

**PRÉDICTION ET GESTION DE L'ÉNERGIE DANS UN RÉSEAU DE CAPTEURS  
SANS FIL RÉCOLTEURS D'ÉNERGIE VIBRATOIRE POUR LES APPLICATIONS  
INDUSTRIELLES DE L'INTERNET DES OBJETS**

Thèse présentée à l'Université du Québec à Chicoutimi en vue de l'obtention du grade  
de Docteur en Philosophie (Ph. D.) en Ingénierie

Par

**ALEX MOUAPI**  
**Ph. D.**

Soutenue le 23 juin 2021

Jury :

FOUAD ERCHIQUI, Directeur du doctorat en ingénierie, UQAT, Président du Jury

MICHEL MISSON, Professeur Émérite Université Clermont-auvergne, Membre externe ou rapporteur

TAHAR TAFTICHT, Professeur École de Génie, UQAT, Membre interne

ABDELLAH CHEHRI, Professeur département de Sciences appliquées, UQAC, Membre interne

NADIR HAKEM, Professeur à l'école de génie, UQAT, Directeur de recherche

NAHI KANDIL, Professeur à l'école de génie, UQAT, Co-directeur de recherche

Québec, Canada

© Alex Mouapi, 2021



# BIBLIOTHÈQUE

CÉGEP DE L'ABITIBI-TÉMISCAMINGUE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

## Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans [Depositum](#), site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous. L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre.

## Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) obtained the permission of the author to use a copy of this document for nonprofit purposes in order to put it in the open archives [Depositum](#), which is free and accessible to all. The author retains ownership of the copyright on this document.

# Résumé

La question de l'autonomie énergétique des capteurs sans fil (WS pour Wireless Sensor), indispensables pour l'automatisation de nombreux procédés industriels, est aujourd'hui une limite fondamentale dans l'atteinte des objectifs de l'industrie 4.0. Pour surmonter cette limite, la piste de solution la plus prometteuse est celle de la récolte de l'énergie ambiante (EH pour Energy Harvesting). L'EH consiste à identifier une source d'énergie primaire (soleil, vibrations, ondes radiofréquences, chaleur, etc.), disponible dans l'environnement immédiat du capteur et de la transformer en énergie électrique pour son alimentation. Cette thèse est une contribution dans ce domaine de recherche en pleine expansion, pour des applications dans l'environnement industriel. Les vibrations qui abondent dans la plupart des procédés industriels sont considérées comme source d'alimentation des WS capables de remplacer les capteurs filés actuellement utilisés. Prenant en considération le caractère aléatoire de la quantité d'énergie récoltable, deux contributions majeures sont proposées dans cette thèse à savoir la conception d'un Prédicteur de l'Énergie Récoltable des vibrations (PERV) et la mise en place d'une solution permettant de gérer efficacement l'énergie récoltée à travers un Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie (PHEE).

La conception du PERV est basée sur des données de vibrations enregistrées à 12 emplacements différents, et ce pendant un mois, sur le processus de concassage des minerais par un broyeur semi-autogène. La périodicité observée dans les signaux est exploitée pour minimiser la quantité de données devant être stockées pour l'estimation de la puissance à un instant donné. Les performances du PERV sont ensuite comparées à un prédicteur de l'état de l'art le EWMA (Exponentially Weighted Moving-Average qui utilise l'historique des données d'énergie pour estimer les quantités d'énergie récoltable dans le futur) et il est obtenu que l'erreur quadratique moyenne pour les 12 points de mesure subie des améliorations allant de 10 % à 90.5 % comparé au prédicteur EWMA. Le PERV permet ainsi d'augmenter la précision dans la prédiction tout en réduisant la quantité des données devant être stockées. Sous la base de l'énergie prédite, le PHEE est conçu avec pour objectif d'optimiser à la fois la Qualité de Service individuelle de chacun des nœuds, mais aussi celle du réseau en entier. De façon plus spécifique, sous la base de l'énergie prédite, les nœuds capteurs contrôlant le procédé sont capables d'opérer de façon perpétuelle lorsque le coût énergétique par cycle de mesure est inférieur à  $160 \mu J$ .

# Abstract

The issue of energy autonomy of wireless sensors (WS), essential for the automation of many industrial processes, is today a fundamental limit in achieving industry 4.0 objectives. To overcome this limit, the most promising solution is ambient Energy Harvesting (EH). EH consists of identifying a primary energy source (sun, vibrations, radiofrequency waves, heat, etc.) available in the sensor's immediate environment and converting it into electrical energy for its power supply. This thesis is a contribution to this expanding field of research for applications in the industrial environment. Vibrations that abound in most industrial processes are the power source for the industrial WSs capable of replacing the wired sensors currently use. Considering the randomness of the amount of harvestable energy, two major contributions are proposed in this thesis: the design of a Predictor of the Vibrational Harvestable Energy (PVHE) and the implementation of a solution allowing to efficiently manage the harvested energy through a Hierarchical Energy Balancing Protocol (HEBP).

The design of the PVHE is based on vibration data recorded at 12 different locations over a month in the process of crushing ores by a semi-autogenous mill. The periodicity observed in the signals is used to minimize the amount of data to be stored for estimating power at a given time. The performance of PVHE is then compared to a state-of-the-art predictor EWMA (Exponentially Weighted Moving-Average which uses historical energy data to estimate the amounts of energy harvestable in the future), and it is obtained that the Root Means Square Error (RMSE) for the 12 measurement points undergoes improvements ranging from 10% to 90.5% compared to the EWMA predictor. PVHE thus increases the precision in the prediction while reducing the amount of data that must be stored. Under the basis of the predicted energy, HEBP is designed to optimize the Quality of Service (QoS) to accommodate data traffic generated at each node, but also that of the application purpose using the entire sensor Network. More specifically, under the predicted energy, the sensor nodes controlling the process can operate perpetually when the energy cost per measurement cycle is less than  $160 \mu J$ .

# Remerciements

Je remercie **Dieu** tout puissant pour la santé et le moral qu'il m'a accordés durant ces années de thèse et sans quoi rien n'aurait été possible.

La réalisation et la concrétisation de cette thèse ont également suscité la somme de plusieurs contributions intellectuelles et morales volontairement consenties. Ma profonde gratitude est particulièrement adressée :

À mon directeur de recherche le **Professeur Nadir Hakem**, premièrement pour avoir proposé ce sujet et pour toute la disponibilité qu'il y a apportée à travers les différentes orientations qu'il a données durant ces dernières années. Grâce à celles-ci, nous avons pu rentabiliser tous les résultats et les efforts effectués dans cette thèse à travers plusieurs publications.

À mon co-directeur de recherche le **Professeur Nahi Kandil** qui après m'avoir recruté en 2013 au sein du laboratoire LRTCS de l'UQAT, a accepté de m'accompagner techniquement en co-dirigeant aussi bien ma maîtrise que ma thèse de doctorat.

Au **Professeur Hatem Mrad** qui en m'encadrant dans mon premier projet industriel dans le cadre de mon programme de baccalauréat en génie électrique à l'UQAT, m'a permis d'avoir ma première expérience avec le monde de l'industrie.

Au **Professeur Gilles Delisle** pour les observations faites lors de mon examen doctoral; celles-ci m'ont permis de réajuster et de mieux définir certains objectifs.

Au **Dr Billy F. Djupkep** pour les nombreux échanges fructueux que nous avons eus sur le sujet.

À **Madame Christine Desrochers**, agente de relations humaines au campus de Val-d'Or de l'UQAT pour ses conseils et ses encouragements durant une période difficile que j'ai traversé sur le plan personnel ces dernières années.

À mes deux enseignants du primaire **Monsieur Rémi** (au CE1 2<sup>e</sup> année du primaire) et **Monsieur Maïguida Nguissatta** (au CM1 4<sup>e</sup> année du primaire) qui ont contribué à m'inculquer comme principe, de ne jamais me décourager sans avoir atteint mes objectifs et surtout de bien faire les choses.

À ma famille : ma **mère Moukam Élise**, mon **père Kamdoum Gaston**, mon **frère Romain**, mes **sœurs Alvine** et **Épiphanie** et ma petite **nièce Jessy Kelya** pour tous les encouragements qu'ils m'ont envoyés durant ces années de thèse.

## Dédicaces

À ma mère **ÉLISE MOUKAM** qui m'a mis dans la tête assez tôt, les deux choses suivantes :

- Que je n'étais pas né avec une cuillère dans la bouche et qu'il faille me battre pour réussir.
- De ne jamais laisser les autres me détourner de mes rêves si je voulais les réaliser un jour.

Quand je pense que j'aurais pu arrêter mes études en 3<sup>e</sup> (secondaire 3), et que je vois où je suis arrivé aujourd'hui par tes efforts et tes bénédictions maman je dis "Tu es une lionne et merci pour tous les sacrifices que tu as faits pour moi afin de me rendre meilleur"

# Table des matières

Résumé .....	ii
Abstract .....	iii
Remerciements .....	iv
Dédicaces .....	v
Liste des figures .....	x
Liste des tableaux .....	xiv
Définitions des acronymes .....	xv
Chapitre 1 .....	1
Introduction générale.....	1
1.1. Introduction .....	1
1.2. Généralités sur les RCFS .....	2
1.2.1. Définition .....	2
1.2.2. Tendance actuelle des RCSF : l’Internet des Objets .....	3
1.2.3. Problématiques associées aux RCFS.....	4
1.3. Principales sources primaires utilisées pour l’alimentation des WS .....	7
1.4. Motivation et contexte de la recherche .....	9
1.5. Principale problématique associée à la recherche .....	11
1.6. Conclusion .....	13
Chapitre 2 .....	14
État de l’art et principales contributions .....	14
2.1. Introduction .....	14
2.2. Axes de recherches associés à la problématique .....	14
2.2.1. Architecture d’un nœud capteur sans fil récolteur d’énergie .....	14
2.2.2. Prise en compte du caractère aléatoire des vibrations dans la conception du récolteur d’énergie .....	15
2.2.3. Minimisation de la consommation énergétique des WS .....	17
2.2.4. Gestion efficace de l’énergie récoltée .....	22
2.3. Nouveautés et principales contributions.....	26
2.3.1. Nouveautés .....	26
2.3.2. Vue conceptuelle de la proposition .....	26
2.4. Organisation de la thèse.....	28

2.5.	Types de contributions et publications .....	30
2.6.	Conclusion .....	30
Chapitre 3 .....		33
Budget énergétique des capteurs sans fil.....		33
3.1.	Introduction .....	33
3.2.	Différentes sources de consommation d'énergie dans un WS .....	33
3.2.1.	Énergie dissipée pour la capture des données .....	34
3.2.2.	Énergie dissipée pour le traitement des données.....	35
3.2.3.	Énergie dissipée pour la transmission/réception des données.....	36
3.2.4.	Énergie dissipée due à la commutation .....	38
3.2.5.	Énergie dissipée pour le pilotage d'un actionneur .....	39
3.2.6.	Énergie dissipée durant la phase de formation des clusters .....	39
3.3.	Budget énergétique d'un réseau de capteurs sans fil dans une topologie hiérarchisée : cas du protocole LEACH.....	40
3.3.1.	Hypothèses et comportement des différents types de capteurs .....	41
3.3.2.	Consommation énergétique du CM.....	42
3.3.3.	Consommation énergétique du CH .....	42
3.3.4.	Consommation énergétique du réseau.....	43
3.3.5.	Paramètres d'évaluation et comparaison avec les résultats précédents.....	44
3.4.	Modèle de dissipation dans la technologie LoRa/LoRaWAN.....	49
3.4.1.	Description de technologie LoRa/LoRaWAN .....	50
3.4.2.	Dissipation énergétique du module radio dans la technologie LoRa/LoraWAN.....	51
3.4.3.	Budget énergétique d'une tête de cluster dans un protocole Leach avec des modules radio LoRa .....	55
3.5.	Conclusion .....	57
Chapitre 4 .....		58
Discussion détaillée sur la conversion des vibrations en énergie électrique.....		58
4.1.	Introduction .....	58
4.2.	Concepts généraux sur le processus de récolte de l'énergie vibratoire .....	58
4.2.1.	Quelques spectres de vibrations .....	58
4.2.2.	Modèle générique de conversion des vibrations en énergie électrique .....	60
4.2.3.	Principaux mécanismes de conversion de l'énergie vibratoire .....	62
4.2.4.	Étapes de conception des microgénérateurs piézoélectriques.....	67

4.3.	Le transducteur piézoélectrique (TP) .....	68
4.3.1.	Géométrie et équations de conception .....	68
4.3.2.	Modélisation du transducteur .....	69
4.4.	Circuit de mise en forme de l'énergie collectée .....	71
4.4.1.	Le module non linéaire.....	72
4.5.	Conclusion .....	82
Chapitre 5 .....		83
Conversion des ondes radiofréquences en énergie électrique .....		83
5.1.	Introduction .....	83
5.2.	Différentes techniques de récolte d'énergie RF .....	84
5.3.	Principaux modèles de propagation d'énergie RF .....	88
5.3.1.	Modèles d'évanouissement à grande échelle .....	88
5.3.2.	Modèles d'évanouissement à petite échelle .....	89
5.4.	L'antenne de réception .....	90
5.5.	Mise en forme de l'énergie captée par l'antenne.....	93
5.5.1.	Le convertisseur RF/DC.....	93
5.5.2.	Le filtre d'adaptation.....	101
5.5.3.	Les circuits convertisseurs DC/DC et performances des conceptions récentes de rectenna 109	
5.6.	Conclusion .....	109
Chapitre 6 .....		111
Conception d'un Prédicteur d'énergie récoltable des vibrations.....		111
6.1.	Introduction .....	111
6.2.	Description du procédé industriel à l'étude.....	112
6.3.	Analyse des vibrations et conversion électromécanique .....	113
6.3.1.	Analyse temporelle et fréquentielle des vibrations .....	114
6.3.2.	Conversion mécano électrique des vibrations .....	117
6.4.	Conception du prédicteur d'énergie récoltable.....	121
6.4.1.	Brief état de l'art sur la prédiction de l'énergie.....	121
6.4.2.	Performance du prédicteur EWMA.....	123
6.4.3.	Le prédicteur PERV .....	128
6.5.	Conclusion .....	141
Chapitre 7 .....		142

Protocole hiérarchique à équilibrage d'énergie pour une gestion efficace de l'énergie récoltée.	142
7.1. Introduction .....	142
7.2. Généralités sur la Qualité de Service d'un réseau de capteurs sans fil et modèle de consommation des nœuds .....	143
7.2.1. Qualité de Service dans les réseaux de capteurs sans fil .....	143
7.2.2. Modèle de consommation des WS et paramètres d'asservissement .....	144
7.3. Performances individuelles des différents nœuds .....	147
7.3.1. Performance en termes de taille des données : le PMTD .....	147
7.3.2. Performance en termes de portée de transmission : le PMPT .....	150
7.4. Optimisation des performances en autonomie du réseau de WS : Le Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie. ....	152
7.4.1. Brief état de l'art .....	152
7.4.2. Vue conceptuelle du protocole .....	153
7.4.3. Performances du PHEE .....	155
7.5. Conclusion .....	163
Chapitre 8 .....	164
Conclusions et perspectives .....	164
8.1. Principaux résultats .....	164
8.2. Perspectives et travaux futurs .....	166
RÉFÉRENCES .....	168
Annexes .....	184
Annexe A : Paramètres d'évaluation du budget énergétique des nœuds capteurs .....	184
Annexe B : Machinerie du cas d'étude considéré dans cette thèse .....	186
Annexes C : Spécifications des instruments de mesures utilisées durant la thèse. ....	187
Annexes D : Code Matlab pour l'évaluation des performances du PHEE. ....	188

# Liste des figures

Figure 1-1. Principaux champs d'application des WSN .....	3
Figure 1-2. Architecture interne d'un WS .....	4
Figure 1-3. Diagramme de conversion et de stockage de l'énergie ambiante.....	7
Figure 1-4. Quelques transducteurs utilisés pour la transformation de l'énergie ambiante .....	7
Figure 1-5. Publications à propos des sources primaires indexées dans l'IEEE entre 2000 et 2020 dans le cas des applications industrielles. ....	8
Figure 1-6. Circuit de concassage à la mine Laronde. ....	10
Figure 1-7. Réducteur du broyeur SAG équipé de quelques capteurs câblés. ....	11
Figure 1-8. Géométrie d'une poutre cantilever. ....	11
Figure 1-9. Spectres des vibrations prélevées dans un train. ....	12
Figure 2-1. Architecture d'un VEH-WS. ....	15
Figure 2-2. Conception permettant d'élargir la bande passante de 6 Hz à 40 Hz [59]. ....	16
Figure 2-3. Transducteur ajustable proposé dans [61]. ....	17
Figure 2-4. Principales topologies des réseaux de WS. ....	20
Figure 2-5. Principales couches d'un WS. ....	21
Figure 2-6. WS récolteurs d'énergie proposés dans [83]. ....	23
Figure 2-7. Modèle de communications sous la base de la récolte d'énergie [91]. ....	24
Figure 2-8. Architecture interne du WS récolteur d'énergie et organisation du rapport.....	27
Figure 2-9. Principe de l'assistance énergétique. ....	28
Figure 3-1. Diagramme de transition d'états de l'unité de traitement [131]. ....	35
Figure 3-2. Modèle de dissipation d'énergie dans le module radio [26].....	36
Figure 3-3. Temps actif et temps de sommeil de la tête de cluster pendant un cycle .....	38
Figure 3-4. Activités pendant la phase stable. (a) du CM. (b) du CH.....	42
Figure 3-5. (a) Consommation du réseau durant un cycle en fonction du nombre de clusters. (b)Évolution de l'écart entre le modèle établi d'énergie et celui proposé par Halgamuge et al. ...	45
Figure 3-6. Nombre optimal de clusters en fonction de la distance entre le CH et la SB.....	47
Figure 3-7. Coût énergétique d'un nœud CH en fonction de la distance entre le réseau et le point de collecte.....	48
Figure 3-8. Coût énergétique d'un nœud CH pour une portée comprise entre 45 m et 185 m .....	49
Figure 3-9. Différentes classes LoRaWAN [151] .....	51
Figure 3-10. Format d'une trame LoRaWAN avec une taille de paquet variable [154].....	52
Figure 3-11. Énergie nécessaire pour une transmission à une distance $d$ .....	55
Figure 3-12. Coût énergétique d'un nœud CH pour une portée allant jusqu'à 3 km .....	57
Figure 4-1. Spectres des vibrations mesurées sur divers véhicules.....	59
Figure 4-2. Modèle générique d'un convertisseur de vibrations.....	60
Figure 4-3. Réponse fréquentielle de la puissance électrique générée pour $A = 0.4ms^2$ , $\omega n = 94.2 \text{ rad / s}$ et $m = 5 \text{ g}$ .....	61
Figure 4-4. Principe de conversion électrostatique des vibrations.....	62
Figure 4-5. Conversion électromagnétique des vibrations.....	64
Figure 4-6. Conversion piézoélectrique des vibrations.....	65

Figure 4-7. Modes de fonctionnement du transducteur piézoélectrique. (a) Mode 31. (b) Mode 33. (c) système de coordonnées tridimensionnel.....	66
Figure 4-8. Diagramme bloc d'un MGP. (a) circuit SPEH. (b) MGP avec module non linéaire. .	68
Figure 4-9. Transducteur piézoélectrique avec charge résistive .....	69
Figure 4-10. Symbole et paramétrisation du composite Piezo Stack.....	70
Figure 4-11. Modèle électromécanique du transducteur piézoélectrique .....	71
Figure 4-12. Tension en circuit ouvert de composites piézoélectriques de Mide Technology .....	71
Figure 4-13. Schéma de principe de la technique SSHI. (a). P-SSHI. (b). S-SSHI .....	73
Figure 4-14. Amplification de la tension de sortie du transducteur grâce à l'application de la technique SSHI.....	74
Figure 4-15. Circuit de simulation de la tension en circuit ouvert basée sur les caractéristiques composites QP20W .....	74
Figure 4-16. Optimisation des performances du MGP en utilisant la technique SSHI.....	75
Figure 4-17. (a). TP avec le circuit SSHI. (b) Circuits électriques des interrupteurs électroniques .....	76
Figure 4-18. Schéma d'un SSHI autonome .....	77
Figure 4-19. MGP standard.....	78
Figure 4-20. Circuit redresseur-filtreur actif avec batterie.....	78
Figure 4-21. Principales structures des convertisseurs DC / DC pour la conception MGP .....	79
Figure 4-22. MGP optimisé avec la technique SSHI .....	80
Figure 4-23. Tension redressée et filtrée avec MGP optimisé avec la technique SSHI.....	81
Figure 5-1. Technique de récolte d'énergie RF. (a) A-RF-EH. (b) WPT .....	84
Figure 5-2. Aperçu général des problèmes de conception des rectenna .....	85
Figure 5-3. Principe du WPT basé sur des bobines.....	87
Figure 5-4. Diagramme bloc du WPT basé sur des antennes.....	87
Figure 5-5. Vue 3D d'une antenne patch rectangulaire .....	91
Figure 5-6. Modèle petit signal d'une diode Schottky sur charge résistive.....	93
Figure 5-7. Chaîne d'efficacité de bout en bout de la conversion RF/DC [274] .....	94
Figure 5-8. Efficacité maximale versus tension DC de sortie.....	97
Figure 5-9. Topologies de redresseur les plus utilisées (a) SSD (b) SPD (c) VD et (e) VD à plusieurs étages.....	98
Figure 5-10. Comparaison des performances des quatre principales topologies de redresseur ...	100
Figure 5-11. Performances des VD multiétages. (a) Tension en circuit ouvert. (b). Efficacité de conversion .....	100
Figure 5-12. Performances globales des VD multiétages .....	101
Figure 5-13. Différentes topologies usuelles de réseau d'adaptation d'impédance: réseaux L, réseaux T, réseaux $\pi$ et réseaux basés sur des transformateurs [293] .....	102
Figure 5-14. Étapes de conceptions des filtres d'adaptation dans le cas des rectenna avec le logiciel ADS.....	103
Figure 5-15. Schéma de simulation de 3 étages de VD dans ADS .....	104
Figure 5-16. Comparaison des performances d'une rectenna avec 3 VD pour différentes configurations de filtres d'adaptation. (a) Efficacité. (b) Tension. ....	104

Figure 5-17. Valeurs des composants LC des filtres. (a) Passe-bas L. (b) Passe-haut L. (c) Passe-bas Pi. (d) Passe-haut Pi. (e) Passe-bas en T. (f) Passe-haut en T.....	105
Figure 5-18. Évolution du coefficient de réflexion.....	106
Figure 5-19. Dispositif expérimental pour tester le circuit de récolte d'énergie Radiofréquence	106
Figure 5-20. Résultats expérimentaux du redresseur proposé.....	107
Figure 5-21. Circuit rectenna optimisé pour opérer à 2.45 GHz.....	107
Figure 5-22. Performances optimisées de la rectenna à 2.45 GHz.....	108
Figure 6-1. Emplacement des accéléromètres sur le diagramme d'entraînement du BSA.....	112
Figure 6-2. Photographie d'un capteur installé à l'entrée du réducteur.....	113
Figure 6-3. Évolutions temporelles des signaux d'accélération sur un mois.....	115
Figure 6-4. Analyse spectrale des signaux d'accélération.....	116
Figure 6-5. Modèle pour le calcul des résistances de charge optimale.....	118
Figure 6-6. Valeurs des charges optimales en fonction de l'emplacement du capteur.....	119
Figure 6-7. Modèle pour la simulation de la puissance instantanée avec l'outil Simscape de Matlab/Simulink.....	120
Figure 6-8. Puissance électrique instantanée de sortie des transducteurs.....	121
Figure 6-9. Valeurs des poids optimums.....	125
Figure 6-10. Performances du prédicteur EWMA. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sorti.....	126
Figure 6-11. Performances du prédicteur EWMA. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.....	127
Figure 6-12. Périodicité dans les signaux d'accélération et effet sur la puissance récoltable.....	129
Figure 6-13. Zoom sur la périodicité dans la puissance récoltable.....	130
Figure 6-14. Historique des données utilisées pour prédire la puissance récoltable.....	131
Figure 6-15. Performances du PERV. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie.....	133
Figure 6-16. Performances du PERV. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.....	134
Figure 6-17. Énergie accumulée sur un mois. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie.....	137
Figure 6-18. Énergie accumulée sur un mois. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.....	138
Figure 6-19. Erreur de prédiction sur l'énergie. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie.....	139
Figure 6-20. Erreur de prédiction sur l'énergie. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.....	140
Figure 7-1. Différentes méthodes proposées pour la gestion efficace de l'énergie.....	145
Figure 7-2. Organigramme pour la maximisation de la taille des données transmissibles.....	147

Figure 7-3. Performance individuelle des WS en termes de tailles de données et de fréquence de transmission.....	149
Figure 7-4. Effet de la diminution de la taille des données sur la capacité du réseau.....	150
Figure 7-5. Portée maximale et quantités de données transmises sous la base de l'énergie récoltée pour une taille des données de 200 bits.....	151
Figure 7-6. Étape de conception du PHEE.....	154
Figure 7-7. Comparaison des performances du PHEE et du PMTD pour $b_{max} = 100 \text{ bits}$ et $E_{min} = 10 \mu J$ . (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) Performances du PMTD.....	156
Figure 7-8. Influence de $b_{min}$ sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD.....	158
Figure 7-9. Influence de $b_{max}$ sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD.....	159
Figure 7-10. Influence de $E_{min}$ sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD.....	160
Figure 7-11. Influence de $E_{min}$ sur les performances du PHEE et du PMTD pour une taille de données fixe. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD.....	161
Figure 7-12. Plage d'efficacité du PHEE.....	162
Figure B-1. Dessin de la machinerie d'entraînement du broyeur semi-autogène.....	186

# Liste des tableaux

Tableau 1-1. Densité de puissance des principales méthodes de récolte d'énergie.....	8
Tableau 2-1. Caractéristiques de quelques capteurs MEMS commercialisées .....	18
Tableau 2-2. Caractéristiques de quelques microprocesseurs commercialisés .....	19
Tableau 2-3. Caractéristiques de quelques coupleurs radio commercialisés .....	19
Tableau 2-4. Caractéristiques des principales topologies de réseaux de WS.....	21
Tableau 2-5. Classifications des sources primaires [82]. .....	25
Tableau 2-6. Publications de l'auteur.....	31
Tableau 3-1. Sources de dissipation d'énergie dans un WS.....	34
Tableau 4-1. Quelques générateurs piézoélectriques commercialisés .....	67
Tableau 5-1. Quelques niveaux de puissance RF ambiantes .....	86
Tableau 5-2. Gains des antennes patchs proposées pour des conceptions récentes de rectenna....	92
Tableau 5-3. Caractéristiques petits signaux de quelques diodes Schottky couramment utilisées. .....	94
Tableau 5-4. Diode offrant la meilleure performance en fonction de la puissance incidente.....	96
Tableau 5-5. Comparaison des principales topologies de redresseur.....	98
Tableau 5-6. Valeurs des composants pour le circuit de la Figure 5-21 .....	108
Tableau 5-7. Performances de quelques rectennas conçus récemment.....	110
Tableau 6-1. Nomenclature des différentes mesures.....	113
Tableau 6-2. Paramétrisation du composite piezo-stack.....	117
Tableau 6-3. Comparaison des performances du EWMA et du PERV en termes puissances instantanées .....	135
Tableau 6-4. Comparaison des performances du EWMA et du PERV en termes d'énergie accumulée.....	136
Tableau A-1. Paramètres d'évaluation du coût énergétique des différents WS.....	184
Tableau C-2. Quelques dispositifs expérimentaux utilisés durant la thèse .....	187

# Définitions des acronymes

<i>A</i>		<i>L</i>	
AHOLA	Additive Link On-line Hawaiï System	LPWAN	Low-Power Wide-Area Network
AIN	Aluminium nitride	LEACH	Lower Energy Adaptive Clustering Hierarchy
ARCC	Active Rectifier Capacitor Circuit	LoRa/LoRaWan	Long-Range Communication, Wide Area Network
A-RF-EH	Ambient RF Energy Harvesting	LTE	Long-Term Evolution
AS	Antenna Switching	<b><i>M</i></b>	
<b><i>B</i></b>		MAC	Medium Access Control
BLE	Bluetooth Low Energy	MEMS	Micro ElectroMechanical Systems
BSA	Broyeur Semi-Autogène	MGP	Micro Générateur Piézoélectrique
BW	BandWidth	<b><i>N</i></b>	
<b><i>C</i></b>		NB-IoT	Narrowband-Internet of Things
CDMA	Code-Division Multiple Access	NCSF	Nœud Capteur Sans Fil.
CF	Carrier Frequency	<b><i>O</i></b>	
CH	Cluster Head	OSI	Open Systems Interconnection
CRC	Cyclic Redundancy Check	<b><i>P</i></b>	
CSMA	Carrier Sense Multiple Access	PERV	Prédicteur de l'Énergie Récoltable des Vibrations
CSS	Chirp Spread Spectrum	PHEE	Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie
<b><i>D</i></b>		PMM	Power Management Module
DC	Direct Current	PMPT	Protocole à Maximisation de la portée de transmission
<b><i>E</i></b>		PMTD	Protocole à Maximisation de la Taille des Données
EE	Efficacité Énergétique	P-SSHI	Parallel- Synchronized Switch Harvesting on Inductor
EH	Energy Harvesting	PVHE	Predictor of the Vibrational Harvestable Energy
EHC	Energy Harvesting Circuit	PVDF	Polyvinylidène
EH-WSN	Energy Harvesting Wireless Sensor Network	PZT	Lead Zirconium Titanate
ENO	Energy Neutral Operation	<b><i>Q</i></b>	
EWMA	Exponentially Weighted Moving-Average	QoS	Quality of Service
<b><i>F</i></b>		<b><i>R</i></b>	
FDMA	Frequency Division Multiple Access	RAM	Random Acces Memory
FFT	Fast Fourier Transform	RCSF	Réseau de Capteurs Sans Fil.
<b><i>H</i></b>		<b><i>S</i></b>	
HEBP	Hierarchical Energy Balancing Protocol	SAG	Semi-Autogenous Griding
HSU	Harvest-Store-Use	SB	Station de Base
HU	Harvest-Use	SCD	Sense Connect Detect
HUS	Harvest-Use-Store	SF	Spreading Factor
<b><i>I</i></b>		SPEH	Standard Piezoelectric Energy Harvesting
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	SRCC	Standard Rectifier Capacitor Circuit
IP	Indice de Protection	SS	Spatial Switching
IoT	Internet of Things	SSDI	Synchronized Switch Damping on Inductor
ISM	Industrial Scientific and Medical	SSHI	Synchronized Switch Harvesting on Inductor

<i>S (suite)</i>		<i>V</i>	
S-SSHI	Serie- Synchronized Switch Harvesting on Inductor	VEH	Vibrational Energy Harvesting
STTM	Short-Term Throughput Maximization	VEH-WS	Vibrational Energy Harvesting-Wireless Sensor
<i>T</i>		<i>W</i>	
TDMA	Time Division Multiple Access	Wi-Fi	Wireless-Fidelity
TOA	Time on Air	WPT	Wireless Power Transfer
TP	Transducteur Piezoelectric	WPTS	Wireless Power Transfer System
TTCM	Transmission Completion Time Minimization	WS	Wireless Sensor
		WSN	Wireless Sensor Network

# Chapitre 1

## Introduction générale

### 1.1. Introduction

La nécessité de surveiller l'environnement est devenue une exigence dans de nombreux domaines. À la base de cette surveillance se trouvent des capteurs qui offrent la possibilité d'enregistrer à intervalle de temps réguliers les variations d'une ou de plusieurs données environnementales. Initialement, les capteurs proposés sont câblés; un câble est alors utilisé pour la transmission des données et pour l'alimentation en énergie du capteur. Lorsque le système contrôlé nécessite plusieurs capteurs, les nombreuses connexions filaires peuvent être gênantes [1]. Ce défaut a conduit à l'avènement des capteurs sans fils (WS pour Wireless Sensor) [2] qui en s'affranchissant des connexions filaires, offrent plus de flexibilité dans leur déploiement. Les informations collectées par les WS sont transmises de proche en proche par ondes radio jusqu'à un point de collecte appelé Station de Base (SB).

Notons que le développement des WS a été fortement favorisé par les efforts conjoints effectués ces dernières années dans le domaine des systèmes microélectromécaniques, des communications sans fil et de l'électronique digitale [3]. Les avancés dans la technologie des systèmes microélectromécaniques (en anglais MEMS pour Micro ElectroMechanical Systems) ont permis de disposer des WS à faible coût, peu encombrants et de très faible consommation.

Grâce aux progrès dans le domaine des communications sans fil, de nombreuses technologies de communications courtes et longues distances et à faible consommation ont été proposées. Ces technologies incluent entre autres le LTE (Long-Term Evolution), le BLE (Bluetooth Low Energy), le Wi-Fi (Wireless-Fidelity), le Zigbee, Z-Wave, etc. [4] pour les courtes distances et le LoRa/LoRaWan (Long-Range Communication, Wide Area Network) pour de longues distances.

Les données environnementales mesurées par le WS étant sous forme analogique, les efforts effectués dans le domaine de l'électronique digitale, permettent de transformer avec le moins de pertes, les signaux analogiques en données numériques pour plus de traitement par un microprocesseur [5]. C'est alors grâce à la combinaison des progrès dans ces trois domaines de recherche que les Réseaux de Capteur sans fil (WSN pour Wireless Sensor Network) qui consistent à la combinaison de plusieurs WS pour le contrôle d'un système, suscitent aujourd'hui un très grand intérêt qui se traduit par un vaste champ d'applications.

Bien que facile à déployer, l'opérationnalité d'un WSN s'accompagne de nombreux problèmes l'un des plus importants étant la limitation énergétique. Pour surmonter cette contrainte énergétique, un champ de recherche est en expansion ces dernières années; celui de la récolte ou collecte de l'énergie ambiante plus connue sous l'appellation anglaise d'Energy Harvesting (EH) [6]. Il s'agit d'un processus qui consiste à cibler une source d'énergie ambiante se trouvant dans l'environnement immédiat du WS et de la transformer en énergie électrique pour son alimentation. Cette thèse qui se veut alors apporter une contribution à l'autonomie énergétique des WS, propose à travers ce chapitre introductif, une vue globale sur les différents bénéfices ainsi que les différentes problématiques qui accompagnent l'utilisation des processus de récolte d'énergie afin d'obtenir des systèmes de communications écologiques dont la durée de vie ne dépend pas de la capacité d'une batterie. Pour cela, dans la section 1-2, il sera traité des contraintes associées à l'utilisation d'un WSN. La section 1-3 passe en revue les principales sources d'énergie primaires considérées pour l'alimentation des WS. La section 1-4 traite de la motivation et du contexte de cette thèse. La problématique principale accompagnant le besoin est ensuite définie dans la section 1-5. Finalement, une conclusion rappelant les objectifs du présent chapitre et annonçant ceux du chapitre suivant est proposée dans la section 1-6.

## **1.2. Généralités sur les RCFS**

### **1.2.1. Définition**

Un WSN est un ensemble de nœuds capteurs miniatures, chacun effectuant des mesures simples dans son environnement immédiat et les transmettant de proche en proche jusqu'à un point de collecte. Comme mentionné plus haut, le développement des WSN répond à un besoin sans cesse croissant de suivre les variations des paramètres environnementaux. Quelques domaines d'application spécifiques ayant recours aux WSN sont représentés sur la Figure 1-1 ci-dessous.

Le premier domaine est militaire et les WSN ont été utilisés pour analyser les champs de bataille [7]. Les WSN ont également démontré être très utiles dans le diagnostic et la surveillance des patients [8]. De nombreux bénéfices parmi lesquels l'automatisation, l'amélioration de la sécurité, de la productivité et de l'efficacité sont également dues à l'utilisation des WSN dans de nombreux procédés industriels [9]. De nos jours, les WSN sont également de plus en plus associés au processus de stockage et de livraison dans le domaine commercial [10]. Cela permet aux clients d'avoir un avis de livraison en temps réel. Les WSN sont aussi considérés dans le domaine agricole

pour entre autres détecter la pollution, analyser la qualité de l'air, etc. [11]. Enfin dans le domaine domestique, les WSN sont de plus en plus incorporés dans des appareils électroménagers permettant à ceux-ci d'interagir entre eux ou alors avec un réseau externe via Internet. La plupart des applications susmentionnées s'intègrent aujourd'hui dans un réseau global appelé l'Internet des Objets [12].

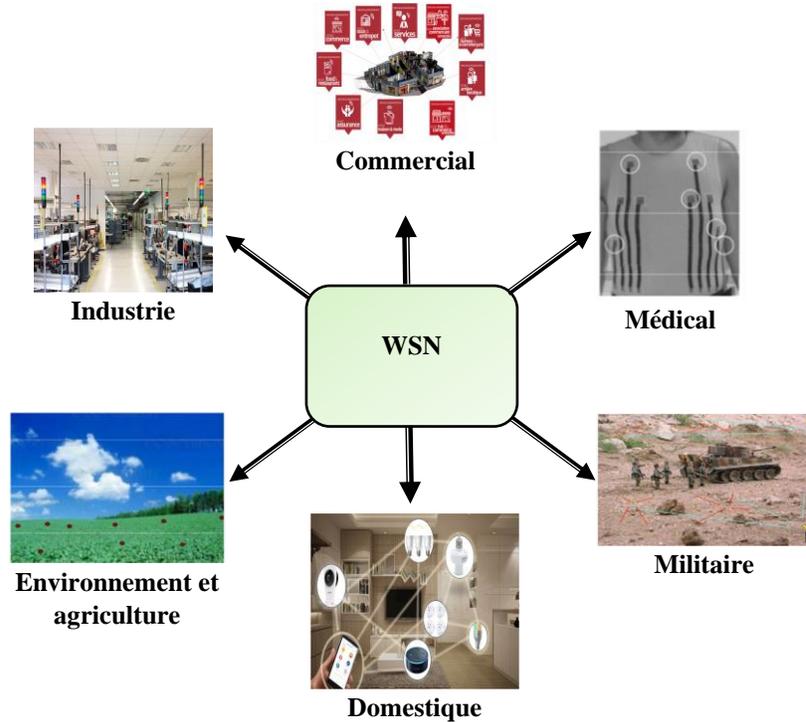


Figure 1-1. Principaux champs d'application des WSN

### 1.2.2. Tendances actuelles des RCSF : l'Internet des Objets

L'Internet des Objets plus connu sous son appellation anglaise d'Internet of Things (IoT) est l'application majeure actuelle des WSN. Il s'agit d'un grand réseau dans lequel des objets, des animaux et des personnes ont un identifiant unique et peuvent transmettre des informations sans nécessité d'intervention Homme à Homme ou Homme à machine [13]. L'IoT est basé sur des objets intelligents c'est-à-dire des objets capables de comprendre et de réagir à leur environnement [14].

L'un des objectifs de l'IoT est par exemple l'incorporation dans un même bâtiment d'un WSN pour la surveillance des conditions environnementales (température, taux d'humidité, niveau d'éclairage, etc.). Cela est envisagé non seulement pour le confort des usagers, mais aussi pour la préservation de l'environnement; cet objectif de l'IoT est connu sous le nom de "smart building" [15]. L'IoT envisage également le même objectif à l'échelle d'une ville et le concept est connu

sous le nom de “smart city” [15]. Quelques composantes d’une ville intelligente sont les hôpitaux intelligents, les bâtiments intelligents, les transports intelligents, etc. Chacune de ces composantes d’une telle ville ne devant son intelligence qu’à l’utilisation de nombreux WS.

Sur le plan industriel, l’IoT vise à rendre les systèmes de contrôle et de maintenance de la plupart des processus industriels autonomes et intelligents; c’est la quatrième révolution industrielle plus connue sous le nom d’industrie 4.0 [16]. Dans l’industrie 4.0, les produits fabriqués contrôlent leur propre processus de fabrication [17]. Rappelons que dans la première révolution industrielle il était question de la mécanisation des processus. La deuxième révolution industrielle doit son essor à une utilisation intensive de l’énergie électrique tandis que la troisième révolution industrielle tient d’une numérisation généralisée. Tout ce qui précède justifie de la nécessité et de l’importance des WSN.

### 1.2.3. Problématiques associées aux RCFS

Un WS doit pouvoir acquérir (unité de capture) les données de l’environnement dans lequel il se trouve, les traiter (unité de traitement) et les transmettre (unité de communication). Pour alimenter ces trois modules, une batterie est généralement utilisée comme montrée sur la Figure 1-2. Conséquemment à la taille réduite des WS (quelques  $mm^3$ ), la ressource énergétique dont dispose le capteur est limitée et généralement irremplaçable.

