds pour les différents types de modulations. Dans ce scénario, nous considérons une communication inter-noeuds via des relais. Les distances entre les noeuds sont prises aléatoirement dans l'intervalle 1-10 m. Nous avons également utilisé les paramètres optimaux déduits précédemment pendant l'étude des modulations à savoir le nombre de constellation et le temps de transmission optimal.

Les résultats de ces simulations, confirment que la technique MSK est la modulation la plus économe en énergie. Dans ce scénario, nous observons aussi qu'avec l'utilisation de la modulation MSK nous obtenons environ 17% d'économies d'énergie comparées avec MQAM, 39% par rapport à MPSK et 48% par rapport à MFSK.

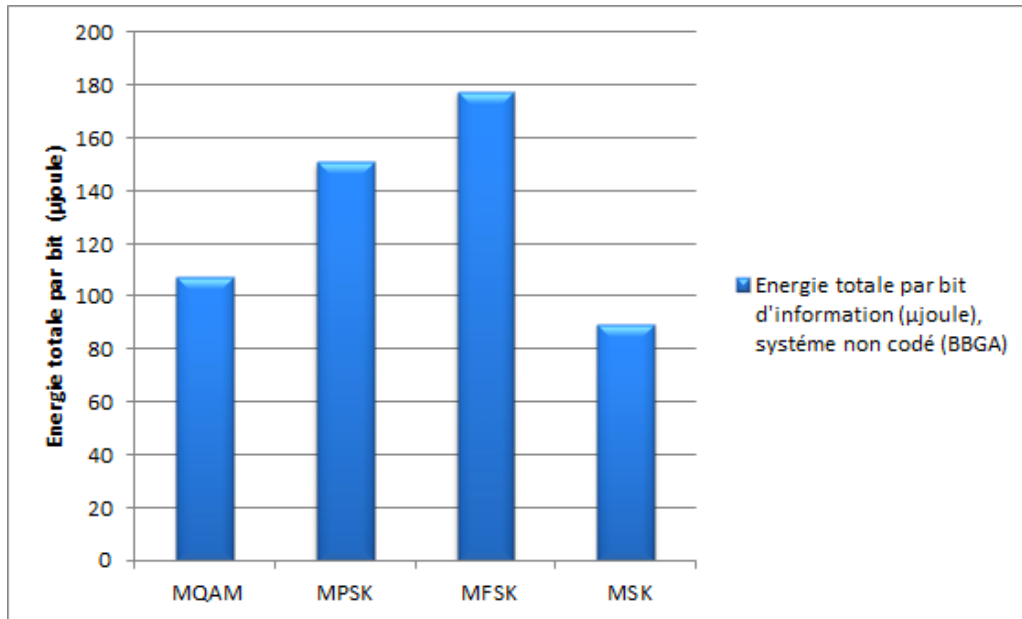


FIGURE 3.13 – Comparaison des différentes modulations durant une communication inter-noeuds

3.6 Analyse des performances des schémas de modulation codés

3.6.1 Les Codes Correcteurs d'erreurs (ECC)

Pendant le processus de transmission, les données envoyées passent à travers un canal bruité et sont susceptibles d'être altérées. A cause de ce bruit aléatoire, des erreurs peuvent être introduites dans le signal reçu [60]. Ces erreurs peuvent être détectées et parfois corrigées à l'aide des méthodes de codage (Figure 3.14).

En effet, un code correcteur est une technique de codage des données basée sur la redondance, qui vise à détecter et corriger des éventuelles erreurs de transmission d'un message sur une voie de communication peu fiable. Par conséquent, le codage canal permet de diminuer le nombre des erreurs qui se produisent au cours d'une transmissions de donnée via un canal bruyant.

De façon générale, les codes de contrôle d'erreur peuvent être divisés en deux classes [53] :

- Les codes de détection d'erreur avec retransmission connue sous le nom anglophone ARQ « *automatic repeat request* ».
- Les codes de correction d'erreurs (FEC : *Forward Error Correction*).

Dans la première classe, si une erreur est détectée, un retour d'information (accusé de réception négatif) est envoyé depuis le noeud de destination au noeud de source, ce qui nécessite une retransmission des données.

Dans le second cas, les erreurs sont détectées et corrigées par le processus ECC, au niveau du récepteur. Cette technique consiste à inclure dans les blocs de données suffisamment de redondance pour que le récepteur soit capable de restituer les données originales à partir des données reçues

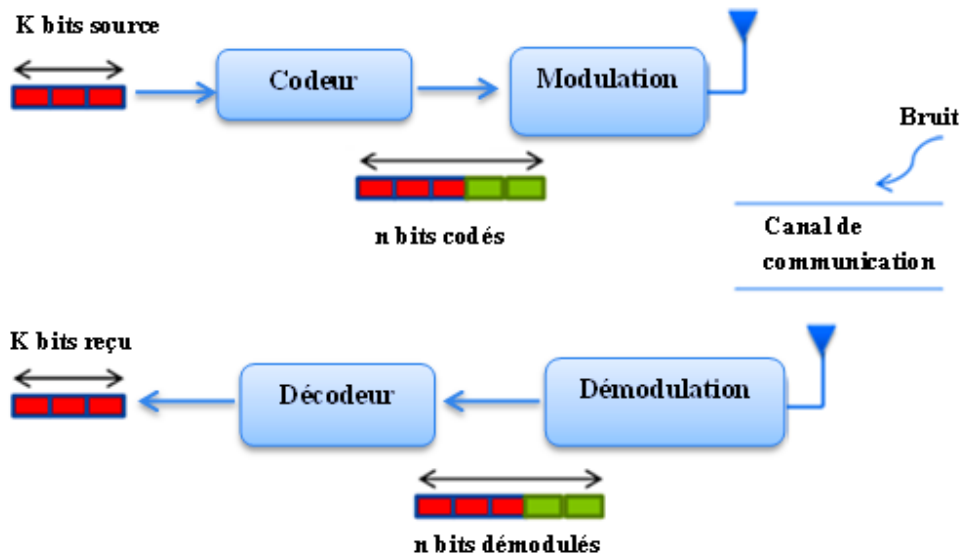


FIGURE 3.14 – Modèle d'une communication sans fil avec technique de codage canal

Le principe général des codes correcteurs d'erreurs est alors le suivant :

- Chaque suite de bits à transmettre est augmentée par une autre suite de bits dite de redondance ou de contrôle.
- Pour chaque suite de k bits transmise, on ajoute $(n - k)$ bits. Cela signifie que la longueur du mot de code à la sortie du bloc du codeur est de n bits. On dit alors que l'on utilise un code $C(n, k)$, Le nombre « n » est appelé longueur du code.

Les codes correcteurs d'erreurs peuvent être classifiés en deux types :

- Le code Convolutif : qui génère des symboles de parité via l'application de glissement d'une fonction polynôme booléenne à un flux de données. Cette technique prend un flux de bits de données et le convertit en un flux de bits transmis, en utilisant des registres à décalage. Ce type de codage utilise souvent un algorithme de Viterbi pour processus de décodage.
- Le code linéaire sert à faire correspondre à chaque mot d'information un mot de code de taille fixe, par une fonction linéaire. Cette méthode facilite la construction du code aussi bien que le contrôle des messages reçus. Il y a un grand nombre d'exemples de codes linéaires tels que : *Hamming, Golay, Reed Solomon, BCH (Bose, Ray-Chaudhuri et Hocquenghem etc ...*

Bien que la technique de codage canal s'avère nécessaire, les bits de la redondance ajoutés alourdit la transmission en temps et charge la mémoire du système, il est donc important d'évaluer le rendement nommé encore taux de transmission du code donné par le rapport $R = k/n$.

En outre, un code linéaire de longueur n , de dimension k et de distance minimum d_{min} est appelé code

$[n, k, d_{min}]$ avec un taux $R = k/n$. La distance minimum d_{min} représente le nombre minimum de bits différents entre chacun des mots de code. Ce paramètre peut être calculé comme suit : $d_{min} = n - k + 1$.

L'application d'une approche de codage sur un canal bruyant contribue à améliorer les performances du taux d'erreur (BER) pour la même valeur du rapport signal sur bruit (SNR) par rapport à une communication sans processus de codage. Cependant pour de très faibles SNR , l'application du codage de canal n'apporte aucune amélioration significative [61].

Ainsi, la différence des rapports du signal sur bruit entre un système codé (avec un code spécifique) et un système non codé produisant un même taux d'erreur BER , s'appelle le gain de codage (mesuré en dB) et noté G_{code} .

Il existe un compromis entre la complexité de décodage et le gain de codage. En effet, pour obtenir un gain plus élevé, nous devons utiliser un plus long code, choisir un meilleur polynôme générateur et sélectionner le taux de code approprié. Pour satisfaire toutes ces contraintes, nous avons besoin d'un décodeur plus complexe et par la suite une consommation énergétique plus élevée.

3.6.2 Modulation MQAM et MPSK avec codage de canal

Dans cette section, nous allons examiner les performances des différents ECC en termes de BER en fonction de SNR , combiné avec une fois à la modulation MQAM puis à MPSK sous le modèle de canal BBGA. A travers les différentes simulations effectuées, nous avons choisi d'une part la technique de codage la plus appropriée à notre scénario parmi les différents ECC considérés à savoir : *Hamming*, *Golay*, *Convolution et Reed Solomon*, *(RS) codes*. D'autre part, en raison de la complexité du décodeur, nous supposons que la technique de décodage s'exécutera au niveau du noeud puits, qui n'a pas de contrainte d'énergie, puisqu'il est équipé d'une source d'alimentation suffisante.

Les figures 3.15 et 3.16 représentent la comparaison entre différents ECCs dans le cas de la modulation MQAM et celui de la modulation M-PSK. A travers ces courbes, nous remarquons que, pour notre application, le code convolutif offre de meilleure performance que le Reed-Solomon et Golay code. En effet, la technique de codage convolutif fournit le gain le plus élevé ($3dB$ pour la modulation MQAM et $2dB$ pour la modulation MPSK) pour une BER entre 10^{-2} et 10^{-5} .

Il est clair que le code convolutif nécessite une forte consommation d'énergie en raison de la complexité de son décodage. Toutefois, lorsque le processus de décodage est effectué au niveau du noeud puits, comme nous l'avons indiqué précédemment, le code convolutif s'avère le mieux approprié et constituerait le meilleur choix pour les réseaux de capteurs sans fil.

Ainsi, pour le reste de nos simulations nous choisissons le codage convolutif, qui présente le gain le plus élevé, comme la technique de codage canal la plus adéquate à notre scénario. En outre et dans la suite de notre

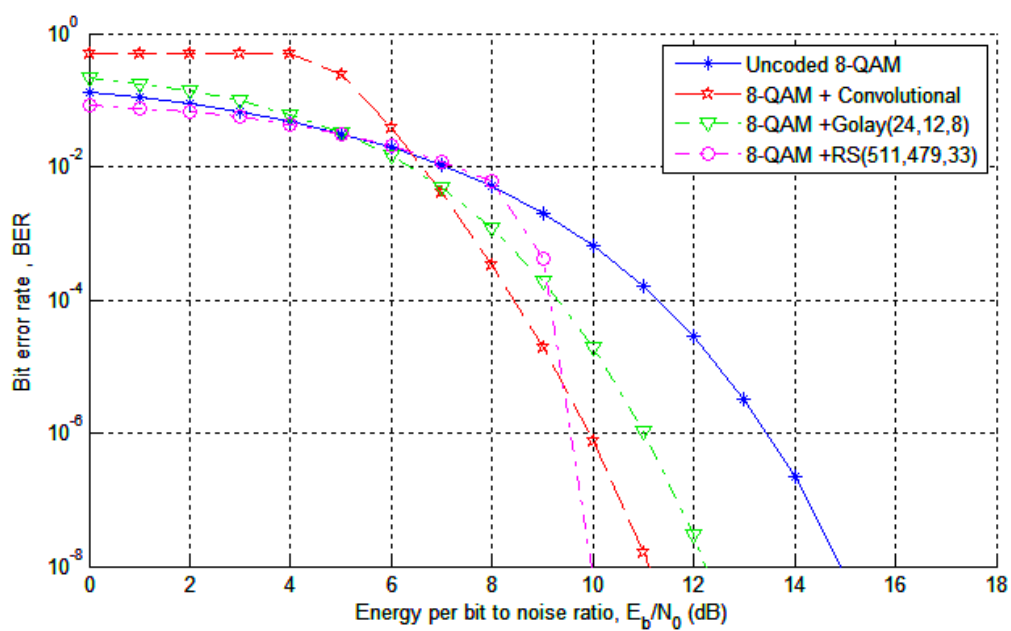


FIGURE 3.15 – Taux d’erreur BER en fonction de SNR pour différentes techniques de codage, MQAM (BBGA).

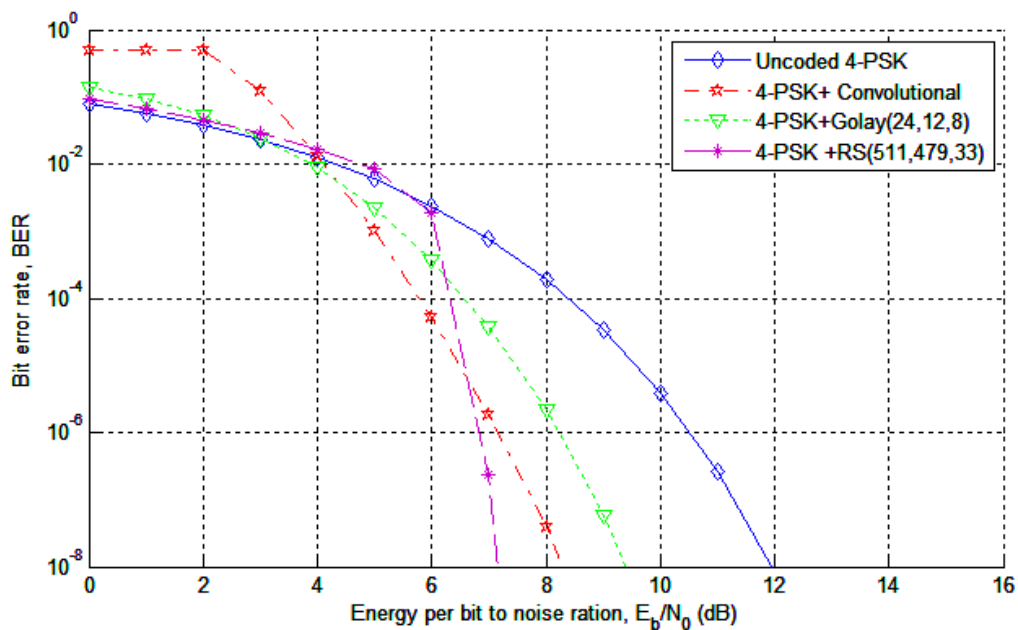


FIGURE 3.16 – Taux d’erreur BER en fonction de SNR pour différentes techniques de codage, MPSK (BBGA)

étude, nous considérons une stratégie de codage convolutif de taux $R = 2/3$ avec $32tats$ et un gain de codage $G_{code} = 2,6(4.7dB)$ [43].

Comme, le noeud puits possède une source d'alimentation stable et disponible, l'énergie consommée par le processus de décodage n'a pas été prise en compte dans notre analyse.

Par ailleurs, l'énergie de transmission requise est minimisée par le gain G_{code} au prix de l'augmentation du temps de transmission. En effet, l'ECC introduit des bits de redondance supplémentaires, ce qui nécessite un temps de transmission plus élevé pour assurer le transfert de la totalité de l'information codée.

D'où, Le temps de transmission pour le système codé est exprimé comme suit :

$$T_{on-time-code} = \frac{T_{on-time}}{R} \quad (3.41)$$

L'expression suivante présente la consommation totale d'énergie d'un système codé est exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} E_{total} &= (P_{enc} + P_{on-time}) T_{on-time-code} + P_{start} T_{start} \\ &= (P_{enc} + P_{Tx} + P_{tx-circuit} + P_{rx-circuit} + P_{PA}) T_{on-time-code} + (P_{tx-circuit} + P_{rx-circuit}) T_{start} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Où,

— P_{enc} représente la puissance consommée par le codeur au niveau du premier noeud capteur.

Par conséquent, nous déduisons l'expression de l'énergie totale consommée pour les deux types de modulation MQAM et MPSK avec un système codés :

$$\begin{aligned} E_{total-MQAM/MPSK-code} &= (1 + \beta) (P_{enc} + P_{Tx}) T_{on-time} + P_{circuit} T_{on-time-code} \\ &+ 2P_{syn} T_{start} \end{aligned} \quad (3.43)$$

En utilisant les équations. (3.18), (3.19), (3.25), (3.41) et (3.43), nous déduisons l'expression de la consommation totale d'énergie par bit d'information avec le système codé pour les deux modulations MQAM et MPSK :

$$\begin{aligned} E_{infBit-MQAM-code} &= \frac{4}{3G_{code}} (1 + \beta) N_f \sigma^2 (M - 1) \ln \left(\frac{4-4/\sqrt{M}}{bP_e} \right) \\ &\frac{G_d B T_{on-time-code}}{L} + \frac{(P_{enc} + P_{circuit}) T_{on-time-code}}{L} + \frac{2P_{syn} T_{start}}{L} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Pour la modulation MPSK codée :

$$\begin{aligned} E_{infBit-MPSK-code} &= \frac{2}{G_{code}} (1 + \beta) N_f \sigma^2 \left(\frac{\ln(2/bP_e)}{(\sin(\pi/M))^2} \right) \\ &\frac{G_d B T_{on-time-code}}{L} + \frac{(P_{enc} + P_{circuit}) T_{on-time-code}}{L} + \frac{2P_{syn} T_{start}}{L} \end{aligned} \quad (3.45)$$

L'évolution de la consommation d'énergie en fonction de la distance de transmission pour chacun des modulations MQAM et MPSK codées est illustrée dans les figures 3.17 et 3.18.

Dans ces simulations, nous exploitons les paramètres optimaux (de b_{opt} et $T_{on-time}$ optimale) déduites précédemment dans la section de l'étude des quatre techniques de modulation. Les paramètres de simulations pris en compte dans ces courbes sont présentés dans le Tableau 3.1.

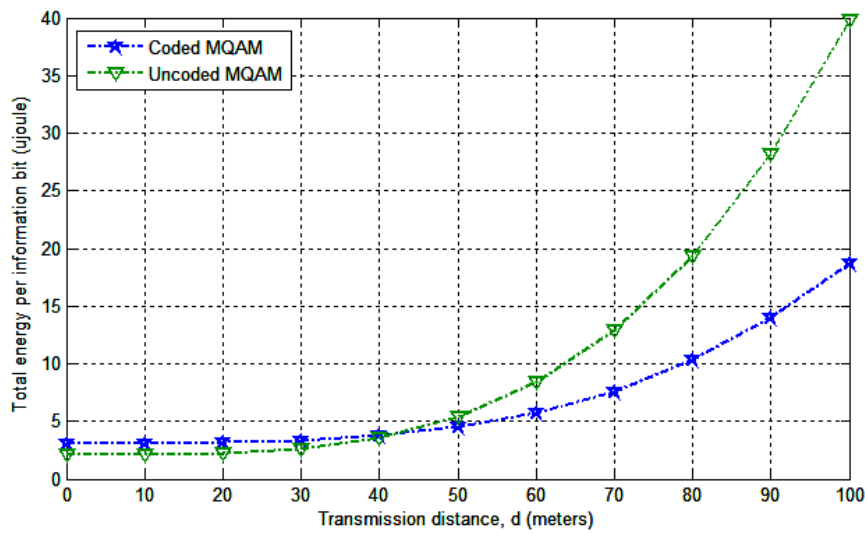


FIGURE 3.17 – Modulation MQAM codée par rapport au système non codé, (BBGA)

Il est clair que la consommation d'énergie est d'autant plus importante que la distance de transmission est plus grande. D'après les résultats des simulations, nous déduisons que le système codé présente de meilleure performance que le système non codé lorsque la distance de transmission est grande, ($d \geq 40m$ pour MQAM codée et $d \geq 30m$ pour MPSK codée). Plus précisément, nous constatons d'après ces courbes, environ 62% d'économies d'énergie pour le système avec MQAM codé à $d = 100m$. De même nous notons 51% d'économies d'énergie pour la modulation MPSK codée. Cette économie d'énergie augmente avec la distance d .

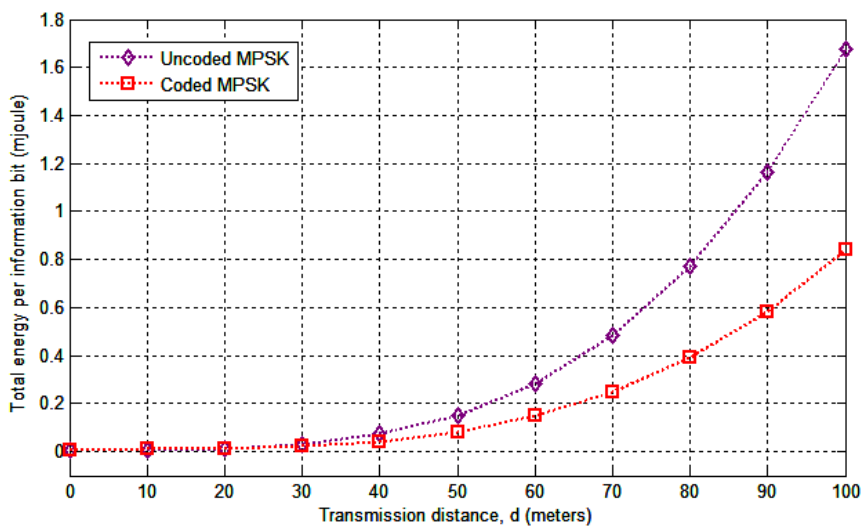


FIGURE 3.18 – Modulation MPSK codée par rapport au système non codé, (BBGA)

3.6.3 Modulation MFSK et MSK codées

Les performances des différents codes de canal avec les modulations MFSK et MSK sont simulées dans les figures 3.19 et 3.20 respectivement. Nous observons que le code convolutif offre de meilleure performance

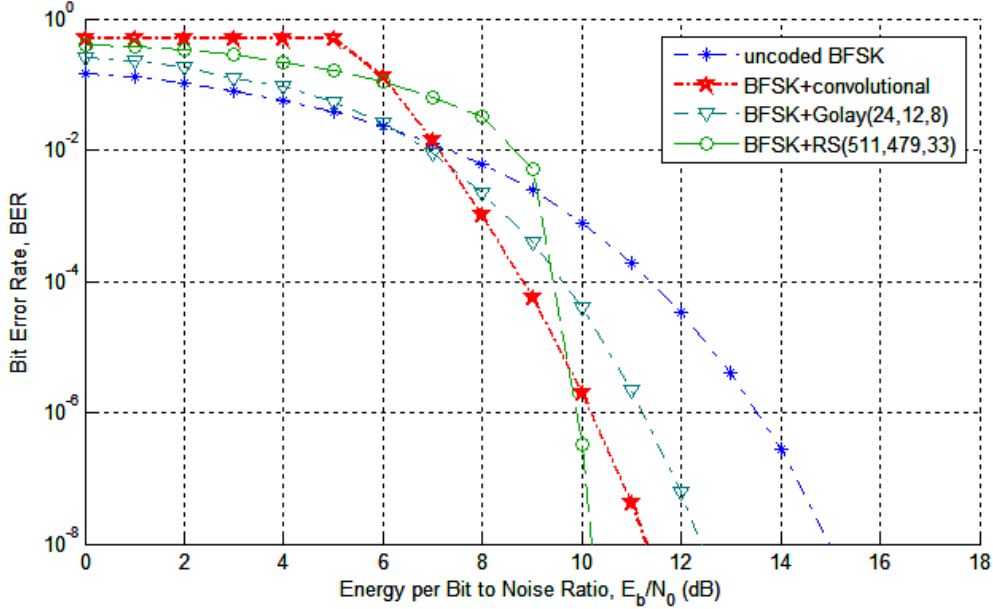


FIGURE 3.19 – L'analyse de performance des différents ECCs avec la modulation MFSK , BBGA

par rapport à ses homologues. Pour la modulation MFSK codée, la technique de convolution fournit un gain de codage de $2dB$ pour un $BER = 10^{-3}$. De même, cette technique de codage combinée avec la modulation MSK permet d'obtenir un gain de $1,5dB$. Ainsi, la technique de codage convolutif est considérée comme étant le meilleur choix de codage canal pour les réseaux de capteurs sans fil, puisqu'elle offre une meilleure performance et une efficacité énergétique maximale lorsque le processus de décodage se fera dans le noeud puits.