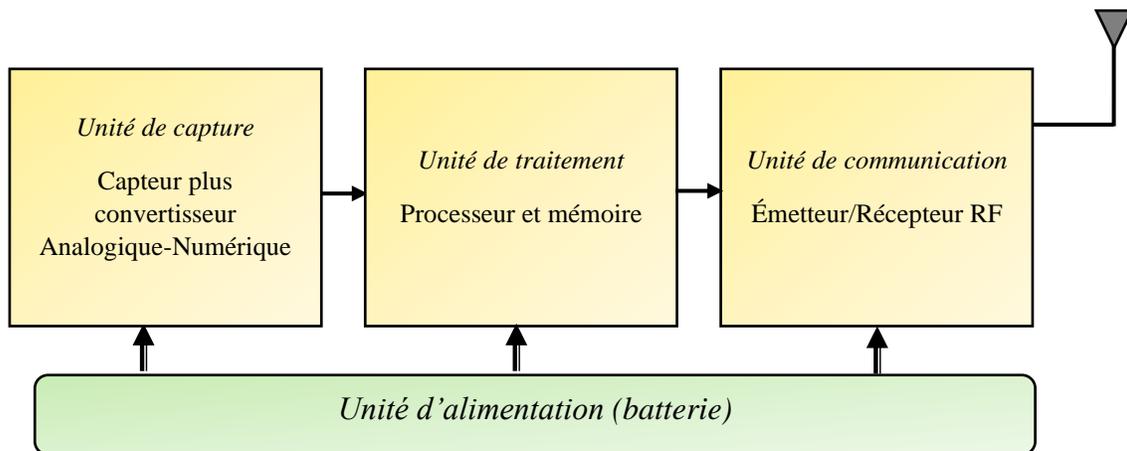


Figure 1-2. Architecture interne d'un WS

Un WSN peut comporter des milliers voire des centaines de milliers de WS devant utiliser le même canal de communication, ce qui conduit à proposer des moyens de communication permettant d’éviter des interférences. Une autre problématique qui accompagne le déploiement des WS est aux conditions critiques de la zone de couverture. De façon plus concrète, certains

environnements, du fait de très fortes températures peuvent influencer le temps de réponse du WS tel que spécifié par le fabricant. Tenant également compte des exigences actuelles des principales applications de l'IoT (smart buildings, smart cities, Industrie 4.0), il est important que le WS puisse fournir une bonne qualité de service (QoS pour Quality of Service). La QoS traduit la capacité du WS à garantir les performances exigées par l'application [18]. Pour les WS, le niveau de QoS est quantifié par la quantité et la qualité des informations délivrées. Une évaluation de la QoS peut se faire par une mesure du débit et du temps de latence des données transmises.

Ce qui précède montre que quatre facteurs majeurs permettent de résumer les problématiques associées aux WSN; il s'agit des problèmes d'interférences, des contraintes physiques (liée à la zone de couverture), de la limitation énergétique et de la QoS.

Les problèmes d'*interférences* ont donné lieu ces dernières années à un champ de recherche connue sous le nom de « gestion d'interférences » [19]; dans ce champ de recherche, il est question d'un ordonnancement dans le partage du canal radio commun aux nœuds du réseau. Quelques-unes des techniques d'accès sont le FDMA (pour Frequency-Division Multiple Access), le TDMA (pour Time-Division Multiple Access), le CSMA (Carrier-Sense Multiple Access)/option, le CDMA (pour Code-Division Multiple Access); ces principales techniques d'accès sont décrites et analysées dans [20, 21]. Pour être plus efficaces, les méthodes d'accès au canal commun peuvent être combinées à la topologie du réseau qui influence aussi la consommation énergétique du capteur. La topologie représente l'organisation des nœuds dans le réseau; les principales étant la topologie étoile, la topologie maillée et la topologie en grappe (cluster) [22].

S'agissant des *contraintes physiques* associées aux WSN, il est question de disposer des nœuds capables de survivre à des environnements sévères comme la présence de forte chaleur, de l'eau, etc. Pour répondre à cette exigence, les concepteurs proposent de plus en plus des capteurs assortis d'un Indice de Protection (IP). Par exemple il est proposé par Bosch en 2019, pour l'industrie 4.0 notamment, le capteur SCD (Sense Connect Detect) qui est un WS multifonction avec un indice de protection IP 67 [23]. Ce qui signifie que le capteur est à l'épreuve des corps solides, mais aussi complètement étanche à la poussière.

La *limitation énergétique* est considérée comme le problème majeur dans le déploiement d'un WSN [24], car elle est également étroitement liée à la *QoS*. Cela se traduit par la pléthore de recherches proposées ces dernières années dans le but de surmonter cette contrainte. Ces recherches sont principalement orientées selon trois axes : la minimisation de la consommation énergétique

des WS [25], l'optimisation de l'efficacité énergétique des nœuds et la récolte de l'énergie ambiante pour la recharge de la batterie du nœud.

- Dans la *minimisation de la consommation énergétique*, il est de plus en plus proposé de nouvelles topologies de réseau, associé à de nouveaux protocoles (moins énergétivores) de communication des différents nœuds [26, 27]. Parmi les solutions développées, on peut citer le protocole d'accès au canal plus connu sous le nom de protocole MAC (Medium Access Control) dont l'objectif est de minimiser le gaspillage d'énergie qui résulte des collisions, de la surécoute et de l'écoute opportuniste [28]. Parmi les protocoles populaires à ce niveau, il est également considéré le protocole LEACH (Lower Energy Adaptive Clustering Hierarchy); dans ce protocole, les données mesurées sont traitées localement et il y'a une rotation à chaque cycle de mesures du nœud chargé du traitement des données [27]. Cela permet d'éviter l'épuisement rapide de la batterie de chaque nœud.
- Globalement les problèmes d'*optimisation de l'efficacité énergétique* [29] visent à maximiser la taille des données transmises dans un délai bien défini ou encore à minimiser le délai de transmission pour une taille fixée des données.
- S'agissant de la *récolte de l'énergie ambiante* [30], il est question de transformer une source d'énergie ambiante disponible dans l'environnement du capteur, en énergie électrique pour la recharge de sa batterie. Les principales sources considérées dans la littérature sont le soleil, le vent, les vibrations, la chaleur, la lumière interne, les ondes radiofréquence, etc. Ce domaine de recherche est plus connu sous son appellation anglaise d'Energy Harvesting (EH) et les WSN dotés de capacité de récolte d'énergie ambiante sont désignés dans la littérature de EH-WSN (pour Energy-Harvesting Wireless Sensor Network) [31].

Comme on peut le constater, les deux premières solutions évoquées pour surmonter la contrainte de limitation visent juste à prolonger la durée de vie du WS. La solution d'EH compte tenu de ses objectifs (opérationnalité perpétuelle du WSN) est la solution la plus prometteuse; c'est dans ce domaine de recherche que s'inscrit cette thèse et dans la section suivante, il est passé en revue les principales sources d'énergie primaires considérées.

### 1.3. Principales sources primaires utilisées pour l'alimentation des WS

Les étapes de conversion d'une source d'énergie ambiante en énergie électrique pour l'alimentation des capteurs sont montrées sur le diagramme de la Figure 1-3 ci-dessous. Le premier bloc est le transducteur qui transforme la source primaire en une énergie électrique. Étant donné que l'énergie fournie par le transducteur n'est pas appropriée pour le stockage, un circuit appelé circuit de récolte est utilisé. Les fonctions du circuit de récolte peuvent inclure (dépendamment de l'application) : l'amplification, le redressement, le filtrage, la conversion DC (Direct Current) /DC. Une fois que l'énergie est appropriée pour l'alimentation du WS, elle peut être stockée dans une batterie, un condensateur ou un supercondensateur servant de réservoir.

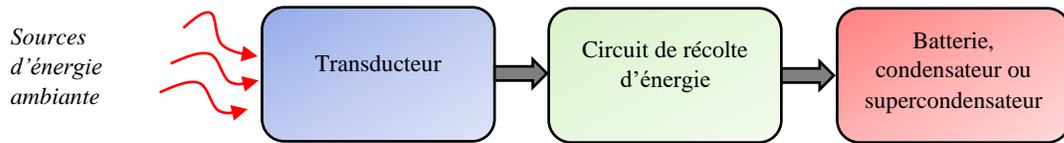


Figure 1-3. Diagramme de conversion et de stockage de l'énergie ambiante

Le diagramme de la Figure 1-3 peut différer en fonction du transducteur qui dépend de la source primaire d'énergie. Quelques transducteurs utilisés dans ces conversions sont montrés dans sur la Figure 1-4.

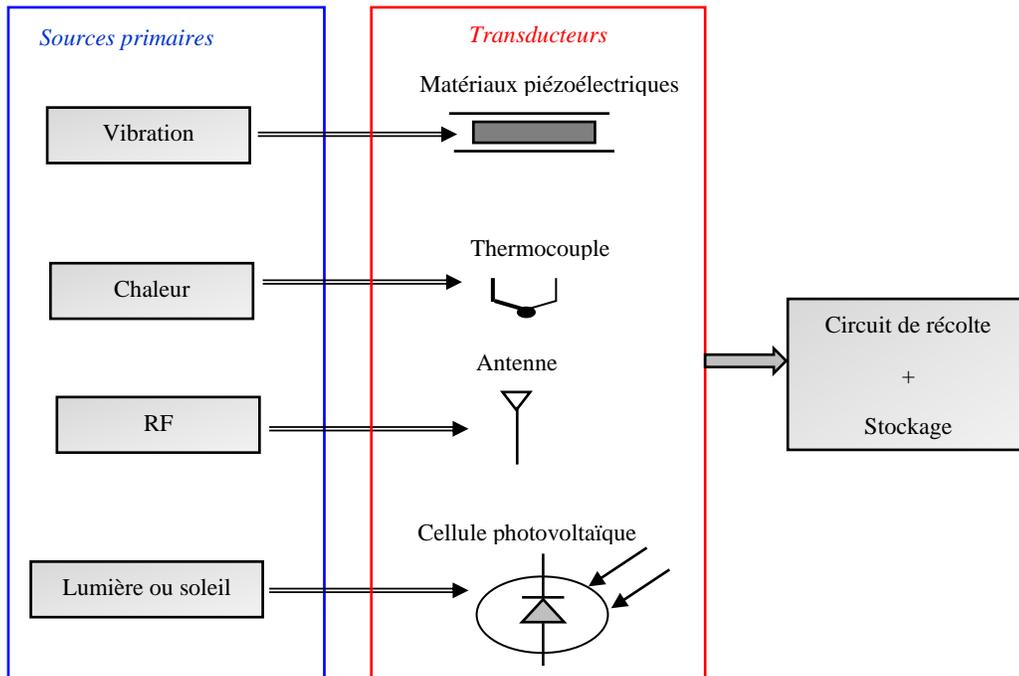


Figure 1-4. Quelques transducteurs utilisés pour la transformation de l'énergie ambiante

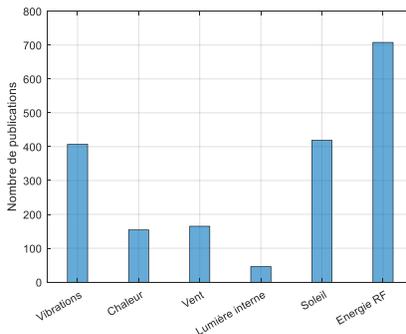
Des sources telles que le soleil et le vent sont assez bien connues, car elles génèrent des quantités d'énergie importantes pouvant être réinjectées dans le réseau électrique national [32]. Globalement il est assez difficile de proposer une comparaison des capacités de ces différentes sources, car cela dépend de plusieurs facteurs. Par exemple, il a été proposé dans [33] un récupérateur d'énergie radiofréquence permettant d'obtenir 2,5 mW à seulement 0,61 m de la source émettrice. Un tel travail montre la faisabilité, mais il reste qu'il est souvent inutile d'implémenter un tel système étant donné que la source émettant les ondes RF est alimentée par une connexion filaire.

Puisque les WS sont des composants de faible volume, un critère retenu pour la comparaison des capacités des sources est la densité de puissance. Quelques densités de puissance proposées dans la littérature sont reportées dans le Tableau 1-1 ci-dessous.

**Tableau 1-1. Densité de puissance des principales méthodes de récolte d'énergie**

Sources primaires	Densités de puissance	Références
Soleil	100 mW/cm <sup>2</sup>	[34]
Vibrations mécaniques	10,8 mW/cm <sup>3</sup>	[35]
Vent	0,55 mW/cm <sup>3</sup>	[36]
Lumière interne	100 μW/cm <sup>2</sup>	[37]
Ondes radiofréquences	63 μW/m <sup>2</sup>	[38]
Flux d'air	1 mW/cm <sup>2</sup>	[36]
Chaleur pour un gradient de 10 °C	40 μW/cm <sup>3</sup>	[39]

Comme mentionné plus haut, il apparaît dans ce tableau que la quantité d'énergie récupérable du soleil est supérieure à celle des autres sources d'énergie primaire. Toutefois, il est important de préciser que le choix de la source primaire dépend de l'application et encore plus de l'emplacement du capteur. L'historique de la Figure 1-5 ci-dessous montre le nombre de conceptions proposées ces vingt dernières années.



**Figure 1-5. Publications à propos des sources primaires indexées dans l'IEEE entre 2000 et 2020 dans le cas des applications industrielles.**

Il apparaît sur la Figure 1-5 que les sources prisées sont dans l'ordre les ondes radiofréquences, le soleil et les vibrations mécaniques. S'agissant du soleil cela est dû au niveau de puissance récoltable qui est très souvent plus élevé que le besoin énergétique du WS. Il faut toutefois noter que cette source ne peut être utilisée que pour des applications extérieures de l'IoT; car dans un espace confiné, il n'y aurait très peu ou pas de soleil. Les microgénérateurs basés sur les vibrations sont également considérés; ces conceptions sont très souvent dédiées aux applications industrielles de l'IoT. La source radiofréquence a suscité un très grand intérêt ces dernières années; cela se justifie par l'augmentation des équipements de télécommunications et aussi par le fait que les ondes radiofréquences puissent se propager dans n'importe quel type d'environnement [40]. Il ne faut cependant pas perdre de vue que les microgénérateurs RF offrent une faible densité de puissance comparée aux autres sources primaires (cf. Tableau 1-1). Des sources comme le vent sont très peu souvent considérées à cause du fait que de tels microgénérateurs (turbine éolienne) soient très encombrants pour des nœuds capteurs. En prenant en compte tout ce qui précède, le choix de la source primaire sera effectué dans la section suivante.

#### **1.4. Motivation et contexte de la recherche**

Comme mentionné plus haut, nous vivons l'ère de la 4<sup>e</sup> révolution industrielle et la demande de nombreux WS pour le contrôle des procédés industriels est croissante. D'une façon générale, dans les environnements industriels, les WS sont utilisés pour automatiser les systèmes [41], pour le contrôle des cibles mobiles [42], pour la surveillance des systèmes (taux d'humidité, température, alarme d'incendie, niveau de poussière, gaz toxique et pollution) [41, 43, 44]. En considérant le cas particulier de l'industrie minière par exemple, dans [45], un système de sécurité minière basé sur des WS est proposé. Ce système est conçu pour réguler les niveaux de température, d'humidité, de ventilation et de bruit dans l'environnement minier. Dans le but d'améliorer la sécurité des travailleurs, un système d'alerte et de surveillance à base de WS est conçu dans les cas des mines de charbons dans [46]. Dans [47], un système de surveillance "temps réel" dans le cas des mines souterraines est conçu à base des capteurs optiques et des WS.

Ainsi de nombreuses conceptions sont de plus en plus fréquemment proposées avec des WS pour accompagner les exigences de l'industrie 4.0. Toutefois, il faut ne pas perdre de vue qu'il est nécessaire de proposer des solutions permettant de recharger d'une façon fiable la batterie du nœud capteur. D'autant plus que les opérations de remplacement des batteries peuvent être coûteuses, car elles s'accompagnent souvent d'une cessation de la production. De plus à l'état actuel des choses,

malgré ces quelques conceptions proposées ces dernières années, dans la plupart des procédés industriels, les capteurs restent encore câblés et cela peut être gênant surtout lorsque le processus contrôlé est en mouvement et/ou nécessite plusieurs capteurs. La Figure 1-6 par exemple, montre la chaîne de concassage des minerais à la mine Laronde. Le processus montré sur cette figure permet de préparer le minerai pour les étapes de flottation. Pour cela les minerais doivent passer à travers deux broyeurs, le premier est de type SAG (Semi Autogenous Grinding) et le second est à billes. Deux cyclones permettent de recycler les minerais n'ayant pas été brisés.

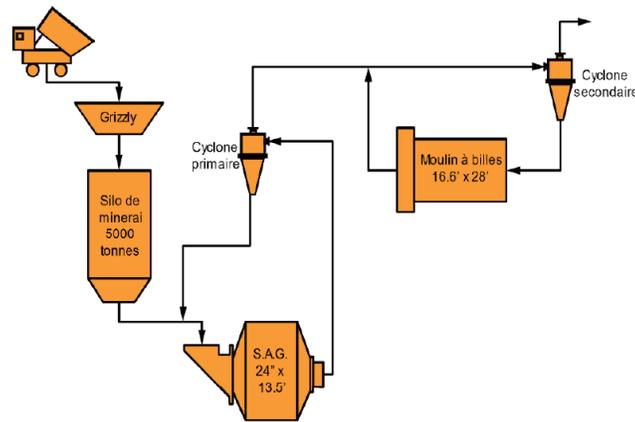


Figure 1-6. Circuit de concassage à la mine Laronde.

Pour la surveillance du processus ci-dessus, de nombreux types de WS doivent être utilisés. Par exemple :

- des capteurs de température sont nécessaires pour mesurer le degré d'échauffement dans les conducteurs qui alimentent les moteurs. Cela permet au-delà d'une certaine température soit d'activer le système de ventilation soit d'alerter un technicien.
- des capteurs de vibrations sont utilisés pour l'analyse des chocs au niveau du réducteur.
- des capteurs de pression sont nécessaires pendant les opérations de lubrification.

À l'état actuel, les capteurs installés sont câblés, la Figure 1-7, montre une photographie de quelques capteurs installés sur le broyeur SAG. On y voit un entreposage important de câbles qui sont nécessaires pour l'alimentation des capteurs ainsi que pour la transmission des données. Ce travail est alors motivé par le besoin réel d'implémentation de WS fiables et complètement autonomes dans des procédés industriels actuels. Pour cela la solution de récolte d'énergie des vibrations qui abondent dans ce secteur industriel du fait du fonctionnement de nombreux moteurs est envisagée. Dans la section suivante, il est décrit la problématique principale pour le contexte d'étude défini.

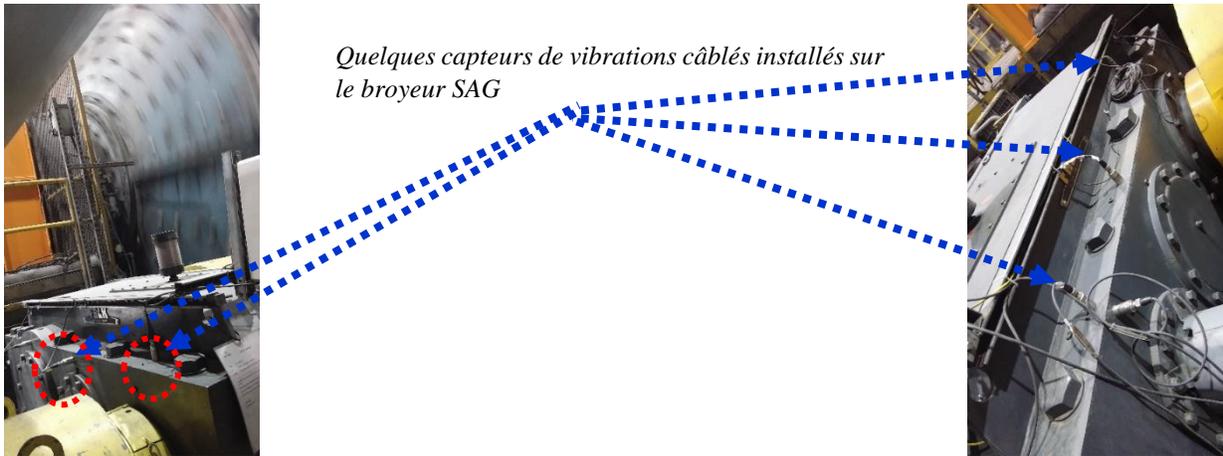


Figure 1-7. Réducteur du broyeur SAG équipé de quelques capteurs câblés.

## 1.5. Principale problématique associée à la recherche

La source principale envisagée pour l'alimentation des WS est celle des vibrations qui abondent dans le secteur d'activité industriel. Étant donné que les fréquences dans la plupart des processus sont assez basses (moins de 200 Hz) [48], la structure du transducteur la plus utilisée pour la récolte des vibrations est une poutre de type cantilever; sa géométrie est montrée sur la Figure 1-8 ci-dessous [49, 50].

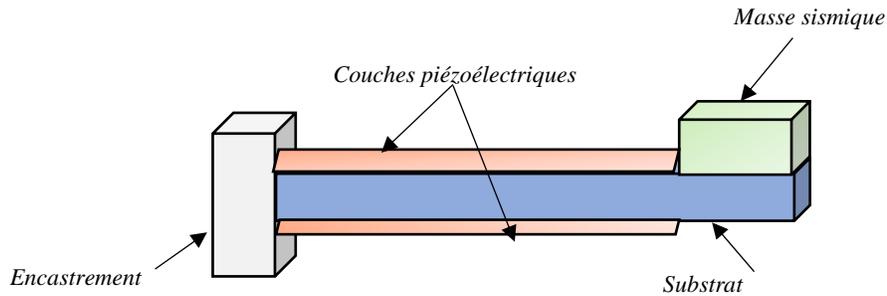
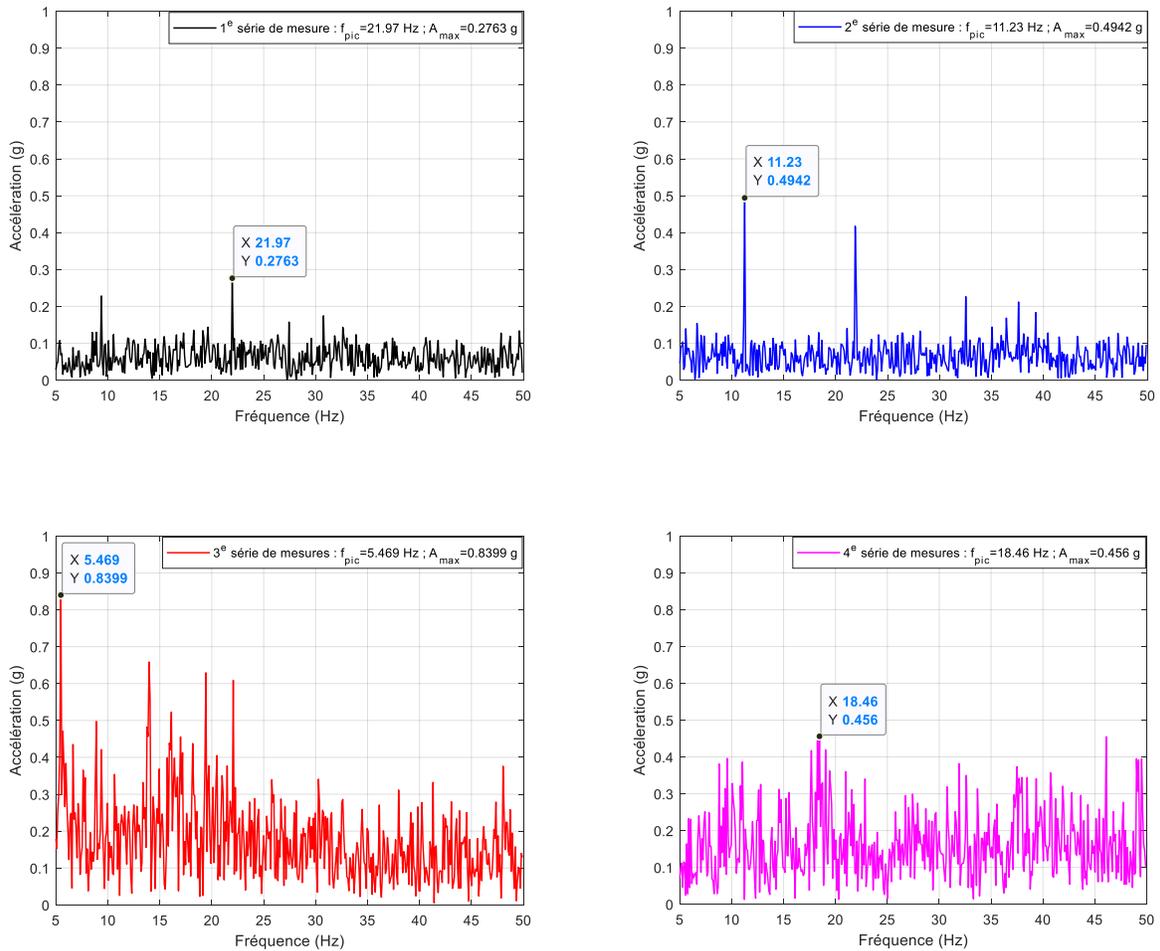


Figure 1-8. Géométrie d'une poutre cantilever.

Le transducteur comporte trois principales parties : les couches piézoélectriques, le substrat et la masse sismique [50]. Les couches piézoélectriques sont la partie active de la structure utilisées pour convertir les vibrations mécaniques en énergie électrique. Le substrat est utilisé pour amplifier le déplacement relatif de la masse sismique. La masse sismique quant à elle permet d'augmenter la contrainte mécanique appliquée aux couches piézoélectriques ce qui donne lieu à une augmentation de la puissance récoltée.

Avec une poutre piézoélectrique cantilever, la puissance récoltée est maximale lorsque la fréquence de résonance de la poutre est égale à la fréquence principale des vibrations détectées [51]. Cependant, dans la plupart des systèmes vibrants, les caractéristiques des vibrations varient beaucoup dans le temps; cela est très souvent dû aux régimes de fonctionnement des moteurs. Pour illustration, il est montré sur la Figure 1-9 ci-dessous les spectres des vibrations mesurées à quatre instants différents, dans un train durant le trajet Montréal-Ottawa.



**Figure 1-9. Spectres des vibrations prélevées dans un train.**

Ces mesures montrées sur la Figure 1-9, sont obtenues en utilisant la fonction accéléromètre triaxial d'un téléphone cellulaire (type iPhone). La fréquence d'échantillonnage est de 100 Hz et 3000 échantillons sont prélevés à chaque série de mesures. En mettant en évidence les valeurs des pics d'accélération et les fréquences correspondantes, on observe de grandes variations dans ces deux caractéristiques importantes pour la quantification de la puissance récoltable. Cela rend alors

difficile de prévoir les performances du WS alimenté par la poutre piézoélectrique. Dans ce cas particulier des mesures des vibrations dans un train, et comme dans la plupart des véhicules, les fluctuations observées peuvent être dues à des phases d'accélération, de décélération, de vitesse constante et même de l'état des rails. Mais de façon générale, ces fluctuations vont être observées dans la plupart des procédés industriels étant donné que dépendamment des étapes d'un processus, un moteur peut se retrouver en pleine charge, en surcharge et même parfois à vide.

De ce qui précède, il apparaît clairement que la quantité de puissance récoltable des vibrations est **aléatoire**, car elle dépend du régime de fonctionnement du moteur qui n'est pas stable. *Ce caractère aléatoire de la puissance récoltable est aujourd'hui une des principales limites dans l'implémentation des WSN dotés de capacité de récolte d'énergies ambiantes.* Telle est la problématique générale de notre étude.

## 1.6. Conclusion

Ce chapitre introductif avait pour principal objectif de définir la problématique traitée dans cette thèse. Pour y arriver, il a été présenté quelques notions générales sur les WSN; cela a permis de justifier le besoin sans cesse croissant de tels réseaux dans la plupart des applications actuelles de l'IoT et plus particulièrement dans celui de l'industrie 4.0. Les principales problématiques associées aux WSN ont été proposées et un accent a été mis sur la contrainte due à la quantité d'énergie limitée dont dispose le WS. Il a également été mentionné le fait que cette limitation énergétique impacte la QoS du réseau. La question de limitation énergétique et le besoin dans le secteur industriel ont alors permis de préciser le contexte dans lequel s'inscrit cette thèse, à savoir celui de la récolte de l'énergie ambiante pour l'alimentation des WS utilisés dans le domaine industriel. Les principales sources d'énergie primaire ont également été présentées et cela a permis de justifier le choix porté sur l'énergie issue des vibrations; c'est donc par la suite que la principale problématique a été définie. Rappelons que celle-ci traite du caractère aléatoire de l'énergie récoltable des vibrations ambiantes. Afin de mieux cerner les principales contributions de cette thèse, il est proposé dans le chapitre suivant un état de l'art sur le sujet.

## Chapitre 2

### État de l'art et principales contributions

#### 2.1. Introduction

Le chapitre précédent a permis de définir la problématique principale traitée dans cette thèse à savoir celle engendrée par le caractère aléatoire de la quantité d'énergie récoltable des vibrations pour alimenter les applications industrielles des WSN. Le principal objectif du présent chapitre est de proposer un état de l'art des solutions conçues ces dernières années dans le but de surmonter cette limitation. Cet état de l'art permettra aussi de se positionner par rapport aux autres travaux et de définir les différentes contributions de cette thèse. Pour cela, il est proposé dans la section 2-2, les différents champs de recherche concourant à l'opérationnalité d'un WSN récolteur d'énergie vibratoire. Suite à cela, il est alors présenté dans la section 2-3, la nouveauté et les principales contributions de cette thèse. Ces différentes contributions permettront de justifier la structure de la thèse dans la section 2-4. Les réalisations et les publications de cette thèse seront ensuite présentées dans la section 2-5. Finalement, la section 2-6 est une conclusion à ce chapitre qui permettra d'annoncer les couleurs du chapitre suivant.

#### 2.2. Axes de recherches associés à la problématique

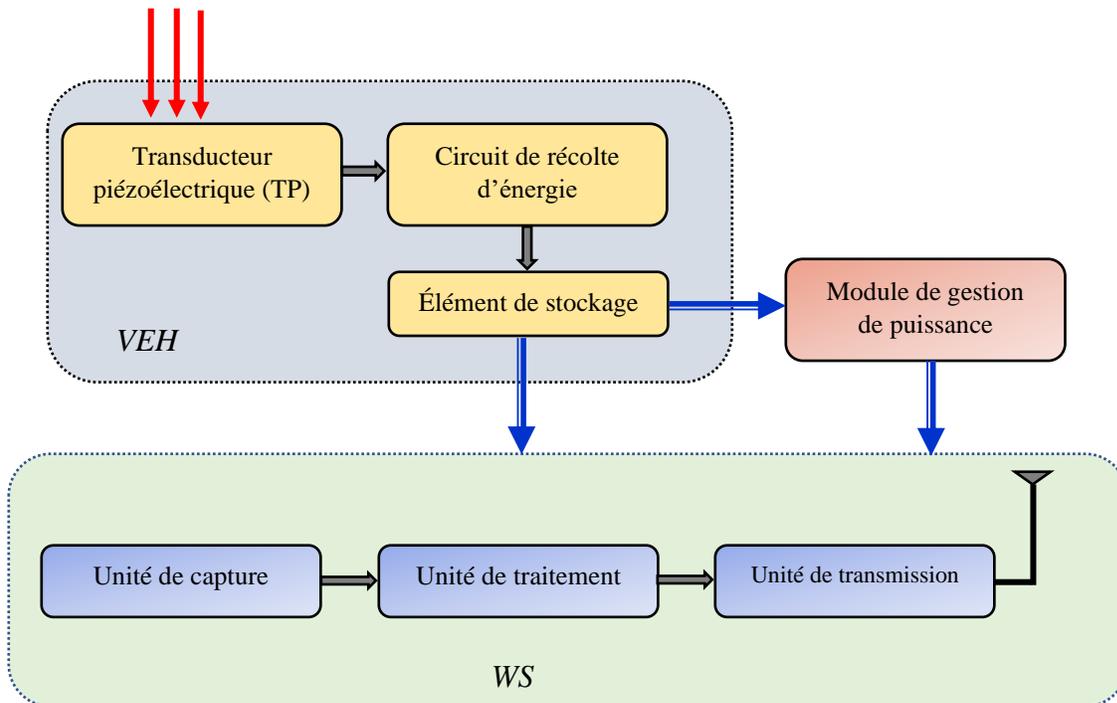
##### 2.2.1. Architecture d'un nœud capteur sans fil récolteur d'énergie

Un nœud capteur sans fil doté des capacités de récolte d'énergie vibratoire que nous abrègerons VEH-WS (pour Vibrational Energy Harvesting-Wireless Sensor) est le système composé du micro générateur piézoélectrique (VEH) et du capteur lui-même (WS). L'architecture d'un tel système est montrée sur la Figure 2-1 ci-dessous. S'ajoute aux blocs conventionnels qui composent les deux composantes principales (VEH et WS), un bloc additionnel appelé module de gestion de puissance; nous l'abrègerons PMM pour Power Management Module. La fonction du PMM est de décider si l'énergie récoltée peut être directement utilisée pour les activités du WS ou alors s'il faut la stocker pour une utilisation ultérieure. Sous la base de cette définition, trois modes de fonctionnement du PMM ont été définis dans la littérature. Il s'agit du mode Harvest-Use (HU), du mode Harvest-Store-Use (HSU) et enfin du mode Harvest-Use-Store (HUS) [52].

- Dans l'approche HU, l'énergie est récoltée juste en cas de besoin et aussi longtemps que l'énergie récoltée n'est pas suffisante, le WS reste en mode veille [53].

- Dans l'approche HSU, l'énergie est récoltée dès lors qu'elle est disponible et est ensuite stockée pour une utilisation ultérieure [54].
- Finalement, dans l'approche HUS, la plupart du temps, l'énergie récoltée est supérieure au besoin énergétique du WS. Une partie de cette énergie est temporairement stockée dans un supercondensateur pendant que le reste est accumulé dans une batterie pour une utilisation future [55].

*Vibrations environnantes*



**Figure 2-1. Architecture d'un VEH-WS.**

En fonction de l'architecture de la Figure 2-1, trois axes de recherches contribuent à l'optimisation des performances des VEH-WS. Il s'agit des solutions proposées pour maximiser l'énergie récoltée des vibrations, des solutions proposées dans le but de minimiser la consommation énergétique des WS et enfin des solutions permettant de gérer efficacement l'énergie récoltée. Les philosophies qui gouvernent chacune de ces différentes contributions sont présentées tour à tour dans ce qui suit.

### **2.2.2. Prise en compte du caractère aléatoire des vibrations dans la conception du récolteur d'énergie**

De nombreux travaux ont été proposés ces dernières années dans le but d'optimiser les performances des VEH. Les principales optimisations proposées feront l'objet du quatrième

chapitre de cette thèse. Notons que la plupart des conceptions sont fournies pour des caractéristiques d'entrée fixées. Par exemple dans [56], un micro générateur piézoélectrique est dimensionné pour récolter le maximum de puissance à 149 Hz. Bien que les résultats obtenus démontrent une efficacité de conversion de 51,4 % et une tension de sortie continue de 3,3 V, il reste qu'il est difficile de prédire des performances du circuit dans une implémentation réelle, dans laquelle la fréquence principale des vibrations changera dans le temps. Pour tenir compte des fluctuations observées dans la plupart des spectres des vibrations, il est de plus en plus fréquemment proposé des récolteurs multi-bandes ou multi poutres [57, 58], large bande [59, 60] et reconfigurables [61, 62].

Dans les récolteurs multi-bande et large bande, sont utilisées plusieurs poutres piézoélectriques cantilever, chacune ayant sa propre fréquence de résonance pour couvrir une large bande de fréquences. La Figure 2-2 par exemple montre une conception proposée dans [59] permettant d'élargir la bande passante du VEH de 6 Hz à plus de six fois sa valeur soit 40 Hz. Comme on peut le voir, cette amélioration est proposée au détriment de l'encombrement qu'engendre la taille des circuits.

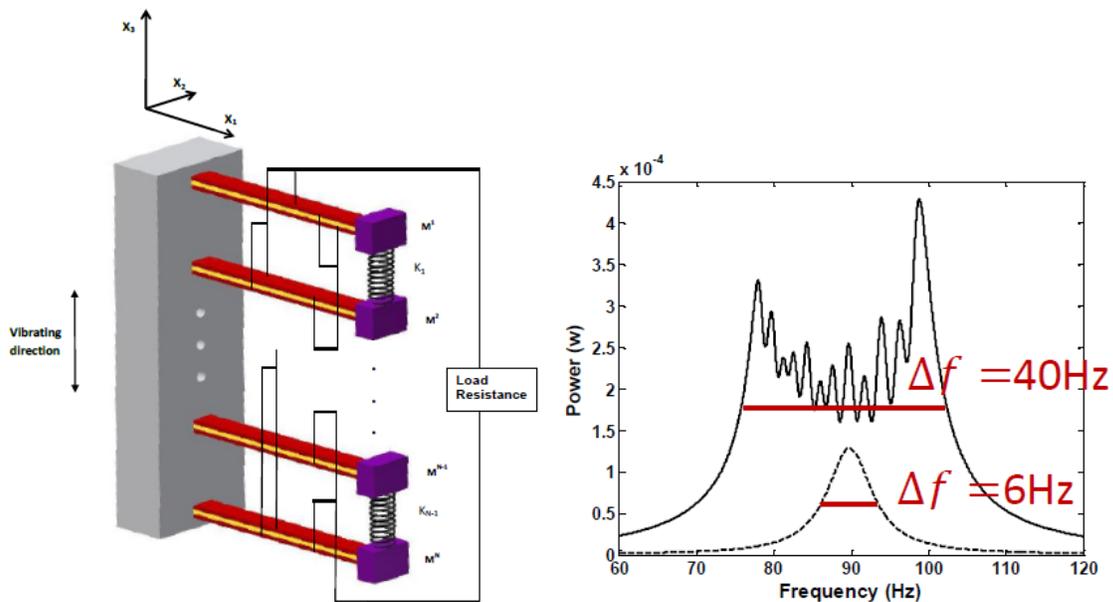
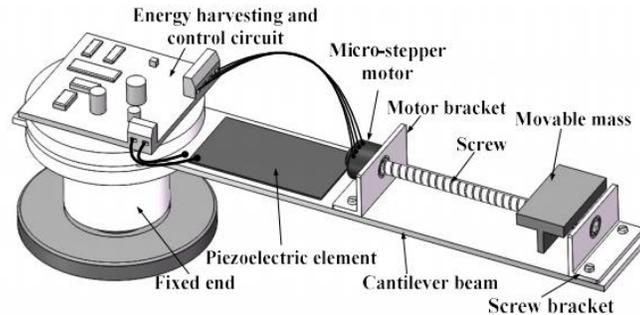


Figure 2-2. Conception permettant d'élargir la bande passante de 6 Hz à 40 Hz [59].

S'agissant des récolteurs reconfigurables, deux types de solutions sont envisagées; la première est mécanique et elle propose un ajustement de la fréquence de résonance du transducteur par un déplacement de la position de la masse sismique le long de la poutre; la Figure 2-3 montre l'architecture proposée dans [61]. Dans cette structure, un moteur pas à pas est utilisé pour piloter

la position de la masse sismique. Bien que les résultats obtenus donnent une amélioration de la bande passante de 60,56 % avec une efficacité de conversion de 84,8 %, il reste que le moteur utilisé pour adapter le système consomme une partie de l'énergie récoltée. La solution proposée dans ce travail [61] est un apport important, mais elle ne serait limitée qu'à des applications dans lesquelles un niveau important de vibrations est observable. De plus, l'ajout des composants dans le système contribue également à un encombrement.



**Figure 2-3. Transducteur ajustable proposé dans [61].**

Dans d'autres travaux, la reconfigurabilité du VEH est effectuée électroniquement [62, 63], c'est-à-dire au niveau du circuit de récolte d'énergie. Par exemple, un circuit de redressement reconfigurable pour le formatage de l'énergie récoltée est proposé dans [62]. Cela consiste en l'ajout de diodes et de condensateurs dans le circuit. Dans [63], un système de reconfiguration par des condensateurs de filtrage est mis en place pour optimiser les performances du VEH dans plusieurs phases de fonctionnement; non seulement ces composants engendrent une augmentation du volume du circuit, mais provoquent aussi des pertes supplémentaires.

Globalement, de ce qui précède, il apparaît que les apports majeurs proposés ces dernières années pour les VEHs traitant la problématique de cette étude, s'accompagnent d'une augmentation du volume des circuits, cet encombrement se révèle préjudiciable pour des nœuds capteurs de quelques  $mm^3$  de volume. Dans la suite, il est traité des solutions visant la minimisation de la consommation énergétique du WS.

### **2.2.3. Minimisation de la consommation énergétique des WS**

La minimisation de la consommation énergétique des WS a également fait l'objet de nombreuses recherches ces dernières années; ce sont d'ailleurs ces efforts qui ont rendu possible d'envisager d'utiliser les processus de récolte d'énergie pour l'alimentation des WS. Il ressort de la littérature que l'extension de la durée de vie d'un WS peut être obtenue en associant : un choix

judicieux de ses *composants* à une *topologie du réseau* appropriée ainsi qu'à une *pile de protocoles* adéquat [64-66].

S'agissant du *choix des composants* du WS, il faut préciser que, grâce à la technologie MEMS, il est aujourd'hui possible de disposer sur le marché des capteurs à faible consommation d'énergie et à faible coût. Dans cette technologie, des techniques de micro-usinage à commande numérique ont été développées pour fabriquer des composants mécaniques de petite taille. Ainsi le premier objectif envisagé par la technologie MEMS est celui de la miniaturisation des composants [67], cela implique alors la nécessité de disposer des récolteurs miniatures. Pour prolonger la durée de vie des WS, l'autre objectif de la technologie MEMS est la réduction de la consommation des différents composants du WS. Les tableaux 2-1, 2-2 et 2-3 montrent quelques niveaux de consommation d'énergie des WSs, respectivement pour les unités de capture, de traitement et de communication.