En suivant le même procédé utilisé dans les sections précédentes et en utilisant les équations (3.34), (3.39), (3.41) et (3.43), nous déduisons l'expression de l'énergie totale consommée par bit d'information pour chacun des systèmes MFSK et MSK codée :

$$E_{infBit-MFSK-code} = \frac{4}{G_{code}} (1 + \beta) N_f \sigma^2 \ln\left(\frac{2^{b-2}}{P_e}\right) \frac{G_d}{b} + \frac{(P_{enc} + P_{circuit})T_{on-time-code}}{L} + \frac{2P_{syn}T_{start}}{L} \quad (3.46)$$

$$E_{infBit-MSK-code} = \frac{2}{G_{code}} (1 + \beta) N_f \sigma^2 \ln\left(\frac{1}{P_e}\right) G_d + \frac{(P_{enc} + P_{circuit})T_{on-time-code}}{L} + \frac{2P_{syn}T_{start}}{L} \quad (3.47)$$

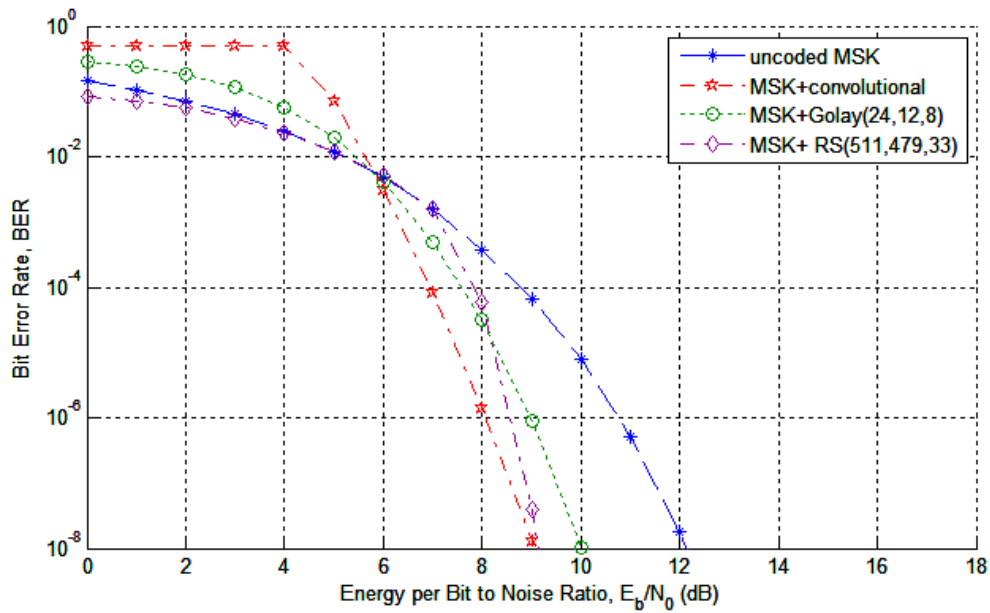


FIGURE 3.20 – L’analyse de performance des différents ECCs avec la modulation MSK , BBGA

Comme nous l’avons précisé pour les modulations MFSK et MSK non codées, la valeur du paramètre d’efficacité de l’amplificateur « ? » est modifié à 0,75. De plus, en raison du processus de codage de canal, le délai de transmission a aussi été ajusté. D’où $T_{on-time-code}/R$.

Les figures 3.21 et 3.22 décrivent la consommation totale d’énergie pour chacun des modulations MFSK et la modulation MSK avec et sans le codage canal.

Compte tenu des résultats fournis par ces courbes, nous pouvons déduire que le système avec codage canal est plus économe en énergie lorsque la distance de transmission est supérieure à 50 mètres. Puisque, à faible distance, l’économie d’énergie réalisée par l’ECC sur l’énergie de transmission est inférieure à l’énergie consommée par le processus de codage.

Par conséquent, à de courtes distances ($d \leq 50m$) l’utilisation des techniques de codage est moins efficace. A partir de ces figures, nous notons un 52% d’économies d’énergie pour système MFSK codé à $d = 100m$ et 55% d’économies d’énergie pour l’MSK codée.

3.7 Comparaison des résultats des systèmes de canal codé

Dans cette section nous comparons et analysons la consommation d’énergie au cours d’une communication inter-capteurs pour les différents systèmes non codés et codés précédemment étudiés.

Dans ce scénario, nous considérons une communication inter-noeuds via des relais. La distance entre les capteurs est prise de façon aléatoire dans une plage de 50 à 100 m. Nous supposons qu’il y a environ trois nœuds

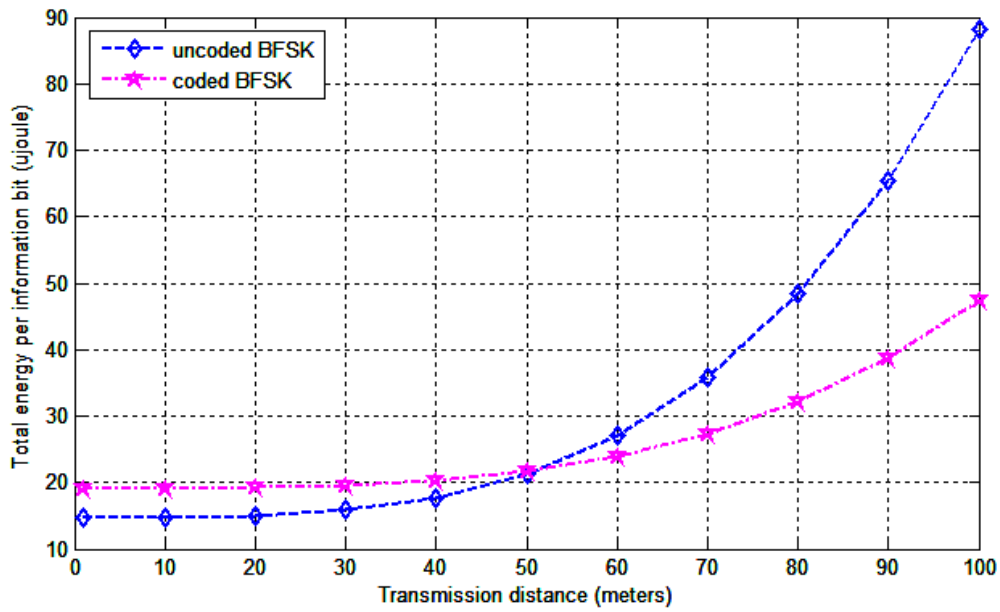


FIGURE 3.21 – Modulation MFSK avec et sans le codage canal, BBGA

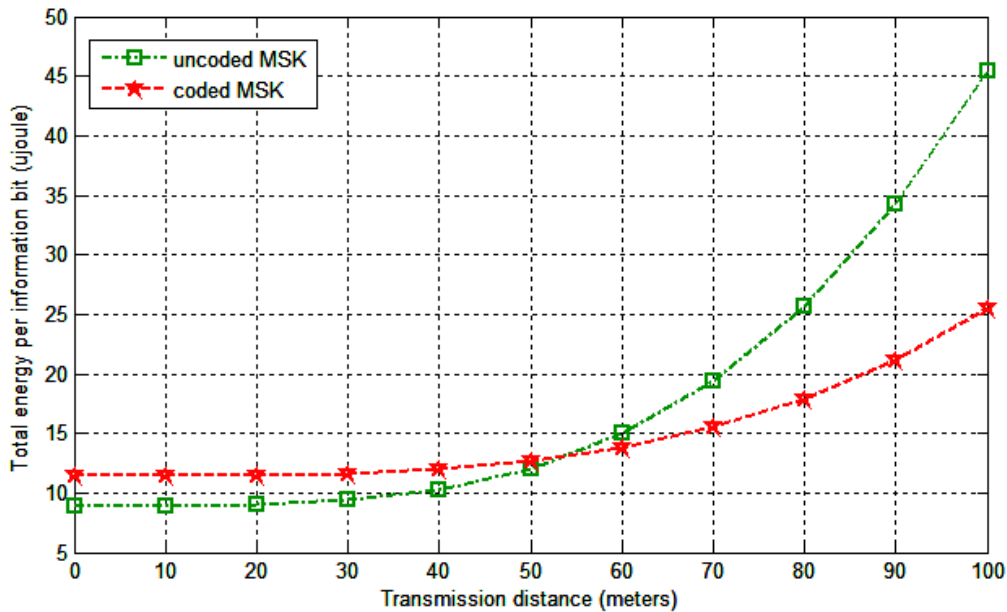


FIGURE 3.22 – Modulation MSK avec et sans le codage canal, BBGA

intermédiaires pour acheminer les données (figure. 3.12). Les valeurs numériques utilisées durant ces simulations sont présentées dans le tableau 3.1. L'énergie consommée le long du chemin, considérant le processus du codage canal, est évaluée, comme suit [61] :

$$E_{Route} = E_{enc} + \sum_{i=1}^n P_{tx}(i) T_{on-time-code} + \sum_{i=1}^{n-1} P_{rx}(i) T_{on-time-code} + E_{dec} \quad (3.48)$$

La figure 3.23 renforce l'idée que la stratégie de codage canal pourrait être une bonne solution pour l'économie d'énergie lorsque la distance de transmission est grande ($d \geq 50m$).

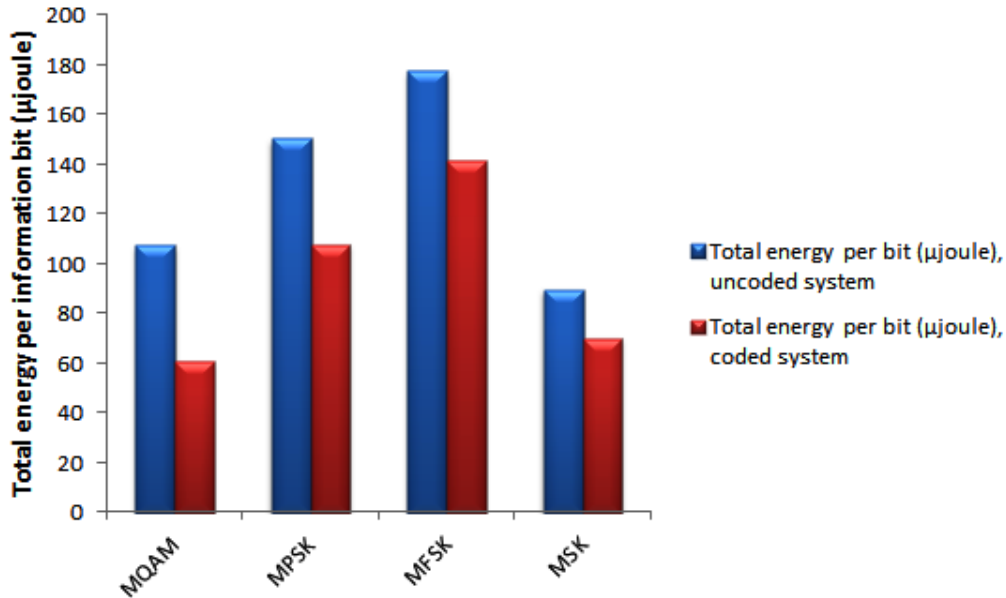


FIGURE 3.23 – Consommation d'énergie d'une communication inter-noeud utilisant différents modulations avec ou sans codage, (BBGA).

3.8 Conclusion

La fiabilité des liens et la limitation des ressources énergétiques du nIJud capteur sont deux principaux obstacles dans les réseaux de capteurs sans fil, voilà pourquoi le choix de la modulation optimale et de la stratégie de codage canal est une tâche extrêmement vitale pour ce type de réseau.

Ce chapitre analyse la performance de divers techniques de modulations avec et sans codage canal afin d'améliorer l'efficacité énergétique des réseaux de capteurs sans fil. A travers des simulations très étendues, nous confirmons que la modulation MSK avec le processus de codage convolutif est la meilleure combinaison pour minimiser la consommation d'énergie du capteur sans fil et augmenter par la suite la durée de vie du réseau. En effet, la technique MSK peut être un bon choix pour le réseau de capteurs sans fil, parce que ce schéma de modulation possède une bande passante efficace élevée, une enveloppe constante et a l'avantage d'être simple à produire et simple à démoduler.

Préservation de l'énergie dans le RCSF via les communications coopératives : AF et DF protocoles

Sommaire

4.1	Introduction	69
4.2	4.2 Principe de la Coopération dans les RCSFs	69
4.3	Les protocoles de coopération	71
4.3.1	« Amplify and Forward »	71
4.3.2	« Decode and Forward »	72
4.3.3	Maximal Ratio Combining	72
4.4	Description du Modèle du système coopératif adopté	73
4.4.1	Protocole « Amplify and Forward » (AF)	74
4.4.2	Protocole « Decode and Forward » (DF)	76
4.5	Analyse de performance du système coopératif	78
4.5.1	Protocole « Amplify and Forward »	78
4.5.2	Protocole « Decode and Forward »	78
4.6	Simulations et résultats	80
4.7	Conclusion	82

4.1 Introduction

Les liens radio d'un réseau de capteurs sans fil sont fragiles et aléatoires. Cela cause la corruption des données, des pertes de paquets et plusieurs retransmissions ce qui affecte la consommation d'énergie des noeuds capteurs ainsi que la qualité du service.

Afin d'optimiser la durée de vie du réseau, il faut répartir au mieux l'énergie dépensée par les capteurs pour les différentes transmissions de donnée, ce qui explique le développement de plusieurs approches coopératives.

Dans ce chapitre nous présentons les techniques de communication coopératives et principalement les méthodes de relais Amplify and Forward (AF) et Decode and Forward (DF). Une analyse minutieuse sur la comparaison de ces différentes techniques en termes d'efficacité énergétique sera exposée.

4.2 Principe de la Coopération dans les RCSFs

Le choix des techniques de communication pour les réseaux de capteurs se base, essentiellement, sur le type d'application pour lequel ils sont conçus. A titre d'exemple, dans le domaine médical, le RCSF sont chargé de transmettre les rapports et les alertes de santé des patients d'une manière périodique et efficace. Aucun retard ni perte ne sont tolérés. Ce type d'application exige un réseau équipé par des capteurs en état d'activité permanente [62].

Visant à rendre plus stable les liens du réseau les plus fragiles, le réseau de capteur sans fil doit adopter des techniques de communication coopératives puisque cette dernière profite de la richesse de l'environnement sans fil afin d'améliorer les performances du réseau.

En effet, la présence de plusieurs capteurs dans un voisinage donné, permet de créer une diversité des chemins de transmissions. Ainsi, les capteurs peuvent se relayer mutuellement les données à transmettre en se servant des antennes de leurs voisins, ce qui crée une redondance du signal pour un même paquet [63].

Par conséquent, le noeud capteur récepteur va collecter de nombreuses versions indépendamment d'un même paquet de donnée. Cette redondance lui permet d'affronter les distorsions du signal causées par les formes d'interférences comme le bruit, l'atténuation, les réflexions etc.

De surcroît, la communication coopérative peut être vu comme une simulation du système MIMO mais en utilisant des noeuds ayant des antennes uniques. Comme le montre la figure 4.1, les noeuds S et D du scénario n° 1 sont équipés chacun par deux antennes. Ce système peut être généré à travers des capteurs équipés par une seule antenne mais en faisant intervenir un troisième capteur sans fil.

Dans le deuxième scénario de la figure 4.1, le noeud source S transmet ces données au noeud R et D . puis le relais R retransmet les informations reçues au noeud destination D . Dès lors, le capteur D va recevoir deux exemplaires du même paquet. La diversité spatiale et temporelle de ce système est équivalente à celle des

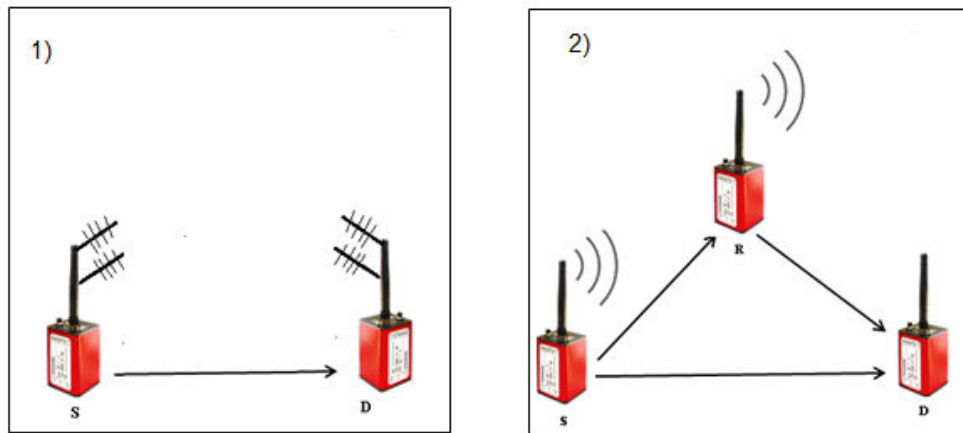


FIGURE 4.1 – Communication coopérative versus système MIMO virtuel.

noeuds utilisant deux antennes [64].

Cette technique de communication coopérative se nomme le partage intelligent des antennes sans fil ce qui permet la minimisation des coûts liés à l'utilisation de plusieurs antennes. En outre, cette stratégie offre la possibilité de surpasser les limites physique du système MIMO qui est du à l'écartement des antennes. Somme toute, la coopération entre les noeuds sans fil permet de remédier aux phénomènes de retransmission successive des paquets lorsque le canal entre la source et la destination est perturbé.

Le processus de communication coopératif s'effectue principalement en trois étapes : Initialement la source envoie ces données vers le noeud destination sur le canal direct. Puis, un noeud relais est choisi parmi les voisins pour assister la source. Donc la source va transmettre son paquet au relais qui à son tour retransmet le paquet vers la destination à travers le canal coopératif. La communication coopérative permet donc un gain significatif en termes de robustesse du réseau sans fil et en termes de consommation d'énergie [65].

La communication coopérative offre plusieurs avantages et aussi des inconvénients. Parmi ces avantages nous citons [66] :

- **Moins d'infrastructure** : Le partage des antennes des noeuds voisins augmente le taux d'utilisation des équipements.
- **Gain de performance** : Le gain de performance se manifeste dans la diminution des tentatives de retransmissions des paquets suite aux perturbations du canal sans fil. Ceci permet d'augmenter la capacité du canal et d'améliorer par la suite la qualité des communications dans le réseau.
- **Minimisation des coûts** : Le partage des antennes évite le déploiement de nouveaux nœuds sur le réseau et diminue par conséquent ces coûts.

En revanche, cette technique de coopération nécessite la prise en compte de diverses taches dont on cite :

- **La synchronisation** : Plusieurs protocoles de communication coopérative utilisent plusieurs relais en même temps. Cela nécessite un bon niveau de synchronisation ce qui complique la maintenance du protocole.
- **Choix du relais** : Chaque protocole coopératif doit fournir un mécanisme pour choisir le meilleur relais parmi les voisins présents.

4.3 Les protocoles de coopération

Les protocoles de communications coopératives se classent en deux grandes catégories à savoir :

- Les techniques de coopération régénératives : Cette méthode de relayage modifie le signal reçu avant de le retransmettre. Comme exemple nous citons [67] : les protocoles Compressand-Forward (CF), Decode-and-Forward (DF) et Estimate-and-forward (EF).
- Les techniques de coopération transparentes : dans cette catégorie de protocole, le message transmis est relayé tel qu'il est reçu sans aucune modification. Dans la littérature, nous distinguons dans cette famille de relayage plusieurs protocoles comme « Amplify and-Forward (AF) » [65] [66] ou « Linear-Process and Forward » [68].

Les techniques Amplify and-Forward (AF) et Decode-and-Forward (DF) sont les plus populaire et ont été largement étudiées dans la conception de protocoles de relayage pour les systèmes coopératifs.

Plusieurs travaux de recherche montrent que les méthodes régénératives sont plus performantes que les techniques transparentes et nécessitent beaucoup plus de capacité de calcul [69].

4.3.1 « Amplify and Forward »

Parmi les protocoles de coopération les plus populaires nous distinguons la technique « Amplify and Forward » (AF) [65]. Le principe de cette technique est le suivant : le noeud source diffuse ses données en premier lieu, ensuite le relais amplifie le signal reçu et le retransmet vers la destination en second lieu. Par conséquent, Le noeud destination reçoit deux copies du même paquet, celui transmis par la source et celui par le relais. La copie du signal transmise par le noeud relais est exprimée par $X_R = \beta Y_R$,

Avec :

- X_R représente les données transmises par le relais R.
- Y_R représente le signal reçu par le relais.
- β est le coefficient d'amplification.

Ce processus peut être considéré comme une transmission à partir de deux antennes différentes. En revanche, le relais amplifie le signal reçu en amplifiant aussi le bruit contenu.

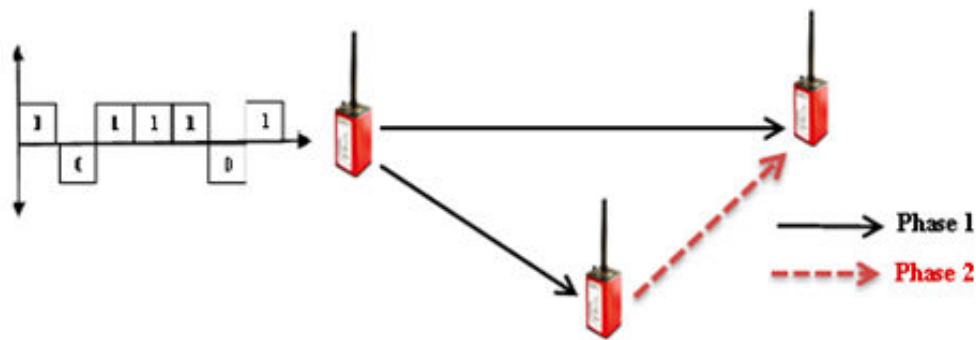


FIGURE 4.2 – Les phases d’une communication avec relayage.

4.3.2 « Decode and Forward »

La technique Decode-and-Forward (DF) est une technique de coopération très populaire. Sa première phase de communication est la même que celle décrite dans le protocole Amplify and Forward. Durant la deuxième phase, si le relais décode correctement les données reçus, il les re-encode puis les transmet au nIJud destination.

Durant ce processus, et contrairement à la technique AF, le bruit n’est pas amplifié, et une nouvelle version des données est transmise.

4.3.3 Maximal Ratio Combining

La méthode Maximal Ratio Combining (MRC) offre la possibilité de retrouver la version originale du signal en combinant plusieurs copies de signal provenant de différents canaux. Cette technique permet de réduire les effets de distorsion causés par le canal. En effet, dans un système de diversité d’ordre L (où la destination reçoit L copies indépendantes du même signal) ayant un débit et une puissance de transmission fixe, l’énergie d’un symbole d’une copie transmise est de $1/L$. Le récepteur reçoit donc une copie dont le SNR (Rapport Signal sur Bruit) est la somme des SNR des L copies du signal propagé. Le récepteur commence par modifier la phase de chaque copie reçue pour aligner les phases de toutes les copies [70].

Ensuite, il affecte un poids à chaque copie suivant la qualité du canal duquel elle est issue. Le récepteur effectue ensuite une somme pondérée de ces signaux pour avoir le signal final. Cette technique de combinaison s’appelle Maximal Ratio Combining (MRC).

4.4 Description du Modèle du système coopératif adopté

Dans cette section, nous avons étudié une transmission coopérative basée sur un système de relais à deux-saut (Figure 4.3), où la communication entre le noeud source S et la destination D est soutenue par un relais R .

Le noeud relais est situé sur la ligne électrique entre le noeud source et le noeud de destination. Par conséquent, la somme de la distance source-relais (notée d_{SR}) et la distance relais-destination (notée d_{RD}) est égale à la distance de source destination d_{SD} .

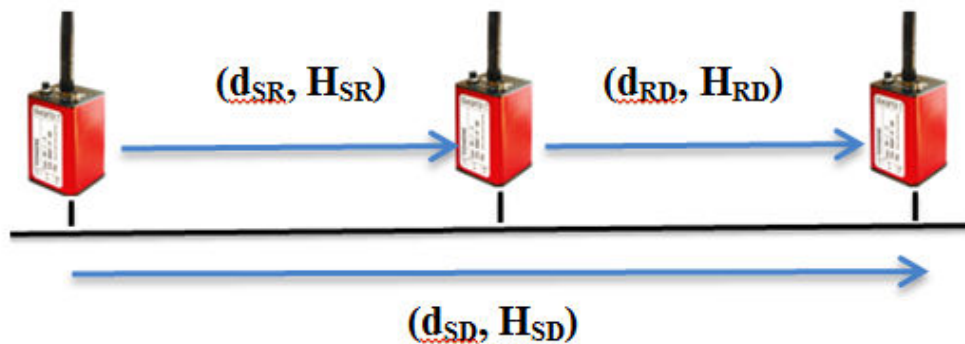


FIGURE 4.3 – Modèle simplifié d'un système coopérative à deux sauts.

Nous notons que le noeud de relais reçoit les paquets à partir du noeud source et le retransmet vers le noeud de destination dans deux intervalles de temps différents. Le noeud source émet ces données au premier intervalle de temps. Puis, durant le deuxième intervalle, le relais retransmet le signal reçu vers le noeud de destination en se basant sur une technique de coopération AF ou le DF.

Pour le protocole AF, le relais amplifie les informations reçues et les retransmet au noeud de destination. En revanche dans le cas où le relais utilise la technique DF, nous allons étudier deux cas de figure :

- **Stratégie 1** : une fois le noeud relais reçoit le signal provenant de la source, il l'échantillonne puis il le passe à travers une boucle de décision. Après la prise de décision, le relais transmet la séquence de données obtenue au noeud de destination.
- **Stratégie 2** : Après le mécanisme d'échantillonnage et la prise de décision, le relais passe les séquences de données à travers un décodeur de correcteur d'erreur (CRC). Suite au processus de correction d'erreur, si le relais ne détecte pas d'erreur il retransmet les données au noeud destination, sinon aucune transmission ne sera effectuée.

En résumé, durant le premier cas de figure, le noeud source transmet un signal au noeud de relais pendant le premier intervalle de temps (phase 1). Ensuite, le relais amplifie et retransmet (AF) ou décode et retransmet (DF) le message au noeud destination. En revanche, dans le deuxième cas, le noeud source diffuse ces données

au noeud relais et au noeud destination pendant la phase 1. Puis, au cours du deuxième intervalle de temps (phase 2), le relais amplifie et retransmet ou décode et retransmet le message au noeud destination.

Les coefficients de l'effet du canal sur le signal (atténuation, distorsion...) transmis par S vers D et celle de S vers R ainsi que R vers D sont respectivement notés H_{SD} , H_{SR} , H_{RD} .

Ces coefficients sont modélisés avec une moyenne nulle et leurs variances respectives sont notées : $\delta_{S,D}^2$, $\delta_{S,R}^2$, $\delta_{R,D}^2$.