- À partir des valeurs reportées dans le Tableau 2-1, il apparaît que la consommation du capteur varie fortement en fonction du type de mesurande. Notons toujours que grâce à la technologie MEMS, il est possible d'intégrer dans la même puce plusieurs capteurs permettant l'observation simultanée de plusieurs grandeurs physiques [23].
- Les niveaux de consommation reportés dans le Tableau 2-2, montrent que les microprocesseurs de la série MSP430 de Texas instrument sont ceux qui offrent des bas niveaux de consommation. Dans [68] par exemple, les caractéristiques de ces microprocesseurs ont été considérées pour démontrer que les niveaux de puissance RF ambiante peuvent être suffisants pour alimenter les capteurs lorsqu'ils sont en mode veille.
- Les niveaux de puissance dans le Tableau 2-3 permettent de constater que la plus grosse demande énergétique est due à l'unité de communication. Les niveaux de consommation reportés peuvent varier en fonction du débit utilisé.

**Tableau 2-1. Caractéristiques de quelques capteurs MEMS commercialisées**

Composants	Fabricants	Types de capteur	Tension d'alimentation (V)	Courant consommé (mA)
CXL04GP3	Accinna	Accéléromètre	4.9-5.5	3
ADXL278	Analog Devices	Accéléromètre	4.75-5.25	2.2
ADXL325	Analog Devices	Accéléromètre	1.8-3.6	0.35
MPL115A	Freescale	Pression	3.3-5.5	0.005
DTH22	Adafruit	Température and humidité	3.3-6	1.5
STLM20	STMicroelectronics	Température	2.4-5.5	0.008

**Tableau 2-2. Caractéristiques de quelques microprocesseurs commercialisés**

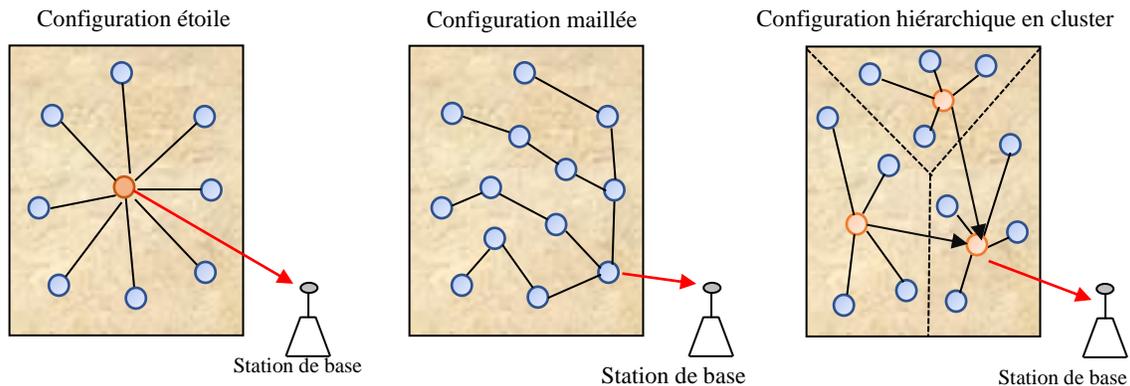
Composants	Fabricants	Tension d'alimentation (V)	Courant en mode veille ( $\mu$ A)	Courant pendant le traitement (mA)	Courant en mode réception (mA)	Courant en mode transmission
ATMega128	Atmel	2.7	15	8	19.7	17.4
MSP430F5437	Texas Instrument	2.2-3.6	12	2.2	18.5	18.5
MSP430L092	Texas Instrument	0.9-1.65	6	0.18	-	-
MSP430G2553	Texas Instrument	1.8-3.6	0.5	0.23	-	-
ARM920T	ARM	4.5-5.5	33	104	40	40
ATmega1281	Atmel	3.3-4.2	55	15	30	30
Marvell PXA271	Marvell	3.2	390	31-53	44	44

**Tableau 2-3. Caractéristiques de quelques coupleurs radio commercialisés**

Composants	Fabricants	Tension d'alimentation (V)	Courant en mode veille ( $\mu$ A)	Courant en mode réception (mA)	Courant en mode transmission (mA)	Puissance maximale de transmission (dBm)
CC2430	Texas Instrument	2-3.6	0.5	27	27	0
CC2590	Texas Instrument	2.2-3.6	0.1	34	22.1	12.2
CC2520	Texas Instrument	1.8-3.8	1	18.5	33.6	5
TCM 300	EnOcean	2.6-4.5	--	33	24	5
EM250	Ember	2.1-3.6	1	29	33	5
nRF24AP2	Nordic	1.9-3.6	0.5	17	15	0
JN5139	Jennic	2.2-3.6	0.2	34	35	3
SX1211	Semtech	2.1-3.6	2	3	25	10
MC1321	Freescale	2-3.4	1	37	30	0

Sous la base des caractéristiques reportées dans les trois tableaux ci-dessus et selon l'application, une combinaison des différents composants du WS peut être effectuée dans le but de minimiser sa consommation globale, mais cela est encore plus efficace en prenant en considération la topologie du réseau.

La *topologie* qui détermine l'organisation des différents WS dans un réseau influence aussi la consommation énergétique du nœud. Dépendamment des standards de communications, les topologies pouvant être considérées sont détaillées dans [69]. Les principales topologies que sont : étoile, maillée et en grappe (cluster) sont représentées sur la Figure 2-4. La topologie étoile consiste en un nœud central appelé coordinateur ou puits et de plusieurs WS transmettant directement les données collectées au nœud puits, c'est la structure actuelle des réseaux IoT. La topologie maillée est un ensemble de nœuds ayant les mêmes fonctions dans le réseau. Dans cette topologie, les données sont transmises de proche en proche jusqu'au point de collecte. Finalement, la topologie en grappe ou cluster est une topologie dans laquelle le réseau de WS est partitionné en sous-groupes appelés cluster. Chaque cluster consiste en un nœud particulier appelé tête de cluster et d'autres nœuds qui communiquent directement avec la tête de cluster.



**Figure 2-4. Principales topologies des réseaux de WS.**

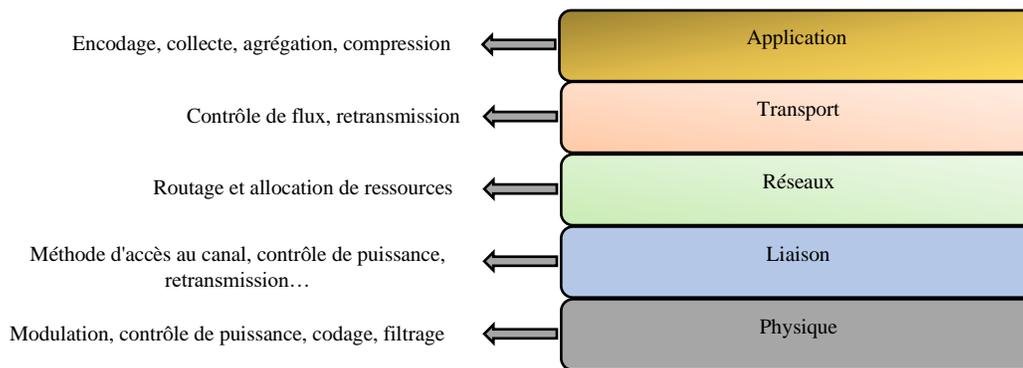
Une comparaison de ces différentes topologies a été proposée dans de nombreux travaux [22, 70, 71]. Un résumé des résultats obtenus en termes d'efficacité énergétique est reporté dans le Tableau 2-4.

Comparé aux autres topologies, la topologie cluster a donné lieu à de nombreuses recherches ces dernières années [72] ceci par le fait qu'elle contribue à éviter l'épuisement rapide de la batterie des WS en effectuant un traitement local des données. Dans ce domaine le protocole LEACH (Low Lower Energy Adaptive Clustering Hierarchy) proposé dans [27] a été une contribution majeure de ces vingt dernières années. Dans ce protocole, il est proposé une rotation de la tête de cluster à chaque cycle de mesures. Le choix de la tête de cluster étant basé sur l'énergie résiduelle du WS. De nombreuses variantes du protocole LEACH ont également été proposées, toutes ayant pour objectif d'équilibrer le plus possible la dépense énergétique entre les différents WS du réseau.

**Tableau 2-4. Caractéristiques des principales topologies de réseaux de WS.**

Topologies	Avantages	Inconvénients	Principales caractéristiques
Étoile	<ul style="list-style-type: none"> <li>Facile à mettre en œuvre.</li> <li>L'absence de nœud relais réduit la latence due aux mécanismes de réacheminement des données.</li> <li>Faible consommation d'énergie des WS.</li> </ul>	Vulnérabilité du puits, car il gère l'ensemble du réseau.	Transmission en champ libre où très peu d'obstacles sont présents dans la zone de couverture, tels que les réseaux sans fil pour le corps.
Maillée	Tolérance aux pannes et flexibilité du réseau.	Consommation d'énergie plus élevée à cause de la communication multi sauts.	Chacun des WS joue le même rôle dans le réseau.
Cluster	Topologie mieux adaptée pour équilibrer le niveau d'énergie des WS.	Si un lien se rompt, les WS à un niveau inférieur sont paralysés.	Topologie hiérarchique en fonction de l'application supportée.

Enfin, les *stratégies de communication* des différents WS du réseau impactent aussi le budget énergétique du WS. De façon globale, les solutions proposées visent à éviter un gaspillage d'énergie. L'objectif étant d'optimiser l'efficacité énergétique (EE) du WS. Pour un capteur, l'EE est définie comme l'énergie consommée par unité de communication réussie [69]. Notons que, du point de vue protocolaire, le WSN assure ses communications comme un ensemble de couches adjacentes allant de bas en haut, de la couche physique à la couche application via la couche liaison, la couche réseau et la couche transport comme montré sur la Figure 2-5 ci-dessous [73].



**Figure 2-5. Principales couches d'un WS.**

Le modèle de la Figure 2-5 dérive du modèle OSI (Open Systems Interconnection) et chaque couche de ce modèle doit fournir des services à la couche supérieure et exploiter ceux de la couche inférieure [74]. Cette modélisation des protocoles des WSN offre de nombreuses solutions pour optimiser l'EE. Plusieurs études ayant établi que le module de communication est le plus gros consommateur d'énergie dans le WS [27, 75], la plupart des contributions sont alors focalisées sur la couche liaison qui traite des techniques d'accès au canal [76]. Les solutions proposées sont

connues sous le nom de protocoles MAC. Elles visent à réduire le gaspillage d'énergie résultant principalement des collisions, de l'écoute inutile.

Les protocoles MAC se divisent en deux grandes catégories : les protocoles MAC sans conflit et les protocoles MAC avec conflit. Dans les protocoles avec conflits, tous les WS partagent un seul canal tandis que le canal de communication est divisé en plusieurs sous-canaux afin d'éviter les collisions dans les protocoles sans conflits. Les principaux protocoles avec conflits sont le CSMA (Carrier Sense Multiple Access) [77] et l'AHOLA (Additive Link On-line Hawai System) [78]. En ce qui concerne les protocoles MAC sans conflits, il est proposé le CDMA (Code Division Multiple Access) [79], le FDMA [80], le TDMA [81].

Bien que les solutions évoquées ci-dessus contribuent à minimiser le coût énergétique des différents WS, il reste que les capacités du WS devraient être asservies à la quantité d'énergie récoltée. La sous-section suivante traite des propositions effectuées ces dernières années dans la conception des modules de gestion de l'énergie récoltée.

#### **2.2.4. Gestion efficace de l'énergie récoltée**

Avec l'avènement des possibilités de récolter de l'énergie de l'environnement, la question de la gestion efficace de cette énergie pour le WS récolteur est devenue un problème ces dernières années [82-86]. La plupart des recherches proposées dans le but de minimiser la consommation énergétique des nœuds capteurs (évoquée dans le sous-paragraphe précédent) ont été proposées pour des WS alimentés par des batteries. La contrainte dans ces travaux était alors une limite maximale d'énergie. Dans le cas des WS alimentés par l'énergie ambiante, la limite se situe plutôt sur le taux maximum auquel l'énergie peut être utilisée [82].

Il est important de mentionner que le domaine de recherche sur la gestion efficace de l'énergie récoltée nécessite la prise en compte du besoin réel des WS et du taux de récolte d'énergie prévue. Dans la littérature cependant, très peu de contributions dans le domaine intègrent ces deux aspects; un travail pionnier dans ce domaine, est celui proposé dans [83]. Dans ce travail, en associant des composants ultra faible consommation (cf. tableaux 2-1, 2-2 et 2-3), les auteurs ont proposé deux WS récolteurs d'énergie ambiante. Le premier est basé sur l'énergie vibratoire et est montré sur la Figure 2-6 (a) ci-dessus. Le second est un WS récolteur d'énergie solaire qui est montré sur la Figure 2-6 (b). Les stratégies utilisées pour rendre fonctionnels ces capteurs ont été, une réduction de la quantité des données transmises ainsi qu'une réduction du rapport cyclique du WS. La

réduction du rapport cyclique étant due à un prolongement du mode veille, l'opérabilité des capteurs proposés se faisait au détriment de la QoS.

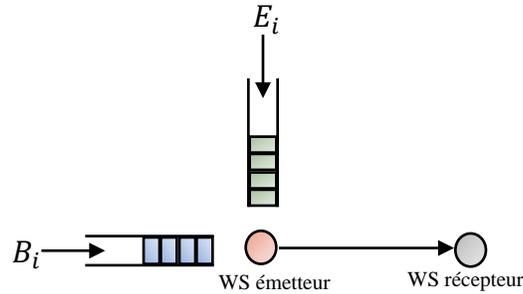


**Figure 2-6. WS récolteurs d'énergie proposés dans [83].**

De nombreuses autres contributions dans le même sens que [83] ont également été proposées dans la littérature [87-89]. Dans le cas particulier de [88], un WS équipé d'un système de récolte piézoélectrique des vibrations avec un supercondensateur de 0,33 pF a été capable de transmettre des données après 12 heures de collecte d'énergie. Ainsi la plupart des solutions proposées consistent à laisser le capteur en mode veille le plus longtemps possible; cela est connu dans la littérature sous le nom d'adaptation du rapport cyclique [90].

Prenant en considération le fait que dans des applications réelles de l'IoT, des événements puissent survenir à tout instant, deux types de problèmes d'optimisation ont été formulés pour améliorer la QoS; la résolution de ces problèmes étant alors à la base de la programmation des modules PMM. Il s'agit de la minimisation des délais de transmission (en anglais TTCM pour Transmission Completion Time Minimization) [91-93] et de celui de la maximisation du débit à court terme (en anglais STTM pour Short-Term Throughput Maximization) [94, 95].

Le problème TTCM est formulé de la façon suivante : “*Étant donné une taille  $B$  de données à transmettre pendant que l'énergie est récoltée, il est question de minimiser la durée pendant laquelle, tous les bits ont atteint le point de destination*”. Pour illustrer le problème, le modèle représenté sur la Figure 2-7 a été considéré; on y voit un nœud émetteur équipé d'une mémoire de données (file d'attente de paquets de données) et d'un dispositif de stockage d'énergie.



**Figure 2-7. Modèle de communications sous la base de la récolte d'énergie [91].**

Dans le modèle de la Figure 2-7, il est supposé que la quantité d'énergie récoltable ainsi que la quantité des données soient aléatoires avec des conditions initiales d'énergie  $E_0$  et de données  $B_0$  connues. Pour définir le problème d'optimisation, la fonction de capacité de Shannon qui établit le lien entre la puissance de transmission et les données est considérée [96]. Le problème est ensuite formulé pour déterminer à chaque cycle de mesure, la puissance de transmission ou le débit optimal permettant de réduire le temps d'attente pour un nombre prédéterminé de paquets. De façon plus concrète il est question d'ajuster le plus de fois possible la puissance d'émission du WS avant la fin de la transmission.

Pour ce qui est du problème STTM, il est plutôt question de “*maximiser la quantité de données transmises pour une durée bien déterminée*”. Ce problème est beaucoup plus simple que celui défini dans le TTCM, car il ne s'intéresse qu'à la quantité d'énergie récoltée. Toutefois, il est à mentionner qu'aucun de ces deux problèmes ne s'intéresse à la façon dont l'énergie est récoltée et donc à la nature de la source primaire utilisée. De plus les solutions proposées dans les travaux mentionnés donnent lieu à des algorithmes de fonctionnement très complexes pour les PMM. Ces algorithmes impliquent de nombreuses commutations qui seraient également à l'origine de la consommation d'une partie de l'énergie récoltée.

Tout en s'intéressant à la nature de la source primaire, dans [84], un concept permettant d'améliorer la QoS est évoqué pour la première fois dans la conception des WS récolteurs d'énergie. Il s'agit du fonctionnement neutre en énergie plus connu sous son appellation anglaise Energy Neutral Operation (ENO). L'ENO est la condition de base dans la conception des PMM, car elle spécifie que l'énergie récoltée doit rester supérieure ou égale à l'énergie totale consommée par le WS. C'est la condition ENO qui permet de définir les trois modes de fonctionnement d'un PMM résumés dans [52] à savoir le HU, HSU et HUS. Plus spécifiquement, on distinguera les cas de suivants :

- dans les intervalles de temps où l'énergie récoltée est égale à la consommation du WS, le capteur transmet de l'information (HU).
- pendant les intervalles de temps où l'énergie récoltée est inférieure à la consommation du WS, le capteur stocke de l'énergie sans fournir de service (HSU).
- finalement si l'énergie récoltée est supérieure à la consommation du WS, alors le capteur transmet les données en continuant à stocker de l'énergie (HUS).

À la suite de [84], il est proposé dans [82], un des travaux majeurs de ces dernières années dans le domaine. Dans [82], il est premièrement défini les deux considérations à prendre en compte pour la conception des PMM à savoir l'ENO et de la QoS. Une deuxième étape dans [82] a été de classifier les sources d'énergie en plusieurs types définis comme dans le Tableau 2-5.

**Tableau 2-5. Classifications des sources primaires [82].**

Types de sources	Définitions	Exemples
Non contrôlable, mais prédictible	Source ne pouvant être contrôlée pour produire de l'énergie au moment souhaité, mais pouvant être modélisée pour prédire de la disponibilité attendue à un moment donné	Le soleil
Non contrôlable et non prédictible	Source ne pouvant être contrôlée pour générer de l'énergie lorsque cela est souhaité et donnant de l'énergie à des instants qui ne sont pas faciles à prévoir.	Vibration
Totalement contrôlable	De l'énergie peut être générée dès lors que cela est souhaité.	Les lampes de poche à alimentation autonome que l'utilisateur peut secouer pour générer de l'énergie chaque fois que cela est nécessaire.
Partiellement contrôlable	De l'énergie peut être générée par le concepteur ou les utilisateurs du système cependant la quantité d'énergie n'est pas entièrement déterministe	Ondes radiofréquences à cause du canal de propagation qui est dynamique.

La mise en évidence du caractère prédictible de certaines sources (le soleil en particulier) a donc suscité de nombreux travaux dans le domaine de la **prédiction de l'énergie récoltable** pour la conception des WS complètement autonomes [97-99]. Tous ces travaux considèrent l'énergie solaire et ont été facilités par l'accessibilité aux prévisions météorologiques couramment fournies pour différentes régions. Naturellement les avantages à pouvoir prédire avec précision la quantité d'énergie récoltable contribuent à faciliter la programmation du module PMM et à maximiser la

quantité de données dépendamment du moment considéré de la journée. Après cette vue globale des solutions, la section suivante expose la nouveauté et les principales contributions de cette thèse.

## 2.3. Nouveautés et principales contributions

### 2.3.1. Nouveautés

Comme reporté dans le Tableau 2-5 les spectres de vibrations mentionnés dans la littérature sont caractérisés par des fluctuations énormes [48, 100, 101] ce qui a permis dans [82], de classifier des vibrations comme une source non contrôlable et non prédictible. Ce travail se veut alors être le premier ou parmi les premiers à proposer un **prédicteur d'énergie récoltable des vibrations (PERV) pour la conception des WSs récolteurs d'énergie et répondant aux exigences actuelles de l'industrie 4.0**. Pour cela, les données des vibrations d'un processus industriel seront mesurées afin d'établir une base de données suffisamment importante permettant de minimiser le plus possible l'erreur de prédiction. La conception du prédicteur d'énergie permettra alors de maximiser la taille des données transmissible par le WS, lui assurant ainsi une QoS acceptable sans nécessiter des algorithmes complexes pour le PMM ou alors des circuits reconfigurables.

Pour assurer une meilleure QoS à un WSN utilisé pour contrôler l'ensemble d'un processus industriel, il est proposé un nouveau protocole appelé **Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie (PHEE)**. Ce protocole tient compte du fait que la capacité de récolte de chacun des WS du réseau dépend de son emplacement dans le processus. Il sera alors question de tirer avantage des progrès effectués ces dernières années dans la conception des récolteurs d'énergie radiofréquence pour favoriser des transferts d'énergie entre les différents nœuds du réseau. Une description de cette approche de solution est proposée dans la sous-section suivante.

### 2.3.2. Vue conceptuelle de la proposition

Étant donné que le contrôle de la plupart des procédés industriels nécessite plusieurs types de capteurs et donc un WSN, il va de soi que la quantité d'énergie récoltable dépendra à tout instant de l'emplacement du nœud dans le réseau. Ainsi d'un point de vue récolte d'énergie, le WSN **n'est pas homogène**; d'où la nécessité de définir une hiérarchie dans le réseau. L'approche de solution visera aussi la mise en place d'un système de transfert d'énergie d'un nœud, en supplément d'énergie vers un nœud en manque d'énergie afin de maximiser la QoS du réseau.

Dans l'architecture proposée, chaque WS sera équipé d'un système de transfert sans fil de puissance (en anglais, WPTS pour Wireless Power Transfer System) [102]. Cela permettra à tout

nœud ayant une énergie inférieure au minimum requis de recevoir de l'énergie d'un WS avec une capacité énergétique supérieure à celle requise pour assurer la QoS visée. L'architecture interne proposée, dans cette thèse pour chaque nœud est celle montrée sur la Figure 2-8. Cette figure met également en évidence la structuration du rapport de thèse qui sera détaillée dans la section suivante. Globalement, il est question de pouvoir prédire de l'énergie récoltée afin de maximiser la taille des données à transmettre.

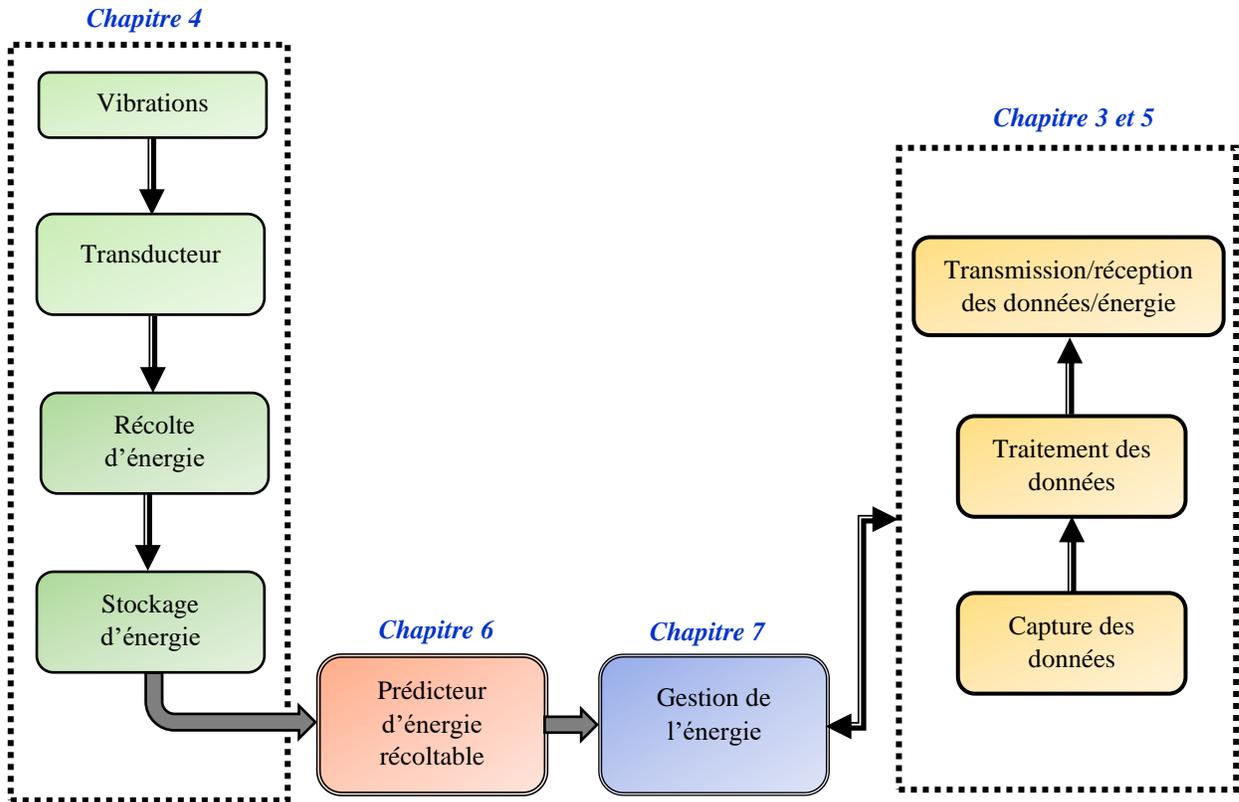


Figure 2-8. Architecture interne du WS récolteur d'énergie et organisation du rapport.

Pour ce qui est du réseau il consistera à un ensemble des nœuds répartis sur le processus sous contrôle. Toutefois à la différence du protocole LEACH conventionnel proposé dans [27], la hiérarchie des différents nœuds est établie en fonction du taux de récolte d'énergie définie par le prédicteur. Les WS avec une capacité de récolte supérieure à la QoS minimale seront qualifiés de WS autosuffisants tandis que les WS n'ayant pas suffisamment d'énergie seront des WS nécessaires. Notons par ces définitions que les conditions de fonctionnement de ce réseau ne sont pas statiques puisque la quantité d'énergie récoltable change à chaque cycle de mesures. Les deux types de nœuds ainsi définis sont illustrés sur la Figure 2-9, et le protocole de communication ainsi proposée est dénommé **Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie (PHEE)**.

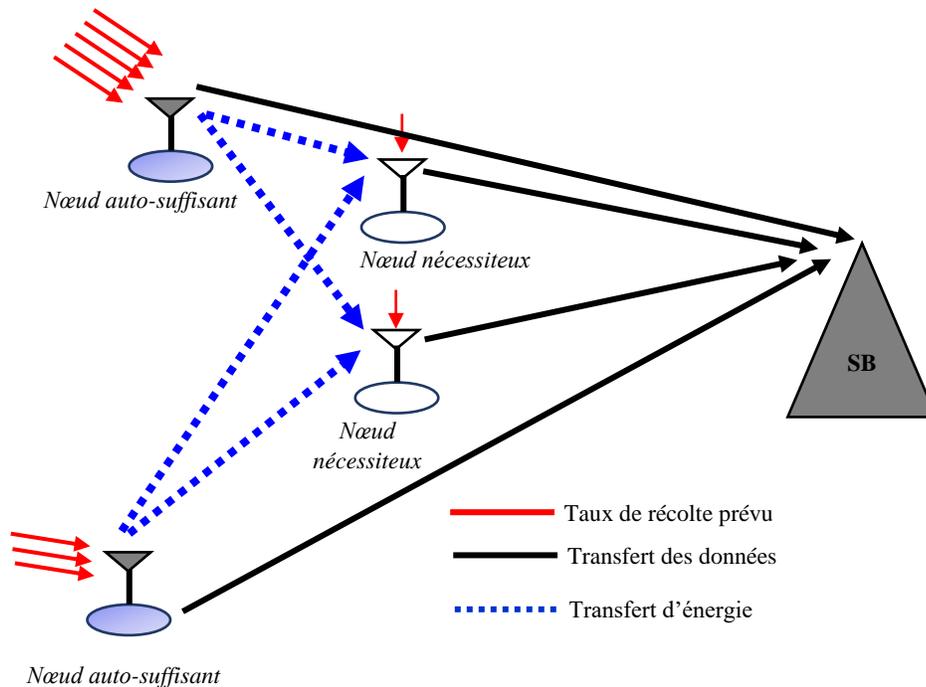


Figure 2-9. Principe de l'assistance énergétique.

Pour résumer ce qui précède, les deux contributions majeures de cette thèse sont la **conception d'un prédicteur de l'énergie récoltable des vibrations** et aussi la **conception d'un protocole de collaboration énergétique entre nœuds**. Après cette vue conceptuelle de la solution proposée, ce qui suit présente la structure de cette thèse.

## 2.4. Organisation de la thèse

Cette thèse est structurée autour de 8 chapitres dont les objectifs de certains sont illustrés sur l'architecture montrée sur la Figure 2-8.

- Le **chapitre 1** est une introduction générale à la thèse dans laquelle il est présenté la motivation, le contexte et la principale problématique de cette étude. Un examen des principales sources d'énergie a également été effectué afin de justifier le choix porté sur les vibrations dans cette étude.
- Le **chapitre 2** est un état de l'art sur les solutions proposées dans la littérature en vue de répondre à la problématique traitée dans cette thèse. Un accent particulier est porté sur la question de gestion efficace de l'énergie récoltée. Ce chapitre a pour objectifs de se positionner par rapport aux autres travaux et aussi de clairement définir les principales contributions de la thèse.

- Le **chapitre 3** est consacré à une étude de la consommation énergétique des capteurs sans fil. Il sera question de fournir un modèle de consommation assez complet prenant en compte la plupart des sources de dissipation négligées dans la littérature. Les sources de dissipation comme celle due à la formation des clusters dans une topologie de réseau en grappe seront également considérées dans le but de fournir une conception assez rigoureuse du nœud autonome. Les communications courtes distances seront traitées différemment du cas des communications longues distances basées sur la technologie LoRa. Cette étude permettra dans les deux chapitres suivants de proposer une évaluation des capacités en termes de quantité de données transmissible, des récolteurs d'énergie vibratoire ainsi que des récolteurs d'énergie radiofréquence.
- Le **chapitre 4** présente une discussion détaillée sur la conception des récolteurs d'énergie vibratoire. Les modes de transduction possible sont tout d'abord introduits puis comparés. Ensuite, il est traité de la modélisation des transducteurs piézoélectriques dans le but d'évaluer leurs capacités de récolte pour une source de vibration particulière.
- Le **chapitre 5** passe en revue les avancés dans le domaine de la conception des récolteurs d'énergie radiofréquence communément appelés *rectenna* (Rectifying Antenna) pour antenne redresseuse. Ces techniques de récolte d'énergie radiofréquence permettront, lors de la mise en place du protocole à équilibrage d'énergie de modéliser le transfert d'énergie aux nœuds nécessaires du réseau.
- Le **chapitre 6** reporte les résultats des mesures de vibration issus d'un procédé industriel minier. Ces données sont ensuite exploitées pour concevoir le Prédicteur d'Énergie Récoltable des Vibrations (PERV). Un historique de données assez larges sera utilisé afin de minimiser le plus possible les erreurs de prédiction.
- Le **chapitre 7** traite de la gestion efficace de l'énergie récoltée au niveau du réseau. Dans un premier temps les performances individuelles des différents WS pour répondre à un cahier de charge défini seront analysées. Ensuite il s'agira d'assurer le fonctionnement neutre en énergie du réseau. La question de QoS est définie en fixant une taille minimale de paquets pouvant être transmise par chaque WS. Les algorithmes de fonctionnement des différents types de WS du réseau sont également spécifiés.
- Le **chapitre 8** est la conclusion générale à ce travail; il résume la méthode de conception proposée en introduisant les différentes perspectives.

Pour terminer le présent chapitre, la section suivante rappelle les différents niveaux de contributions et par la ainsi que la liste des publications.

## 2.5. Types de contributions et publications

Globalement, cette thèse vise à fournir une solution d'alimentation fiable pour un WSN dédié aux applications industrielles. La solution proposée doit tenir compte des exigences de QoS tout en maintenant une EE acceptable. En considérant la description de la vue conceptuelle proposée dans la section 2-3, trois niveaux de contributions caractériserons ce travail.

- Une contribution de **niveau 1** est le plus bas niveau de contribution, elle vise principalement à l'évaluation des capacités des systèmes de récolte d'énergie. Il pourra s'agir aussi bien de l'énergie vibratoire que de l'énergie radiofréquence.
- Une contribution de **niveau 2** est une conception basée sur un niveau d'énergie issu des mesures expérimentales qui sont supposées homogènes tout au long des analyses sur la QoS.
- Enfin, une contribution de **niveau 3** est une contribution principale qui tient compte du caractère aléatoire de l'énergie récoltable et des exigences de QoS. Celle-ci peut se situer au niveau du capteur ou alors au niveau du réseau; elle peut aussi ne concerner que le prédicteur d'énergie.

En fonction des différents niveaux de contributions, les résultats présentés dans cette thèse ont été publiés et acceptés dans diverses conférences et journaux résumés dans le Tableau 2-6 de la page suivante.

## 2.6. Conclusion

Ce chapitre avait pour principal objectif de se positionner par rapport aux solutions actuellement proposées pour résoudre la problématique concernée par cette étude. Pour cela, un état de l'art sur la problématique des WSN autonomes en énergie qui concerne le caractère aléatoire de l'énergie récoltable des vibrations a été fourni. Il a été observé que les solutions sont orientées selon trois axes respectivement associés aux systèmes de récolte reconfigurables, à la minimisation de la consommation énergétique des WS et enfin à la gestion de l'énergie récoltée.

S'agissant du premier groupe de solutions, ce chapitre a permis de mettre en évidence le fait que les efforts effectués dans la conception des circuits arrivent à une impasse, car ceux-ci conduisent à des systèmes d'alimentation encombrants. Il a également été mis en évidence le fait que la question centrale reste aujourd'hui celle d'une gestion efficace de l'énergie récoltée. Un brief état

de l'art de ce domaine a alors permis de définir les nouveautés de cette thèse qui propose la conception d'un prédicteur d'énergie récoltable des vibrations (PERV) ainsi que de la mise en place d'un protocole hiérarchique à équilibrage d'énergie (PHEE). Les éléments concourant à la mise en place de ses solutions ont ensuite été considérés pour définir la structure du mémoire de thèse. Finalement les différentes publications issues de cette thèse ont été présentées après avoir défini une hiérarchie dans les niveaux de contributions. Conformément à la structuration du mémoire, il est proposé dans le chapitre suivant une estimation du niveau de consommation des WSs.

**Tableau 2-6. Publications de l'auteur**

	Contributions	Années	Niveau principal de contribution	Journal, conférence ou chapitre	Publiée/acceptée (Réf.)
1	Enslavement of wireless sensor network to an RF energy harvesting system	2017	2	Journal	Publié [103]
2	High efficiency rectifier for RF energy harvesting in the GSM band		1	Conférence	Publié [104]
3	Multiphysics Simulation of Piezoelectric Cantilever Beam: application in automobile		2	Journal	Publié [105]
4	A new approach to design autonomous wireless sensor node based on RF energy harvesting system	2018	3	Journal	Publié [106]
5	A new approach to design of RF energy harvesting system to enslave wireless sensor networks		2	Journal	Publié [107]
6	A Miniature Rectifier Design for Radio Frequency Energy Harvesting Applied at 2.45 GHz		1	Conférence	Publié [108]
7	Vibrational-Powered Vehicle's Mesh Wireless Sensor Network: Performance Evaluation		1	Conférence	Publié [109]
8	A selective rectifier for RF energy harvesting for IoT applications		1	Conférence	Publié [110]
9	A selective rectifier for RF energy harvesting under non-stationary propagation conditions		1	Conférence	Publié [111]
10	High Efficiency Voltage Doubler Rectifier Design for Harvesting ambient RF Energy		1	Conférence	Publié [112]
11	A Performance Analysis of Schottky Diode to support RF Energy Harvesting	2019	1	Conférence	Publié [113]
12	Analysis of Multi-Stage Voltage Doubler for RF Energy Harvesting		1	Conférence	Publié [114]
13	Cantilevered Piezoelectric Micro Generator Design Issues and Application to the Mining Locomotive		3	Journal	Publié [115]
14	Performances Comparison of Schottky Voltage Doubler Rectifier to support RF Energy Harvesting		1	Conférence	Publié [116]
15	Characterization a Rectifying Antenna under Non-Stationary Propagation Conditions		1	Conférence	Publié [117]

## Chapitre 2 : État de l'art et principales contributions

16	Design of 900 MHz Radiofrequency Energy Harvesting Circuit for the Internet of Things Applications	2020	1	Conférence	Publié [118]
17	Statistical Modeling of the Battery Recharging Time in RF Energy Harvesting for IoT Applications		1	Conférence	Accepté et présenté [119]
18	Matching Losses Evaluation in Voltage Doubler Rectifiers for High Efficiency Rectifying Antenna Design		1	Conférence	Accepté et présenté [120]
19	Analysis of Schottky Multistage Voltage Doubler Rectifiers for RF Energy Harvesting Applications		1	Conférence	Accepté et présenté [121]
20	A New Method to Design a Rectifying Antenna for Ambient RF Energy Harvesting		1	Conférence	Accepté et présenté [122]
21	Piezoelectric Energy Harvesting Prediction and Efficient Management for Industrial Wireless Sensor		3	Journal	Publié [123]
22	Radiofrequency Energy Harvesting for Wireless Sensor Node: Design Guidelines and Current Circuits Performance	2021	1	Chapitre	Publié [124]

## Chapitre 3

### Budget énergétique des capteurs sans fil

#### 3.1. Introduction

Dans ce chapitre, il est question de répertorier les principales sources de consommation d'énergie dans un WS. L'objectif est de fournir un modèle de consommation rigoureux qui puisse permettre de définir avec précision le cahier des charges du nœud. Deux cas de figure concourant à l'élaboration de la proposition de cette thèse seront traités tout au long du chapitre. Dans la section 3-2, partant de l'architecture du WS montrée sur la Figure 1-2, il sera défini les principales sources de dissipation d'énergie dans un WS. Il sera ensuite proposé dans la section 3-3, une comparaison entre les niveaux d'énergie considérés dans ce travail et ceux obtenus dans les précédents modèles établis ces dernières années [26, 27, 125]. Dans la section 3-4, un scénario beaucoup plus proche des applications actuelles de l'IoT est considéré; il s'agit du cas de la technologie LoRa/LoRaWan (Long-Range Communication Wide Area Network) qui une technologie à longue distance et à basse consommation. Les résultats obtenus dans la section 3-2 ont fait l'objet d'une partie de la publication référencée dans [106].

#### 3.2. Différentes sources de consommation d'énergie dans un WS

La principale contribution de ce chapitre est de quantifier de façon rigoureuse le budget énergétique d'un WS; ceci en considérant la plupart des sources de consommation qui sont couramment négligées dans les recherches précédentes. Ces sources de dissipation proviennent des trois blocs qui constituent le WS tels que montrés sur la Figure 1-2. En prenant en compte la nécessité de hiérarchiser le réseau, il ne sera présenté ici, que le cas de l'énergie consommée dans un protocole hiérarchique avec une rotation de la tête de cluster comme le cas du protocole LEACH [27]. Dans cette topologie, comparativement aux autres configurations de réseau (étoile et maillée), chaque WS ne transmet pas directement ses données à la Station de Base (SB), ce qui permet d'avoir une faible portée de communication. Cette faible portée contribue à minimiser la consommation du WS. Tout au long de ce chapitre, il sera considéré une topologie cluster à un seul niveau de hiérarchie combiné à la technique d'accès TDMA. Précisons que cette technique d'accès (TDMA) est la plus utilisée dans les topologies hiérarchiques étant donné que l'enjeu réside dans le choix de la tête de cluster [126].

S’agissant alors de la configuration hiérarchique, il ressort d’une synthèse des récents travaux dans le domaine que six sources de dissipations doivent être prises en compte dans l’estimation du budget énergétique du WS. Le Tableau 3-1 résume les principales contributions dans lesquelles ces sources de dissipations ont été considérées. Chacune de ces sources sera par la suite définie et exprimée en fonction des composants matériels du WS. Il est important de mentionner que les modèles proposés pour les différentes sources de dissipation listées dans le tableau ci-dessus, se subdivisent en deux grands groupes à savoir la modélisation “bloc matériel” [27, 106, 125] et la modélisation “d’état” [127-129]. La modélisation bloc matériel offre la possibilité de quantifier le budget énergétique du WS sur un cycle de mesure tandis que la modélisation état tient compte de la consommation des différents états (actif, écoute, veille) de chacun des blocs.