Pendant notre étude, nous supposons que les coefficients du canal sont indépendants entre elles et qu'ils sont connus au niveau du noeud récepteur. Soit X_S le signal transmis par la source avec une puissance $P_S = E|X_S|^2$.

Soit y_{ij} le signal reçu par le noeud j provenant du noeud i avec $i = S, R$ et $j = R, D$. Nous désignons également par n_j le bruit gaussien (BBGA), avec une moyenne nulle et N_0 comme variance, au noeud j avec $j = R, D$. Nous supposons pour le reste cette étude que la variance est constante.

Il est à mentionner aussi que les termes qui décrivent le bruit additif gaussien sur les différents liens sont notés : η_{SD} , η_{SR} , η_{RD} , avec une variance σ_n^2 .

4.4.1 Protocole « Amplify and Forward » (AF)

Dans cette section, nous exprimons le modèle analytique d'une communication coopérative à deux sauts dans deux scénarios.

- **AF sans lien directe SD**

Le signal reçu au niveau du noeud de relais au cours du premier intervalle de temps est exprimé comme suit :

$$y_{1,SR} = H_{SR}X + \eta_{SR} \quad (4.1)$$

Ensuite, le noeud relais amplifie le signal reçu par un coefficient d'amplification noté : $\beta = \sqrt{\frac{P_R}{P_S|H_{SR}|^2 + \sigma_n^2}}$, puis il transmet le signal amplifié au noeud de destination au cours du deuxième intervalle de temps. Par conséquent, le signal reçu par le noeud de destination est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} y_{1,RD} &= \beta H_{RD}y_{1,SR} + \eta_{RD} \\ &= \frac{\sqrt{P_S P_R} H_{SR} H_{RD}}{\sqrt{P_S |H_{SR}|^2 + \sigma_n^2}} X + \eta'_{AF,D} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Où, le terme $\eta'_{AF,D}$ est équivalent à :

$$\eta'_{AF,D} = \frac{\sqrt{P_R} H_{RD} \eta_{SR}}{\sqrt{P_S |H_{SR}|^2 + \sigma_n^2}} + \eta_{RD} \quad (4.3)$$

Nous supposons que η_{SR} et η_{RD} sont indépendants et que le bruit équivalent $\eta'_{AF,D}$ est une variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle et de variance :

$$\text{var}(\eta'_{AF,D}) = \left(\frac{P_R |H_{RD}|^2}{P_S |H_{SR}|^2 + \sigma_n^2} + 1 \right) \sigma_n^2.$$

- **AF avec lien directe SD**

Dans ce cas de figure, le signal reçu par le relais durant le premier intervalle de temps en se basant sur le protocole AF est noté par $y_{2,SR}$ et a la même expression que celle de l'équation (4.1).

Le signal reçu au noeud destination est exprimé comme suit :

$$y_{2,SD}^{2,AF} = H_{SD}X + \eta_D \quad (4.4)$$

Au cours de T2, le relais amplifie le signal reçu provenant du noeud source par le gain d'amplification β et le retransmet au noeud destination d'où l'expression du signal $y_{2,RD}$ est identique au signal $y_{1,RD}$ du premier cas.

Après deux intervalles de temps, le nJud de destination D peut combiner les deux signaux de données reçus à partir du noeud source S et du relais R pour détecter le signal transmis. Ce résultat est obtenu en effectuant la technique MRC (Maximum Ratio Combining) Qui combine plusieurs signaux du même paquet issus de plusieurs chemins de transmission afin de restaurer le paquet d'origine [71]. Lorsque le noeud de destination effectue le processus MRC, le signal combiné est formulé tel que :

$$y_{2,D} = a_1 y_{SD} + a_2 y_{RD} \quad (4.5)$$

Où les facteurs a_1 et a_2 désignent les coefficients MRC et sont donnés par :

$a_1 = \beta H_{SR}^* H_{RD}^* / \text{var}(\eta_{1,D})$ et $a_2 = \sqrt{P_S} H_{SD}^* / \sigma_n^2$ Le SNR effectif au niveau du noeud de destination après les deux intervalles de temps, noté $\gamma_{1,D}$, est modélisé comme suit :

$$\gamma_{1,D} = \frac{1}{\sigma_n^2} \frac{P_S P_R |H_{SR}|^2 |H_{RD}|^2}{P_S |H_{SR}|^2 + P_R |H_{RD}|^2 + \sigma_n^2} \quad (4.6)$$

Il a été montré dans [72] que le SNR instantané $\gamma_{1,D}$ dans (4.6) peut être étroitement délimité comme supérieur à :

$$\gamma'_{1,D} = \frac{1}{\sigma_n^2} \frac{P_S P_R |H_{SR}|^2 |H_{RD}|^2}{P_S |H_{SR}|^2 + P_R |H_{RD}|^2} \quad (4.7)$$

Concernant le deuxième cas (avec prise en compte du lien direct), le rapport signal sur bruit effectif au niveau du noeud destination (noté $\gamma_{2,D}$) à la sortie du MRC, peut être déduit à partir de l'équation (4.5) :

$$\gamma_{2,D} = \gamma_{2,SD} + \gamma_{2,SRD} \quad (4.8)$$

Avec, $\gamma_{2,SD} = \frac{P_S P_R |H_{SD}|^2}{\sigma_n^2}$ puis $\gamma_{2,SRD} = \gamma_{1,D}$ de l'équation 4.7.

4.4.2 Protocole « Decode and Forward » (DF)

Nous étudions dans cette section une communication coopérative se basant sur le protocole « *Decode and forward* », à deux sauts. Cette étude concerne deux scénarios et deux cas pour chaque scénario.

- **DF sans lien directe SD**

Dans ce premier cas de figure (sans prise en compte du lien direct (SD)), le relais reçoit un signal provenant de la source pendant le premier intervalle de temps. Ce signal est exprimé comme suit :

$$y_{1,SR} = H_{SR}X + \eta_{SR} \quad (4.9)$$

Ensuite, le noeud relais décode le signal reçu pour récupérer le signal d'origine transmis depuis la source puis retransmet un signal pendant le deuxième intervalle. Deux stratégies sont possibles :

Stratégie 1 :

Comme nous l'avons mentionné précédemment, après le processus d'échantillonnage, le noeud relais passe les données par une boucle de décision. Donc au cours du deuxième intervalle de temps et après la prise de décision, le noeud relais transmet au noeud de destination le signal estimé qu'on note X_{estim} .

Dès lors, le signal reçu à la destination pendant la phase 2 est exprimé comme suit :

$$y_{1,RD}^{Str1} = H_{RD}X_{estim} + \eta_D \quad (4.10)$$

Stratégie 2 :

Durant la première phase, le noeud relais décode le signal transmis par la source. Si le processus de décodage a été établi avec succès, le relais retransmet les données au noeud destination durant la deuxième phase. Dans le cas contraire, le relais n'envoie rien.

En effet, le relais applique un contrôle de redondance cyclique (CRC) sur le signal, afin qu'il puisse juger si le signal est correctement décodé [73]. Par conséquent si le relais décode correctement les données, le signal reçu par le noeud de destination au cours du deuxième intervalle de temps s'écrit sous la forme suivante :

$$y_{1,RD}^{Str2} = H_{RD}X + \eta_D \quad (4.11)$$

D'autre part, le signal sur bruit des liens S-R et R-D durant le premier scénario sont : $\gamma_{SR}^{DF} = \frac{P_S |H_{SR}|^2}{\sigma_n^2}$ et $\gamma_{RD}^{DF} = \frac{P_R |H_{RD}|^2}{\sigma_n^2}$.

- **DF avec lien directe SD**

Durant le deuxième scénario (avec prise en compte du lien SD), le noeud source diffuse le signal vers le relais et le noeud de destination au cours du premier intervalle de temps. Ensuite, le signal reçu au niveau du noeud relais est identique à celui exprimé dans l'équation (4.9). D'autre part, le signal reçu par le noeud destination est exprimé comme suit :

$$y_{2,SD} = H_{SD}X + \eta_D \quad (4.12)$$

Stratégie 1 :

Le signal reçu au niveau du noeud destination durant la phase 2, noté $y_{2,SD}^{Str1}$, est exprimé de la même manière que $y_{1,SD}^{Str1}$ (équation 4.10). Par ailleurs, Le noeud de destination applique la combinaison MRC sur les signaux provenant de la source et du relais. Par conséquent, le signal combiné à la MRC peut être exprimé comme dans l'équation (4.5) avec les coefficients MRC $a_1 = \sqrt{P_S}H_{SD}^*/\sigma_n^2$ et $a_2 = \sqrt{P_R}H_{RD}^*/\sigma_n^2$.

D'où le signal de sortie est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} y_{2,D}^{Str1} &= \frac{\sqrt{P_S}H_{SD}^*}{\sigma_n^2} y_{2,SD} + \frac{\sqrt{P_R}H_{RD}^*}{\sigma_n^2} y_{2,RD}^{Str1} \\ &= \frac{\sqrt{P_S}H_{SD}^*}{\sigma_n^2} (H_{SD}X + \eta_D) + \frac{\sqrt{P_R}H_{RD}^*}{\sigma_n^2} (H_{RD}X_{estim} + \eta_D) \\ &= \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2}{\sigma_n^2} X + \frac{\sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} X_{estim} + \eta_{2,D} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\text{Avec, } \eta_{2,D} = \left(\frac{\sqrt{P_S}H_{SD}^*}{\sigma_n^2} + \frac{\sqrt{P_R}H_{RD}^*}{\sigma_n^2} \right) \eta_D$$

Stratégie 2 : Comme nous avons décrit précédemment, si le noeud relais est en mesure de décoder correctement le signal reçu, il retransmet les données décodées vers la destination pendant la phase 2, sinon il n'envoie aucun signal.

Ainsi, le signal reçu par le noeud destination pendant le second intervalle de temps noté par $y_{2,RD}^{Str2}$, est exprimé de la même manière que $y_{1,RD}^{Str2}$ dans l'équation (4.11). Le signal combiné à la MRC peut être exprimé comme dans l'équation (4.5) avec les coefficients MRC $a_1 = \sqrt{P_S}H_{SD}^*/\sigma_n^2$ et $a_2 = \sqrt{P_R}H_{RD}^*/\sigma_n^2$.

D'où l'expression du signal de sortie est formulée comme suit :

$$\begin{aligned} y_{2,D}^{Str2} &= \frac{\sqrt{P_S}H_{SD}^*}{\sigma_n^2} y_{2,SD} + \frac{\sqrt{P_R}H_{RD}^*}{\sigma_n^2} y_{2,RD}^{Str2} \\ &= \frac{\sqrt{P_S}H_{SD}^*}{\sigma_n^2} (H_{SD}X + \eta_D) + \frac{\sqrt{P_R}H_{RD}^*}{\sigma_n^2} (H_{RD}X + \eta_D) \\ &= \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2 + \sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} X + \eta_{2,D} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Où, $\tilde{P}_R = P_R$ si le relais décode correctement le signal reçu, sinon $\tilde{P}_R = 0$ D'autre part, l'expression du signal sur bruit pour chacun des liens S-R, R-D et S-D durant le deuxième scénario est modélisé comme suit :

$$\gamma_{SR}^{DF} = \frac{\sqrt{P_S}|H_{SR}|^2}{\sigma_n^2} \text{ et } \gamma_{RD}^{DF} = \frac{\sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \text{ et } \gamma_{SD}^{DF} = \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2}{\sigma_n^2}$$

4.5 Analyse de performance du système coopératif

Dans cette section, nous allons présenter une analyse de performance des différents protocoles ayant un système de communication coopératif à deux sauts sur la base du taux d'erreurs binaires (TEB). Nous allons donc dériver l'expression du TEB dans le cas de la modulation MSK pour chacun des protocoles AF et DF dans deux scénarios distincts.

4.5.1 Protocole « Amplify and Forward »

Le taux d'erreur binaire des systèmes de coopération AF avec le schéma de modulation MSK et pour les deux scénarios étudiés, est exprimé comme suit :

$$P_{MSK}^1 \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\gamma_{1,D}^{AF}} \right) \quad (4.15)$$

$$P_{MSK}^2 \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\gamma_{2,D}^{AF}} \right) \quad (4.16)$$

Avec, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ représente la fonction de l'erreur complémentaire, donnée par : $\operatorname{erfc}(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$

4.5.2 Protocole « Decode and Forward »

Dans cette partie, nous allons analyser l'expression du BER du système DF avec le schéma de modulation MSK en considérant différents scénarios.

- **DF sans lien directe SD**

Considérant un système DF sans prendre en compte le lien directe (S-D). Dans un premier temps, le relais va tenter d'estimer le signal émis par le noeud source « X » en se basant sur le signal reçu « Y_{SR} ». Cette estimation peut se révéler correcte autant qu'elle peut introduire des erreurs.

Stratégie 1 :

Lors des communications, quand une erreur se produit, nous noterons E_{SR} ou un événement sans erreur qui sera noté \bar{E}_{SR} , au niveau du noeud intermédiaire « R » affectera le signal récupéré au niveau du noeud de destination « D ».