**Tableau 3-1. Sources de dissipation d’énergie dans un WS**

Sources de dissipation	[130]	[26, 27]	[131]	[132]	[125]	Ce travail [106]
Capture	–	–	√	–	√	√
Traitement	√	√	√	√	√	√
Communication	√	√	√	√	√	√
Commutation	–	–	–	√	√	√
Actionnement	–	–	–	–	√	√
Formation de cluster	–	√	–	–	–	√

### 3.2.1. Énergie dissipée pour la capture des données

L’unité de capture est l’interface avec le monde physique et pour acquérir des données d’une taille de  $b$  bits, l’énergie totale dissipée  $E_{\text{acqui}}(b)$ , inclut, l’énergie  $E_{\text{cap}}(b)$  pour la capture des données et l’énergie  $E_{\text{enr}}(b)$  pour l’enregistrement des données dans la mémoire. Dans [125], cette énergie est alors exprimée comme suit :

$$E_{\text{acqui}}(b) = \underbrace{b \cdot V_{\text{sup}} \cdot I_{\text{sens}} \cdot T_{\text{sens}}}_{E_{\text{cap}}(b)} + \underbrace{\frac{b \cdot V_{\text{sup}}}{8} (I_{\text{read}} \cdot T_{\text{read}} + I_{\text{write}} \cdot T_{\text{write}})}_{E_{\text{enr}}(b)} \quad (3 - 1)$$

Avec  $b$  qui représente la taille des données en bits,  $V_{\text{sup}}$  est la tension d’alimentation du capteur,  $I_{\text{sens}}$  est le courant de capture,  $T_{\text{sens}}$  est la durée pendant laquelle le capteur effectue la mesure.  $I_{\text{read}}$  est le courant pour la lecture d’un octet de données,  $T_{\text{read}}$  est la durée de lecture d’un octet de

données. Finalement,  $I_{write}$  et  $T_{write}$  représentent respectivement le courant pour l'écriture d'un octet de données et la durée nécessaire pour cette écriture.

Une modélisation état de l'unité de capture a été proposée dans [131, 133] et l'énergie nécessaire à l'acquisition des données est définie comme suit :

$$E_{acqui} = E_{on-off} + V_{sup} \cdot I_S \cdot T_S + E_{off-on} \quad (3 - 2)$$

Avec  $E_{on-off}$  et  $E_{off-on}$  qui représentent respectivement, les coûts énergétiques pour réveiller le capteur et pour le faire passer en mode veille.  $V_{sup}$  est la tension d'alimentation et le couple  $(I_S, T_S)$  représentent respectivement le courant consommé pendant la capture et la durée de capture.

### 3.2.2. Énergie dissipée pour le traitement des données

Le traitement des données inclut le traitement proprement dit et l'agrégation des données; et les deux ensembles représentent l'énergie dissipée dans le microcontrôleur  $E_{mic}(b)$ . Cette énergie inclut les pertes d'énergie par commutation et celles dues aux courants de fuite; elle est définie dans [125] comme suit :

$$E_{mic}(b) = b \cdot \left( N_{cyc} \cdot C_{avg} \cdot V_{sup}^2 + V_{sup} \left( \frac{N_{cyc}}{f} \right) \left( I_0 \cdot e^{\left( \frac{V_{sup}}{n_p \cdot V_t} \right)} \right) \right) \quad (3 - 3)$$

Avec  $N_{cyc}$  qui représente le nombre de cycles d'horloge par tâche,  $C_{avg}$  est la capacitance moyenne commutée par cycle,  $V_{sup}$  est la tension d'alimentation définie précédemment.  $f$  est la fréquence du capteur.  $I_0$  est le courant de fuite,  $n_p$  est une constante qui dépend du microprocesseur et  $V_t$  est la tension thermique.

Dans [27], il a été considéré une fusion des données au niveau de la tête de cluster afin de réduire la taille des données devant être transmises à la station de base. Le coût énergétique fixé pour l'agrégation des données désignée par  $E_{DA}$  dans [27] était de 5 nJ/bit/signal.

Trois états et cinq transitions, montrés sur la Figure 3-1 ci-dessous ont été définis dans [131, 134] pour établir un modèle état de dissipation dans l'unité de traitement.

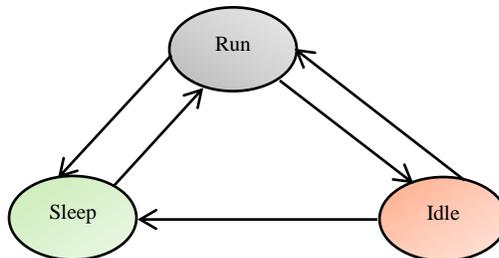


Figure 3-1. Diagramme de transition d'états de l'unité de traitement [131].

À partir du diagramme de la Figure 3-1, l'énergie totale dissipée dans le microcontrôleur est la somme des énergies d'état et de l'énergie des transitions; elle est alors définie comme suit :

$$E_{\text{mic}} = \underbrace{\sum_{i=1}^n P_{\text{mic-state}}(i) \cdot T_{\text{MIC-state}}(i)}_{\text{États}} + \underbrace{\sum_{j=1}^m N_{\text{mic-change}}(j) \cdot e_{\text{mic-change}}(j)}_{\text{Transitions}} \quad (3-4)$$

$n = 3$ , est le nombre d'états du processeur,  $m = 5$  est le nombre de transitions,  $i$  est l'état de fonctionnement du processeur,  $j$  est le type de transition d'état.  $P_{\text{mic-state}}(i)$  est la puissance consommée durant l'état  $i$ , elle peut provenir de la datasheet des composants.  $T_{\text{MIC-state}}(i)$  est la durée de l'état  $i$ .  $N_{\text{mic-change}}(j)$  est la fréquence de transition de l'état  $j$  et finalement  $e_{\text{mic-change}}(j)$  est la consommation énergétique d'une transition à un état  $j$ .

### 3.2.3. Énergie dissipée pour la transmission/réception des données

L'un des premiers travaux à avoir établi un modèle de dissipation pour la transmission des données est celui proposé dans [26]. Pour cela le modèle radio est basé sur la Figure 3-2. Comme montré sur cette figure, le nœud émetteur dissipe de l'énergie pour alimenter les circuits électroniques ainsi que lors du processus de pré amplification et d'amplification. Au niveau du nœud récepteur, le coût énergétique est essentiellement dû à l'alimentation du circuit électronique.

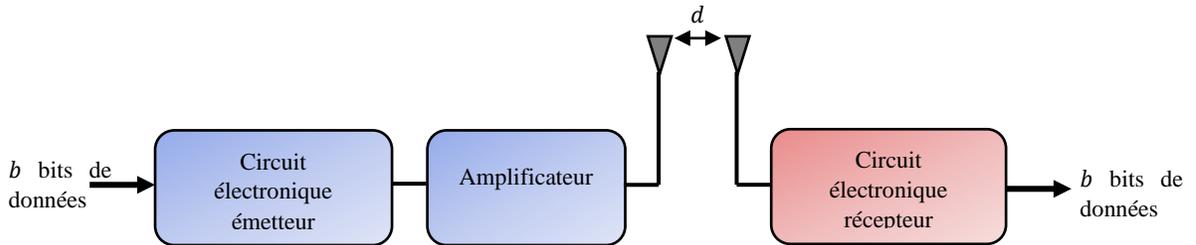


Figure 3-2. Modèle de dissipation d'énergie dans le module radio [26]

Selon la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur, le modèle en espace libre (perte de puissance en  $d^2$ ) ou alors le modèle d'évanouissement par trajets multiples (perte de puissance en  $d^4$ ) peut être considéré. Le coût énergétique dû à la transmission des données est alors défini comme suit :

$$E_{\text{tx}}(b, d) = \begin{cases} b \cdot (E_{\text{elec}} + \epsilon_{fs} d^2) & \text{si } d < d_0 \\ b \cdot (E_{\text{elec}} + \epsilon_{amp} d^4) & \text{si } d \geq d_0 \end{cases} \quad (3-5)$$

$d_0$  est la distance de référence définie par :

$$d_0 = \frac{4\pi\sqrt{L} \cdot h_r \cdot h_t}{\lambda} \quad (3-6)$$

Pour les équations (3-5) et (3-6),  $d$  est la distance entre l'antenne du WS émetteur et celle du WS récepteur.  $E_{elec}$  est l'énergie consommée par bit dans les circuits électroniques de l'émetteur et du récepteur.  $\epsilon_{fs}$  et  $\epsilon_{amp}$  représentent respectivement l'énergie dissipée dans l'amplificateur pour le modèle en espace libre et pour le modèle d'évanouissement par trajet multiple.  $L \geq 1$  est le facteur de perte du système qui est indépendant de la propagation.  $h_r$  et  $h_t$  représentent respectivement les hauteurs de l'antenne du WS récepteur et de l'antenne du WS émetteur.  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal utilisé pour la communication.

La communication du WS incluant aussi bien la transmission que la réception des données, le coût énergétique associé à la réception de  $b$  bits de données, est défini comme suit :

$$E_{rx}(b) = b \cdot E_{elec} \quad (3 - 7)$$

Dans la modélisation état, l'énergie due à la communication est définie dans [135, 136] comme suit :

$$E_{com} = E_{tx} + E_{rx} + E_{idle} + E_{sleep} + E_{off} \quad (3 - 8)$$

avec  $E_{com}$  qui représente l'énergie totale associée à la transmission et à la réception des données.  $E_{tx}$  est l'énergie consommée pour la transmission des données et est définie comme suit :

$$E_{tx} = \sum_{i=1}^{N_{tx}} P_{tx} \cdot b_i / R \quad (3 - 9)$$

où  $P_{tx}$  est la puissance consommée lors de la transmission (elle peut être obtenue de la fiche technique des composants).  $b_i$  est la taille des données du  $i^{\text{ème}}$  paquet transmis,  $N_{tx}$  est le nombre de paquets transmis,  $R$  est le taux de transfert des données en bits/s.

$E_{rx}$  dans l'équation (3-8) est l'énergie consommée pour la réception des données. Elle est définie dans [131] de la même manière que l'énergie pour la transmission des données soit :

$$E_{rx} = \sum_{i=1}^{N_{rx}} P_{rx} \cdot b_i / R \quad (3 - 10)$$

Avec  $P_{rx}$  qui est la puissance consommée durant la réception des données et fournie par la fiche technique des composants et  $N_{rx}$  est le nombre total de paquets reçus.

Les autres sources de dissipations d'énergie  $E_{idle}$ ,  $E_{sleep}$  et  $E_{off}$  dans l'équation (3-8) peuvent être obtenues des informations issues de la fiche technique des composants comme suit :

$$\begin{cases} E_{Idle} = P_{Idle} \cdot T_{Idle} \\ E_{Sleep} = P_{Sleep} \cdot T_{Sleep} \\ E_{Off} = P_{Off} \cdot T_{Off} \end{cases} \quad (3 - 11)$$

### 3.2.4. Énergie dissipée due à la commutation

Pour tenir compte des pertes causées par la commutation entre les différents états (Cf. Figure 3-1) dans les unités de traitement et de communication, dans le cas d'une modélisation bloc matériel, il a été défini dans [132] un rapport cyclique du nœud exprimé comme suit :

$$\alpha_{WS} = \frac{T_{transOn} + T_A + T_{transOFF}}{T_{transOn} + T_A + T_{transOFF} + T_S} \quad (3 - 12)$$

avec  $\alpha$  qui est le rapport cyclique du WS,  $T_{transOn}$  est la durée de la transition entre le mode sommeil et le mode écoute.  $T_{transOFF}$  est la durée de la transition entre le mode écoute et le mode sommeil.  $T_A$  est la durée de réveil du capteur et  $T_S$  est la durée du mode sommeil du capteur. Dans la plupart des travaux, il est supposé que  $T_A \ll T_S$ . Dans le cas d'un réseau hiérarchique avec le TDMA, ces différentes durées sont illustrées sur la Figure 3-3 ci-dessous qui représente le scénario de fonctionnement durant un cycle de mesure dans un réseau où chaque cluster comporte  $n$  nœuds.

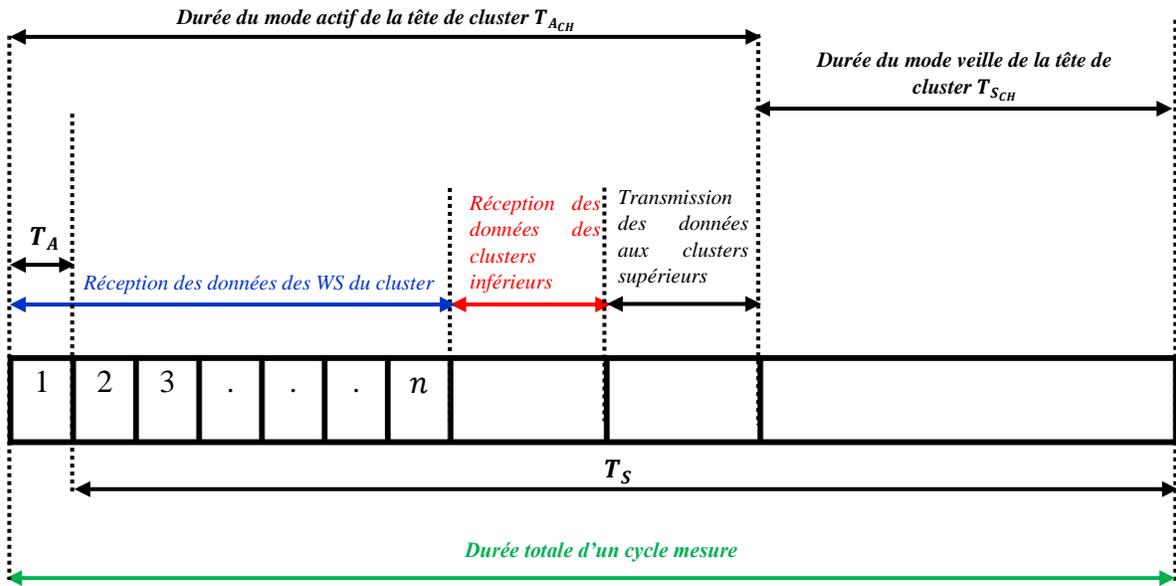


Figure 3-3. Temps actif et temps de sommeil de la tête de cluster pendant un cycle

Partant du graphique de la Figure 3-3, il a également été défini le rapport cyclique de la tête de cluster comme suit :

$$\alpha_{CH} = \frac{T_{transOn} + T_{ACH} + T_{transOFF}}{T_{transOn} + T_{ACH} + T_{transOFF} + T_{SCH}} \quad (3 - 13)$$

Avec  $T_{A_{CH}}$  et  $T_{S_{CH}}$  qui représentent respectivement les durées du mode actif et du mode veille de la tête de cluster. En fonction du rapport cyclique, les pertes d'énergie par commutation dans le WS et dans la tête de cluster sont définies dans [132] comme suit:

$$\begin{cases} E_{trans_{WS}} = T_A V_{sup} [\alpha_{WS} I_A + (1 - \alpha_{WS}) I_S] \\ E_{trans_{CH}} = T_{A_{CH}} V_{sup} [\alpha_{CH} I_A + (1 - \alpha_{CH}) I_S] \end{cases} \quad (3 - 14)$$

### 3.2.5. Énergie dissipée pour le pilotage d'un actionneur

Dans de nombreux procédés industriels, des capteurs sont utilisés pour la commande de certains actionneurs (vérin, moteurs, variateur de vitesse). Par exemple, un WS équipé d'un capteur de température pourrait être utilisé pour mettre en marche un moteur de ventilation. Comme décrit, l'énergie dissipée pour la commande est difficile à quantifier, car elle est étroitement liée à l'application considérée. En considérant que  $E_{act}$  soit l'énergie dissipée pour une commande et que le système nécessite  $N_{act}$  par cycle alors l'énergie totale utilisée pour mettre en marche les actionneurs sera définie comme suit :

$$E_{T_{act}} = E_{act} \cdot N_{act} \quad (3 - 15)$$

### 3.2.6. Énergie dissipée durant la phase de formation des clusters

L'énergie pour la formation des clusters est comme montrée dans le Tableau 3-1, négligée dans la plupart des recherches. Cette énergie comporte l'énergie dépensée par la tête de cluster (CH) pour communiquer son emplacement à la station de base, pour diffuser son statut aux autres nœuds dans le cluster et l'énergie dissipée par les différents nœuds pour écouter. La phase de formation est appelée phase d'installation (setup phase) [27]. Dans ce qui suit, il est proposé le coût énergétique pour une tête de cluster et celui associé à un WS ordinaire.

- Au niveau de la tête de cluster, la diffusion du statut se fait en utilisant le protocole MAC CSMA, l'énergie dissipée par le CH sera définie par :

$$E_{CH_{set-up\ phase}} = \underbrace{\frac{b_1}{\alpha} (E_{elec} + \epsilon_{amp} \cdot d_2^4)}_{\text{Envoi de son emplacement à la BS}} + \underbrace{\frac{b_1}{\alpha} \cdot E_{elec} \cdot \beta}_{\text{Écoute au ralenti}} + \underbrace{b_1 (E_{elec} + \epsilon_{fs} \cdot d_1^2)}_{\text{Avertir son statut aux WS dans son cluster}} \quad (3 - 16)$$

Dans cette expression,  $d_1$  est la distance moyenne entre le CH et les autres WS,  $d_2$  est la distance entre le CH et la station de base.  $\epsilon_{fs}$  et  $\epsilon_{amp}$  sont définis comme dans l'équation (3-5).  $b_1$  représente la taille en bits du paquet de contrôle [137],  $\beta$  représente le rapport entre l'énergie dépensée en

mode réception et celle dépensée en mode écoute et  $\alpha$  est le débit du CSMA non-persistent; il est défini dans [138] par :

$$\alpha = \frac{b_1 \cdot e^{(-a \cdot b_1)}}{(1 + 2a)b_1 + e^{(-a \cdot b_1)}} \quad (3 - 17)$$

avec  $a$  qui est le ratio entre le retard de propagation et la durée de transmission du paquet. Pour une taille de paquet de contrôle fixé à 200 bits et en prenant  $a = 0,01$  comme dans [138], la valeur de  $\alpha$  est alors de 0,132.

- Dans le cas d'un WS ordinaire (CM pour Cluster Member) du réseau, l'énergie dépensée pendant la phase d'installation est seulement due à l'écoute des données en provenance du CH; elle est alors exprimée par :

$$E_{CM_{set-up\ phase}} = \frac{b_1}{\alpha} \cdot E_{elec} \cdot \beta \quad (3 - 18)$$

avec  $\beta$  qui est comme dans l'équation (3-16), le rapport entre l'énergie dépensée en mode réception et celle dépensée en mode écoute. Dans [139], ce coefficient est compris entre 50 % et 100 %, il sera considéré égale à 0,85 dans la suite de ce chapitre.

En additionnant cette dépense énergétique jusqu'ici négligée dans la plupart des modèles, il sera établi un modèle plus complet de dissipation énergétique du WS; ce qui est nécessaire pour minimiser la probabilité de panne du réseau par défaillance énergétique.

### 3.3. Budget énergétique d'un réseau de capteurs sans fil dans une topologie hiérarchisée : cas du protocole LEACH

L'objectif de cette section est de quantifier l'impact des sources de dissipation telles que l'énergie consommée durant la phase de formation des clusters et l'énergie de commutation (très souvent négligées dans la plupart des travaux) sur la consommation énergétique totale du réseau. Cet impact sera illustré à travers une comparaison du modèle défini dans ce travail avec ceux proposés dans les travaux majeurs précédents.

Comme travaux majeurs, il est considéré ceux proposés dans [26, 27, 125] (Cf Tableau 3-1). De façon plus spécifique, dans [27], Heinzelman et al. ont considéré une topologie hiérarchique de réseau pour mettre en place, le protocole LEACH, qui est un protocole à faible consommation énergétique. L'objectif de ce protocole est d'effectuer une rotation de la tête de cluster à chaque cycle de mesure afin d'éviter l'épuisement de l'énergie d'une tête de cluster choisie une fois pour

toute. Comme montré dans le Tableau 3-1, dans le travail proposé par Halgamuge et al., il est considéré le même protocole en intégrant plusieurs sources de dissipation; ce qui en fait l'un des travaux les plus complets de ces dernières années. Avant de présenter les résultats des comparaisons, il est précisé dans ce qui suit les hypothèses de travail, ainsi que les sources d'énergie considérées.

### 3.3.1. Hypothèses et comportement des différents types de capteurs

Pour définir le modèle de consommation du WS dans un réseau, le modèle radio de la Figure 3-2 est considéré et les hypothèses raisonnables suivantes sont faites :

- le réseau est homogène, c'est-à-dire que les WS mesurent chacun, la même quantité de données et sont situés approximativement à la même distance  $d_1$  du CH.
- le modèle en espace libre (perte de puissance en  $d^2$ ) est considéré pour une communication à l'intérieur des clusters, tandis que le modèle de communication à évanouissement multiple (perte de puissance en  $d^4$ ) est considéré pour les échanges entre le CH et la station de base.
- la station de base est située à une distance suffisamment éloignée du réseau et tous les CH sont situés à approximativement une même distance  $d_2$  de celle-ci [27].
- le réseau comporte  $N$  capteurs uniformément répartis sur une superficie de  $M^2$ . Chaque cluster est circulaire et inclut  $N/k$  nœuds sur une surface de  $M^2/k$ ;  $k$  étant le nombre de clusters [27].
- La transmission des données à la station de base est à saut unique [125].
- Le CH est le "centre de gravité" de son cluster [26, 27].
- Tous les WS d'un cluster utilisent le protocole TDMA pour accéder à leur CH [69].
- L'énergie pour le contrôle-commande n'est pas considérée dans la comparaison.
- Le modèle de consommation considéré est le modèle bloc matériel.

Après ces hypothèses, les activités des deux types de nœuds (CM et CH) qui coexistent à chaque instant dans le réseau durant la phase stable sont montrées sur la Figure 3-4. Dans la suite, nous allons considérer les expressions des sources de dissipation définies dans la section précédente, ainsi que les différentes activités montrées sur la Figure 3-4, pour exprimer le coût énergétique associé à un CM et à un CH. Pour chacun des types de WS, l'énergie totale consommée sera exprimée comme la somme de la dissipation pendant la phase d'installation et de celle pendant la phase stable.

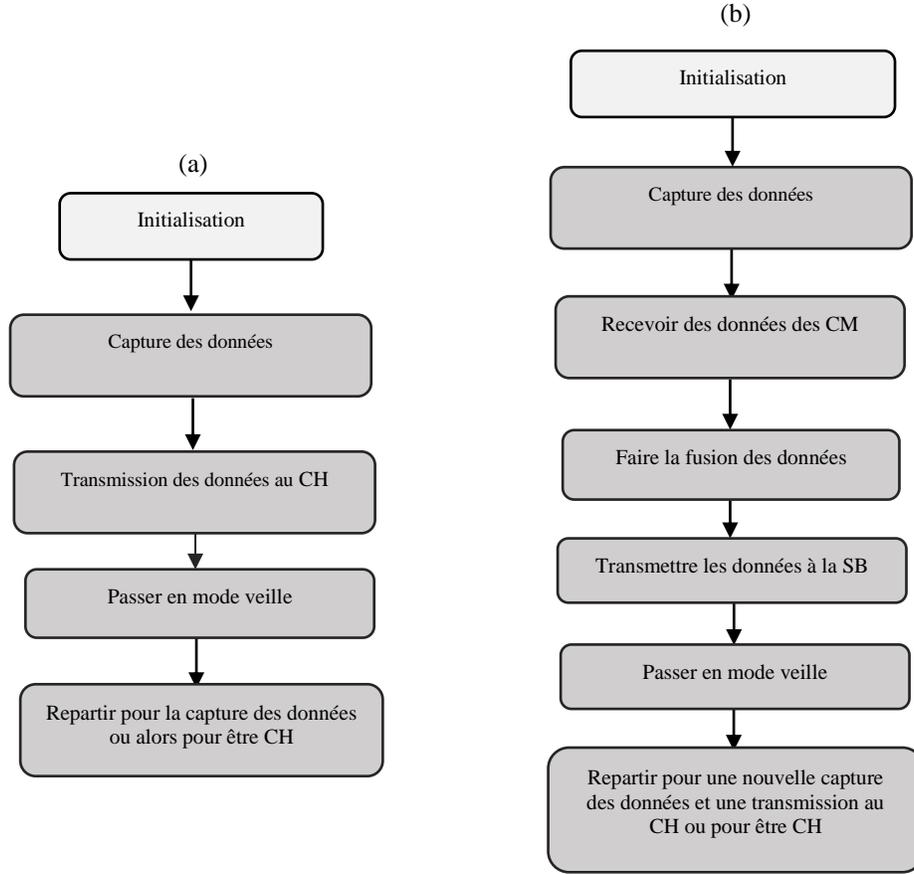


Figure 3-4. Activités pendant la phase stable. (a) du CM. (b) du CH.

### 3.3.2. Consommation énergétique du CM

Sous la base des activités représentées sur la Figure 3-4, le coût énergétique d'un nœud CM s'exprime comme suit :

$$E_{CM} = E_{CM_{\text{setup phase}}} + E_{\text{acqui}}(b) + E_{\text{txCM}}(b, d_1) + E_{\text{transCM}} \quad (3 - 19)$$

avec  $E_{\text{acqui}}$ ,  $E_{\text{txCM}}$  et  $E_{\text{transCM}}$  respectivement, définis par les équations (3-1), (3-5) et (3-14).  $E_{CM_{\text{setup phase}}}$  est la dissipation énergétique d'un CM durant la phase d'installation; elle est quantifiée par l'équation (3-18).

### 3.3.3. Consommation énergétique du CH

Sous la base des activités d'un CH, le coût énergétique qui lui est associé est défini comme suit :

$$E_{CH} = E_{CH_{\text{steady phase}}} + E_{\text{aquiCH}} + E_{\text{micCH}} + E_{\text{txCH}} + E_{\text{rxCH}} + E_{\text{transCH}} \quad (3 - 20)$$

où  $E_{\text{aquiCH}}$ ,  $E_{\text{micCH}}$ ,  $E_{\text{txCH}}$ ,  $E_{\text{rxCH}}$  et  $E_{\text{transCH}}$  sont exprimées respectivement par les équations (3-1), (3-3), (3-5), (3-7) et (3-14). En dehors de  $E_{\text{aquiCH}}$  et  $E_{\text{transCH}}$ , les expressions des autres

quantités d'énergie dissipées doivent être réécrites en fonction de la taille des données traitées par le CH; elles s'exprimeront alors comme suit :

$$\begin{cases} E_{\text{mic}_{\text{CH}}} = \frac{bN}{k} V_{\text{sup}} N_{\text{cyc}} \left( \frac{I_0}{f} e^{\frac{V_{\text{sup}}}{n_p V_t}} + C_{\text{avg}} V_{\text{sup}} \right) \\ E_{\text{tx}_{\text{CH}}} = \frac{bN}{k} (E_{\text{elec}} + \epsilon_{\text{amp}} \cdot d_2^4) \\ E_{\text{rx}_{\text{CH}}} = b \left( \frac{N}{k} - 1 \right) \cdot E_{\text{elec}} \end{cases} \quad (3 - 21)$$

$k$  est le nombre de clusters, les autres paramètres étant définis comme antérieurement.

$E_{\text{CH}_{\text{steady phase}}}$  dans l'équation (3-20) est l'énergie consommée par le CH durant la phase d'installation; elle est quantifiée par l'équation (3-16). Puisque le CH est le centre de gravité du cluster, la distance quadratique moyenne  $d_1$  entre le CH et chaque CM peut être défini comme suit :

$$E[d_1^2] = \iint d(x, y) \rho(x, y) dx dy = \iint r^2 \rho(r, \theta) r dr d\theta \quad (3 - 22)$$

où  $\rho(r, \theta)$  est la fonction de probabilité de densité conjointe. Puisque les capteurs sont distribués uniformément sur une superficie de  $M^2$ , on aura  $\rho(r, \theta) = \rho(x, y) = k/M^2$ , et dans le cas d'une surface circulaire comme dans [27], la distance quadratique moyenne d'un CM à son CH sera alors définie comme suit :

$$E[d_1^2] = \frac{k}{M^2} \int_0^{2\pi} \left( \int_0^{M/\sqrt{\pi k}} r^3 dr \right) d\theta = \frac{M^2}{2\pi k} \quad (3 - 23)$$

En substituant l'équation (3-23) dans l'équation (3-16), on obtient que l'énergie dissipée par le CH durant la phase d'installation soit définie comme suit :

$$E_{\text{CH}_{\text{set-up phase}}} = \frac{b_1}{\alpha} (E_{\text{elec}} + \epsilon_{\text{amp}} \cdot d_2^4) + \frac{b_1}{\alpha} \cdot E_{\text{elec}} \cdot \beta + b_1 \left( E_{\text{elec}} + \epsilon_{fs} \cdot \frac{M^2}{2\pi k} \right) \quad (3 - 24)$$

### 3.3.4. Consommation énergétique du réseau

À partir de la consommation d'énergie d'un CM et d'un CH, la dissipation énergétique totale du réseau désigné par  $E_{\text{WSN}}$ , s'exprimera comme suit :

$$E_{\text{WSN}} = k E_{\text{cluster}} = (N - k) E_{\text{CM}} + k E_{\text{CH}} \quad (3 - 25)$$

$E_{CM}$  et  $E_{CH}$  représentent respectivement, les dépenses énergétiques d'un CM et d'un CH, définies dans les deux sous-sections précédentes.  $E_{cluster}$  est l'énergie consommée dans un cluster et est exprimée comme suit :

$$E_{cluster} = \left(\frac{N}{k} - 1\right) E_{CM} + E_{CH} \quad (3 - 26)$$

En substituant toutes les expressions des sources de dissipation mise en jeu dans la consommation énergétique du réseau définie par l'équation (3-25), il est obtenu un coût énergétique total s'exprimant comme suit :

$$E_{WSN}(k) = \mathcal{A}k + \mathcal{B} + bN \left( V_{sup} N_{cyc} \left( \frac{I_0}{f} e^{\frac{V_{sup}}{n_p V_t}} + C_{avg} V_{sup} \right) + 2E_{elec} + \epsilon_{amp} \cdot d_2^4 + \frac{\epsilon_{fs} M^2}{2\pi k} \right) \quad (3 - 27)$$

Avec  $\mathcal{A}$  et  $\mathcal{B}$  définies comme montrés dans le système d'équations ci-dessous.

$$\begin{cases} \mathcal{A} = E_{transCH} - E_{transCM} - E_{elec}(2b - b_1) + \frac{b_1}{\alpha} (E_{elec} + \epsilon_{amp} \cdot d_2^4) \\ \mathcal{B} = N \left( E_{acquiCM} + E_{transCM} + E_{elec} \left( b + \frac{\beta \cdot b_1}{\alpha} \right) \right) - \frac{\epsilon_{fs} M^2}{2\pi} (b - b_1) \end{cases} \quad (3 - 28)$$

Le nombre optimal de cluster  $k_{opt}$  (associé au coût énergétique minimal) peut alors être déterminé en dérivant  $E_{WSN}(k)$  et en égalant le résultat à zéro. Ces deux opérations permettent de définir  $k_{opt}$  de la manière suivante :

$$k_{opt} = M \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{b \cdot \epsilon_{fs} \alpha}{\alpha b_1 E_{elec} + \alpha (E_{transCH} - E_{transCM}) + b_1 (E_{elec} + \epsilon_{amp} \cdot d_2^4) - 2b\alpha E_{elec}}} \quad (3 - 29)$$

À présent que le coût énergétique du réseau est quantifié, il est proposé dans la sous-section suivante une comparaison du modèle de consommation avec ceux obtenus dans les deux modèles considérés dans ce travail à savoir ceux dans [27, 125].

### 3.3.5. Paramètres d'évaluation et comparaison avec les résultats précédents

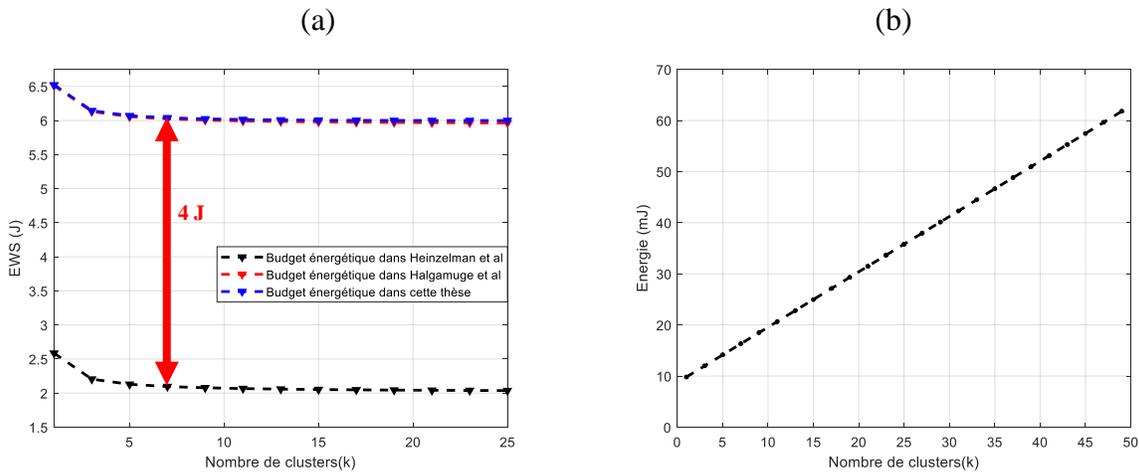
Cette sous-section propose une comparaison entre le modèle de consommation défini dans ce chapitre et les modèles dans [27, 125]. Les paramètres utilisés pour cette comparaison sont reportés dans le **Tableau A-1** de l'annexe A. La durée du mode veille ainsi que le courant consommé pour réveiller le capteur sont ceux du Mica2 Motes [140], les paramètres radio (temps de réveil et temps de veille) sont ceux du CC2520 de Texas Instruments [141]. Les durées du mode actif ( $T_{ACH}$ ) et

du mode sommeil ( $T_{SCH}$ ) d'un CH, sont définies dans le cas d'une synchronisation parfaite, à partir des durées correspondantes d'un nœud CM comme suit :

$$\begin{cases} T_{ACH} = \left(\frac{N}{k} - 1\right) T_{ACM} \\ T_{SCH} = T - T_{ACH} \end{cases} \quad (3 - 30)$$

Avec  $T_{ACM}$ , qui représente la durée du mode actif d'un nœud CM,  $T$  est la durée d'un cycle de mesure et  $T_{SCH}$  est la durée du mode sommeil du nœud CH.

Comme premier résultat, il est montré sur la Figure 3-5, les écarts d'énergie entre le modèle défini ci-dessus et les modèles de consommation récemment proposés.



**Figure 3-5. (a) Consommation du réseau durant un cycle en fonction du nombre de clusters. (b)Évolution de l'écart entre le modèle établi d'énergie et celui proposé par Halgamuge et al.**

Les résultats obtenus montrent un grand écart entre le modèle considéré par Heinzelman et al. [27]; cela se justifie par le fait que plusieurs sources de dissipation ont été négligées dans cette étude (cf Tableau 3-1). De façon plus spécifique, un écart d'environ  $4 J$  entre notre modèle et celui dans [27] est atteint. En comparaison avec le modèle proposé par Halgamuge et al. dans [125], les résultats montrent des niveaux de consommation qui se confondent presque. Ce résultat justifie le fait que le modèle dans [125] soit parmi les plus complets en termes de consommation énergétique des WS. Afin de mieux visualiser le décalage d'énergie entre le modèle proposé dans cette thèse et celui dans [125], l'évolution de cette différence en fonction du nombre de cluster est représenté sur la Figure 3-4 (b). On y observe des différences allant au-delà de  $60 mJ$  pour la plage considérée du nombre de clusters. Bien que cette différence soit assez faible aux alentours du nombre optimal de clusters, il faut tenir compte du fait qu'elle s'accumulerait avec la croissance des cycles de mesures.

De plus, cette différence peut s'avérer déterminante dans le cas d'une alimentation des WS par un processus de récolte d'énergie ambiante. Pour analyser davantage l'impact de la non-prise en compte de certaines sources de dissipation dans les précédents travaux, l'évolution du nombre optimal de clusters en fonction de la distance  $d_2$  entre le CH et la SB est proposée.

En considérant [27], le coût énergétique total proposé par Heinzelman et al. était défini comme suit :

$$E_{WSN-Hein} = b \left( 2N \cdot E_{elec} + NE_{micCH} + k\epsilon_{amp} \cdot d_2^4 + \epsilon_{fs} \frac{N M^2}{2\pi k} \right) \quad (3 - 31)$$

Dans ce cas, le nombre optimal de clusters était défini comme suit [27]:

$$k_{optHein} = \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_{amp}} \frac{M}{d_2^2}} \quad (3 - 32)$$

Dans le cas du travail proposé par Halgamuge et al. [125], le coût énergétique du réseau a été défini comme suit :

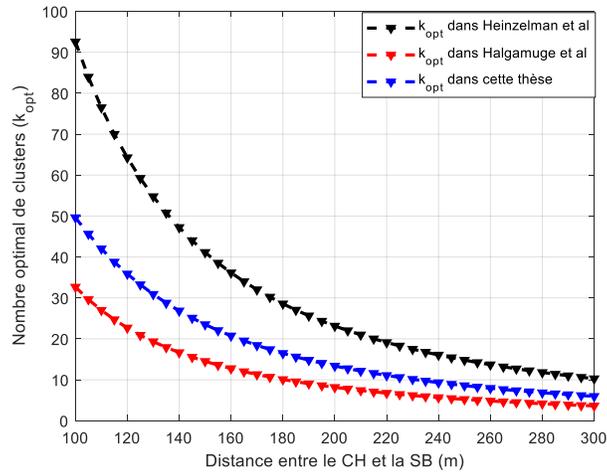
$$E_{WSN-Halg} = b \left( 2N \cdot E_{elec} + N \cdot E_{micCH} + d_2^4 \cdot \epsilon_{amp} \cdot k + E_{acquiCH} k + E_{transCH} k + \epsilon_{fs} \frac{M^2}{k} N + E_{transCM} N + E_{acquiCM} N \right) \quad (3 - 33)$$

Avec des clusters carrés, le nombre optimal de clusters en fonction de la distance a été défini comme suit [125]:

$$k_{optHalga} = \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{6}} \cdot \frac{M}{d_2^2} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{fs}}{\epsilon_{amp} + E_{acquiCH} + E_{transCH}}} \quad (3 - 34)$$

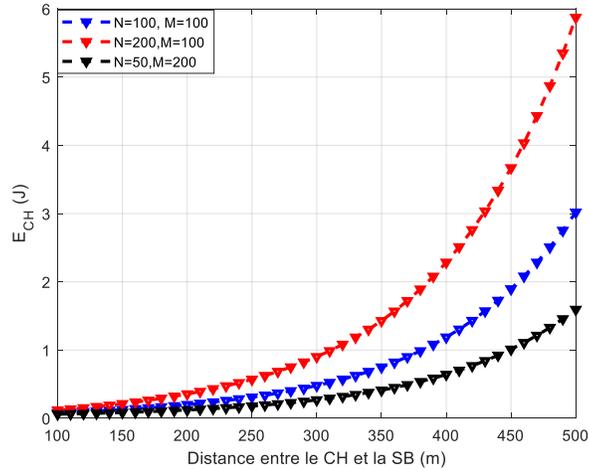
En considérant les équations (3-29) (3-33) et (3-34), la Figure 3-6 montre le nombre optimal de clusters en fonction de la distance entre la station de base et le réseau. Les résultats obtenus montrent que pour les paramètres d'évaluation considérés, la plage du nombre optimale de cluster dans cette étude est comprise entre 6 et 50. Dans le modèle proposé par Heinzelman et al. [27], il est indiqué :  $10 \leq k_{opt} \leq 93$ . Pour le cas du modèle de Halgamuge et al. [125], nous avons :  $4 \leq k_{opt} \leq 33$ . Ces résultats sont conforme à ceux obtenus dans [125] dans lequel le modèle proposé justifiait déjà le nombre optimal de clusters le plus bas. Relativement à ces deux modèles, nous pouvons constater dans le modèle proposé dans [27], qu'il y a une surestimation de 186 % et une sous-estimation de 151% pour le modèle proposé dans [125].

De plus en observant l'équation (3 – 29) , nous constatons que le nombre optimal de clusters augmente avec la taille  $b$  des paquets. Ceci est tout à fait logique, puisqu'en augmentant la taille des données, il est important d'augmenter le nombre de clusters afin d'éviter l'épuisement énergétique des CH qui auraient une quantité importante des données à traiter. On pourrait remarquer en observant les équations (3-32) et (3-34) que le nombre optimal de clusters ne dépend pas de la taille  $b$  des données [27, 125].



**Figure 3-6. Nombre optimal de clusters en fonction de la distance entre le CH et la SB**

Dans la perspective d'alimenter les différents WS du réseau par le processus de récolte d'énergie, on s'intéresse à la consommation énergétique d'un nœud CH, étant donné qu'elle est la plus élevée à chaque cycle de mesure. La Figure 3-7 représente la dissipation énergétique du CH en fonction de la distance qui la sépare de la SB pour différentes densités du réseau. Premièrement on constate un besoin énergétique pouvant atteindre  $6 J$  si le réseau est situé à  $500 m$ . Il serait difficile de garantir un tel niveau d'énergie au nœud sur la base du processus de récolte d'énergie ambiante. À titre illustratif, en considérant un système de récolte capable de fournir  $5.57 \mu W$  comme dans [63], alors il faudrait attendre environ  $300 h$  avant que le WS soit capable de transmettre des données. Un tel délai ne pourrait être accepté pour la plupart des applications de l'IoT. On peut également remarquer que le besoin énergétique du CH augmente avec le nombre  $N$  de nœuds dans le réseau ce qui est logique, car le nombre de données à traiter augmente également. Ce résultat confirme aussi le fait que le coût énergétique associé à la transmission des données soit le plus élevé; cette source de dissipation est évaluée à 51 % de la consommation de tout le réseau dans [142].



**Figure 3-7. Coût énergétique d'un nœud CH en fonction de la distance entre le réseau et le point de collecte**

Ce qui précède a permis de valider certains résultats proposés dans la littérature ces dernières années et d'effectuer de nouvelles constatations. Il a par exemple été établi que le nombre optimal de clusters ne dépend pas seulement des dimensions et de la densité du réseau, mais aussi de la taille considérée pour les paquets.

Il a été considéré la plupart des sources de dissipations afin de réduire la probabilité de panne du capteur autonome. Les analyses ont également confirmé le fait que le coût énergétique associé à la communication soit le plus élevé. Pour une distance allant jusqu'à 500 m, le capteur aurait besoin d'une énergie de 6 J (cf Figure 3-7) avec les paramètres considérés. Notons que cette demande très élevée n'a pas été mise en évidence dans les travaux référencés dans [27, 125]. Car dans [27] par exemple, la portée maximale était de 185 m tandis que cette portée est seulement de 145 m dans [125]. En considérant ces valeurs, le besoin énergétique d'un nœud CH est réévalué sur la Figure 3-8. On constate alors que la demande maximale peut atteindre tout au plus 350 mJ et en considérant dans ce cas le microgénérateur piézoélectrique proposé dans [63], les données pourraient être transmises toutes les 17 h. Toutefois, pour une si faible portée, une analyse économique pourrait aboutir au fait qu'il soit bénéfique d'utiliser des capteurs câblés plutôt que des WS récupérateurs d'énergie.

Cette limite fondamentale pour les communications courtes portées dans le cas des WS récupérateurs d'énergie pour IoT, a alors suscité ces dernières années la conception de nouveaux modules radio à grande portée et faible consommation; c'est le cas des capteurs communicants avec le protocole LoRa et LoraWan qui est présenté dans la section suivante.

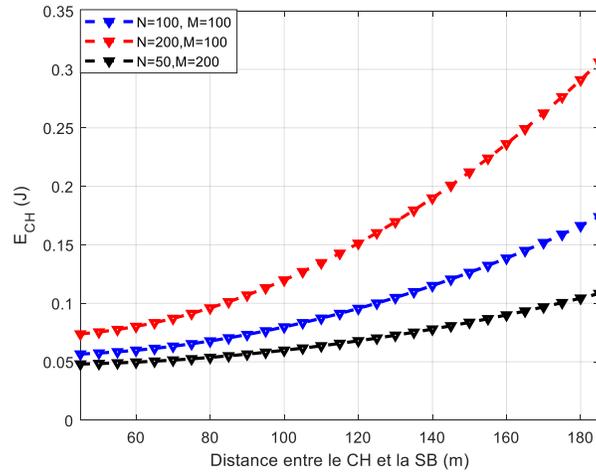


Figure 3-8. Coût énergétique d'un nœud CH pour une portée comprise entre 45 m et 185 m

### 3.4. Modèle de dissipation dans la technologie LoRa/LoRaWAN

Les résultats de la section précédente ont permis de mettre en évidence une forte consommation énergétique pour la transmission des données à la SB lorsqu'on utilise un coupleur radio de courte portée comme le CC2520 de Texas Instruments [141]. Pour surmonter cette limite, de nouveaux protocoles de communication adaptés aux besoins des applications de l'IoT ont été développés ces dernières années. Parmi ces solutions, on peut citer le Long-Range Wide Area Network (LoRaWAN) [143], le Narrowband IoT (NB-IoT) [144], Sigfox [145]. Ces technologies de communication se regroupent sous le grand ensemble appelé Low-Power Wide-Area Networks (LPWAN) et visent deux objectifs à savoir des communications économes en énergie avec une portée plus étendue [146]; une revue de ces différents protocoles a été proposée dans [146-148]. Les LPWAN sont classifiés en deux grands groupes; le premier groupe qui comporte le LoRaWAN et le Sigfox utilise des spectres de fréquences exempts de licence comme les bandes ISM. Pour le deuxième groupe comportant le NB-IoT, les données sont transmises dans les bandes de fréquences sous licence et la technologie en bande étroite peut co-exister en LTE ou GSM [148].

L'étude comparative proposée dans [147] a permis d'établir que Sigfox et LoRa sont avantageux en termes de durée de vie et de capacité tandis que le NB-IoT offre des avantages en termes de délais de traitement. Une durée de vie élevée traduisant une faible consommation énergétique, il sera considéré pour cette thèse la technologie LoRa et une description de celle-ci est proposée dans la sous-section qui suit.

### 3.4.1. Description de technologie LoRa/LoRaWAN

LoRa/LoraWAN comme son nom l'indique est une technologie de communication à longue portée (de type étoile) et à faible consommation. Cet objectif général s'accompagne des objectifs spécifiques tels que la suppression des répéteurs, la réduction des coûts associés aux appareils, l'amélioration de la capacité du réseau, l'augmentation de la durée de vie de la batterie ainsi que de la possibilité à pouvoir supporter un grand nombre d'appareils [149]. Pour atteindre cet objectif, dans la technologie LoRa, il est utilisé la modulation CSS (Chirp Spread Spectrum) qui est basée sur un étalement de spectre [150]. Cela consiste à transmettre le signal sur une largeur spectrale plus grande que l'ensemble des fréquences qui le composent.

Il existe trois modes de fonctionnement des équipements LoRa; ces modes dénommés classes A, B et C sont ainsi définis selon les besoins de l'application. Les appareils de classes A et B sont normalement alimentés par une batterie tandis que les appareils de classe C sont alimentés sur le secteur [151]. La différence entre ces trois modes de fonctionnement réside dans la réception des paquets et est illustrée sur la Figure 3-9.

- Dans la classe A, les appareils ont deux fenêtres de réception très courtes après la transmission d'un paquet. Juste après les réceptions, l'appareil se met en mode veille afin d'économiser de l'énergie. Cette classe est celle qui a la plus faible consommation énergétique.
- Dans la classe B, en plus des fenêtres de réception présentes dans la classe A, des fenêtres de réception supplémentaires (PNG : ping slot) à intervalles programmés sont ouvertes. La communication est autorisée à travers l'envoi d'une trame beacon de synchronisation par la SB.
- Les appareils de classe C ne sont généralement pas alimentés par la batterie; c'est pour cela que leur module radio est continuellement en mode réception lorsqu'ils ne transmettent pas eux-mêmes des données. La classe C offre ainsi un service de transmission avec un temps de latence le plus faible comparé aux autres classes [152].

Dans cette thèse, il sera considéré le modèle de consommation pour le cas des appareils de classe A qui est la plus économe en énergie et dans la sous-section suivante, le budget énergétique de la chaîne de transmission du module radio LoRa est quantifié.

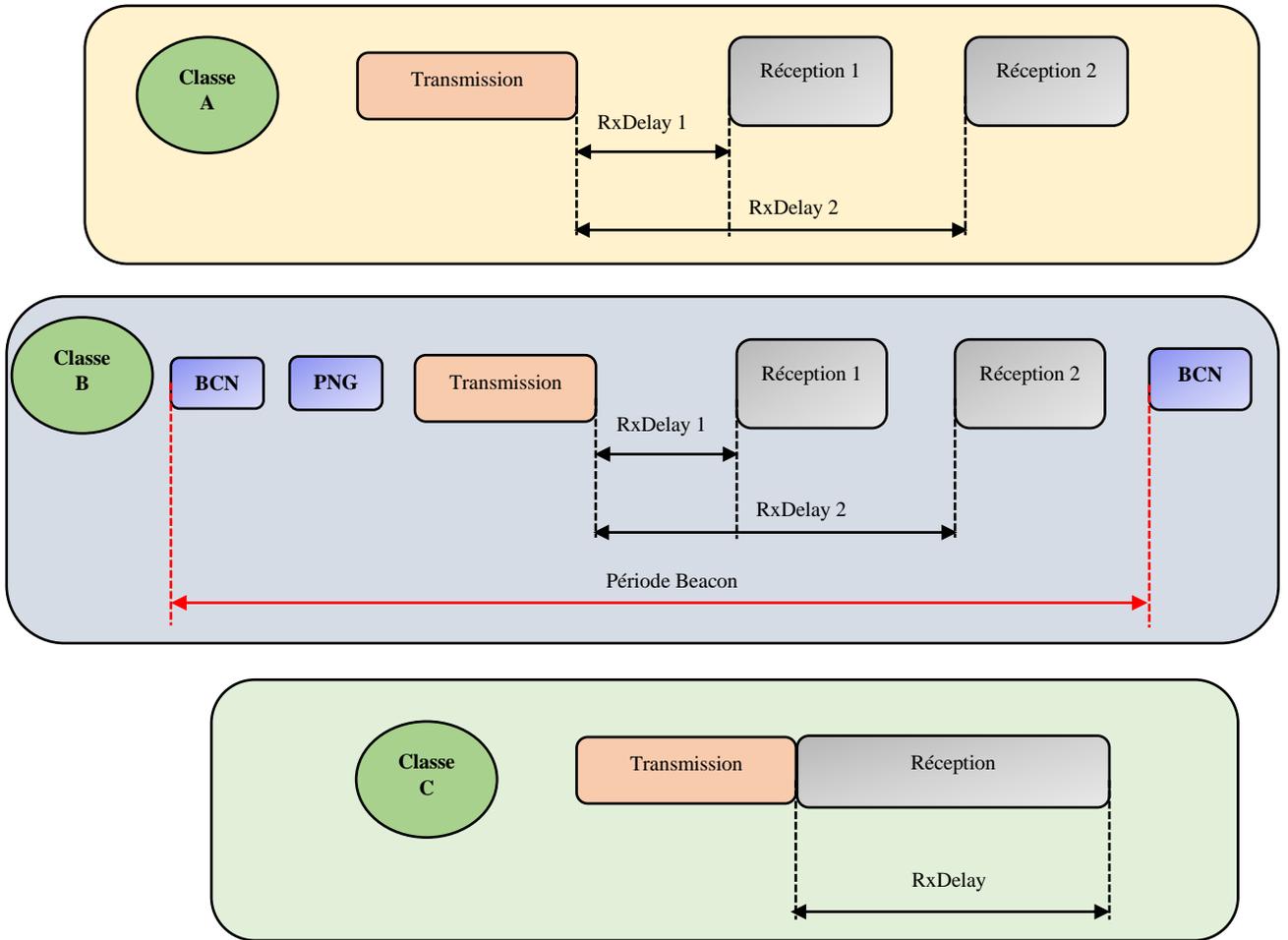


Figure 3-9. Différentes classes LoRaWAN [151]

### 3.4.2. Dissipation énergétique du module radio dans la technologie LoRa/LoraWAN

Dans cette sous-section, le budget énergétique associé à la transmission des données dans le cas du module radio LoRa est quantifié. Des précédents travaux, quatre paramètres sont utilisés pour configurer une modulation LoRa [146, 151, 153]. Il s'agit de la fréquence de la porteuse, du facteur d'étalement, de la bande passante et du taux de codage.

- La fréquence de la porteuse (CF pour Carrier Frequency) est la fréquence centrale utilisée pour la transmission entre l'émetteur et le récepteur. Elle est comprise entre 2.4 GHz et 2.5 GHz en Amérique.
- Le facteur d'étalement (SF pour Spreading Factor) représente le nombre de bits par symbole et sa valeur est un nombre entier plus petit que 12.

- La bande passante (BW pour BandWidth) est la largeur de bande dans laquelle s'effectue la transmission. Pour des transmissions rapides, une bande élevée est préférable. S'il est nécessaire d'avoir plutôt une grande portée, dans ce cas la valeur de la BW doit être la plus petite des valeurs possibles.
- Finalement, le taux de codage pour (CR pour Coding Rate) s'exprime comme suit :

$$CR = \frac{4}{4 + n} \quad (3 - 35)$$

$n$  étant un entier compris entre 1 et 4. Un CR élevé, implique une augmentation du temps de transmission.

L'un des paramètres importants dans la technologie LoRa est la durée de transmission d'un paquet notée  $T_{oA}$  (pour Time on Air); cette durée dépend du contenu de la trame LoRa. En considérant le coupleur radio LoRa SX1280 [154], la trame LoRa pour une taille des paquets, variable est représentée sur la Figure 3-10. Un préambule est nécessaire pour la synchronisation des données entre les nœuds. L'entête optionnel toujours codé avec un CR de  $\frac{4}{8}$  est utilisée pour indiquer la taille de la charge utile (payload). Finalement, un contrôle de redondance cyclique (CRC pour Cyclic Redundancy Check) est envoyé à la fin de la trame.

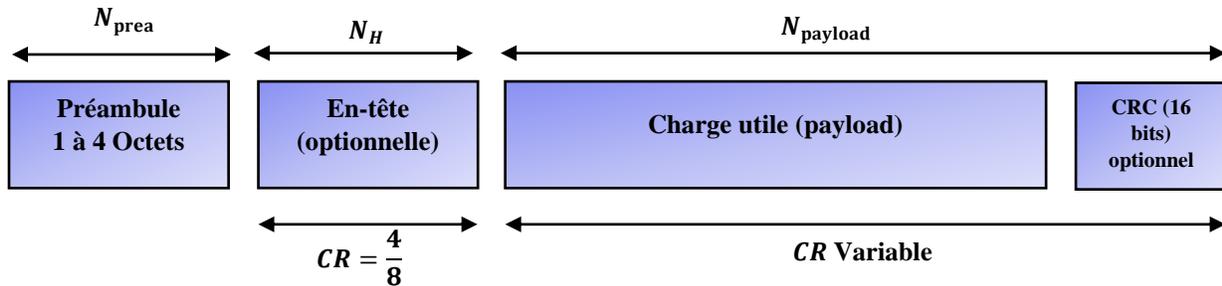


Figure 3-10. Format d'une trame LoRaWAN avec une taille de paquet variable [154]

En fonction des éléments montrés sur la Figure 3-10, et des caractéristiques d'une transmission LoRa, la durée de transmission  $T_{oA}$  est définie dans [154] comme suit :

$$T_{oA} = \frac{2^{SF}}{BW} N_{sym} \quad (3 - 36)$$

avec  $SF$  qui est le facteur d'étalement compris entre 5 et 12.  $BW$  est la bande passante en  $kHz$ ,  $T_{oA}$  est la durée de transmission en  $ms$  et  $N_{sym}$  est le nombre de symboles dont le calcul diffère selon les paramètres de la modulation [153].

$$N_{\text{sym}} = \begin{cases} N_{\text{prea}} + 6.25 + 8 + \text{ceil} \left( \frac{\max(b + 16 - 4.SF + N_{\text{ent}}, 0)}{4.SF} \right) & \text{si } SF < SF7 \\ N_{\text{prea}} + 4.25 + 8 + \text{ceil} \left( \frac{\max(b + 16 - 4.SF + 8 + N_{\text{ent}}, 0)}{4.SF} \right) & \text{si } SF7 \leq SF \leq SF10 \\ N_{\text{prea}} + 4.25 + 8 + \text{ceil} \left( \frac{\max(b + 16 - 4.SF + 8 + N_{\text{ent}}, 0)}{4.(SF - 2)} \right) & \text{si } SF > SF10 \end{cases} \quad (3 - 37)$$

où  $b$  représente le nombre de bits dans la charge utile.  $SF$  est le facteur d'étalement,  $N_{\text{prea}}$  et  $N_{\text{ent}}$  représentent respectivement le nombre de symboles dans le préambule et le nombre de symboles dans l'entête.

Connaissant la puissance de transmission  $P_{\text{tx}}$  et la durée de transmission  $T_{oA}$ , on peut à présent évaluer l'énergie dissipée pour la transmission des données  $E_{\text{txLoRa}}$ , comme suit :

$$E_{\text{txLoRa}} = P_{\text{tx}} \cdot T_{oA} \quad (3 - 38)$$

En considérant l'expression de  $T_{oA}$  définie dans l'équation (3-36), celle du coût énergétique associé à la transmission des données devient :

$$E_{\text{txLoRa}} = \frac{P_{\text{tx}} \cdot 2^{SF} \cdot N_{\text{sym}}}{BW} \quad (3 - 39)$$

Où  $N_{\text{sym}}$  est le nombre de symboles contenus dans le paquet et évalué par l'une des équations définies dans le système d'équations (3-37). La puissance de transmission  $P_{\text{tx}}$  est liée à la portée maximale de l'émetteur LoRa.

Pour évaluer la portée maximale de l'émetteur LoRa, on doit tenir compte de la sensibilité  $S_R$  du récepteur qui représente la puissance minimale nécessaire permettant de détecter le signal émis. Cette sensibilité est fournie par la datasheet et dans le cas du coupleur radio LoRa SX1280, elle est de  $-132 \text{ dBm}$  [154].

La sensibilité  $S_R$  correspond à la puissance reçue dans le bilan de liaison entre l'émetteur et le récepteur LoRa. En considérant le modèle de propagation Path-loss, le facteur d'affaiblissement  $L_{\text{path}}$  est défini comme suit :

$$L_{\text{path}} = \left( \frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c} \right)^2 \cdot d^n \quad (3 - 44)$$

avec  $f_{\text{LoRa}}$ ,  $c$ ,  $n$  et  $d$  qui représentent respectivement, la fréquence utilisée, la célérité de la lumière, l'exposant des pertes par trajet et la distance entre l'émetteur et le récepteur LoRa. En supposant

qu'il n'y a pas de gain d'antenne, la sensibilité s'exprimera en fonction du facteur d'affaiblissement  $L_{\text{path}}$  et de la puissance d'émission  $P_{\text{tx}}$  comme suit :

$$S_R = \frac{P_{\text{tx}}}{\left(\frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c}\right)^2 \cdot d^n} \quad (3 - 45)$$

Ainsi la puissance de transmission est liée à la portée de transmission  $d$  comme ci-dessous :

$$P_{\text{tx}} = S_R \left(\frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c}\right)^2 \cdot d^n \quad (3 - 46)$$

Finalement, la substitution de (3-46) dans l'équation (3-39) permet d'exprimer le coût énergétique associé à une transmission LoRa de la manière suivante :

$$E_{\text{tx}_{\text{LoRa}}} = \left(\frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c}\right)^2 \frac{S_R \cdot d^n \cdot 2^{SF} \cdot N_{\text{sym}}}{BW} \quad (3 - 47)$$

En considérant cette équation, il est représenté sur la Figure 3-11, la dissipation énergétique du WS en fonction de la distance de transmission.

- Sur la Figure 3-11 (a), on obtient que moins de 1.5 mJ sont suffisants pour transmettre des données jusqu'à 2 km de distance dans un espace libre ( $n = 2$ ) ceci avec un facteur d'étalement de 12. On peut également observer que seulement 53.48  $\mu\text{J}$  permettent au nœud capteur de communiquer des données d'une taille de 512 bits à 2 km pour un SF de 7.
- Sur la Figure 3-11 (b), on constate que l'augmentation de la bande passante, permet de minimiser davantage le coût énergétique associé à la transmission des données dans un espace libre. Par exemple, seulement 43.8  $\mu\text{J}$  suffisent pour transmettre des données jusqu'à 2 km pour un SF de 10.
- Le résultat montré sur la Figure 3-11 (c) considère le cas d'une transmission dans une zone avec plusieurs obstacles ( $n = 4$ ). On constate que la demande énergétique est considérablement importante avec cette valeur de  $n$ . Par exemple il faut jusqu'à 4.2 J pour transmettre des données à 1 km pour un SF de 5. Cette demande énergétique est fortement atténuée en considérant la plus grande valeur de la BW (1625 kHz) fournie dans la fiche technique [154], car il est obtenu que 0.53 J suffiront pour transmettre des données à 1 km.

D'un point de vue global, les résultats ci-dessus montrent que plusieurs possibilités s'offrent à nous pour minimiser la dépense énergétique associée à la transmission des données. Pour davantage illustrer l'apport de la technologie LoRa, il est par la suite quantifié le coût énergétique total d'un nœud CH dans un protocole LEACH utilisant la technologie LoRa.

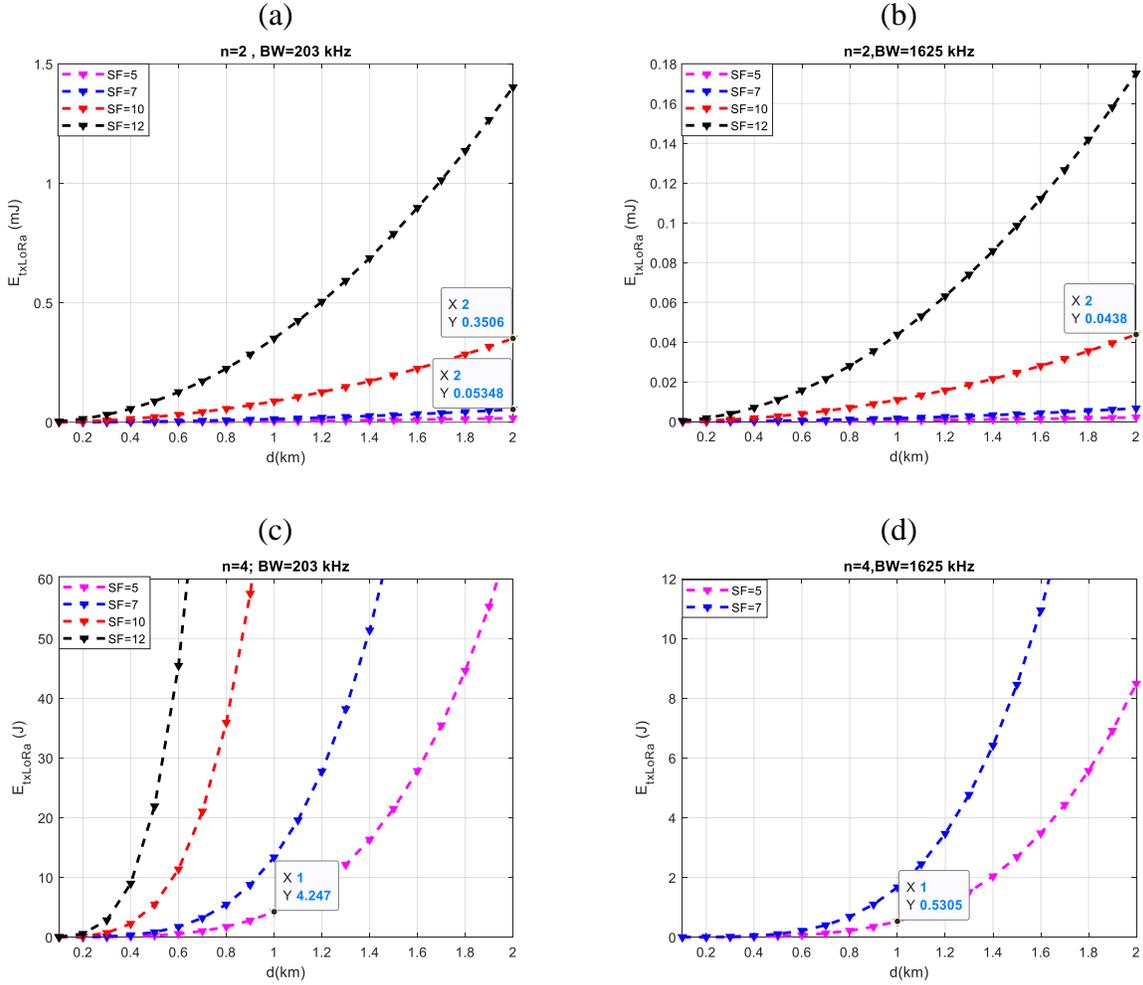


Figure 3-11. Énergie nécessaire pour une transmission à une distance  $d$

### 3.4.3. Budget énergétique d'une tête de cluster dans un protocole Leach avec des modules radio LoRa

Dans cette sous-section il est quantifié comme dans la section précédente la consommation énergétique d'un nœud CH dans un réseau où chaque nœud est équipé d'un émetteur-récepteur LoRa. Partant des constats dans les résultats de la section précédente, il sera négligé, l'énergie consommée pendant la phase d'installation ainsi que les pertes de commutation. Ainsi, selon les scénarios de fonctionnement montrés sur la Figure 3-4, les coûts énergétiques d'un nœud CM ( $E_{CMLoRa}$ ) et d'un nœud CH ( $E_{CHLoRa}$ ) seront exprimés comme ci-dessous :

$$\begin{cases} E_{CMLoRa}(b, d_1) = E_{acqui}(b) + E_{txCMLoRa}(b, d_1) \\ E_{CHLoRa}(b, d_1, d_2) = E_{acqui}(b) + E_{micCH} + E_{txCHLoRa}(b, d_2) + E_{rxCH} \end{cases} \quad (3-48)$$

Avec  $d_1$  qui est la distance séparant le nœud CH du nœud CM; elle est définie comme dans l'équation (3-23).  $d_2$  est la distance entre le CH et la SB,  $E_{\text{acqui}}(b)$  est l'énergie nécessaire à la capture de  $b$  bits de données et définie par l'équation (3-1).  $E_{\text{txCMLoRa}}(b, d_1)$  est l'énergie dissipée pour la transmission de  $b$  bits de données à l'intérieur d'un cluster; en tenant compte de l'expression de  $d_1$ , elle est définie comme suit :

$$E_{\text{txCMLoRa}}(b, d_1) = \left( \frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c} \right)^2 \frac{S_R \cdot M^2 \cdot 2^{SF} \cdot N_{\text{sym}}}{2\pi k \cdot BW} \quad (3 - 49)$$

$E_{\text{micCH}}$  dans l'équation (3-48), est l'énergie nécessaire au traitement de  $b$  bits de données dans le cas du nœud CH, elle sera définie comme dans [27] comme suit :

$$E_{\text{micCH}} = \frac{bN}{k} E_{DA} \quad (3 - 50)$$

$E_{DA} = 5$  nJ/bit/signal est l'énergie pour la fusion des données.

$E_{\text{txCHLoRa}}(b, d_1, d_2)$  dans l'équation (3-48) est l'énergie pour la transmission des données à la SB et elle est définie par l'équation (3 - 51) lorsqu'on suppose une fusion parfaite des données :

$$E_{\text{txCHLoRa}}(b, d_2) = \left( \frac{4\pi f_{\text{LoRa}}}{c} \right)^2 \frac{S_R \cdot d_2^4 \cdot 2^{SF} \cdot N_{\text{sym}}}{BW} \quad (3 - 51)$$

$E_{\text{rxCH}}$  dans l'équation (3-48) est l'énergie dissipée par le CH pour recevoir les données des CM. Cette source de dissipation est exprimée comme dans l'équation (3-21).

En utilisant alors l'équation (3-48), le coût énergétique du nœud CH pour une distance pouvant aller jusqu'à 3 km; ceci pour un SF de 5 et une bande passante de 1625 kHz est représenté ci-dessous. Globalement, l'augmentation du nombre de clusters permet de minimiser la demande énergétique du nœud CH ce qui est logique, car cette augmentation contribue à diminuer la taille des données traitées par chaque cluster. En comparant les résultats obtenus ici avec ceux montrés sur la Figure 3-7, on constate que 55 mJ seulement sont nécessaires avec un émetteur LoRa pour transmettre des données jusqu'à 3 km. Tandis qu'avec l'émetteur de courte portée comme le CC2520 de Texas Instruments, 6 J auraient été nécessaires pour une transmission à seulement 500 m (Cf. **Figure 3-7**). Cette différence peut contribuer grandement à l'amélioration de la QoS d'un WSN récolteur de l'énergie ambiante proposé dans de récents travaux comme [155, 156]. Le modèle énergétique proposé dans cette section sera considéré dans le chapitre 7 de cette thèse pour proposer une méthode de gestion efficace de l'énergie récoltée, ceci respectivement au niveau du nœud et au niveau du réseau.

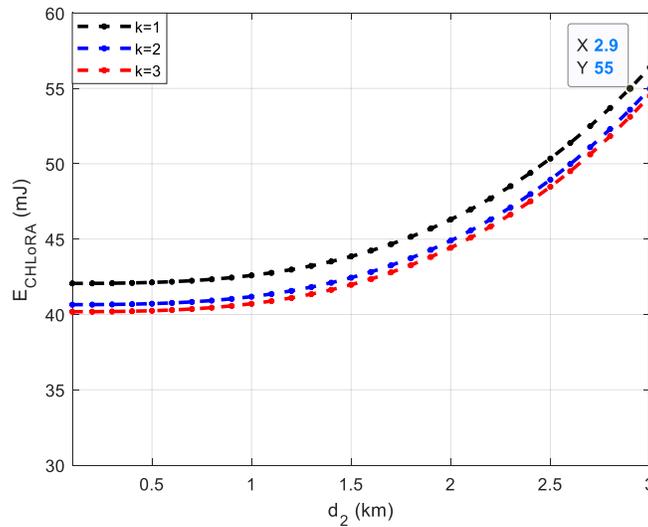


Figure 3-12. Coût énergétique d'un nœud CH pour une portée allant jusqu'à 3 km

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question de répertorier les principales sources de dissipation d'énergie dans un WS. Dans un premier temps, nous avons considéré les modèles de consommation proposés dans la littérature en passant en revue les différentes sources de dissipation tout en intégrant les sources couramment négligées. Cette partie du chapitre a permis d'établir que le nombre optimal de clusters dans un protocole LEACH soit également une fonction de la taille  $b$  des données à traiter. Ceci est un résultat n'ayant pas été mis en évidence dans les précédents modèles.

Dans un deuxième temps, il a été considéré un réseau avec des nœuds équipés d'un émetteur-récepteur LoRa/LoraWan. Cela a permis de minimiser davantage le coût énergétique associé à la transmission des données. Dans la suite de ce rapport, il est proposé une discussion approfondie sur la conception des récolteurs d'énergie vibratoire.

## Chapitre 4

# Discussion détaillée sur la conversion des vibrations en énergie électrique

### 4.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, il a été question de quantifier la dissipation énergétique d'un WS. Le présent chapitre a pour but d'analyser la chaîne de conversion des vibrations en énergie électrique. Une revue des différentes modélisations des transducteurs piézoélectrique sera proposée et celle-ci permettra de quantifier plus tard dans le chapitre 6, l'énergie récoltable des vibrations issues d'un procédé industriel réel. Ce chapitre est organisé de la manière suivante : dans la section 4-2, sont présentés les concepts généraux sur le processus de récolte de l'énergie des vibrations. La section 4-3 est consacrée à l'étude du transducteur pour la conversion des vibrations et la section 4-4 traitera de la mise en forme de l'énergie récoltée. Une conclusion est proposée dans la section 4-5 pour rappeler les objectifs du présent chapitre et introduire le chapitre suivant. Les principaux résultats de ce chapitre ont fait l'objet de la publication dans [115].

### 4.2. Concepts généraux sur le processus de récolte de l'énergie vibratoire

Le choix porté sur l'énergie des vibrations comme source primaire d'alimentation des WS dans le contexte industriel a été justifié au chapitre 1 de cette thèse. Naturellement, les performances globales de la chaîne de conversion sont étroitement liées aux caractéristiques des vibrations incidentes [157]. Ainsi dans cette section, partant des caractéristiques des vibrations, il sera tour à tour présenté le modèle générique de conversion des vibrations en énergie électrique, les différents mécanismes de conversion et finalement les différentes étapes de conversion.

#### 4.2.1. Quelques spectres de vibrations

De nombreux travaux de recherche ont analysé les caractéristiques des vibrations en termes de fréquence et d'amplitude d'accélération. La Figure 4-1 montre quelques spectres de vibrations prélevés sur différent type de véhicules. Pour chacun des spectres, la fréquence fondamentale et le pic d'accélération, atteints sont mentionnés.

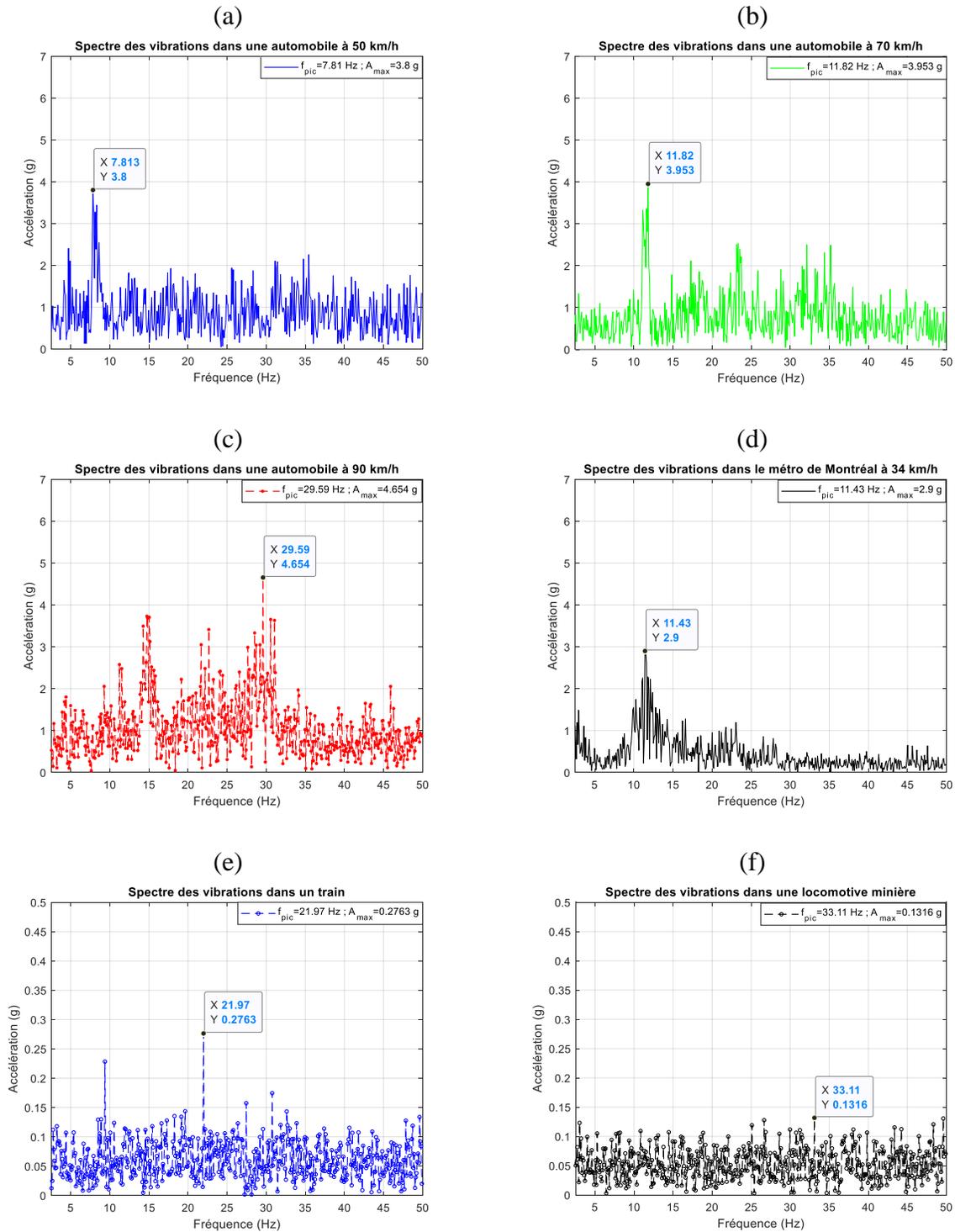


Figure 4-1. Spectres des vibrations mesurées sur divers véhicules

Les mesures reportées sur la Figure 4-1 sont obtenues en utilisant la fonction accéléromètre triaxial d'un iPhone [158]. Les données sont échantillonnées à une fréquence de 100 Hz et la transformée de Fourier rapide (FFT pour Fast Fourier Transform) est utilisée pour les analyses.

Plusieurs séries de mesures ont été effectuées pour chaque type de véhicule et l'accéléromètre est installé sous un siège de passager. Les spectres de vibrations dans le cas du métro et du train montrent que l'énergie est essentiellement concentrée sur une seule fréquence qui se déplace dans le temps et qui dépend fortement du régime du moteur et de la vitesse du train. Les mesures pour l'automobile sont effectuées sur un même trajet à des vitesses différentes et les spectres obtenus sont beaucoup plus chaotiques, car en plus de la vitesse de l'automobile, les vibrations sont également influencées par l'état de la route. Comme mentionné au chapitre 2 de ce rapport, pour de tels spectres, le collecteur doit être large bande [159-161]; cela s'accompagne malheureusement, d'une augmentation de la taille des circuits.

Plusieurs autres sources de vibrations ont également été analysées dans [48] afin de proposer les fréquences fondamentales de celles-ci. Ces analyses sont un préalable nécessaire, car pour une récolte optimale, la fréquence de résonance du transducteur doit correspondre à la fréquence fondamentale des vibrations ciblées [157].

#### 4.2.2. Modèle générique de conversion des vibrations en énergie électrique

Il s'agit du modèle proposé par William et al. [157] qui est un système de second ordre faisant correspondre aux vibrations incidentes  $y(t)$ , une sortie qui est un déplacement relatif  $z(t)$  d'une masse sismique comme montré sur la Figure 4-2.

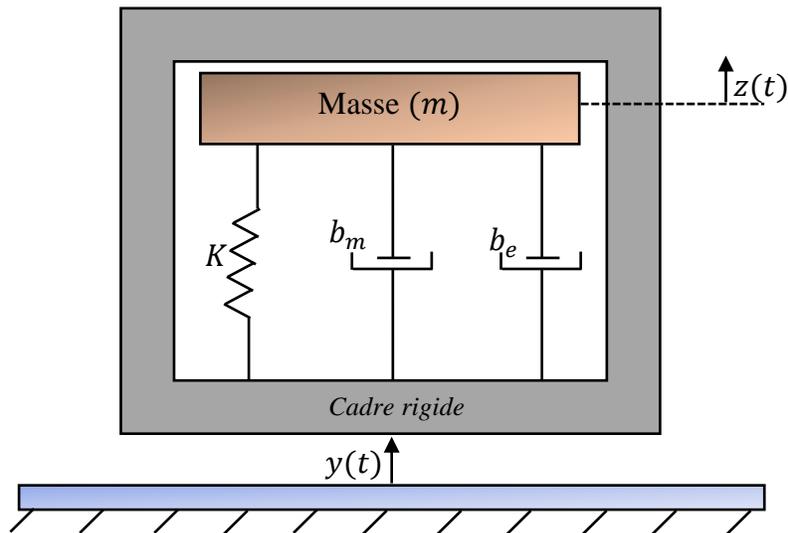


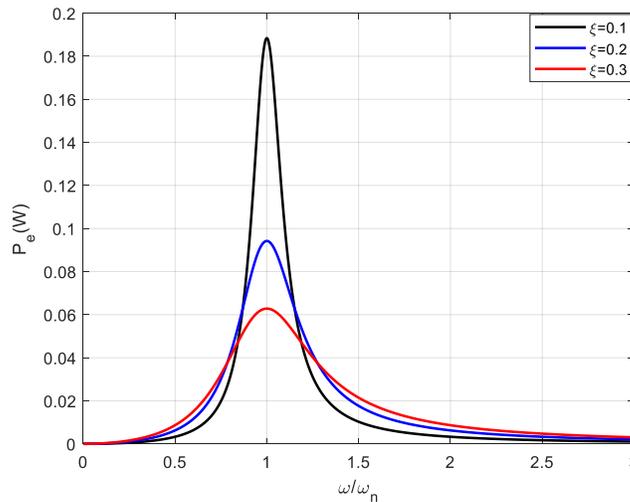
Figure 4-2. Modèle générique d'un convertisseur de vibrations.

Sur la Figure 4-2,  $K$  est la rigidité du ressort,  $m$  est la masse sismique équivalente et  $b_m$  et  $b_e$  représentent respectivement l'amortissement mécanique et électrique. À partir de ce modèle, ceci

pour une excitation sinusoïdale, la puissance électrique générée par le système est exprimée dans [162] de la manière suivante :

$$P = \frac{m\xi Y^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) \omega^3}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right]^2} \quad (4 - 1)$$

où  $\omega_n$  et  $Y$  sont respectivement la fréquence de résonance et l'amplitude des vibrations.  $\xi$  est le facteur d'amortissement ( $\xi = b/2m\omega_n$ ). La Figure 4-3 représente un exemple de réponse fréquentielle de la puissance électrique pour plusieurs valeurs d'amortissement électrique. Il en résulte que le maximum de puissance est atteint à la résonance d'où la nécessité avant toute conception de déterminer les caractéristiques des vibrations ambiantes.



**Figure 4-3. Réponse fréquentielle de la puissance électrique générée pour  $A = 0.4 \text{ m/s}^2$ ,  $\omega_n = 94.2 \text{ rad / s}$  et  $m = 5 \text{ g}$**

En posant  $\omega = \omega_n$  dans l'équation (4-1), la puissance maximale récupérable est définie comme suit :

$$P_{\max} = \frac{mY^2 \omega^3}{4\xi} \quad (4 - 2)$$

Cette expression peut enfin être écrite en fonction de l'accélération incidente  $A$  avec  $A = \omega^2 Y$  de la manière suivante :

$$P_{\max} = \frac{mA^2}{4\xi \omega_n} \quad (4 - 3)$$

La puissance maximale récupérable est alors proportionnelle au carré de l'amplitude de l'accélération incidente. Dans ce qui suit, les principaux mécanismes de conversion de la puissance mécanique en puissance électrique sont présentés.