Nous notons par $P(E_{SR})$, la probabilité qu'une erreur se produit au niveau du relais, et par $P(\bar{E}_{SR})$ son complément qui signifie la probabilité que la communication s'est faite sans erreur. Par conséquent $P(\bar{E}_{SR}) = 1 - P(E_{SR})$. Nous notons également $P(E_{RD})$ la probabilité qu'une erreur se produit durant la transmission entre R et D.

Durant une communication à deux sauts entre S, R, une erreur est détecté à la destination soit :

- lorsque une erreur se produit au niveau du noeud relais lors de la communication S-R, avec une probabilité $P(E_{SR})P(E_{RD})$.
- lorsque l'erreur se produit durant la communication entre le relais et la destination d'ou $P(\bar{E}_{SR})P(E_{RD})$

Par conséquent, l'expression de la probabilité d'erreur à la destination est exprimée comme suit :

$$P(E_D) = P(\bar{E}_{SR})P(E_{RD}) + P(E_{SR})P(E_{RD}) \quad (4.17)$$

En utilisant la modulation MSK et en se basant sur les équations (4.15) et (4.17), nous déduisons l'expression de la probabilité d'erreur au niveau du noeud destination :

$$P_{1,E}^{Str1} = (1 - \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,SR}})) (\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,RD}})) + (\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,SR}})) (\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,RD}})) \quad (4.18)$$

Ainsi pour ce premier cas du scenario 1, et à travers l'équation (4.18) nous remarquons que la probabilité d'erreur au niveau du noeud destination D, ne dépend que des erreurs introduites sur le lien R-D.

Stratégie 2 :

Rappelons que dans ce cas le relais ne retransmet le signal au noeud destination que s'il arrive à décoder correctement les données reçues en provenance de la source. Dès lors, le noeud destination reçoit un signal lorsque le processus de décodage a été effectué avec succès par le relais et ceci représente une probabilité .

D'où la probabilité d'erreur au niveau du noeud D est calculée comme suit :

$$P_{1,E}^{Str2} = (1 - \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,SR}})) (\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_{1,RD}})) \quad (4.19)$$

• DF avec prise en compte du lien directe SD

Stratégie 1 :

Durant ce premier cas, le noeud destination récupère le signal transmis en se basant sur les deux signaux Y_{RD} et Y_{SD} .

Donc, la probabilité d'erreur au niveau du noeud D dépend du signal de sortie du MRC (equation 4.10). Au cours du deuxième intervalle de temps et après la phase de prise de décision au niveau de R, si aucune erreur ne s'est produite alors $\tilde{X} = X$ et l'equation 4.10 devient :

$$y_{2,RD}^{Str1} = \left(\frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{\sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \right) + \eta'_{2,D} \quad (4.20)$$

Par la suite, la probabilité d'erreur au niveau du noeud de destination D est exprimée par la formule suivante :

$$P(E_D) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{\operatorname{var}(\eta'_{2,D})}} \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2 + \sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.21)$$

Dans le cas où une erreur s'est produite au niveau de du nJud relais, alors $X_{estim} = -X$ et l'équation 4.10 devient :

$$P(E_D) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{\operatorname{var}(\eta'_{2,D})}} \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2 - \sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.22)$$

En se basant sur les équations : 4.14, 4.20 et (4.22), nous déduisons l'expression de la probabilité d'erreur au niveau du noeud destination D, pour la modulation MSK :

$$P_{2,E}^{Str1} = (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{1,SR}})) \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{\operatorname{var}(\eta'_{2,D})}} \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2 + \sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \right) \right) + (\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{1,SR}})) \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{\operatorname{var}(\eta'_{2,D})}} \frac{\sqrt{P_S}|H_{SD}|^2 - \sqrt{P_R}|H_{RD}|^2}{\sigma_n^2} \right) \right) \quad (4.23)$$

Stratégie 2 :

Concernant ce cas, le relais transmet un signal au noeud destination D s'il réussit à décoder correctement le signal provenant de la source S. Cet évènement se produit avec une probabilité $1 - P(E_{SR})$. D'où le SNR effectif au niveau du noeud D est calculé à partir de l'équation (4.11), avec $\gamma_D^{Str2} = \gamma_{SD}^{Str2} + \gamma_{RD}^{Str2}$.

Dès lors, la probabilité d'erreur au niveau du noeud destination D pour ce deuxième cas est formulée par l'expression suivante :

$$P_{2,E}^{Str1} = (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{2,SR}})) \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{2,SD} + \gamma_{2,RD}}) \right) + (\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{2,SR}})) \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{2,SD}}) \right) \quad (4.24)$$

4.6 Simulations et résultats

Pour illustrer l'analyse théorique ci-dessus, nous avons effectué des simulations informatiques. Dans toutes les simulations, nous supposons que la variance du bruit est égale à 1 ($\sigma_n^2 = 1$). La variance de la liaison du canal entre le noeud source et le noeud destination est normalisé à 1. Nous supposons que $\delta_{S,D}^2 = \delta_{S,R}^2 = \delta_{R,D}^2 = 1$. Nous considérons aussi que $P_S = P_R$.

La figure 4.4 représente la performance du système DF avec un signal MSK pour les deux cas avec et sans prise en compte du lien SD. Cette simulation de performance est basée sur le taux d'erreur par symbole (SER) en fonction de P/σ_n^2 .

Les résultats, reportés sur la figure 4.4 montrent, d'une part, que le système de coopération AF avec prise en compte du lien direct (SD), présente de meilleure performance. Nous notons un gain d'environ 0.5dB.

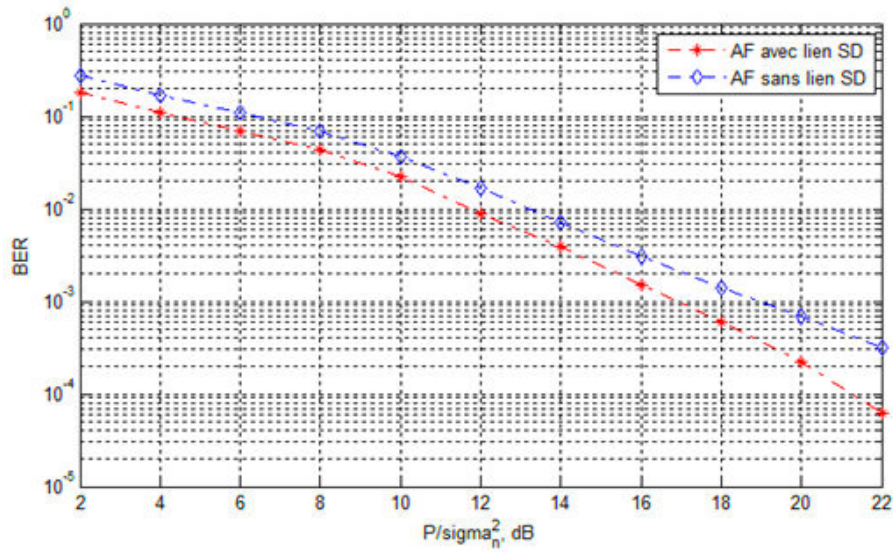


FIGURE 4.4 – Performance du système de coopération AF avec MSK pour deux cas.

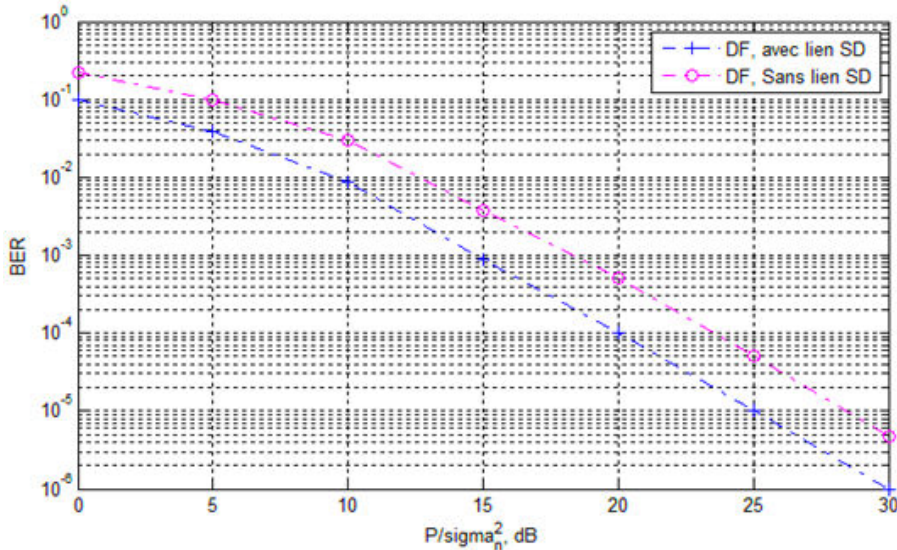


FIGURE 4.5 – Performance du système de coopération DF avec MSK, pour les deux cas avec et sans le lien direct SD.

D'autre part, la figure 4.5 expose les courbes donnant la variation du rapport puissance du signal à bruit (exprimé en dB) en fonction du taux d'erreur binaire. Nous constatons que le système DF avec prise en compte du lien direct SD présente de meilleure performance que le cas où le lien direct n'est pas considéré. Nous notons également un gain $1dB$.

Enfin, nous comparons la performance des systèmes de coopération avec soit le protocole AF ou le protocole DF. Nous exposons cette comparaison de performance des deux protocoles avec la modulation MSK

est présentée sur la figure 4.6. Nous remarquons que les performances du protocole de coopération DF sont supérieures à celles du protocole AF d'environ $1dB$, comme le reporte la figure ci-dessous.

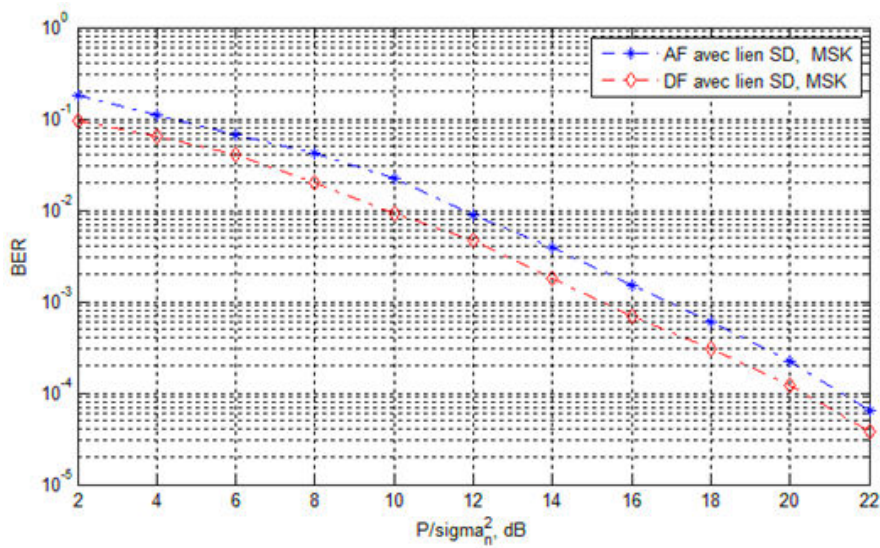


FIGURE 4.6 – Comparaison des performances des protocoles de coopération AF et DF avec des signaux MSK, BBGA

4.7 Conclusion

Dans un réseau de capteurs, la limitation des ressources rendent les liens plus fragiles et engendrent une dégradation des échanges d'informations entre les noeuds. La communication coopérative constitue une solution pour pallier à ces inconvénients et garantir ainsi la transmission des données de façon efficace.

Dans ce chapitre, nous avons analysé et comparé les performances des systèmes de coopération AF et DF avec des signaux MSK dans un canal BBAG. A partir de l'étude analytique et des simulations effectuées, nous avons montré que la performance du système de coopération « Amplify and forward » est meilleure dans le cas où la transmission direct (SD) est prise en considération. De même pour le protocole « Decode and Forward » un gain de $0.5dB$ est obtenu lorsque le lien direct SD est pris en compte.

Enfin, une comparaison de performance entre les protocoles AF et DF associé à la modulation MSK a été élaborée, elle montre que le protocole DF présente une meilleure performance (un gain de $1dB$) par rapport au protocole AF.

Conclusion générale

La forte croissance des réseaux de capteurs a été accompagnée de nouveaux défis liés à leurs capacités physiques et énergétiques. En effet, à cause de leurs sources limitées en énergie et de leur faible puissance d'émission, les perturbations du canal radio affectent gravement les performances de ce type de réseaux.

Les travaux menés dans cette thèse concernent l'emploi de techniques de traitement de signal dans un contexte de réseau de capteurs sans fil. Pour cerner le contexte de notre travail, nous avons présenté dans le premier chapitre l'état de l'art sur les réseaux de capteurs sans fil afin d'explorer les différents aspects caractérisant cette classe de réseau et plus particulièrement, en termes de la consommation de l'énergie. Les solutions proposées pour la diminution de la consommation énergétique sont diverses. Nous nous sommes particulièrement intéressés aux techniques liées à la couche Physique et MAC. Ces méthodes permettent d'appréhender les contraintes énergétiques qui s'imposent aux réseaux de capteurs sans fil.