### 4.2.3. Principaux mécanismes de conversion de l'énergie vibratoire

Il existe trois principaux moyens de conversion de l'énergie mécanique des vibrations en énergie électrique : électrostatique, électromagnétique et piézoélectrique. Ces différentes techniques de piégeage de l'énergie vibratoire ont été détaillées dans [163]. Dans cette sous-section, nous présentons le principe opératoire de chacune de ces techniques de conversion.

#### 4.2.3.1. Le transducteur électrostatique

Les transducteurs électrostatiques convertissent l'énergie vibratoire par la variation d'une capacité; c'est d'ailleurs pourquoi ils sont qualifiés dans la littérature de transducteurs capacitifs [49]. Le principe de conversion est montré sur la Figure 4-4.

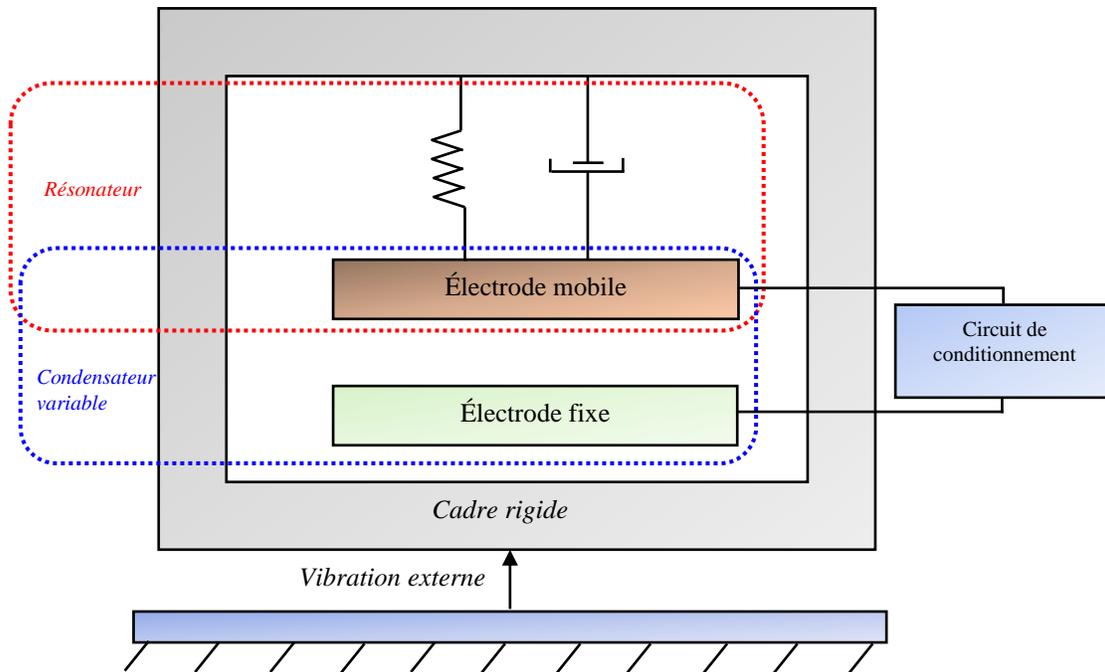


Figure 4-4. Principe de conversion électrostatique des vibrations

La Figure 4-4 comporte un résonateur, une capacité variable et un circuit pour le conditionnement de l'énergie électrique [164]. Une des armatures du condensateur est mobile et en se déplaçant, elle fait varier la capacité du dispositif. En alimentant la capacité variable par un générateur, sa variation permettra d'amplifier l'énergie de la source d'alimentation et donc d'en produire. L'expression de l'énergie produite est définie dans [163] comme suit:

$$E = \frac{1}{2} V_{\text{alim}}^2 (C_{\text{max}} - C_{\text{min}}) \frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}} \quad (4 - 4)$$

avec  $E$  qui représente l'énergie produite,  $V_{\text{alim}}$  la tension d'alimentation,  $C_{\text{max}}$  et  $C_{\text{min}}$  étant respectivement les capacités maximale et minimale. Il est important de constater de l'équation (4-4) que la conversion des vibrations par ce mode de transduction nécessite de disposer d'une première source d'énergie ce qui est un inconvénient pour des alimentations voulues complètement autonomes.

#### 4.2.3.2. Le transducteur électromagnétique

Dans la transduction électromagnétique, les domaines mécanique et électrique sont liés à travers la loi de Faraday. En plaçant  $N$  boucles d'un circuit fermé dans un champ magnétique, une tension  $v_{\text{em}}$  est induite et s'exprime en fonction de la variation du flux magnétique  $\phi$  (en weber) comme suit :

$$v_{\text{em}} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (4 - 5)$$

Le flux magnétique  $\phi$  est lié à la densité magnétique  $\vec{B}$  (en Tesla) par :

$$\phi = \int_s \vec{B} \cdot \vec{ds} \quad (4 - 6)$$

avec  $\vec{ds}$  qui représente un élément de surface. En combinant alors les équations (4-5) et (4-6) l'expression, de la tension induite devient :

$$v_{\text{em}} = -N \frac{d}{dt} \int_s \vec{B} \cdot \vec{ds} \quad (4 - 7)$$

L'équation (4-7) montre que la tension induite est obtenue soit en faisant varier  $\vec{B}$ , ou en faisant varier  $\vec{ds}$  ou alors les deux. Partant des vibrations ambiantes, la configuration utilisée est montrée sur la Figure 4-5. Un aimant permanent suspendu au-dessus de la bobine d'induction est attaché au cadre à travers le ressort. Les vibrations externes vont alors causer des oscillations dans la position de l'aimant, entraînant de ce fait une variation du flux magnétique dans le temps; donnant ainsi lieu à la tension induite. Le principal avantage des transducteurs électromagnétiques est leur densité de puissance relativement élevée [165]. Cependant, dans une étude menée dans [166] il est montré qu'une tension en circuit ouvert de 100 mV ne peut pas être obtenue avec un transducteur de moins d'un  $cm^3$

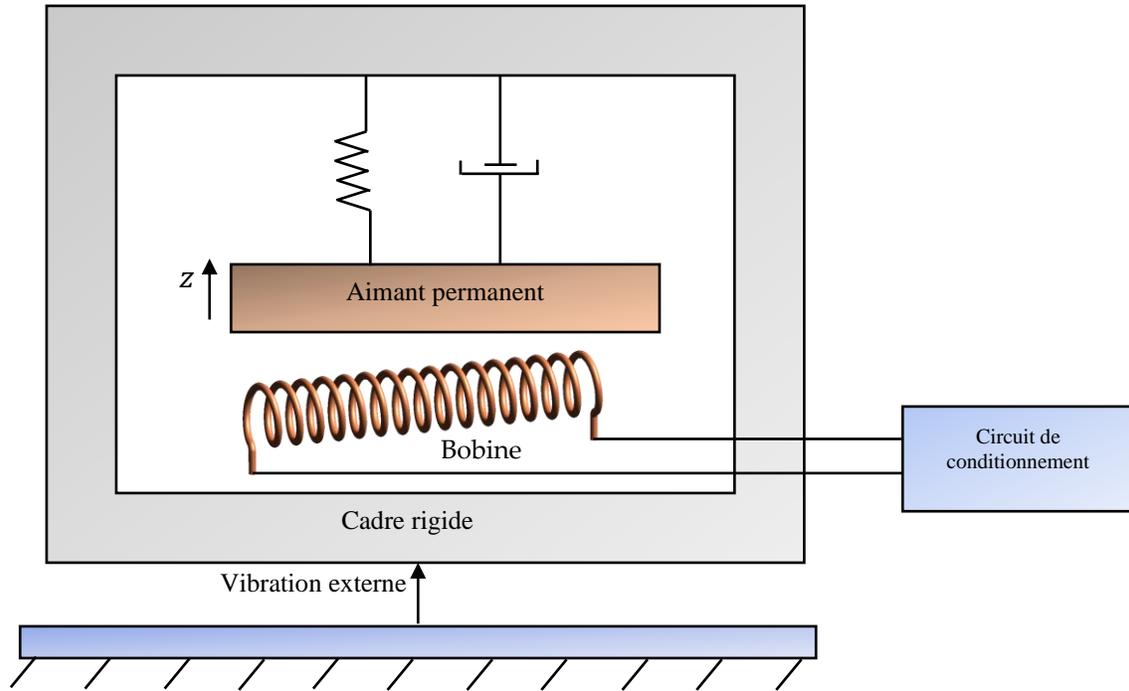


Figure 4-5. Conversion électromagnétique des vibrations

#### 4.2.3.3. Le transducteur piézoélectrique

Le moyen de conversion piézoélectrique repose sur l'effet piézoélectrique découvert en 1880 par les frères Curie [167]. Ils ont par leurs travaux, montré que certains cristaux possédaient la propriété de se polariser sous l'effet d'une pression avec un degré de polarisation proportionnel au degré de pression; c'est l'effet piézoélectrique direct. L'effet piézoélectrique est réversible; c'est-à-dire que les matériaux piézoélectriques se déforment lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique. Dans le cas de la récolte d'énergie, c'est l'effet piézoélectrique direct qui est exploité et le principe de conversion est montré sur la Figure 4-6.

Le niveau d'activité d'un matériau piézoélectrique est évalué par une série de constantes dont les principales sont la déformation piézoélectrique  $d$ , le coefficient de couplage électromécanique  $k$ , et la permittivité diélectrique  $\varepsilon$  [163]. Les coefficients  $d$  et  $k$ , sont définis comme ci-dessous.

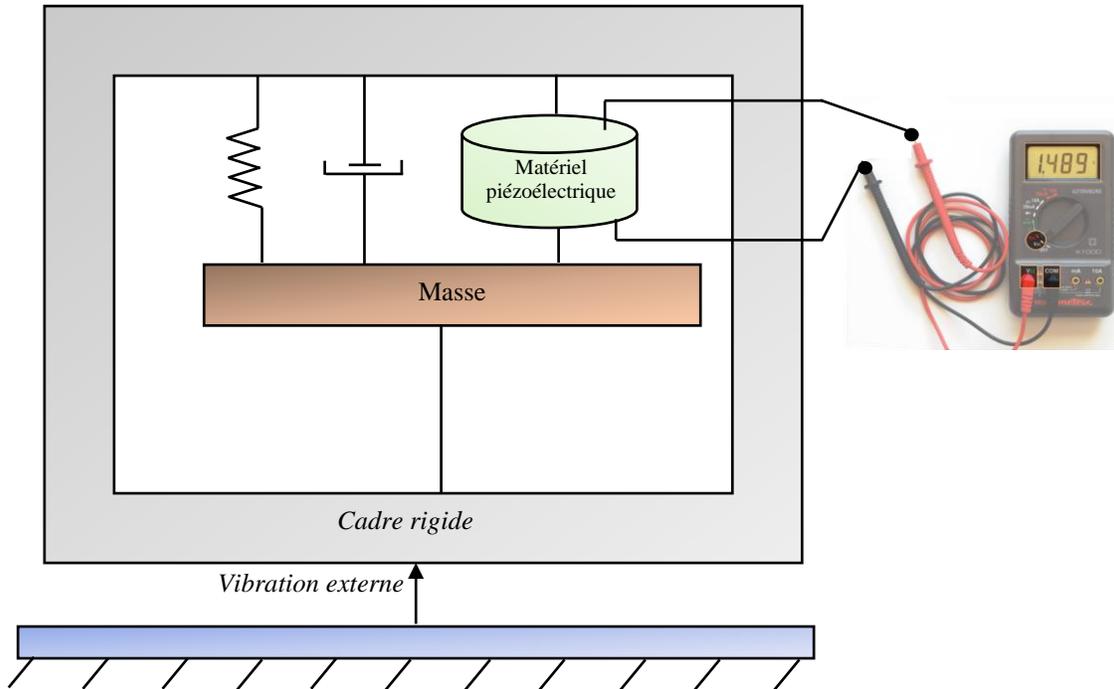
$$\begin{cases} d = \frac{\text{Pression développée}}{\text{Champ appliqué}} \\ k_{ij}^2 = \frac{W_i^e}{W_j^m} \end{cases} \quad (4 - 8)$$

où  $W_i^e$  est l'énergie électrique stockée selon l'axe  $i$  et  $W_j^m$  est l'énergie mécanique d'entrée selon l'axe  $j$ . Les axes  $i$  et  $j$  traduisant la direction d'application de la force (Cf. Figure 4-7). En fonction

des coefficients du matériau piézoélectrique, l'efficacité de conversion  $\eta$  d'un élément piézoélectrique comprimé à sa fréquence de résonance est définie dans [168] comme suit :

$$\eta = \frac{\frac{k^2}{2(1-k^2)}}{\frac{1}{Q} + \frac{k^2}{2(1-k^2)}} \quad (4-9)$$

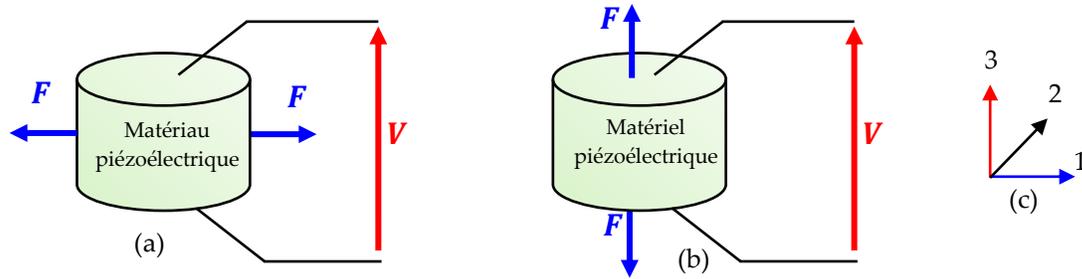
$Q$  est le facteur de qualité du matériau piézoélectrique.



**Figure 4-6. Conversion piézoélectrique des vibrations**

Initialement l'effet piézoélectrique a été démontré sur le quartz, il existe d'autres matériaux piézoélectriques plus utilisés comme le Lead Zirconium Titanate (PZT), l'Aluminium nitrile (AlN), zinc oxyde (ZnO), et le polyvinylidene (PVDF).

Les cristaux piézoélectriques ont un comportement anisotrope c'est-à-dire que les propriétés du matériau changent selon la direction d'application de la force. Lorsque le matériau piézoélectrique est utilisé dans un processus de récolte d'énergie, on définit deux modes de couplage électromécanique appelés mode 31 et mode 33. Ces deux modes de couplage sont montrés sur la Figure 4-7 et sont définis ainsi selon les directions des axes. Par convention, le potentiel électrique est toujours orienté selon l'axe 3. Ainsi, le transducteur est en mode 31 lorsque la contrainte est appliquée sur l'axe 1 ( $i$ ) et la tension générée est orientée selon l'axe 3 ( $j$ ). De la même façon, le transducteur est en mode 33 lorsque la contrainte et la tension sont orientées selon l'axe 3.



**Figure 4-7. Modes de fonctionnement du transducteur piézoélectrique. (a) Mode 31. (b) Mode 33. (c) système de coordonnées tridimensionnel**

Comparativement aux autres principaux mécanismes de transduction (électrostatique et électromagnétique), les transducteurs piézoélectriques présentent l'avantage d'avoir une densité d'énergie élevée qui reste constante avec la réduction d'échelle. Par exemple dans [48] une comparaison entre les transducteurs électrostatique et piézoélectrique, pour une fréquence de vibration de 120 Hz et une accélération de  $2.5 \text{ m/s}^2$  a été effectuée. La densité de puissance des transducteurs piézoélectriques a été évaluée à  $250 \mu\text{W}/\text{cm}^3$  contre  $50 \mu\text{W}/\text{cm}^3$  pour les transducteurs électrostatiques. Une comparaison entre les transducteurs électromagnétique et piézoélectrique a été proposée dans [169]. Il est ressorti de ce travail que les transducteurs piézoélectriques sont mieux adaptés aux microsystèmes tandis que les transducteurs électromagnétiques sont mieux adaptés à des applications à moyenne échelle. Les transducteurs piézoélectriques quant à eux ne nécessitent pas de grandes amplitudes de mouvement, mais des niveaux de contraintes élevés. De plus leur densité de puissance est particulièrement appréciable pour l'alimentation des microcapteurs qui est l'application considérée dans cette thèse. Le Tableau 4-1 reporte quelques microgénérateurs piézoélectriques actuellement commercialisés ainsi que les performances atteintes. Les transducteurs les plus populaires et de plus en plus utilisés sont ceux de Mide-Technology [170], ceci à cause de leur densité de puissance élevée. À titre d'exemple dans [171], une tension de 11,48 V a été atteinte à une fréquence de 26 Hz en utilisant le composite QP21B dont les dimensions sont  $33,782 \times 14,224 \times 0,0254 \text{ mm}^3$ .

Au vu de tout ce qui précède, le mécanisme de conversion le plus efficace est le moyen piézoélectrique et c'est celui qui sera retenu dans cette thèse. L'objectif principal de ce chapitre étant alors de rappeler les principales étapes de conception des collecteurs piézoélectriques en vue d'une récupération adéquate de l'énergie des vibrations.

**Tableau 4-1. Quelques générateurs piézoélectriques commercialisés**

Générateur piézoélectrique	Plage de fréquence (Hz)	Puissance	Taille en cm <sup>3</sup>	Réf.
Mide vulture	50 – 200	9 mW @ 1 g	3	[170, 172]
Piezo System	52	7.1 mW @ 2.6 mm (Déflexion)	3.3	[173]
MicroGen System	100 – 120	0.85 mW @ 600 Hz; 0.5 g	0.7	[174]
PMG Perpetuum	50 and 60 Hz	25.5 mW	---	[172, 175]

#### 4.2.4. Étapes de conception des microgénérateurs piézoélectriques

L'architecture d'un microgénérateur piézoélectrique (MGP) est montrée sur la Figure 4-8. Le Transducteur Piézoélectrique (TP), permet de convertir les vibrations incidentes en énergie électrique alternative. Cependant, l'énergie utilisée par le WS pour son fonctionnement est une énergie continue. Un pont redresseur combiné à un condensateur de filtrage et un convertisseur DC/DC sont alors utilisés pour transformer l'énergie alternative fournie par le transducteur en énergie continue. Cette énergie est ensuite stockée dans un réservoir d'énergie pouvant être une batterie, un condensateur ou un super condensateur. Ces étapes de conversion définissent le Standard Piezoelectric Energy Harvesting (SPEH) [162] qui est montré sur la Figure 4-8 (a).

En utilisant le SPEH, il n'est pas garanti que l'énergie transite toujours du transducteur à la charge ceci à cause de la non-linéarité du circuit due à la présence des diodes. Ainsi, durant un certain intervalle de temps, une partie de l'énergie récoltée retourne vers le transducteur; cela est connu dans la littérature comme le phénomène de retour d'énergie [176]. Pour alors améliorer les performances du processus de récolte d'énergie vibratoire, différentes techniques non linéaires ont été développées [177, 178] afin de minimiser l'impact de la non-linéarité des diodes de redressement. Le module non linéaire, permettant de maximiser l'énergie transférée à la charge, est alors inséré entre le transducteur piézoélectrique et le circuit redresseur comme montré sur la Figure 4-8 (b). Le principe de la technique non linéaire sera discuté dans la section 4-4 de ce chapitre. Dans la littérature, l'ensemble constitué du module non linéaire, du redresseur et du stockage est connu sous le nom d'Energy Harvesting Circuit (EHC) [179]. Dans la section suivante, différentes modélisations du transducteur piézoélectrique sont présentées.

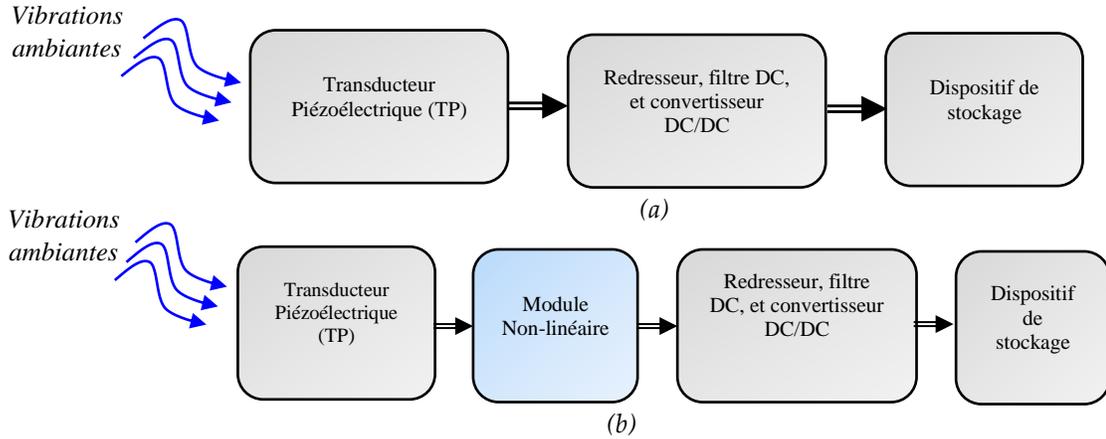


Figure 4-8. Diagramme bloc d'un MGP. (a) circuit SPEH. (b) MGP avec module non linéaire.

### 4.3. Le transducteur piézoélectrique (TP)

#### 4.3.1. Géométrie et équations de conception

Prenant en considération les basses fréquences observées dans la plupart des spectres (moins de 200 Hz selon [48]), la structure la plus utilisée pour les transducteurs piézoélectriques, est celle de type cantilever dont la géométrie est montrée sur la Figure 1-8. Les équations de conception d'un TP de type cantilever adapté à une application donnée ont été développées dans les travaux de Smith et al. [180, 181]. Il s'agit d'une matrice  $2 \times 2$  permettant de décrire le comportement d'une poutre cantilever piézoélectrique bimorphe (présence d'une couche piézoélectrique supérieure et d'une couche piézoélectrique inférieure [182] comme montré sur la Figure 1-8). Ces équations permettent d'exprimer, la déflexion  $\delta$  à l'extrémité libre de la poutre ainsi que la charge  $Q$  sur les électrodes, en fonction de la force  $F$  appliquée à l'extrémité libre de la poutre et de la tension  $V$  appliquée sur les électrodes comme suit :

$$\begin{pmatrix} \delta \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11}L^3}{2Wh^3} & -\frac{3d_{31}L^2}{4h^2} \\ -\frac{3d_{31}L^2}{4h^2} & \frac{2\varepsilon_{33}WL}{h} \left(1 - \frac{k_{31}^2}{4}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ V \end{pmatrix} \quad (4 - 10)$$

Les facteurs  $S_{11}$ ,  $d_{31}$ ,  $k_{31}$  et  $\varepsilon_{33}$  qui dépendent du matériau piézoélectrique utilisé, représentent respectivement la conformité élastique en  $m^2/N$ , la déformation piézoélectrique en mode 31, le coefficient de couplage électromécanique en mode 31 et finalement la permittivité diélectrique en mode 33.  $L$ ,  $W$  et  $h$  représente respectivement la longueur, la largeur et l'épaisseur de la couche

piézoélectrique. En fonction de ces dimensions de la poutre cantilever, la fréquence de résonance  $f_R$  du transducteur qui est une caractéristique essentielle, est définie dans [183] comme suit :

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\frac{Wh^3}{S_{11}L^3m}} \quad (4 - 11)$$

où  $k$  est la raideur de la poutre et les autres paramètres définis comme précédemment. Étant donné que le transducteur doit être associé à un circuit électronique, des modèles ont été proposés afin de pouvoir estimer la quantité d'énergie récoltable, les principales modélisations sont présentées dans la sous-section suivante.

### 4.3.2. Modélisation du transducteur

Deux principaux modèles ont été établis pour prédire les performances d'un transducteur piézoélectrique. Il s'agit du modèle électrique [184] et du modèle électromécanique [185]. Ces deux modèles sont facilement implémentables dans le logiciel MATLAB/SIMULINK qui permet de simuler facilement les systèmes multiphysiques.

#### 4.3.2.1. Modèle électrique du TP

Dans [184, 186], il a été établi qu'un TP de type cantilever à la résonance, sur le plan électrique est équivalent à une source de courant alternatif d'amplitude  $I_p$  et de fréquence  $f_R$  en parallèle avec une capacité  $C_p$  telle que montré sur la Figure 4-9. Dans [50], il est montré que la source de courant  $i_p(t)$  est proportionnelle à la vitesse de déplacement de la poutre comme exprimé ci-dessous :

$$i_p(t) = \frac{LWd_{31}}{S_{11}} \dot{S} \quad (4 - 12)$$

où  $\dot{S}$  est la vitesse de déformation.

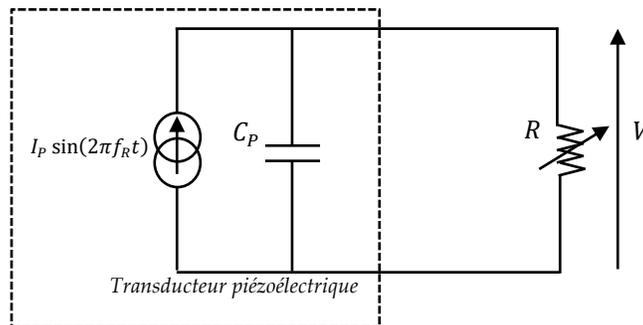


Figure 4-9. Transducteur piézoélectrique avec charge résistive

Une méthode a été proposée dans [184] pour déterminer expérimentalement les paramètres  $I_p$  et  $C_p$ . Elle consiste à connecter au TP une résistance de charge variable comme montrée sur la Figure 4-9. Pour chaque valeur de résistance, la fréquence d'excitation est ajustée à la fréquence

de résonance du système et la tension de sortie  $V$  est prélevée. Cette tension est théoriquement exprimée comme suit :

$$V = I_p \frac{R}{\sqrt{1 + (2\pi f_R C_P)^2}} \quad (4 - 13)$$

Un ajustement des moindres carrés des données expérimentales à l'équation (4-13) permet alors de déterminer les valeurs de  $C_P$  et de  $I_p$ .

#### 4.3.2.2. Modèle Simscape de Matlab Simulink du TP

Le logiciel Matlab intègre le composant Piezo Stack [187] de Simulink qui permet de simuler les performances d'une poutre piézoélectrique de type cantilever. Contrairement au modèle électrique, la simulation du TP avec le composant Piezo Stack prend en considération le comportement électromécanique du système de conversion. La Figure 4-10 représente le symbole du composite Piezo Stack et sa paramétrisation par défaut. Comme montré sur le "Block parameters", les dimensions et les propriétés du matériau piézoélectrique sont prises en compte à travers les éléments comme le "stack area ( $LW$ )", le "Piezo layer thickness ( $h$ )", le "stack length ( $L$ )", et la capacitance. De plus, ces principaux paramètres peuvent directement être issus de la fiche technique d'un TP commercialisé.

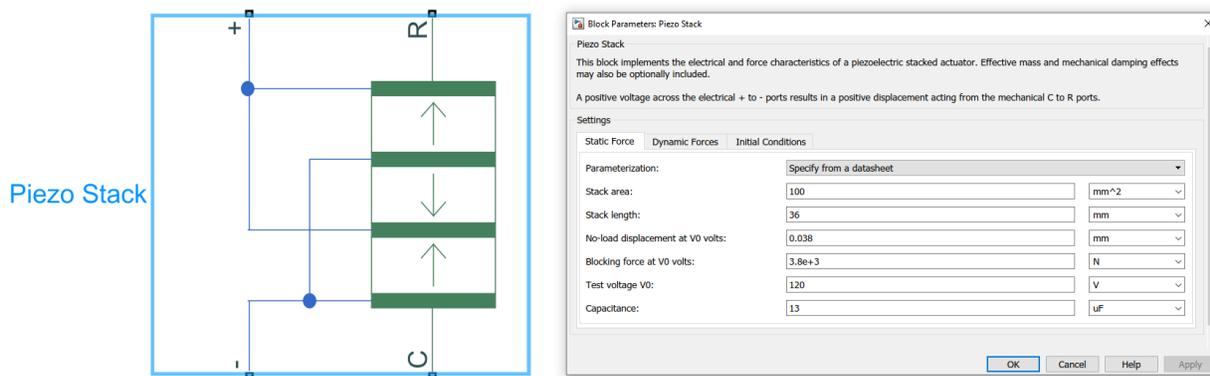


Figure 4-10. Symbole et paramétrisation du composite Piezo Stack.

Le signal d'entrée sinusoïdale du composite Piezo Stack est conçu dans Simulink et est ensuite converti en signal physique (ici une force) par un bloc "Simulink-To-Physical signal" (S-PS) [109, 188, 189]. Le modèle montré sur la Figure 4-11 permet de simuler les performances d'un TP sur une charge résistive. Pour obtenir les performances en circuit ouvert du TP, il suffit de déconnecter la charge. En procédant alors de cette façon, les performances en termes de tension en circuit ouvert

de plusieurs composites piézoélectriques de Mide Technology [170] sont représentées sur la Figure 4-12.

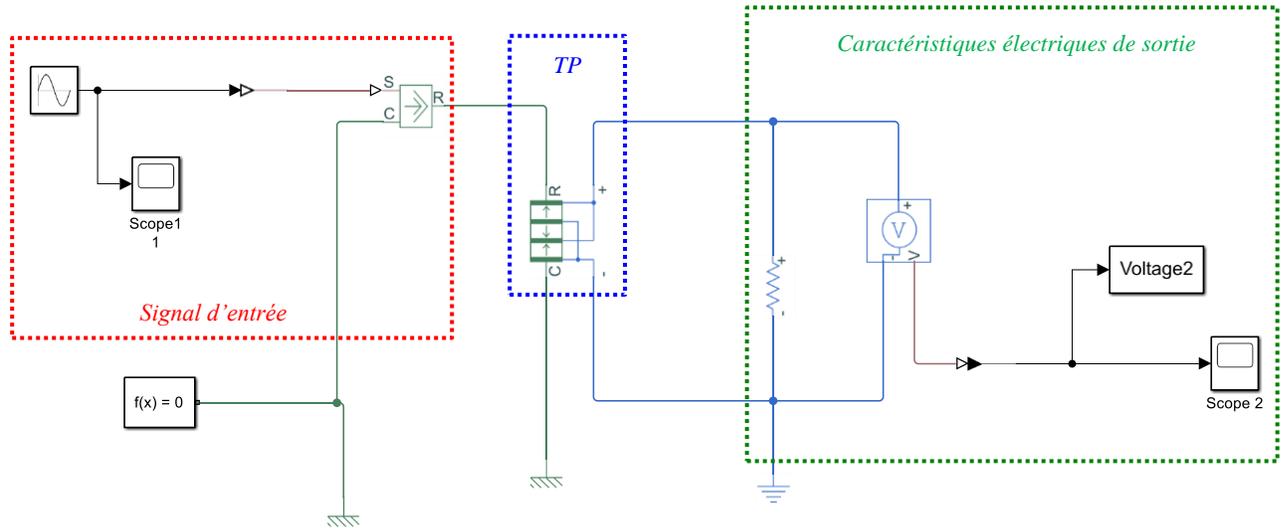


Figure 4-11. Modèle électromécanique du transducteur piézoélectrique

Les caractéristiques des vibrations pour les résultats ci-dessous sont fixées à  $A = 0.4 \text{ m/s}^2$  et  $f_R = 15 \text{ Hz}$ , et les propriétés piézoélectriques sont celles du PZT. Les dimensions sont extraites directement de la datasheet des composants [190]. La tension délivrée par le TP est alternative et dans la section suivante, seront présentées les étapes permettant de mettre en forme cette énergie.

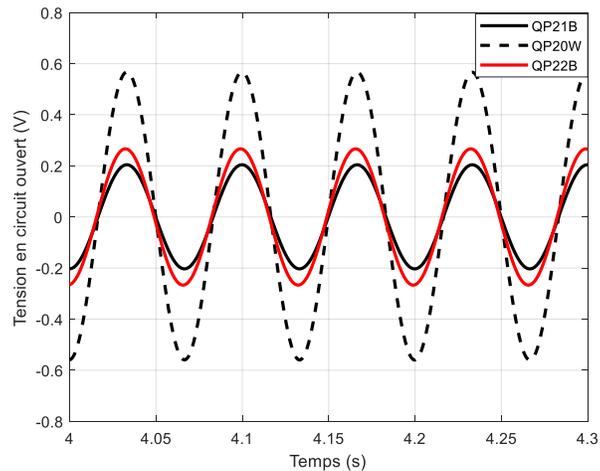


Figure 4-12. Tension en circuit ouvert de composites piézoélectriques de Mide Technology

#### 4.4. Circuit de mise en forme de l'énergie collectée

Lorsqu'on observe les niveaux de tension montrés sur la Figure 4-12, on constate qu'ils sont relativement bas et ne peuvent donc pas être redressés avec des diodes standards dont la tension

seuil est aux alentours de 0,6 V. Dans [191] par exemple, il a fallu mettre cinq poutres piézoélectriques (avec les dimensions unitaires de  $3 \times 2.4 \times 0.05 \text{ mm}^3$ ) et une masse sismique (ou masselotte) de dimensions  $8 \times 12.4 \times 0.5 \text{ mm}^3$  pour atteindre  $66.75 \mu\text{W}$  sous une résistance de charge optimale de  $220 \text{ k}\Omega$ ; ceci lorsque l'accélération incidente était de  $5 \text{ m/s}^2$  avec une fréquence de résonance de  $234,5 \text{ Hz}$ . Il est évident qu'un tel dispositif serait encombrant pour les WS réels qui sont rappelons-le de très faibles dimensions. Pour surmonter cette limitation, une des solutions proposées pour l'amplification du signal est l'insertion entre le circuit redresseur et le TP d'un module non linéaire. Dans ce qui suit, il sera présenté le principe de fonctionnement de ce module suivi des moyens de redressement et de stockage de l'énergie.

#### 4.4.1. Le module non linéaire

Les recherches effectuées dans ce domaine ont pour but de proposer des solutions permettant d'amplifier la tension et l'énergie maximale pouvant être transférées à la charge. La technique non linéaire la plus utilisée est la technique Synchronized Switch Harvesting on Inductor (SSHI) [177]. Cette technique est dérivée de la technique Synchronized Switch Damping on Inductor (SSDI) qui a été développée dans [178] pour amortir les vibrations dans les systèmes mécaniques.

Dans la technique SSDI, il est question de l'ajout d'un matériau piézoélectrique sur un système mécanique vibrant. En connectant au matériau piézoélectrique une charge électrique passive, on parvient ainsi à transférer une partie de l'énergie mécanique sous forme électrique ce qui entraîne alors un amortissement mécanique; maximisant ainsi l'énergie électrique récupérée. Les principales solutions développées à ce jour seront présentées et comparées dans cette section. Pour une bonne compréhension de celles-ci, nous commençons par décrire le principe du circuit non linéaire.

##### 4.4.1.1. Principe du circuit non linéaire : cas de la technique SSHI

Le modèle électrique du transducteur piézoélectrique (cf. Figure 4-9) montre que son impédance interne est capacitive. Pour récupérer le maximum d'énergie, il faut lui connecter une charge dont l'impédance est le dual de l'impédance interne du générateur soit alors une inductance de valeur :

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_p} \quad (4 - 14)$$

Les fréquences n'étant pas très élevées dans la plupart des applications usuelles (voir Figure 4-1), et les valeurs de  $C_p$  étant très faibles, la relation ci-dessus induit de grandes valeurs

d'inductance. Pour surmonter cette limite, les concepteurs choisissent une valeur de  $L$  convenable, cette valeur est ensuite commutée pendant une durée égale à la moitié de la période d'oscillation du circuit composé de  $L$  et de  $C_p$  [192], soit une durée de :

$$T = \pi\sqrt{LC_p} \quad (4 - 15)$$

L'inductance  $L$  peut être mise soit en parallèle avec le TP pour donner lieu à la configuration appelée P-SSHI [193, 194]. On peut également connecter l'inductance série avec le transducteur piézoélectrique; cela est connu dans la littérature sous le nom de S-SSHI [162, 195]. Les schémas de principe de ces deux configurations sont montrés sur la Figure 4-13 ci-dessous.

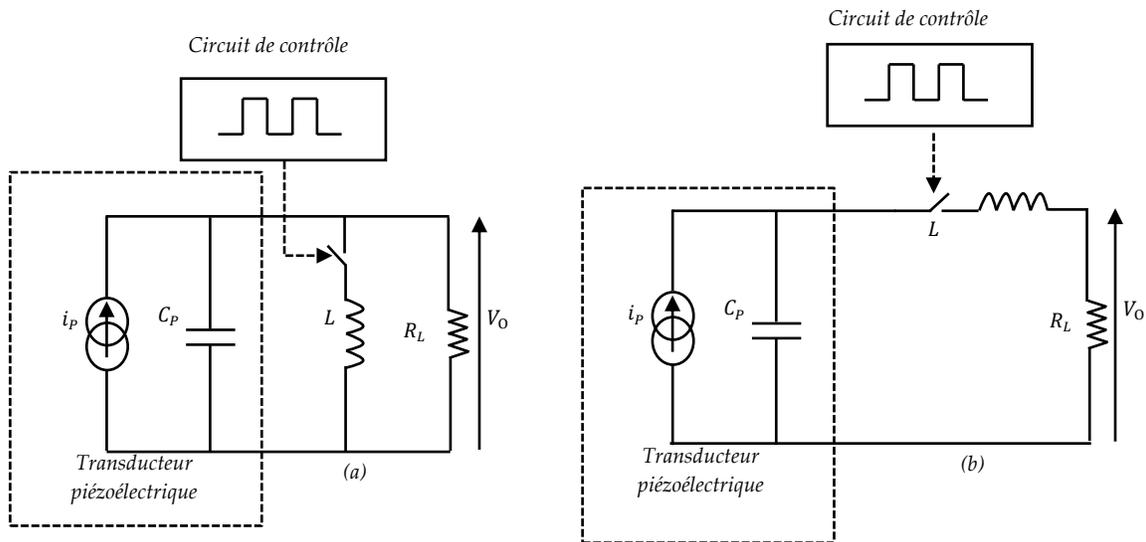
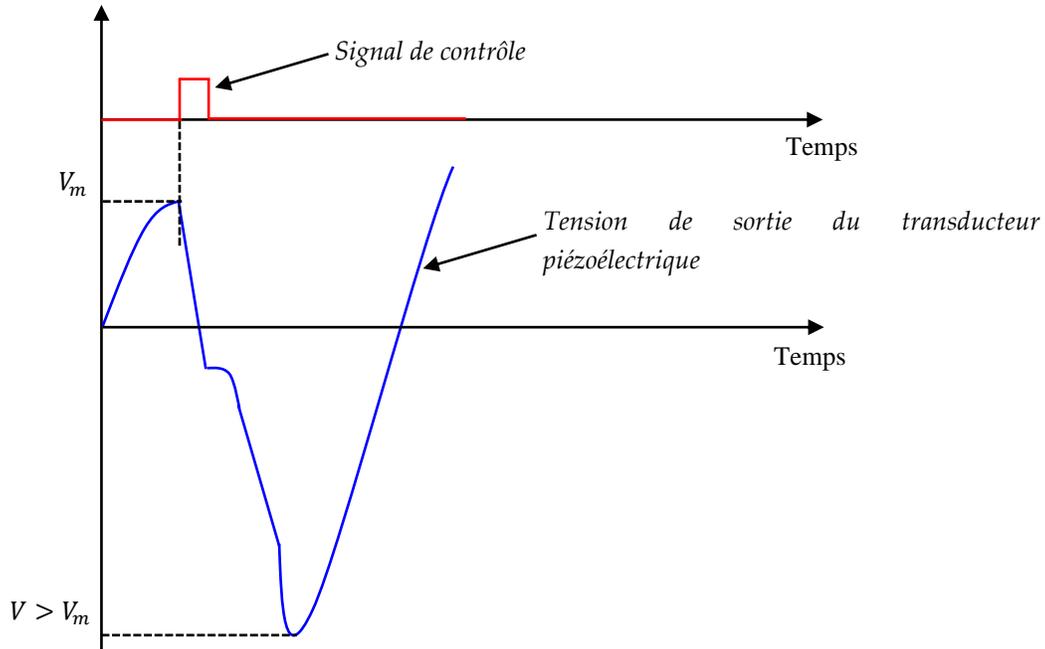


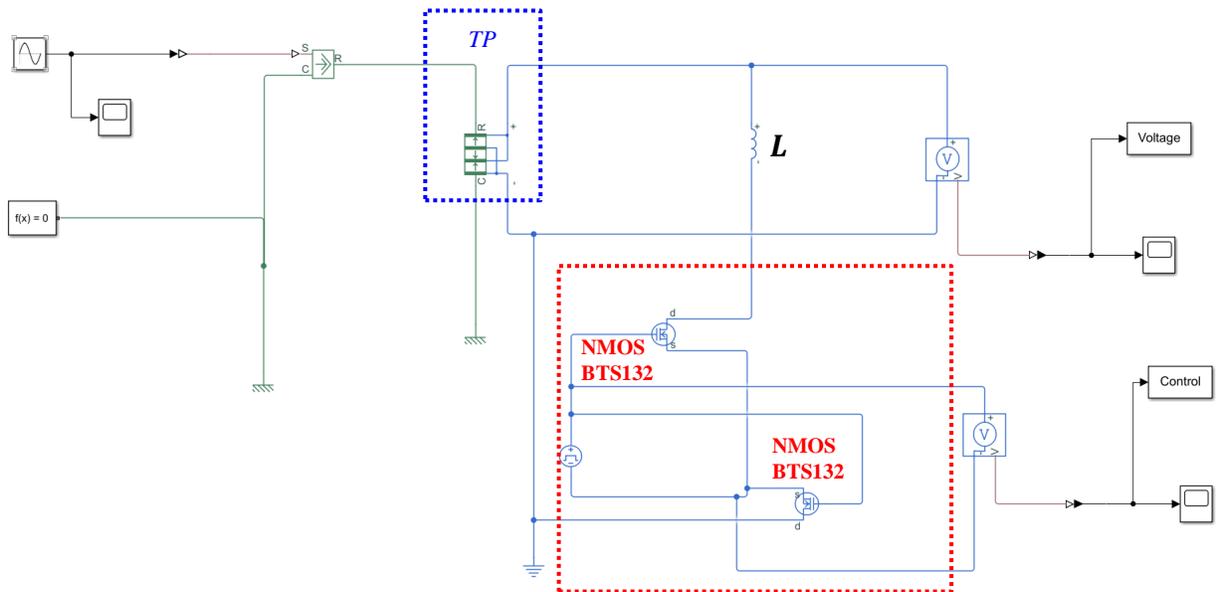
Figure 4-13. Schéma de principe de la technique SSHI. (a). P-SSHI. (b). S-SSHI

Dans les circuits de la figure ci-dessus,  $R_L$  représente la résistance de charge et à l'instant de la commutation, le condensateur  $C_p$  est chargé à la valeur maximale de la tension. La fermeture de l'interrupteur provoquera une décharge complète de la capacité et une augmentation du courant dans l'inductance jusqu'à la valeur maximale. Ce courant va ensuite diminuer en chargeant le condensateur par une tension inverse à sa tension initiale donnant ainsi une tension de sortie d'amplitude supérieure à la tension maximale initiale. C'est cette analyse qui explique les formes d'ondes montrées sur la Figure 4-14. Ces courbes montrent que, l'inversion de la tension à travers l'inductance n'est pas parfaite ceci due au fait qu'une partie de l'énergie électrique avant inversion est perdue dans le dispositif de commutation; ces pertes sont modélisées par le facteur de qualité électrique.



**Figure 4-14. Amplification de la tension de sortie du transducteur grâce à l'application de la technique SSHI**

Pour simuler l'apport de la technique SSHI dans un MGP, il est considéré le schéma de principe de la Figure 4-15. Les caractéristiques du composite QP20W de Mide Technology [170] ont été considérées. L'inductance utilisée est d'une valeur de  $22\text{ mH}$  avec une résistance de perte de  $53\ \Omega$ . Le circuit de contrôle est conçu à base des transistors NMOS; les caractéristiques considérées pour cette simulation sont celles du NMOS BTS132 d'Infineon Technologies [196].



**Figure 4-15. Circuit de simulation de la tension en circuit ouvert basée sur les caractéristiques composites QP20W**

La structure considérée est celle d'un P-SSHI et les améliorations réalisées sont montrées sur la Figure 4-16. Il apparaît sur la Figure 4-16 (a) que l'addition de l'inductance aux alentours du maximum de tension, a permis une amplification de la tension en circuit ouvert du transducteur. Sans SSHI l'amplitude de la tension en circuit ouvert est de 2,087 V alors que la tension atteinte en appliquant la technique SSHI est de 5,752 V. Ceci correspond à une amplification de 2,8 fois la valeur initiale. Pour ce qui est de la puissance, il est obtenu, une amplification de 1,2 fois la puissance initiale. Dans [197], des mesures expérimentales ont permis de réaliser avec la technique SSHI une amélioration de 160 % en termes de puissance récoltée en comparaison avec le circuit standard. Bien que la technique SSHI permette d'améliorer la tension en circuit ouvert du transducteur, la difficulté majeure dans son implémentation réside dans la conception de l'interrupteur pour le signal de contrôle. Dans ce qui suit, les principaux interrupteurs conçus à cet effet sont proposés.

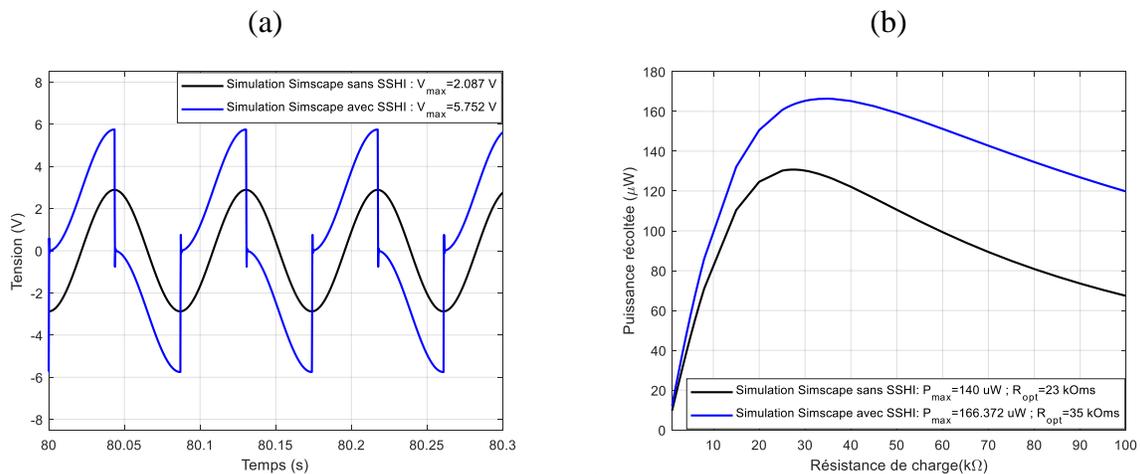


Figure 4-16. Optimisation des performances du MGP en utilisant la technique SSHI

#### 4.4.1.2. Conception du circuit de contrôle pour la technique SSHI

Le circuit de contrôle est en charge d'émuler le pilotage de l'interrupteur. Le signal de contrôle est une impulsion générée aux instants du maximum et du minimum de la valeur de tension en circuit ouvert (cf. Figure 4-14). Ainsi le principe du circuit de contrôle comporte un détecteur de crête, un comparateur et un interrupteur. Dans la littérature, deux méthodes sont proposées pour réaliser ce circuit.

- La première solution consiste à utiliser deux générateurs; la sortie du deuxième générateur permettant de générer le signal de contrôle [198, 199].

- Dans la deuxième méthode qui est la plus répandue, le signal de contrôle est produit à partir du signal de sortie du transducteur [200-203].

La première méthode nécessite la fabrication de deux générateurs en phase et de même fréquence d'oscillation; cela rend difficile sa mise en œuvre. Dans ce qui suit, sont présentés quelques interrupteurs conçus pour l'application de la technique SSHI selon la deuxième méthode.

Le premier circuit montré sur la Figure 4-17, a été proposé dans [204] et utilisé dans plusieurs autres travaux comme [205-207]. Le circuit est conçu pour l'application de la technique P-SSHI et il consiste en deux interrupteurs montés tête-bêche (anti parallèle). Le premier interrupteur est utilisé pour la détection du maximum positif; le deuxième permet de détecter le maximum négatif. Le fonctionnement de chaque interrupteur est assuré par l'énergie stockée dans le condensateur  $C_1$ . Tant que la tension  $V_{AB}$  de sortie du TP est supérieure à la tension aux bornes de  $C_1$ , la diode  $D_2$  est passante et  $C_1$  se charge à travers l'inductance  $L$  et la résistance  $R_2$ . Après le passage par son maximum, la diminution de la tension  $V_{AB}$  entraîne la mise en conduction du transistor  $T_2$ . La conduction de  $T_2$  provoque celle de  $T_1$  et le dipôle (1,2) est alors équivalent à un interrupteur fermé laissant passer le courant oscillant dû au circuit  $LC_P$ . L'annulation du courant oscillant provoque le blocage de la diode  $D_1$  c'est-à-dire l'ouverture de l'interrupteur (1,2).

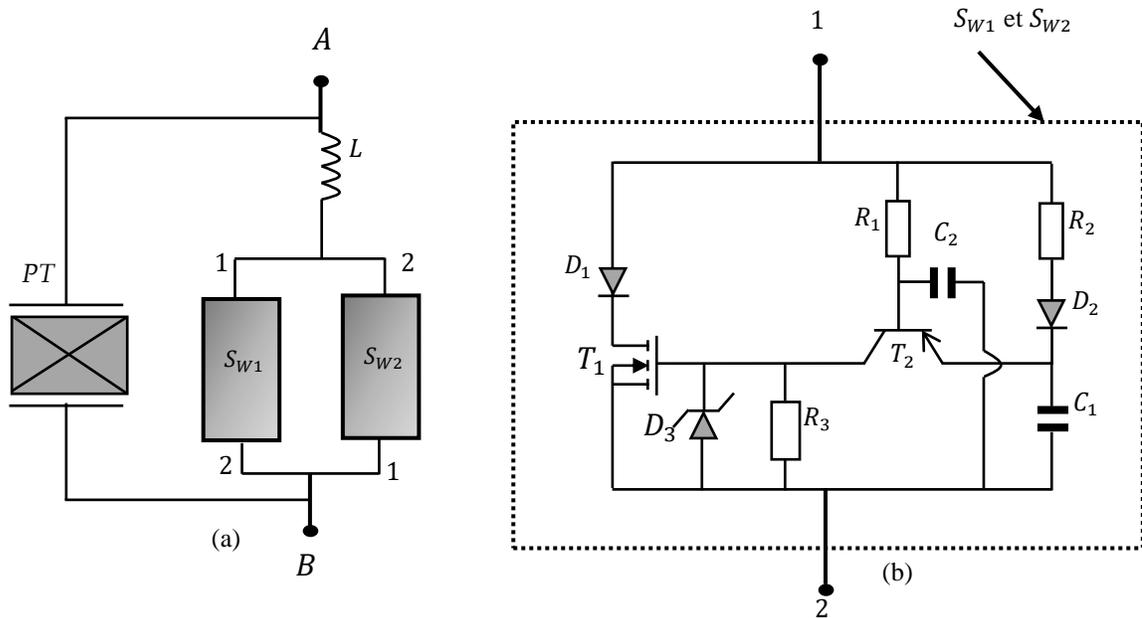


Figure 4-17. (a). TP avec le circuit SSHI. (b) Circuits électriques des interrupteurs électroniques

Le deuxième circuit permettant de générer le signal de contrôle est celui montré sur la Figure 4-18. Le circuit comporte le TP et le circuit SSHI; il a été proposé dans [195] et a été réutilisé dans

plusieurs autres travaux comme [208-210]. Comme le circuit précédent, le circuit de la Figure 4-18 comporte deux interrupteurs pour la détection des maxima positif et négatif de la tension de sortie du TP. Une analyse détaillée du fonctionnement du circuit est proposée dans [195].

Comme on peut le voir sur les deux figures précédentes, le circuit de contrôle permettant de commuter l'inductance comporte de nombreux composants qui dissipent une partie de l'énergie récoltée. En considérant le TP associé au circuit de récolte d'énergie, une étude analytique de la nécessité d'appliquer les techniques non linéaires a été réalisée dans [195]. Les différents circuits analysés sont généralement classifiés en trois grands groupes [165]: le SRCC (pour Standard Rectifier Capacitor Circuit) le ARCC (pour Active Rectifier Capacitor Circuit) et le circuit SSHI.

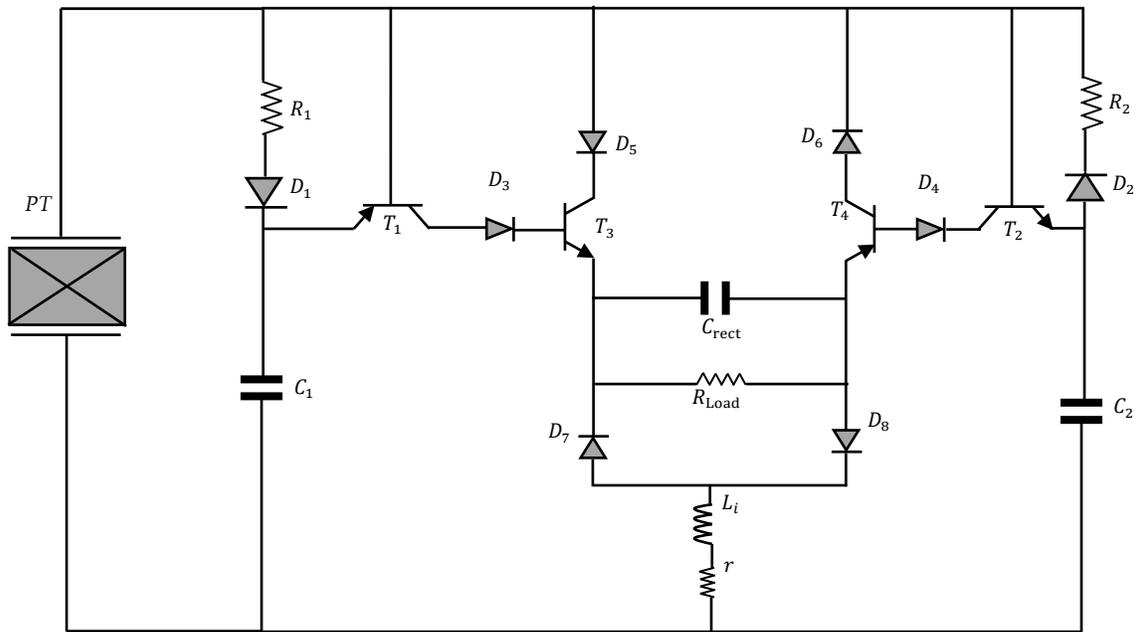
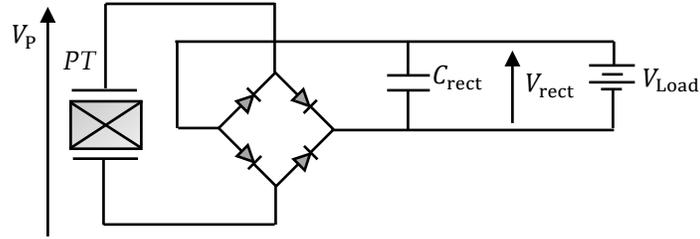


Figure 4-18. Schéma d'un SSHI autonome

#### 4.4.1.3. Le circuit standard SRCC (Standard Rectifier Capacitor Circuit)

Dans le circuit de conversion standard, le TP est relié à un redresseur et filtreur comme montré sur la Figure 4-19. Dans ce circuit, un pont redresseur complet est utilisé pour redresser le signal AC et un condensateur  $C_{rect}$  de grande valeur est utilisé pour filtrer tout composant non continue. Pour que ce circuit puisse être opérationnel, il faut que la tension en circuit ouvert du TP soit supérieure à au moins deux fois la tension seuil de la diode de redressement utilisée.



**Figure 4-19. MGP standard**

Une autre condition pour que le circuit de la Figure 4-19 puisse fonctionner correctement est de choisir  $C_{rect}$  tel que  $C_{rect} \gg C_P$  [211];  $C_P$  étant la capacitance du transducteur. Il est démontré dans [184] que la puissance  $P_{SRCC}$  délivrée à la charge s'exprime comme suit :

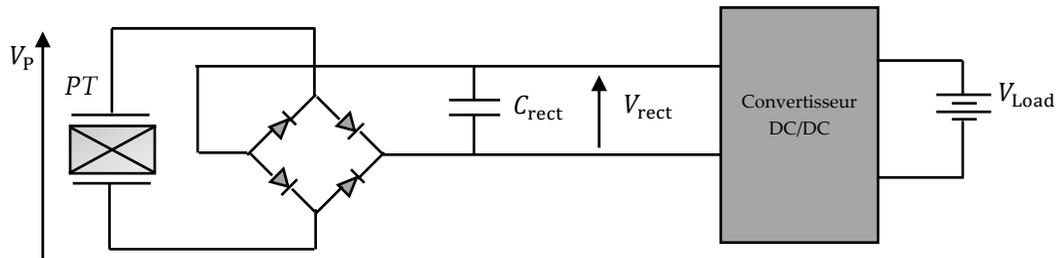
$$P_{SRCC} = \frac{2V_{rect}}{\pi} (I_P - 2\pi f_R V_{rect} C_P) \quad (4 - 16)$$

La valeur maximale de cette puissance est atteinte lorsque la tension  $V_{rect}$  est égale à la moitié de la tension  $V_{OC}$  en circuit ouvert du TP. Cette puissance maximale s'exprime en fonction des paramètres du circuit équivalent comme suit :

$$P_{SRCC_{max}} = \frac{I_P^2}{4\pi^2 f_R C_P} \quad (4 - 17)$$

#### 4.4.1.4. Le circuit redresseur-filtreur actif ARCC

Ce circuit a été proposé dans [184, 186] afin de réaliser une adaptation parfaite d'impédance à la charge; sa configuration est montrée sur la Figure 4-20.



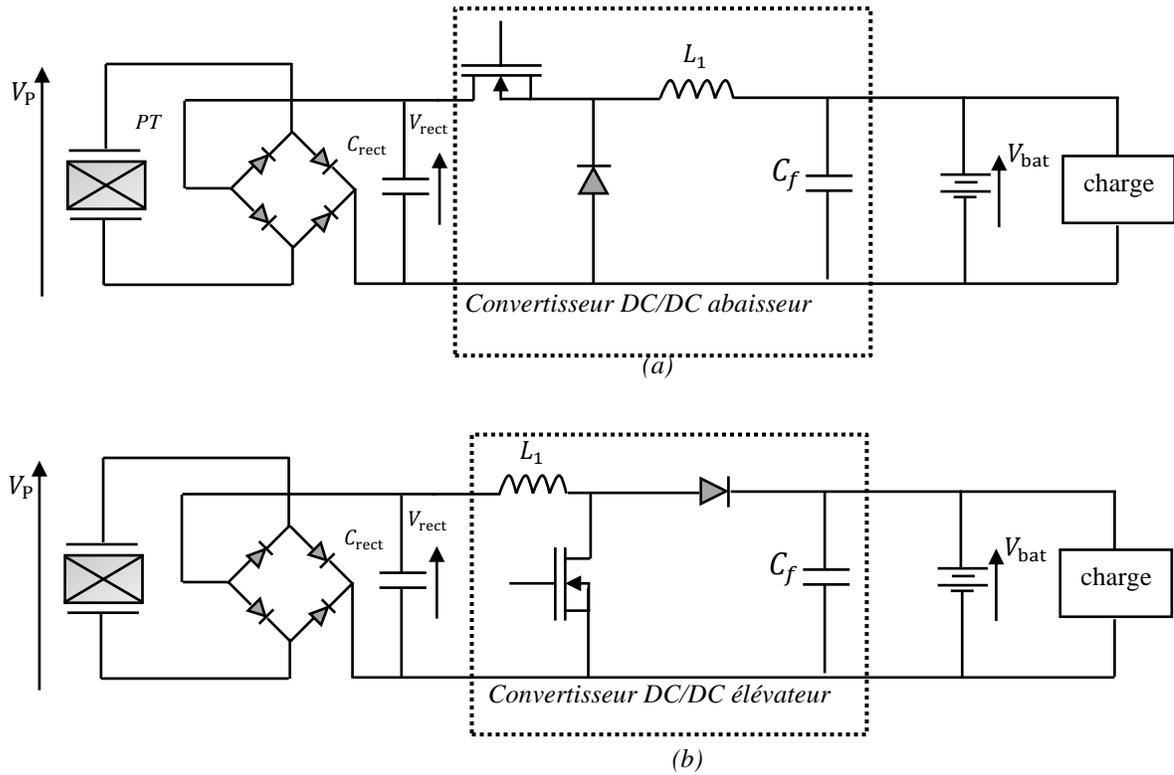
**Figure 4-20. Circuit redresseur-filtreur actif avec batterie**

Le convertisseur DC/DC permet d'adapter la sortie du convertisseur AC/DC à la charge utilisée en réalisant un suivi du point de puissance maximale [212, 213]. En utilisant cette configuration, une augmentation de la puissance récoltée de 400 % par rapport au circuit standard de la Figure 4-19 a été atteinte dans [186]. Il existe plusieurs structures de convertisseur DC/DC, celles-ci ont été présentées dans [214] ; les deux principales structures sont le convertisseur abaisseur (Figure 4-21 a) et le convertisseur élévateur (Figure 4-21 b). Le choix du type de convertisseur DC/DC est fonction des valeurs de la tension  $V_{rect}$  et de la tension d'alimentation de la batterie utilisée. La

valeur de la tension redressée  $V_{\text{rect}}$  pour les performances optimales est définie dans [186] comme suit :

$$V_{\text{rect}} = \frac{I_P}{4\pi f_R C_P} \quad (4 - 18)$$

Avec  $I_P$  et  $C_P$  qui dépendent des dimensions et des propriétés du matériau piézoélectrique utilisé.



**Figure 4-21. Principales structures des convertisseurs DC / DC pour la conception MGP**

Une fois que le choix du type de convertisseur DC/DC est effectué, l'une des problématiques de conception est la détermination du rapport cyclique pour le transfert de la puissance optimale à la charge. Dans [186], une expression du rapport cyclique optimale  $k_{opt}$  est établie en fonction des dimensions du TP et des caractéristiques de la batterie pour un convertisseur DC/DC abaisseur comme suit :

$$k_{opt} = \sqrt{\frac{8f_R V_{\text{rect}} L_1 C_P f_S}{V_{\text{rect}} - V_{\text{bat}}}} \quad (4 - 19)$$

Où  $f_R$  est la fréquence de résonance du TP,  $V_{\text{rect}}$  est la tension à la sortie du circuit redresseur,  $L_1$  (cf. Figure 4-21) est la valeur de l'inductance utilisée pour la conception du convertisseur DC/DC,

$f_S$  est la fréquence de commutation du convertisseur DC/DC, et  $V_{bat}$  est la tension d'alimentation de la batterie utilisée.

#### 4.4.1.5. Le MGP avec le circuit SSHI

Le circuit d'un MGP utilisant la technique SSHI et plus précisément le P-SSHI est montré sur la Figure 4-22. Il s'agit là de la structure la plus complète des MGP proposée à ce jour dans la littérature. Pour un fonctionnement autonome du MGP, les différents circuits de contrôle utilisés pour optimiser ses performances doivent puiser leur énergie de celle récoltée des vibrations environnantes. Cependant dans la littérature très peu de travaux ont proposé une évaluation de la perte de puissance lors du processus de mise en forme de l'énergie récoltée. D'ailleurs, la plupart des équations évaluant la puissance maximale récupérée sont issues des analyses supposant un comportement idéal de la diode de redressement.

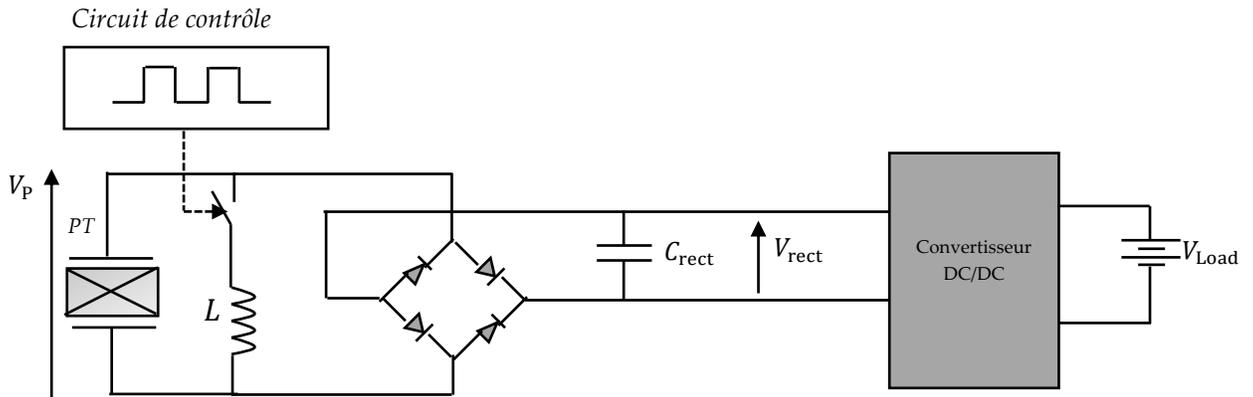


Figure 4-22. MGP optimisé avec la technique SSHI

En prenant en considération la puissance dissipée dans les éléments du circuit de gestion de l'énergie récoltée, Liang et Liao [195] ont quantifié la puissance perdue lors de la mise en forme de cette énergie. Les résultats de leurs travaux leur ont permis de définir les limites d'applications des solutions d'optimisation jusqu'ici proposées. Plus concrètement, pour le circuit standard de la Figure 4-19, il a été établi dans [195] les expressions suivantes pour la puissance récoltée  $P_{SEHC}$  et la puissance dissipée  $P_{a,SEHC}$  :

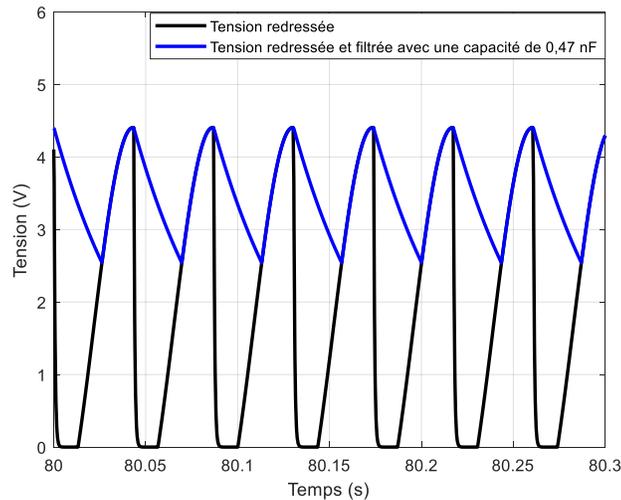
$$\begin{cases} P_{SEHC} = 4f_R C_P V_{DC} (V_{OC} - V_{DC} - 2V_D) \\ P_{a,SEHC} = 8f_R C_P V_D (V_{OC} - V_{DC} - 2V_D) \end{cases} \quad (4 - 20)$$

Où  $V_D$  est la tension seuil de la diode de redressement utilisée. En effectuant la même analyse avec le circuit de la Figure 4-22, Liang et Liao [195] ont comparé la puissance récoltée pour le circuit standard avec celle fournie par le circuit optimisé. Il en est ressorti que le circuit standard était plus efficace lorsque la tension en circuit ouvert était inférieure à 5.84 V.

Une fois que l'énergie récoltée est mise en forme, il est parfois utile de pouvoir la stocker. La sous-section qui suit présente les principaux dispositifs de stockage.

#### 4.4.1.6. L'élément de stockage

Dans la plupart des MGP, l'énergie récoltée n'est pas suffisante pour l'alimentation du WS, d'où la nécessité de disposer d'un dispositif de stockage pouvant être une batterie, un condensateur ou alors un super condensateur. La Figure 4-23 ci-dessous représente la transformation subie par la forme d'onde de la Figure 4-16 (a) après redressement et filtrage.



**Figure 4-23. Tension redressée et filtrée avec MGP optimisé avec la technique SSHI**

Les propriétés chimiques des différents éléments de stockage et les différents progrès effectués ces dernières années sont largement discutées dans [215, 216]. Une comparaison de ces principaux dispositifs de stockage a également été proposée dans [217-219] et il en est ressorti que les super condensateurs peuvent fournir de très grandes puissances sur une courte période. Cependant, l'énergie stockée est 10 fois inférieure à celle stockée dans une batterie. C'est pour cette raison que la batterie reste encore souvent considérée dans plusieurs travaux.

Lorsque la batterie est choisie pour la conception des MGP, il est important de dimensionner adéquatement sa capacité  $C_{bat}$  qui est déterminée à travers l'équation suivante :

$$C_{bat} = \frac{2E}{V_h^2 - V_\ell^2} \quad (4 - 21)$$

avec  $E$  qui représente la quantité d'énergie stockée,  $V_h$  et  $V_\ell$  étant respectivement la tension de seuil de montée et la tension de seuil de descente du convertisseur DC / DC.

## 4.5. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de proposer une synthèse des MGP. Les différents circuits conçus ces dernières années afin de mettre en forme et de maximiser la puissance récoltée ont été passés en revue; il en est de même des expressions des puissances maximales récupérables. Le choix sur le mécanisme de transduction piézoélectrique a également été justifié. Après avoir présenté les étapes de conversion des vibrations en énergie électrique, les transformations subies à chaque étape par le signal ont été illustrées à travers des simulations. L'outil Simscape de Matlab/Simulink a été utilisé à cet effet. Il sera fait référence dans le chapitre 6 (consacré à la conception du prédicteur d'énergie récoltable) aux différentes configurations des MGP présentés dans ce chapitre. Étant donné qu'il est envisagé dans notre étude, un échange d'énergie entre les WS d'un même réseau, dans le chapitre 5 qui suit, les différentes modélisations de la puissance reçue des ondes radiofréquence sont présentées.

# Chapitre 5

## Conversion des ondes radiofréquences en énergie électrique

### 5.1. Introduction

Comme montré sur la Figure 1-5, les ondes radiofréquences (RF) sont une des solutions les plus prisées pour la conception des WS autonomes. Cet intérêt est dû à l'extension d'appareils de télécommunications (Wi-Fi, 3G, DTV, etc.) qui par leur fonctionnement émettent de façon continue des ondes RF. Typiquement, pour récupérer l'énergie radiofréquence, il est utilisé une ou plusieurs antennes de réception combinées à un circuit de conversion RF/DC. Cet ensemble est communément appelé *rectenna* (RECTifying antENNA) pour antenne redresseuse.

Bien qu'omniprésentes, les ondes RF pour l'alimentation des WS rencontrent de nombreuses limitations. Celles-ci se résument dans la faible densité des signaux RF pouvant être émise étant donné que, pour éviter de potentiels problèmes de santé, des limites d'exposition ont été définies en fonction de la fréquence [220]. De nombreux efforts ont tout de même été effectués ces dernières années afin de pouvoir exploiter cette faible quantité de signaux RF ambiants. Celles-ci incluent (comme dans le cas des vibrations) des collecteurs RF multi bandes [221] et des collecteurs reconfigurables [222], mais très souvent, cela se fait au détriment d'une augmentation du volume des circuits.

Rappelons qu'afin d'améliorer la QoS d'un réseau de WS industriel, il sera question au chapitre 7 de mettre en place un système d'échange d'énergie entre les nœuds du réseau. L'objectif principal de ce chapitre est alors de quantifier la puissance devant être transférée à un WS nécessaire. Notons que cette puissance doit compenser le besoin exprimé par le WS nécessaire, les pertes dans le circuit de conversion RF/DC et l'affaiblissement de propagation. Ces trois considérations de conception constituent les objectifs spécifiques de ce chapitre qui comportera en tout 6 sections. Dans la section 5-2, les différentes techniques de récolte de l'énergie RF seront présentées. La section 5-3 traitera des principaux modèles de propagation de l'énergie radiofréquence. La section 5-4 présente les caractéristiques de l'antenne de réception des circuits *rectenna*. Dans la section 5-5, les étapes de mise en forme de l'énergie captée par l'antenne sont examinées. La conclusion du chapitre est proposée dans la section 5-6.

Les résultats de ce chapitre ont donné lieu à plusieurs publications référencées dans [103, 104, 106-108, 110-114, 116-122].

## 5.2. Différentes techniques de récolte d'énergie RF

Pour analyser de façon rigoureuse, l'efficacité de bout en bout d'un circuit rectenna, il est nécessaire de considérer la méthode de récolte, les modèles de propagation d'énergie, l'antenne de réception, les caractéristiques des diodes de redressement, et enfin, le filtre d'adaptation comme illustré à la Figure 5-2. Cette figure montre les considérations de conception d'une rectenna et tous les aspects présentés seront explorés plus en détail dans la suite du chapitre.

Lorsqu'on envisage l'utilisation de l'énergie RF comme source d'alimentation d'un WS, il est important de distinguer la récolte de l'énergie RF ambiante (A-RF-EH pour Ambient RF Energy Harvesting) du transfert sans fil de puissance (WPT pour Wireless Power Transfer) [223, 224].

L'A-RF-EH vise à recycler l'énergie disponible dans l'environnement du fait du fonctionnement des appareils de télécommunications comme montré sur la Figure 5-1 (a). Le Tableau 5-1 donne quelques densités de puissance reportées dans la littérature. Les données disponibles dans ce tableau montrent clairement que les niveaux de puissance RF naturellement disponibles dans l'environnement sont trop faibles. Toutefois, comme mentionné plus haut plusieurs concepteurs ont proposé des solutions permettant d'obtenir des quantités d'énergie utilisables.

Une autre façon d'exploiter l'énergie RF consiste à utiliser le WPT, comme illustré sur la Figure 5-1 (b). Le WPT peut être effectué soit en utilisant des champs magnétiques pour transporter l'énergie électrique avec des bobines, ou alors par des antennes.

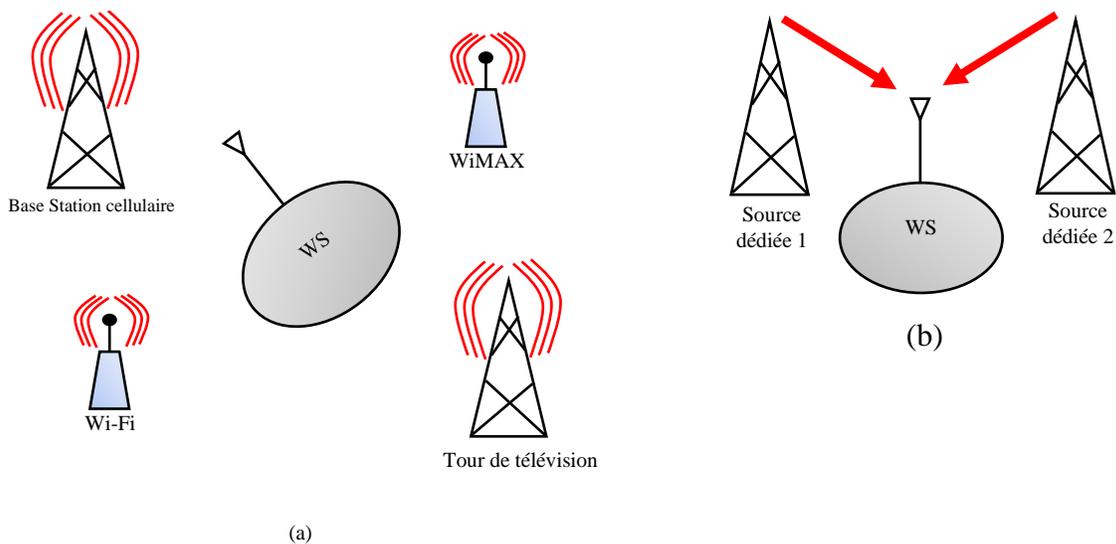


Figure 5-1. Technique de récolte d'énergie RF. (a) A-RF-EH. (b) WPT

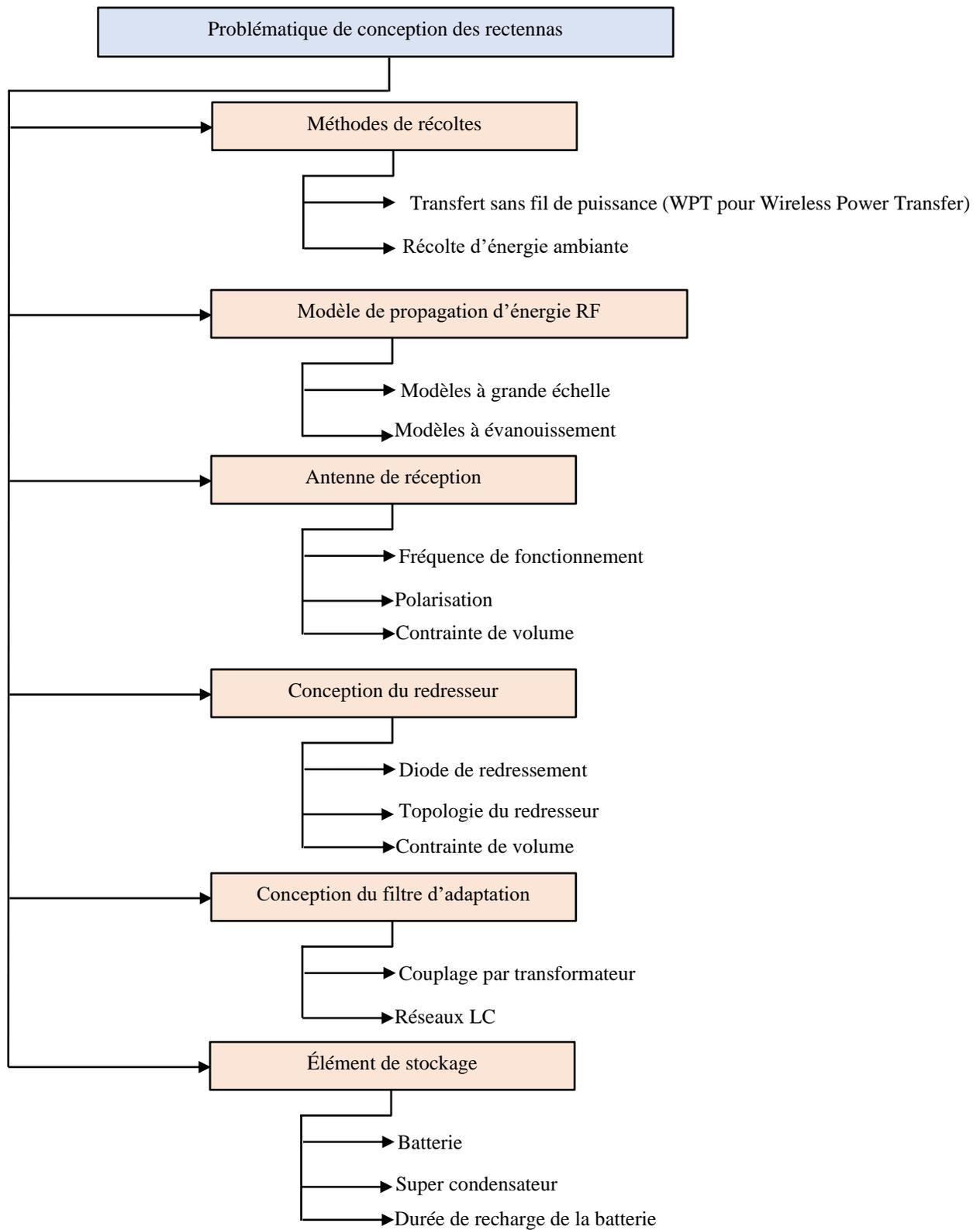


Figure 5-2. Aperçu général des problèmes de conception des rectenna

**Tableau 5-1. Quelques niveaux de puissance RF ambiantes**

Bandes de fréquence	Fréquence (MHz)	Densité de puissance moyenne ( $nW/cm^2$ )	Puissance mesurée ( $\mu W$ )	Ville/pays	Réf.
Radio mobile professionnelle	415-425	$2.3 \times 10^5$	-	Zagreb/Croatia	[36]
DTV (pendant le changement de canal)	470-610	8.9	-	London/UK	[225]
DTV	470-790	$3.78 \times 10^6$	-	Croatia	[36]
GSM 900 (MTx)	880-915	$4.5 \times 10^{-7}$	-	London/UK	[225]
GSM 900 (BTx)	925-960	36	-	London/UK	[225]
GSM 1800 (MTx)	1710-1785	0.5	-	London/UK	[225]
GSM 1800 (BTx)	1805-1880	84	-	London/UK	[225]
3G (MTx)	1920-1980	0.46	-	London/UK	[225]
3G (BTx)	2110-2500	0.18	-	London/UK	[225]
Wifi	2400-2500	12	-	London/UK	[225]
GSM 900/LTE Band 8, GSM 1800/ LTE band 3, UMTS Band 1, ISM Wi-Fi 2.4 GHz, LTE Band 7	900-3000	-	63.1	Paris/France	[226]
LTE 700 MHz, GSM 850 MHz, ISM 900 MHz	700/850/900	--	3.2	Boston/USA	[68]
CDMA liaison descendante	870-880	--	0.126	Shunde/China	[227]
GSM 900	935-960	--	0.01	Shunde/China	[227]

Le principe de la transmission de puissance via des bobines est illustré sur la Figure 5-3 [228]. La proposition originale a été faite par Nicolas Tesla [229] et est basée sur la résonance magnétique de deux bobines pour distribuer de grandes quantités d'énergie à des endroits éloignés de la source d'énergie. Bien que ce concept soit utilisé par de nombreuses applications telles que les étiquettes RFID [230, 231], les dispositifs biomédicaux [232, 233] et autres [234, 235], il convient de

mentionner que la portée est limitée. Par exemple, dans [236], il était possible de transférer 60 W de puissance avec un rendement de 40% à seulement 2 m. Cette technique de WPT est également connue sous le nom de transmission en champ proche [224]. À ce problème de portée s'ajoute le fait que les niveaux de puissance sont trop élevés, ce qui entraîne des risques d'électrocution pour des personnes proches de l'émetteur.