La consommation d'énergie d'un réseau de capteurs au niveau des couches physique et MAC dépend essentiellement de la modélisation du canal, du schéma de modulation, des techniques de codage canal, du temps de transmission, du nombre de retransmission et enfin de la puissance d'émission. Ces critères sont directement liés au paramètre taux d'erreur binaire (TEB).

Dans la première partie du chapitre trois, nous avons effectué une large investigation en vue de trouver la meilleure stratégie de modulation afin de minimiser la consommation total d'énergie nécessaire pour envoyer un nombre déterminé de bits. Nous avons analytiquement établi et simulé différents schémas de modulation à savoir M-QAM, M-PSK, M-FSK et MSK en prenant en considération le temps de transmission, le taux de modulation et la distance de transmission.

A l'issue de cette étude, nous avons déduit les paramètres optimaux pour chaque de modulation à savoir le type de constellation et le temps de transmission optimal qui permettent d'offrir une meilleure performance au système. Une analyse comparative de la consommation d'énergie en considérant à la modulation MSK a été

présentée pour une communication point à point, puis pour une communication inter-capteurs avec un scénario réaliste (indoor).

Les résultats de simulations que nous avons effectués ont montré que parmi toutes les modulations, la modulation MSK s'avère la meilleure technique en termes d'économie d'énergie. Effectivement, pour le même scénario, l'utilisation de la modulation MSK permet d'obtenir environ 17% d'économie énergétique par rapport à la modulation M-QAM, 39% en comparaison avec la modulation M-PSK, ainsi que 48% par rapport à la modulation MFSK.

Par ailleurs, les résultats ont mis en évidence, en plus de la simplicité de sa conception, les avantages de la modulation MSK tels que son efficacité spectrale et son immunité au bruit due à son enveloppe constante, qui la rendent la mieux appropriée pour le réseau de capteurs sans fil.

Dans la deuxième partie du chapitre trois, nous avons introduit les techniques de codage canal afin d'assurer la protection de la transmission de l'information et d'optimiser ainsi la consommation d'énergie. Une analyse de performance de différents codes correcteurs d'erreur a été effectuée. Suite à cette analyse, le codage convolutif s'est avéré comme étant le meilleur choix de codage canal pour les réseaux de capteurs sans fil ; en effet il offre une meilleure performance et une efficacité énergétique maximale lorsque le processus de décodage est effectué dans le noeud central (puits) car ce noeud ne présente pas de contrainte d'énergie, du fait qu'il est équipé d'une source d'alimentation suffisante.

Sur la base de diverses simulations, un compromis s'impose ; en effet, nous avons montré que le système avec codage canal est plus efficace lorsque la distance de transmission est supérieure à 50 mètres, et qu'en de ça de cette distance l'énergie de transmission consommée sans codage est inférieure à celle réalisée avec codage. Par conséquent, nous nous sommes limités à l'utilisation du codage canal uniquement pour des distances supérieures à 50 mètres. Les simulations réalisées montrent que, pour une distance $d=100$ m, on peut économiser 52% d'énergie pour le système MFSK codé et 55% d'énergie pour le système MSK codé.

Dans le but de minimiser davantage la consommation d'énergie, nous avons introduit les techniques de coopérations dans le réseau de capteurs sans fil (*Amplify and forwards et Decode and Forward*) combinées avec le schéma de modulation MSK.

Ce processus de coopération utilise un capteur voisin, appelé aussi relais, entre le nœud source et le noeud destination afin de relayer les échanges d'informations et garantir ainsi une meilleure transmission de données.

Dans ce contexte, nous avons développé une analyse d'optimisation de schémas coopératifs basés sur les protocoles AF et DF associé à la modulation MSK. Les résultats de notre analyse théorique ont été concrétisés par des simulations à travers lesquelles, nous avons pu établir les performances des différents scénarios de

coopération. Bien que le gain ne soit pas élevé (1dB environ), il en ressort que, dans le cas d'un lien direct, le protocole DF avec une modulation MSK, offre de meilleures performances par rapport au protocole AF.

On peut envisager plusieurs perspectives sur la base de ce travail de thèse.

Le travail présenté dans cette thèse propose l'emploi de la technique de modulation MSK avec les paramètres optimaux et associé au codage canal le plus adapté, en vue de contribuer à l'amélioration de performances et l'optimisation de la conservation de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil. L'objectif maintenant est de tester cette approche sur un réseau de capteurs dense où les noeuds capteurs présentent une mobilité.

D'autre part, ces études ont été menées dans le contexte d'un réseau de capteurs utilisant une transmission radio fréquence. Nous pourrions ensuite étendre notre étude à d'autres domaines d'applications. En effet, nous envisageons d'appliquer les résultats obtenus sur un canal de propagation acoustique et ce, dans le but de localiser des objets connectés dans un environnement intérieur (indoor).

Finalement, dans nos futures recherches, nous prévoyons de travailler sur la CO-MIMO (Cooperative - Multiple Input Multiple Output) qui est une technique adaptée au contexte de la communication inter-noeuds, ainsi que sur l'étalement du spectre sonore (CDMA) qui est vu comme un candidat adéquat pour répondre aux besoins des réseaux de capteurs sans fil intelligent.

Bibliographie

- [1] R.H. Katz J.M. Kahn and K.S.J. Pister. Next century challenges : Mobile networking for “smart dust“. *in 5th IEEE International Conference on Mobile Computing*, pages 271–278, September 1999.
- [2] Robert Szewczyk David Culler John Anderson Alan Mainwaring, Joseph Polastre. Wireless sensor networks for habitat monitoring. *WSNA Proceedings of the 1st ACM international workshop on Wireless sensor networks and applications*, pages 88 – 97, September, 2002.
- [3] Codeblue : wireless sensors for medical care. <http://fiji.eecs.harvard.edu/CodeBlue>. 2002.
- [4] CHU Nancy I. Fassler G. Gay, M. Delvaux. La capsule vidÃ©o-endoscopique m2a : nouvelle investigation d’avenir. *Springer Acta Endoscopica*, 32(2) :3–7, Mars 2002.
- [5] M. C. V. Dr Ian F. Akyildiz. *Wireless Sensor Networks*. John Wiley and Sons, 2010.
- [6] Arsalan Tavakoli Kannan Srinivasan, Prabal Dutta and Philip Levis. An empirical study of low-power wireless. *acm transactions on sensor networks*. *ACM Transactions on Sensor Networks*, 6(16) :1– 49, 2010.
- [7] R.X. Gu and M.I. Elmasry. Power dissipation analysis and optimization of deep submicron cmos digital circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31 :707 – 713, 1996.
- [8] S. Sheng A.P. Chandrakasan and R.W. Brodersen. Low-power cmos digital design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 27 :473 – 484, Apr 1992.
- [9] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430c1101.pdf>. msp430c1101 datasheet. Texas Instruments Website.
- [10] C.H. Hsu and U. Kremer. The design, implementation, and evaluation of a compiler algorithm for cpu energy reduction. *In Proceedings of the Conference on Programming Language Design and Implementation*, pages 38 – 48, 2003.
- [11] R.I. Bahar and S. Manne. Power and energy reduction via pipeline balancing. *In Proceedings of the 28th Annual International Symposium on Computer Architecture*, pages 218 – 229, 2001.

- [12] Qizheng Gu. *RF System Design of Transceivers for Wireless Communications*. Springer Electronics and Electrical Engineering, 2005.
- [13] Y. Zhu Q. Wang and L. Cheng. Reprogramming wireless sensor networks : Challenges and approaches. *IEEE Network Magazine*, 20 :48–55, 2006.
- [14] E. Cayirci Y. Sankarasubramaniam I. Akyildiz, W. Su. A survey on sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, 40 :102–114, August 2002.
- [15] et X. Wang X. Xiang, Z. Zhou. Self-adaptive on demand geographic routing protocols for mobile ad hoc networks. *26th IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM)*, 2007.
- [16] N. Ickes R. Min A. Sinha A. Wang E. Shih, S.-H. Cho and A. Chandrakasan. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks. *in Proceedings of the 7th annual international conference on Mobile computing and networking (MobiCom)*, pages 272–287, USA, 2001.
- [17] Yunxia Chen and Qing Zhao. On the lifetime of wireless sensor networks. *IEEE Communications Letters*, 9 :976–978, Nov 2005.
- [18] K. Holger and Andreas Willig. *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*. Wiley, 2005.
- [19] Arvind Giridhar and P. R. Kumar. Maximizing the functional lifetime of sensor networks. *In Proceedings of the 4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN'05)*, USA, 2005.
- [20] Alberto Cerpa and Deborah Estrin. Adaptive self-configuring sensor networks topologies. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 3 :272–285, 2004.
- [21] Sung Park Vijay Raghunathan, Curt Schurgers and Mani B. Srivastava. Energy-aware wireless microsensor networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 19 :40– 50, March 2002.
- [22] O. Aberthorne C. Schurgers and M.B. Srivastava. Modulation scaling for energy aware communication systems. *In International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pages 96–99, 2001.
- [23] Annette BOhm Mahmood Ali and Magnus Jonsson. Wireless sensor networks for surveillance applications, a comparative survey of mac protocols. *In Proceedings of the 4th International Conference on Wireless and Mobile Communications*, pages 399–403, Washington , 2008.
- [24] Gregory J. Pottie and W. J. Kaiser. Wireless integrated network sensors. *Communications of the ACM*, 43 :51–58, 2000.
- [25] Zeadally Sherali Jumira Oswald. *EfficacitÃnergique des rÃseaux sans fil*. Lavoisier, September , 2013.
- [26] Mario Di Francesco Giuseppe Anastasi, Marco Conti and Andrea Passarella. Energy conservation in wireless sensor networks : A survey. ad hoc networks. *Ad Hoc Networks*, 7 :537–568, 2009.

- [27] Christos G. Cassandras Jianfeng Mao and Qianchuan Zhao. Optimal dynamic voltage scaling in energy-limited nonpreemptive systems with real-time constraints. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 6 :678–688, June 2007.
- [28] Burd T. Broderesen R. Pering, T. Dynamic voltage scaling and the design of a low- power microprocessor system. *Power-Driven Microarchitecture Workshop, in conjunction with Intl. Symposium on Computer Architecture*, June 1998.
- [29] Welch B. Demers A. Shenker S. Weiser, M. Scheduling for reduced cpu energy. *USENIX Symposium on Operating Systems Design and Implementation*, pages 13–25, 1994.
- [30] N. Cardenas C. B. Abbas, R. González and L. J. G. Villalba. A proposal of a wireless sensor network routing protocol. *Springer Science and Business Media*, 245 :61–68, March 2008.
- [31] J. Widmer Elena Fasolo, Michele Rossi and Michele Zorzi. In-network aggregation techniques for wireless sensor networks : a survey. *IEEE Wireless Communications*, 14 :70–87, April 2007.
- [32] Caimu Tang and Cauligi S. Raghavendra. Compression techniques for wireless sensor networks. *Wireless Sensor Networks*, pages 207–231, 2004.
- [33] Cristian Galperti Francesca Mancini Cesare Alippi, Giuseppe Anastasi and Manuel Roveri. Adaptive sampling for energy conservation in wireless sensor networks for snow monitoring applications. *In Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Mobile Adhoc and Sensor Systems (MASS'07)*, pages 1–6, October 2007.
- [34] Saurabh Ganeriwal Vijay Raghunathan and Mani Srivastava. Emerging techniques for long lived wireless sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, 44 :108–114, April 2006.
- [35] Tommaso Melodia Ian F. Akyildiz and Kaushik R. Chowdhury. survey on wireless multimedia sensor networks. *Computer Networks*, 51 :921–960, 2007.
- [36] Matt Welsh Omar Marcillo Je Johnson Mario Ruiz G. Werner Allen, Konrad Lorincz and Jonathan Lees. Deploying a wireless sensor network on an active volcano. *IEEE Internet Computing*, 10 :18–25, 2006.
- [37] Paolo Santi. Topology control in wireless ad hoc and sensor networks. *Hardcover*, 37 :164–194, July 2005.
- [38] R.S. Sreenivas S.Narayanaswamy, V. Kawadia and P.R. Kumar. Power control in adhoc networks : Theory, architecture, algorithm and implementation of the compowprotocol. *European Wireless Conference*, Italy 2006.
- [39] D. Lee H. Namgoog and D. Nam. Energy efficient topology for wireless microsensor networks. *IEEE/ACM trans.Netw*, October 2005.

- [40] J.Heidemann W.Ye and D. Estrin. Medium access controle with coordinated adaptative sleeping for wi-reless sensor networks. *IEEE/ACM trans.Netw*, 12(3) :493–506, June 2004.
- [41] Koen Langendoen. Medium access control in wireless sensor networks. *Nova Science Publishers*, pages 535–560, May 2008.
- [42] Maarten Ditzel and Frans H. Elferink. Low-power radar for wireless sensor networks. *In Proceedings of the 3rd European Radar Conference (EuRAD'06)*, pages 139–141, September 2006.
- [43] J.G. Proakis. *Digital communications*. 4th ed. New York : McGrawHill, 2000.
- [44] R.E. Blahut. *Theory and practice of error control codes*. Addison-Wesley, 1983.
- [45] P. Sweeney. *Error control coding : from theory to practice*. John Wiley and Sons Inc, 2002.
- [46] Nathan Ickes Rex Min Amit Sinha Alice Wang Anantha Chandrakasan Eugene Shih, SeongHwan Cho. Physical layer driven protocol and algorithm design for energy efficient wireless sensor networks. *In Proceedings of MOBICOM'01*, July 2001.
- [47] C. G. Sodini A.Y. Wang, S. Chao and A. P. Chandrakasan. Energy efficient modulation and mac for asymmetric rf microsensor system. *in Int. Symp. Low Power Electronics and Design*, pages 106–111, CA, 2001.
- [48] Goldsmith A. J. Cui, S. and A. Bahai. Energy-constrained modulation optimization. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 4 :2349–2360, 2005.
- [49] F.M. Costa and H. Ochiai. A comparison of modulations for energy optimization in wireless sensor network links. *in IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, 2010.
- [50] Revathi B. Gayathri Angelin, A. and T.Balakumaran. Channel coding in wsn for energy optimization. *International Journal of Advanced Research in Electrical Electronics and Instrumentation Engineering*, 3 :7873–7878, 2014.
- [51] Muthukkumarasay V. Wu Zarei, B. and X.W. A residual error control scheme in single hop wireless sensor networks. *IEEE 27th International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA)*, 3 :197 – 204, March 2013.
- [52] K. Yang and L Yang. Adaptive modulation and coding for two-way amplify-and-forward relay networks. *In Proceedings of IEEE international conference on communications*, 2012.
- [53] S. Kumar and R Gupta. Bit error rate analysis of reedsolomon code for efficient communication system. *International Journal of Computer Applications*, 30 :11–15, 2011.
- [54] T.S. Rappaport. *Wireless communications principles and practice 2nd edition*. chapter 1 and 6, 2002.

- [55] Raouf K. Anane, R. and R. Bouallegue. Optimal modulation scheme for energy efficient wireless sensor networks. *In 10th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WICOM14)*, pages 500–507, September 2014.
- [56] Modhirun S. Prommak, C. Optimal wireless sensor network design for efficient energy utilization. *Singapore : Advanced Information Networking and Applications WAINA*, 2011.
- [57] E. Lauwers and G. Gielen. Power estimation methods for analog circuits for architectural exploration of integrated systems. *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, 10 :155–162, Apr 2002.
- [58] B. Sklar. *Digital communications : fundamentals and applications 2nd edition*. Communications Engineering Services and University of California, 2001.
- [59] Sharanya B. Dinesh Kumar M.P. Patil, A.P. and J. Malavika. Design and implementation of combined energy metric. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 5 :9–13, 2001.
- [60] Sachan V.K. Imam S.A. Sharma, O.H. and Monika. Optimisation of energy efficiency in wireless sensor networks using error control codes. *IEEE Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*, pages 1 – 6, March 2012.
- [61] W. Peterson and E. Jr Weldon. *Error-correcting codes, 2nd Edition*. The Massachusetts Institute of Technology, 1972.
- [62] A. Punchihewa S. Khan M. Abrar, X. Gui1 and M. Iqbal. Cooperative diversity versus antenna diversity in wireless communication systems. *4th International Conference on New Trends in Information Science and Service Science*, pages 260–263, 2010.
- [63] L. P. Natarajan and B. S. Rajan. Distributed stbcs with fulldiversity partial interference cancellation decoding. *in Proc. IEEE Int. Symposium on Inf. Theory*, pages 2025–2029, 2011.
- [64] T. Cover and A. Gamal. Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 25 :572 – 584, September 1979.
- [65] D. N. C. Tse J. N. Laneman and G.W.Wornell. Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50 :3062–3080, December 2004.
- [66] M. Yousif J. George, M. Abdelgadir and I. Hussein. The performance of cooperative distributed space time block codes (cdstbc) in wireless system. *in Proc. 7th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*, pages 1–3, 2011.
- [67] B. Talha and M. Patzold. Channel models for mobile-to-mobile cooperative communication systems : A state of the art review. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 6(2) :33–43, June 2011.

- [68] S. Yang and J.-C. Belfiore. Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme. *IEEE Transactions Information Theory*, 53(9) :3114–3126, September 2007.
- [69] M. Gastpar G. Kramer and P. Gupta. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks. *IEEE Transactions Information Theory*, 51(9) :3037–3063, September 2005.
- [70] A. Das. *Digital Communication : Principles and System Modelling*. ser. Signals and Communication Technology. Springer, 2010.
- [71] D. G. Brennan. Linear diversity combining techniques. in *Proceedings of the IEEE*, 91 :331–356, April 2003.
- [72] M. O. Hasna and M.-S Alouini. Performance analysis of two-hop relayed transmissions over rayleigh fading channels. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 4 :1992–1996, September 2002.
- [73] P. Merkey and E. C. Posner. Optimum cyclic redundancy codes for noise channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 30 :3037–3063, November 1984.

Annexe

A. La puissance consommée par le circuit CNA :

La puissance consommée par le convertisseur Numérique-Analogique se base sur deux composants :

- P_s : Puissance consommée statique.
- P_d : Puissance consommée dynamique.

d'où, la consommation totale d'énergie du CNA est donnée par l'expression suivante [57][48] :

$$\begin{aligned} P_{CNA} &\approx \beta(P_s + P_d) \\ &\approx \beta \left(\frac{1}{2} V_{dd} I_0 (2^{n_1} - 1) + n_1 C_p (2B + f_{cor}) V_{dd}^2 \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Avec,

- V_{dd} est la tension d'alimentation.
- C_p est la capacité parasite de chaque commutateur.
- f_{cor} est à la fréquence de coupure du bruit $1/f$.
- I_0 est la source de courant unitaire.
- β est un facteur de correction pour incorporer des effets de second ordre ($\beta = 1$) est utilisée dans le modèle proposé pour simplifier.

B. La puissance consommée par le circuit CAN :

The estimation model proposed in [20] is used for evaluating the power consumption of Nyquist-rate ADCs. As a result, the value of PADC can be calculated as :

puissance ADC Le modèle d'estimation proposé dans [57] est utilisée pour évaluer la consommation d'énergie du taux de Nyquist du CAN. Par conséquent, la valeur de la puissance du CAN peut être calculée comme suit :

$$P_{CAN} \approx \frac{3V_{dd}^2 L_{min} (2B + f_{cor})}{10^{-0.1525n_2 + 4.838}} \quad (4.26)$$

Avec L_{min} est la longueur de canal minimale pour la technologie CMOS donnée.

C. Puissances consommées par les autres circuits :

Dans notre étude et comme dans les travaux de [48], nous avons supposé que les valeurs des puissances consommées par le mixeur, le synthétiseur, le filtre et LNA peuvent être approximer et fixer comme constant (égale à $3mW$).

D. Paramètres de configuration :

Pour les paramètres associés dans les exemples numériques dans notre étude, les valeurs suivantes sont prises [48] : $V_{dd} = 3V$, $L_{min} = 0,5pm$, $n_1 = n_2 = 10$, $f_{cor} = 1MHz$, $I_0 = 10uA$, et $C_p = 1pF$.

Liste des publications

Publications dans des revues scientifiques internationales à facteur d'impact

1. **Rajoua Anane**, kosai Raouf and Ridha Bouallegue , « *On the Evaluation of GMSK scheme with ECC Techniques in Wireless Sensor Network* », The International Journal of Wireless and Mobile Networks (IJWMN), Vol. 7, No. 2 , pp 17-28, April 2015.
2. **Rajoua Anane**, kosai Raouf and Ridha Bouallegue : « *Minimization of wireless sensor network energy consumption through optimal modulation scheme and channel coding strategy* », The Springer Journal of Signal Processing Systems, Volume 83, Issue 1, pp 65-81, September 2015.(DOI 10.1007/s11265-015-1039-8).

Publications dans des congrès internationaux (à comité de lecture)

1. **Rajoua Anane**, Ridha Bouallegue and Kosai Raouf , « *Extensive Simulation Performance Evaluation of MSK Scheme with Channel Coding in Wireless Sensor Networks* », The 29th IEEE International Conference on. Advanced Information Networking and Applications (AINA-2015 : **classé B**), Korea, March 25-27, 2015.
2. **Rajoua Anane**, Ridha Bouallegue and kosai Raouf, « *Medium access control (MAC) protocols for Wireless sensor network : An energy aware Survey* », Mediterranean Conference on Information and Communication Technologies (MEDICT 2015), May 7-9, 2015, Morocco.

3. **R. Anane**, M. Bouallegue, K. Raouf and R. Bouallegue, « *Achieving Energy Efficient and Reliable Communication in WSN with Coded GMSK System under various Channel Conditions* », The International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2015, **classé B**), Croatie, August 24-27.

4. **R. Anane**, Kosai Raouf, Ridha Bouallegue, « *Optimal modulation scheme for energy efficient wireless sensor networks* », 10th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WICOMŠ14, **classé C**), pp. 500Ű507, Beijing, September 26-28, 2014.

5. Maha Benzid, **Rajoua Anane** and Kosai Raouf, « *Capacity to energy Ratio evaluation of Polarized MIMO systems : analysis and comparison* », 10th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WICOMŠ14, **classé C**), pp. 500Ű507, Beijing, September 26-28, 2014.

Rajoua ANANE

Contribution à l'optimisation conjointe PHY/MAC dans les réseaux de capteurs sans fil

Résumé

Les réseaux de capteurs constituent un domaine de recherche en développement très rapide. Les recherches sur ce sujet proviennent de la prise de conscience qu'il est possible de réaliser des dispositifs de très petite taille pouvant être mis à profit pour des applications très diverses : surveillance de l'environnement, santé, étude des comportements, gestion de la circulation, habitat intelligent, sécurité, gestion d'une entreprise ou d'une exploitation agricole, etc. Contrairement aux réseaux traditionnels qui se préoccupent de garantir une bonne qualité de service, les réseaux de capteurs sans fil (RCSFs) doivent, en plus, donner de l'importance à la conservation d'énergie. Ils doivent intégrer des mécanismes qui permettent aux utilisateurs de prolonger la durée de vie du réseau en entier, car chaque nœud est alimenté par une source d'énergie limitée et généralement irremplaçable. C'est pourquoi, il est nécessaire d'optimiser la consommation d'énergie à tous les niveaux de conception de ce type de réseau.

Dans ce contexte, cette thèse est dédiée à l'étude des différentes techniques adoptées au niveau de la couche physique et MAC, plus particulièrement au processus de modulation et du codage des données puis aux techniques de relaying des informations. En effet, le choix de la modulation optimale et de la méthode de codage du canal appropriée est une tâche cruciale à la couche physique de cette classe de réseaux. Pour ce faire, nous avons présenté en premier temps les différents aspects caractérisant les réseaux de capteurs sans fil. Puis, les efforts engagés pour optimiser la conservation de l'énergie dans ces réseaux ont été résumés. En second lieu, nous nous sommes focalisés sur l'impact du choix du schéma de modulation et du codage canal dans les RCSFs, afin de trouver la consommation optimale permettant de préserver au mieux l'énergie du nœud capteur. Dans la dernière partie de notre étude, nous nous sommes intéressés à l'intégration de la coopération au niveau de la couche MAC afin de quantifier le gain apporté en termes de consommation d'énergie ainsi qu'en termes de stabilité des liens radio.

Mots clés

Réseaux de capteurs sans fil, optimisation de l'énergie, Modulation, Codage canal, MSK, Communication coopérative,

Abstract

Wireless sensor networks (WSNs) are composed of sensor nodes generally powered by batteries, for which recharging or replacement is difficult. Since battery technology has not progressed as rapidly as semiconductor technology, energy efficiency has become increasingly important in WSN.

On the other hand, data exchanged between nodes are vulnerable to corruption by errors induced by random noise, signal fading and other factors. Therefore, improving link reliability and reducing energy consumption are prime concerns in the design of wireless sensor networks. In this context, performing optimal modulation schemes with suitable channel coding process is a crucial task at the physical layer of this class of networks.

The aim of this work is to study from a signal processing point of view different techniques used at the physical layer and MAC, in particular the modulation process, coding strategy and cooperative communication protocol dedicated to WSN. We investigate energy-constrained wireless sensor networks and we focus on the determination of the optimal system configuration that permits to improve the performance of this type of network.

A comparative analysis of energy consumption referring to MSK modulation is presented in the chapter three. We show that the gain achieved with MSK modulation is very promising to obtain optimal energy network consumption. The final chapter is devoted to the cooperative relaying system. The aim of using such technique is to make better energy conservation in the network. Indeed, through Cooperative transmission with the help of relays provides a better performance gain compared to the direct transmission (DT).

Key Words

wireless sensor network, energy conservation, Optimal Modulation, coding strategy, cooperative communication.