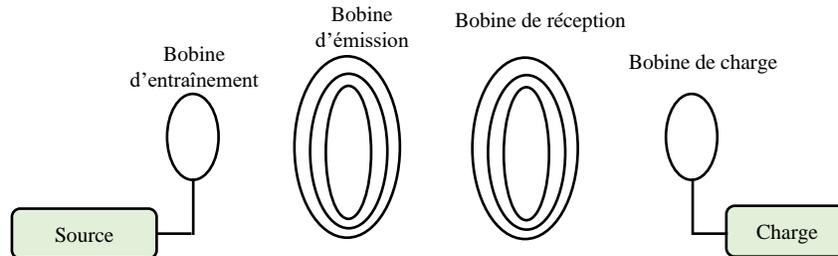


Figure 5-3. Principe du WPT basé sur des bobines

Le moyen d'alimentation le plus courant des WS par l'énergie RF consiste alors à utiliser des antennes. Contrairement à l'application en champ proche, l'utilisation d'antennes est connue sous le nom d'application en champ lointain. Historiquement, cette manière de transférer l'énergie par ondes radio date des premiers travaux de Heinrich Hertz [237, 238]. Le schéma synoptique de la conversion RF/DC via des antennes est représenté sur la Figure 5-4 [223].

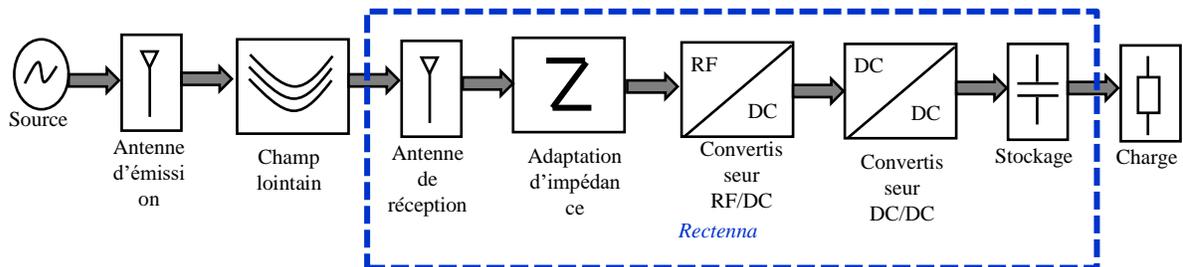


Figure 5-4. Diagramme bloc du WPT basé sur des antennes

Sur la figure ci-dessus, une antenne émettrice envoie un signal à une puissance et à une fréquence données. Une antenne de réception fonctionnant sur la même bande de fréquence capte alors le signal émis. Un convertisseur RF / DC est utilisé pour transformer le signal RF en un signal DC. Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'antenne et le convertisseur RF / DC, il est essentiel d'utiliser un circuit d'adaptation. La tension continue de sortie du redresseur est généralement très faible et ne peut pas être utilisée directement pour une application donnée. De plus, la valeur de cette tension change en fonction du niveau de puissance RF d'entrée. Un convertisseur DC-DC est donc nécessaire pour adapter la tension du redresseur au besoin en tension de l'élément de stockage. Les problématiques de conception des circuits rectenna concernent alors

la modélisation du canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, la conception de l'antenne de réception, du circuit d'adaptation, du circuit de redressement, du convertisseur DC-DC et, enfin, le choix de l'élément de stockage [239].

### 5.3. Principaux modèles de propagation d'énergie RF

La quantité d'énergie reçue par une antenne au fil du temps est un paramètre à prendre en compte avant la conception du circuit [104, 238]. Plusieurs modèles de propagation d'énergie existent pour prédire la puissance moyenne du signal reçu à une distance donnée de l'antenne émettrice [30]. Ces modèles sont divisés en deux grands types: les modèles d'évanouissement à grande et à petite échelle.

#### 5.3.1. Modèles d'évanouissement à grande échelle

Ils sont utilisés pour évaluer l'ampleur du signal reçu sur de grandes distances entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Le modèle de base est le modèle d'espace libre; c'est un modèle idéal utilisé lorsque l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice sont séparées par un chemin dégagé pour le signal. La puissance reçue est évaluée par l'équation de Friis comme suit :

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5 - 1)$$

où  $P_t$  est la puissance émise,  $P_r$  est la puissance reçue à la distance  $d$ .  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal émis.  $G_t$  et  $G_r$  représentent respectivement les gains des antennes émettrice et réceptrice.

Normalement, pour évaluer la puissance reçue par une antenne, trois mécanismes de base doivent être considérés: la réflexion, la diffraction et la diffusion [240]. Lorsque l'on considère uniquement la réflexion au sol, l'équation ci-dessous connue sous le nom de modèle à deux rayons permet d'évaluer la puissance reçue.

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (5 - 2)$$

avec  $P_r, P_t, G_t, G_r$  et  $d$  qui sont définis comme précédemment.  $h_t$  et  $h_r$  qui représentent respectivement les hauteurs des antennes d'émission et de réception.

Les modèles prenant en compte tous les facteurs influençant la propagation du signal (réflexion, diffraction et diffusion) sont réalisés à travers des modèles dérivés de la combinaison de méthodes empiriques et analytiques [40]. Le modèle le plus répandu est le modèle de perte en chemin [241-243] qui définit la puissance reçue dans un environnement complexe comme suit:

$$P_r(d, n) = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^n \quad (5 - 3)$$

où  $d_0$  est la distance de référence,  $P_r(d_0)$  est la puissance reçue à la distance  $d_0$ .  $n$  est l'exposant de perte en chemin et sa valeur dépend de l'environnement de propagation. Par exemple dans [244], une valeur de 1,6 est proposée pour un immeuble de bureaux.

La plupart des modèles mentionnés ci-dessus sont déterministes, alors que, dans un environnement réel, la puissance reçue subira des variations aléatoires en raison des changements dans le canal de propagation. Le modèle le plus courant pour cette variation additionnelle est le modèle d'ombrage log normal [244]. Pour  $\sigma_s$  et  $\mu_s$  représentant respectivement l'écart type et la moyenne de la puissance reçue  $P_r$  en dB, si  $x$  représente la mesure de  $P_r$ , alors la fonction de densité de probabilité (PDF) de  $P_r$  en présence d'ombrage est définie dans [244] comme suit :

$$f_{P_{rS}}(x) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_s x} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10}(x) - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right), x > 0 \quad (5 - 4)$$

Avec  $\xi = 10/\ln 10$ .

### 5.3.2. Modèles d'évanouissement à petite échelle

Ces modèles d'évanouissements permettent d'évaluer les fluctuations rapides dans l'amplitude du signal émis sur une courte période ou sur une courte distance [245-248]. Ils prennent en compte les multiples répliques du signal émis qui atteignent l'antenne de réception. Si  $N$  est le nombre total de composants multitrajets équidistants significatifs, alors la puissance instantanée reçue lorsqu'un signal continu est émis est définie comme suit [40] :

$$p(t) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \quad (5 - 5)$$

où  $a_i$  et  $\theta_i$  représentent respectivement l'amplitude et la phase du  $i^e$  signal reçu, et  $\tau$  est le retard maximal. Pour tenir compte du caractère aléatoire du signal reçu, les modèles de Rayleigh et de Rice sont généralement utilisés [40, 249, 250].

- Le modèle de Rayleigh est appliqué lorsque la liaison directe entre l'émetteur et le récepteur est complètement obstruée; la propagation est dite sans visibilité directe (NLOS) [251], et dans ce cas, la PDF de la puissance instantanée reçue est définie par:

$$f_{P_{rRay}}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (5 - 6)$$

où  $\sigma$  qui est la valeur moyenne quadratique (RMS pour Root Mean Square) de la tension reçue.

- La distribution de Rice est applicable dans le cas d'une propagation LOS, c'est-à-dire lorsque le récepteur a une visibilité directe avec l'émetteur. La PDF de la puissance reçue dans le modèle de Rice est définie comme suit [250].

$$f_{P_{rRi}}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0, \quad A \geq 0 \quad (5 - 7)$$

où  $I_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre zéro et  $A$  désigne l'amplitude de crête du signal dominant.

Ce qui précède résume certains modèles de propagation d'énergie RF couramment utilisés. Ces modèles doivent être considérés avant la conception du circuit, car ils permettent d'estimer la quantité d'énergie récupérable.

## 5.4. L'antenne de réception

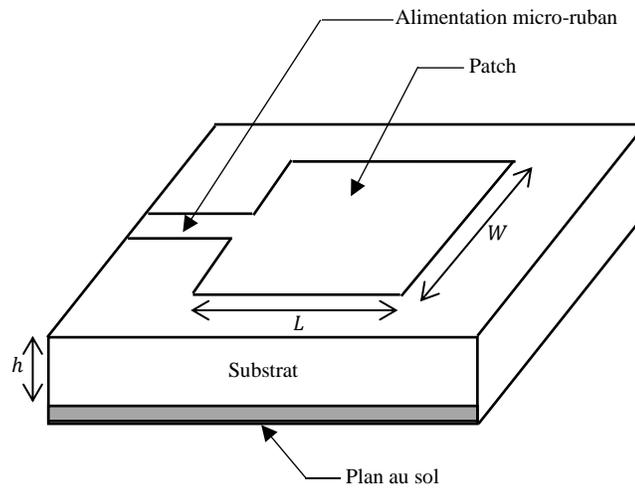
Son rôle est de capter adéquatement le signal émis, et pour obtenir une puissance utilisable il est nécessaire d'avoir un gain élevé. Cependant, l'augmentation du gain de l'antenne va de pair avec une augmentation de ses dimensions comme le montre l'équation ci-dessous :

$$G_R = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (5 - 8)$$

$A_e$  est la surface effective de l'antenne, qui est liée à ses dimensions physiques [40]. Les antennes à gain élevé sont également obtenues en privilégiant les antennes directionnelles aux antennes omnidirectionnelles.

Pour maximiser l'énergie captée par l'antenne, en particulier dans le cas des sources RF ambiantes, il est proposé des antennes à plusieurs bandes [252], à large bande [253] et reconfigurables [254]. D'autres conceptions d'antennes telles que les antennes fractales [255] ou spirales [256-258] sont souvent utilisées pour surmonter les problèmes de méconnaissance de l'emplacement de la source émettrice et de la fréquence d'émission. L'antenne fractale proposée dans [255], permet d'obtenir une efficacité de conversion de 61% pour  $10 \mu W/cm^2$  de densité de puissance incidente. Dans [258], un réseau d'antennes spirales est conçu pour la récolte de l'énergie RF ambiante à 520 MHz. Chacune des antennes a un gain de 3,22 dBi et 5,14 dBi est atteint pour le réseau d'antennes. Il est montré que l'efficacité de conversion est améliorée de 37,3 % comparativement au cas où une seule antenne est utilisée.

Outre le gain, une autre caractéristique essentielle de l'antenne de réception est sa polarisation; elle doit être circulaire pour offrir la possibilité de maintenir une tension continue de sortie constante même en cas d'une rotation de l'antenne émettrice et de la rectenna [259]. Les antennes les plus considérées sont les antennes dipôles [260, 261] et les antennes patches [262, 263]. La plupart des applications des rectenna ont une contrainte de volume comme critère de conception; l'antenne patch étant légère, peu coûteuse et permettant une intégration facile [264], elle est donc la plus considérée dans la conception des circuits. De plus, ces antennes sont parfaitement adaptées aux futures spécifications de communication 5G [265]. La structure d'une antenne patch est montrée sur la Figure 5-5.



**Figure 5-5. Vue 3D d'une antenne patch rectangulaire**

La fréquence de résonance de l'antenne, qui doit être la même que celle du signal émis, est liée à la longueur  $L$  du patch comme suit [266] :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} - 2\Delta L \quad (5 - 9)$$

où  $\mu_0$  et  $\varepsilon_0$  représentent respectivement la perméabilité et la permittivité diélectrique du vide,  $\Delta L$  est l'extension de longueur du patch défini en [267] comme ci-dessous.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_e - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (5 - 10)$$

Avec  $\varepsilon_e$  qui représente la permittivité effective du substrat; elle est liée à la permittivité relative comme suit [268] :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2}\right) \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5 - 11)$$

L'épaisseur  $h$  du substrat doit satisfaire à la condition suivante [264]:

$$h \leq \frac{1}{4f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1)}} \quad (5 - 12)$$

Pour ce qui est de la largeur  $W$  du patch, elle a un effet sur l'impédance de l'antenne ainsi que sur sa bande passante. Elle est également liée à la fréquence de résonance  $f_r$  de l'antenne comme suit [268]:

$$W = \frac{1}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_r + 1)}} \quad (5 - 13)$$

Dans la plupart des stratégies de conception, les équations (5-9) à (5-13) sont utilisées pour un premier dimensionnement de l'antenne, ensuite l'optimisation est effectuée à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Le Tableau 5-2 montre les capacités en termes de gain de certaines antennes patch récemment conçues pour des rectennas dédiés aux applications de l'IoT. Tout ce qui précède résume les bases des antennes de réception des rectenna. Puisque l'énergie captée est alternative, un convertisseur RF / DC est nécessaire pour convertir le signal RF en un signal DC.

**Tableau 5-2. Gains des antennes patches proposées pour des conceptions récentes de rectenna**

Fréquences	Gain (dBi)	Dimensions $L \times W \times h$ ( $mm^3$ )	Substrat utilisé @ permittivité $\varepsilon_r$	Réf.
2.36 GHz – 2.4 GHz	6	60 × 60 × 3.2	RO4003 @ $\varepsilon_r = 3.4$	[266]
GSM 900	4.42	--	FR4 @ $\varepsilon_r = 4.4$	[225]
GSM 1800	4.32	--	FR4 @ $\varepsilon_r = 4.4$	[225]
3G	4.39	--	FR4 @ $\varepsilon_r = 4.4$	[225]
2.4 GHz	5.6	29 × 37 × 16	FR4 @ $\varepsilon_r = 4.6$	[106]
915 MHz	5.9	90 × 125 × 8	--	[269]
2.4 GHz	7.52	75 × -- × 3.8	Thin Teflon @ $\varepsilon_r = 2.35$	[268]
5.5 GHz	7.26	75 × -- × 3.8	Thin Teflon @ $\varepsilon_r = 2.35$	[268]
GSM 900	7	115 × 115 × 1.6	RT/Duroid @ $\varepsilon_r = 2.2$	[270]

## 5.5. Mise en forme de l'énergie captée par l'antenne

### 5.5.1. Le convertisseur RF/DC

Afin d'alimenter le WS en courant continu, la puissance RF captée par l'antenne doit être redressée et filtrée ; le convertisseur RF / DC assume cette fonction. La fonction de redressement peut être mise en œuvre soit par des transistors [271, 272] soit par des diodes Schottky [104, 266, 273]. Les transistors sont moins utilisés, quoiqu'ils soient plus efficaces à de très faibles niveaux de puissance d'entrée RF [274], leur rendement de conversion maximal (MCE pour Maximum Conversion Efficiency) reste trop faible par rapport à celui obtenu avec les diodes Schottky [239]. Pour cette raison, il ne sera traité ici que des problématiques de conception qui concernent les diodes Schottky. En considérant les hautes fréquences et le bas niveau de tension des signaux RF, les diodes à commutation rapide et à faible tension seuil sont les plus pertinentes. Pour l'analyse des circuits, le modèle de diode Schottky à petit signal représenté sur la Figure 5-6 est très souvent utilisé [106, 223, 275-277].

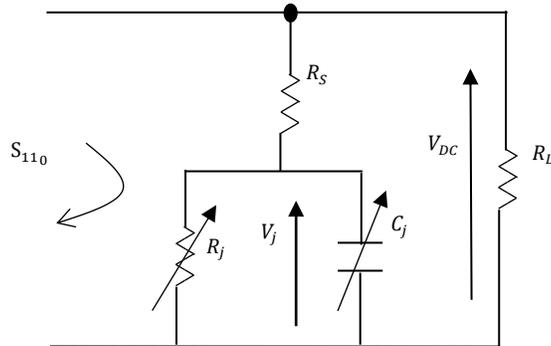


Figure 5-6. Modèle petit signal d'une diode Schottky sur charge résistive

Dans ce modèle,  $R_s$  est la résistance en série de la masse,  $R_L$  est la résistance de charge,  $R_j$  est la résistance de jonction,  $V_{DC}$  est la tension aux bornes de la résistance de charge et  $C_j$  est la capacité de jonction, qui dépend de la tension de sortie  $V_{DC}$  désirée comme montré ci-dessous [275]:

$$C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{DC}}} \quad (5 - 14)$$

avec  $C_{j0}$  qui est la capacité de jonction à polarisation nulle de la diode Schottky.

Les principaux fabricants des diodes couramment utilisées sont Avago, Skyworks et Macon [278, 279]. Le Tableau 5-3 donne les caractéristiques des diodes Schottky les plus employées dans la conception des convertisseurs RF / DC.

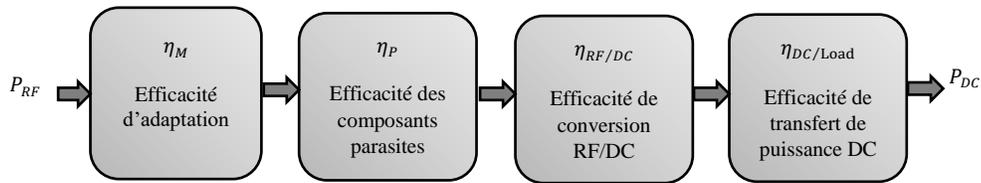
**Tableau 5-3. Caractéristiques petits signaux de quelques diodes Schottky couramment utilisées.**

Diodes	HSMS 2810 (Avago)	HSMS 2820 (Avago)	HSMS 2850 (Avago)	HSMS 2860 (Avago)	SMS 1546 (Skyworks)	SMS 7621 (Skyworks)	SMS 7630 (Skyworks)	MA4E 1317 (Macon)	MA4E 2054 (Macon)
$R_S(\Omega)$	10	6	25	6	4	12	20	4	11
$V_j(V)$	0.65	0.65	0.35	0.65	0.51	0.51	0.34	0.7	0.4
$C_{j0}(pF)$	1.1	0.7	0.18	0.18	0.38	0.1	0.14	0.2	0.13

Dans la sous-section précédente consacrée à l'antenne de réception, il a été mentionné que les antennes patch, qui sont compactes, légères et peu coûteuses [264], sont les plus adaptées aux applications réelles des WS pour lesquelles l'encombrement est l'une des contraintes de conception. Cependant, il est important de préciser que, relativement aux autres antennes, les antennes patch sont à bande étroite et offrent des gains plus faibles [280]. Ainsi, l'efficacité de conversion de la diode de redressement est devenue une problématique importante dans la conception des rectennas et plusieurs recherches ont été effectuées ces dernières années dans le but d'analyser l'influence des paramètres d'une telle diode sur l'efficacité de conversion [104, 273, 274, 281-283].

### 5.5.1.1. Efficacité de conversion de la diode de redressement

Lorsque l'on considère la conversion du signal RF en un signal DC, l'énergie captée par l'antenne subit les pertes à quatre étages représentés sur la Figure 5-7; l'analyse de ces pertes doit être effectuée afin de choisir la diode de redressement la plus appropriée.



**Figure 5-7. Chaîne d'efficacité de bout en bout de la conversion RF/DC [274]**

L'efficacité d'adaptation  $\eta_M$  caractérise les pertes dues à l'insertion d'un filtre d'adaptation entre l'antenne et le circuit redresseur et elle est définie dans [223] comme suit :

$$\eta_M = 1 - |S_{110}|^2 \quad (5 - 15)$$

où  $S_{110}$  (cf. Figure 5-6) est le coefficient de réflexion avant adaptation. Il est défini dans [284] comme suit :

$$S_{110} = \frac{Z_D - Z_0}{Z_D + Z_0} \quad (5 - 16)$$

avec  $Z_0$  qui représente l'impédance de sortie de l'antenne qui est généralement conçue pour être égale à  $50 \Omega$ , et  $Z_D$  est l'impédance d'entrée de la diode vue depuis l'antenne. En fonction des éléments électriques internes de la diode (cf. Figure 5-6),  $Z_D$  s'exprime comme suit [275]:

$$Z_D = \frac{\pi R_S}{\cos \theta_{on} \left( \frac{\theta_{on}}{\cos \theta_{on}} - \sin \theta_{on} \right) + j\omega R_S C_j \left( \frac{\pi - \theta_{on}}{\cos \theta_{on}} + \sin \theta_{on} \right)} \quad (5 - 17)$$

avec  $\omega = 2\pi f$  qui est la pulsation de la rectenna, et  $\theta_{on}$  est l'angle de rotation de polarisation directe de la diode;  $\theta_{on}$  dépend de la tension DC de sortie comme suit :

$$\tan \theta_{on} - \theta_{on} = \frac{\pi R_S}{R_L \left( 1 + \frac{V_j}{V_{DC}} \right)} \quad (5 - 18)$$

En considérant les équations (5-16) et (5-17), une expression approximative du coefficient de réflexion  $S_{11_0}$  a été définie dans [274] :

$$|S_{11_0}| \approx \frac{R_j + (R_S - 50) \cdot (C_j^2 \cdot R_j^2 \cdot \omega^2 + 1)}{R_j + (R_S + 50) \cdot (C_j^2 \cdot R_j^2 \cdot \omega^2 + 1)} \quad (5 - 19)$$

À partir de cette expression, il a été montré dans [274] que l'usage de hautes fréquences, lorsque  $C_j^2 \cdot R_j^2 \cdot \omega^2 \geq 1$ , il suffit que  $R_S$  soit suffisamment proche de  $50 \Omega$  pour assurer un coefficient de réflexion minimum, et donc aussi de minimiser les pertes d'adaptation. En considérant les caractéristiques reportées dans le Tableau 5-3, la diode la plus efficace serait la HSMS 2850.

$\eta_p$  sur la Figure 5-7 est le rendement associé aux composants parasites (dus au boîtier); ces pertes étant celles liées aux caractéristiques mécaniques et électriques indésirables qui limitent les performances du circuit. L'efficacité  $\eta_p$  est définie en fonction des paramètres de la diode dans [285] comme suit :

$$\eta_p = \frac{1}{\left( 1 + (\omega C_j)^2 R_S \cdot R_j \right)^2} \quad (5 - 20)$$

$\eta_{RF/DC}$  sur la Figure 5-7 est le rendement de conversion RF/DC; il est lié aux paramètres de la diode à travers les équations suivantes [275]:

$$\eta_{RF/DC} = \frac{1}{1 + A + B + C} \quad (5 - 21)$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \frac{R_L}{\pi R_S} \left(1 + \frac{V_j}{V_{DC}}\right)^2 \left[ \theta_{on} \left(1 + \frac{1}{2 \cos^2 \theta_{on}}\right) - 1,5 \tan \theta_{on} \right] \\ B = \frac{R_S \cdot R_L \cdot C_j^2 \cdot \omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_j}{V_{DC}}\right) \left[ \frac{\pi - \theta_{on}}{\cos^2 \theta_{on}} + \tan \theta_{on} \right] \\ C = \frac{R_L}{\pi R_S} \left(1 + \frac{V_j}{V_{DC}}\right) \frac{V_j}{V_{DC}} [\tan \theta_{on} - \theta_{on}] \end{cases} \quad (5 - 22)$$

$\eta_{DC/Load}$  sur la Figure 5-7 représente l'efficacité du transfert de puissance DC; elle est définie dans [162] comme suit:

$$\eta_{DC/Load} = \frac{R_L}{R_L + R_T} \quad (5 - 23)$$

où  $R_T = R_S + R_j$  est la résistance de Thevenin vue par la charge [286], et  $R_L$  est la résistance de charge. Pour maximiser  $\eta_{DC/Load}$ , il est nécessaire d'utiliser un circuit MPPT (Maximum Power Point Tracking). Ce circuit permet d'adapter la rectenna à l'élément de stockage dans le but de transférer à chaque fois la puissance maximale possible.

En utilisant les équations (5-15), (5-20) et (5-21), une comparaison des rendements de conversion RF / DC de quatre diodes d'Avago (HSMS 2810, HSMS 2820, HSMS 2850 et HSMS 2860), dont les caractéristiques sont rapportées dans le Tableau 5-3, est proposée. Les détails des analyses ont fait l'objet des publications [106, 108, 110]. Une synthèse des résultats obtenus est reportée dans le Tableau 5-4.

**Tableau 5-4. Diode offrant la meilleure performance en fonction de la puissance incidente**

$V_{DC}$ (V)	Puissance RF d'entrée (mW)	Charge optimale (k $\Omega$ )	Efficacité de conversion maximale (%)	Diode la plus performante
1	3.52	0.8	35.5	HSMS 2850
1.8	7.12	1.22	37.3	HSMS 2850
2.5	14.63	1.13	37.8	HSMS 2860
3.5	26.21	38.3	40	HSMS 2860

La Figure 5-8 indique l'évolution de l'efficacité de conversion maximale en fonction de la tension DC de sortie. Ces résultats montrent que, pour des niveaux de puissance exploitables [287], la diode HSMS 2850 est plus adaptée pour la conception des circuits. Il serait cependant intéressant de comparer les performances de beaucoup plus de diodes que celles considérées ici pour définir

celles permettant d'atteindre de meilleures performances à de très faibles niveaux de puissance d'entrée RF.

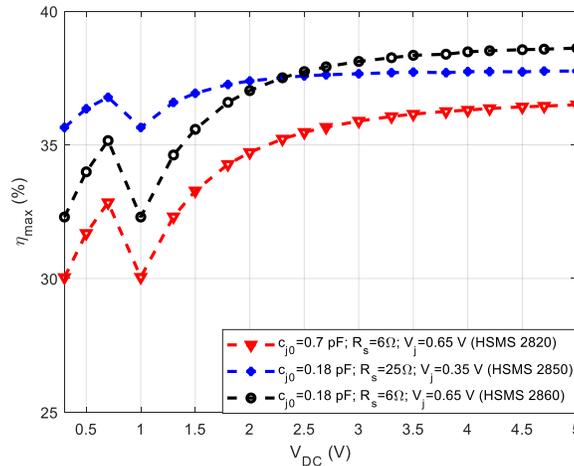


Figure 5-8. Efficacité maximale versus tension DC de sortie

Pour obtenir de meilleurs rendements de conversion à un niveau très bas, les travaux rapportés dans [274, 286] ont proposé la diode à spin comme une alternative efficace pour la conversion RF/DC. Cependant, les résultats obtenus dans ces travaux montrent que, pour des niveaux de tension exploitables, cette diode est moins efficace que la plupart des diodes Schottky rapportées dans le Tableau 5-3. Une fois que la diode de redressement la plus efficace est sélectionnée, il est également important de choisir la topologie de redresseur qui offre les meilleures performances selon l'application.

### 5.5.1.2. Classification des topologies de redresseur

Les principales topologies de redresseur couramment utilisées dans la conception des rectennas sont montrées sur la Figure 5-9. Il s'agit de la topologie simple alternance avec une seule diode en série (SSD pour Single Serie Diode), la topologie simple alternance avec une seule diode en parallèle (SPD pour Single Parallel Diode), du pont complet (FB pour Full Bridge) et du doubleur de tension (VD pour Voltage Doubler) [288-290]. Les principales caractéristiques de ces topologies sont résumées dans le Tableau 5-5. Une comparaison des trois topologies SSD, SPD et FB a été proposée dans [289] en définissant une Facteur de Mérite (RFoM pour Rectenna Figure of Merit) comme suit :

$$RFoM (P_{RF}) = V_{OC} \times \eta_{optimal\ load} \quad (5 - 24)$$

où  $V_{OC}$  est la tension en circuit ouvert du redresseur et  $\eta_{\text{optimal load}}$  est l'efficacité de conversion RF/DC de conversion atteinte à la charge optimale du circuit redresseur.

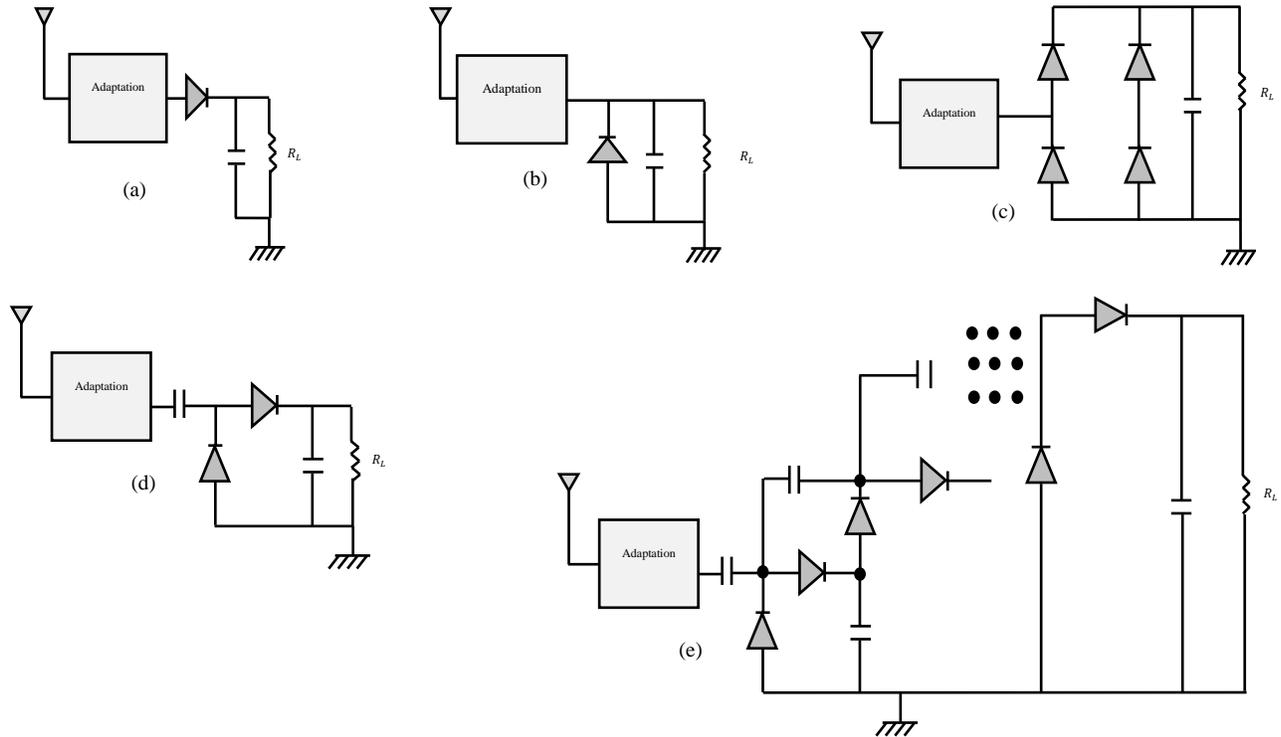


Figure 5-9. Topologies de redresseur les plus utilisées (a) SSD (b) SPD (c) VD et (e) VD à plusieurs étages

Tableau 5-5. Comparaison des principales topologies de redresseur

Topologies	Description	Avantages	Inconvénients	Applications
SSD	Facile à mettre en œuvre, car u une seule diode utilisée.	Convient aux applications à très faible puissance.	Faible tension DC de sortie	A-RF-EH
SPD	Similaire à la topologie SSD avec les mêmes performances, mais redresse plutôt l'alternance négative.	Convient aux applications à très faible puissance.	Faible tension DC de sortie	A-RF-EH
FB	Utilise le pont de Graëtz comme dans l'électronique de puissance basse fréquence.	Bonne efficacité de conversion à haute puissance.	Insensible aux bas niveaux de tension.	WPT
VD	Structure simple pour rectifier les deux alternances.	Tension DC de sortie élevée.	Efficacité de conversion inférieure à celle des topologies SSD et SPD.	A-RF-EH WPT
VD Multiétage	Redresse les deux alternances en amplifiant la tension	Tension DC de sortie la plus élevée.	Faible efficacité de conversion due aux pertes dans les diodes.	A-RF-EH WPT

Les analyses dans [289] ont montrées que la topologie SSD est la mieux adaptée pour un faible niveau de puissance d'entrée (-5 dBm à 0 dBm), tandis que la topologie SPD est la plus efficace pour un niveau de puissance d'entrée moyen (0 à +15 dBm) ; enfin, la topologie FB convient mieux aux rectennas fonctionnant à des niveaux de puissance incidente dits élevés (> 15 dBm).

En utilisant le logiciel ADS (Advanced Design System), il est proposé dans cette thèse une comparaison des performances des quatre premières topologies de redresseur montrées sur la Figure 5-9. Les résultats obtenus pour quatre bandes de fréquences (0,9, 2,1, 2,45 et 5,8 GHz) en termes d'efficacité de conversion RF/DC et de tension DC de sortie sont montrés sur la Figure 5-10. On observe globalement que les performances décroissent avec l'augmentation de la fréquence. Ce résultat est logique selon les équations (5-21) et (5-22). Il est également constaté que la topologie SPD offre de piètres performances dans la plage de puissance incidente RF considérée.

Sur la Figure 5-10, le doubleur de tension est la topologie qui offre les meilleures performances aussi bien en termes de tension DC que d'efficacité de conversion RF/DC. Cela justifie le fait que cette topologie soit la plus utilisée dans la conception des rectennas. De plus, avec un VD, il est possible d'amplifier plusieurs fois la tension de sortie en utilisant plusieurs étages de doubleur de tension (cf. Figure 5-9 e) [260]. Si  $V_{OC}$  est la tension en circuit ouvert d'un VD et  $R_0$ , sa résistance interne, alors la tension  $V_{DC}$  obtenue sur une résistance de charge  $R_L$  avec un doubleur de tension multiétage de  $n$  étages est définie comme suit :

$$V_{DC} = V_{OC} \frac{1}{\frac{R_0}{R_L} + \frac{1}{n}} \quad (5 - 25)$$

Bien que les VD multiétages permettent d'atteindre des niveaux de tension élevés, il n'en reste pas moins qu'ils contribuent à augmenter l'encombrement global de la rectenna. De plus, ils nécessitent plusieurs composants; ce qui entraînerait plus de pertes dans les circuits. Nous avons analysé dans cette thèse jusqu'à 10 étages de VD et les résultats obtenus en termes de tension et d'efficacité de conversion sont montrés sur la Figure 5-11. Les analyses sont effectuées à 2.45 GHz et le logiciel ADS est utilisé pour la simulation des circuits. Les caractéristiques de la diode sont celles de la HSMS 2850 d'Avago.

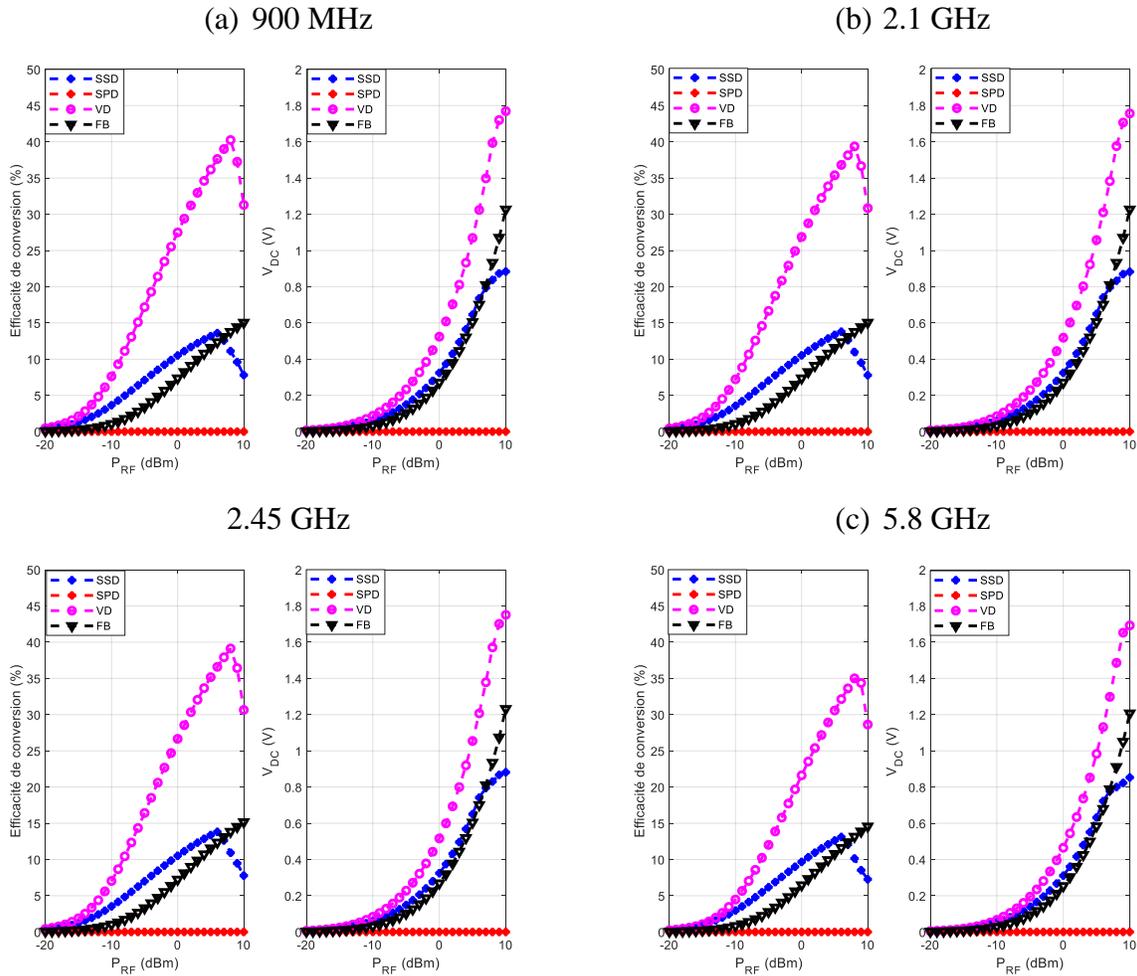


Figure 5-10. Comparaison des performances des quatre principales topologies de redresseur

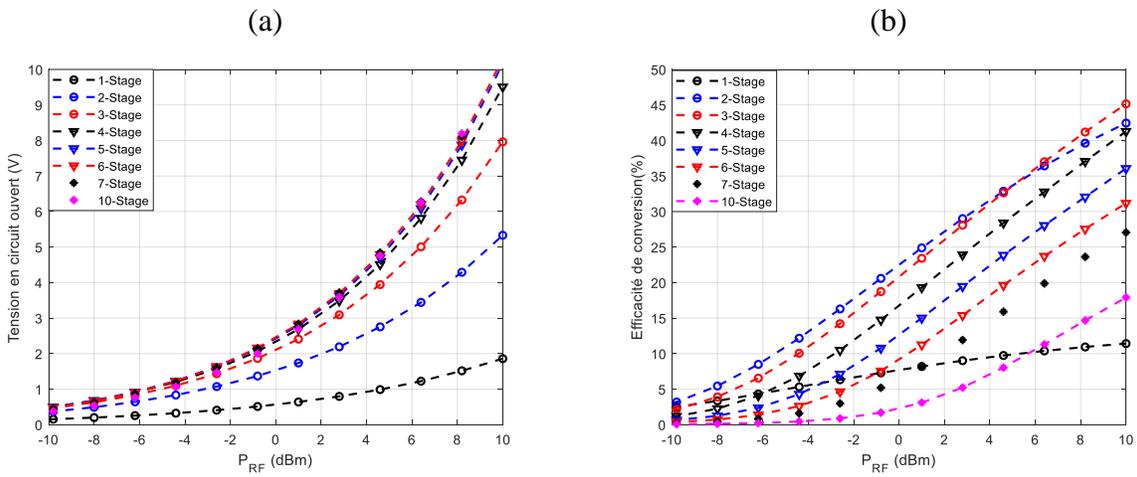


Figure 5-11. Performances des VD multiétages. (a) Tension en circuit ouvert. (b) Efficacité de conversion

Les résultats de la Figure 5-11 indiquent clairement une amplification de la tension de sortie du redresseur avec une augmentation du nombre d'étages. Une saturation est observée aux alentours

de 4 étages. Lorsqu'on s'intéresse à l'efficacité de conversion, on observe sur la Figure 5-11 (b) que l'augmentation du nombre d'étages entraîne plutôt une dégradation de l'efficacité de conversion. Cela se justifie par le fait que l'augmentation du nombre de composants dans le circuit engendrera plus de perte. Pour une analyse globale, nous avons retenu le facteur de mérite définie comme ci-dessus.

$$\text{RFoM}(n, P_{RF}) = V_{OC} \times \eta_{opt} \quad (5 - 26)$$

où  $n$  est le nombre d'étage,  $P_{RF}$  est la puissance d'entrée du circuit,  $V_{OC}$  est la tension en circuit ouvert et  $\eta_{opt}$ , l'efficacité de conversion obtenue sur la résistance de charge optimale du circuit. Le résultat obtenu pour la RFoM est montré sur la Figure 5-12 et il est obtenu que le meilleur compromis est atteint pour 3 ou 4 étages pour les caractéristiques de simulation considérées ici.

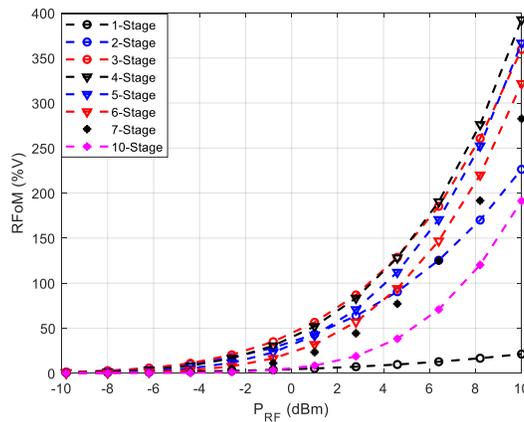


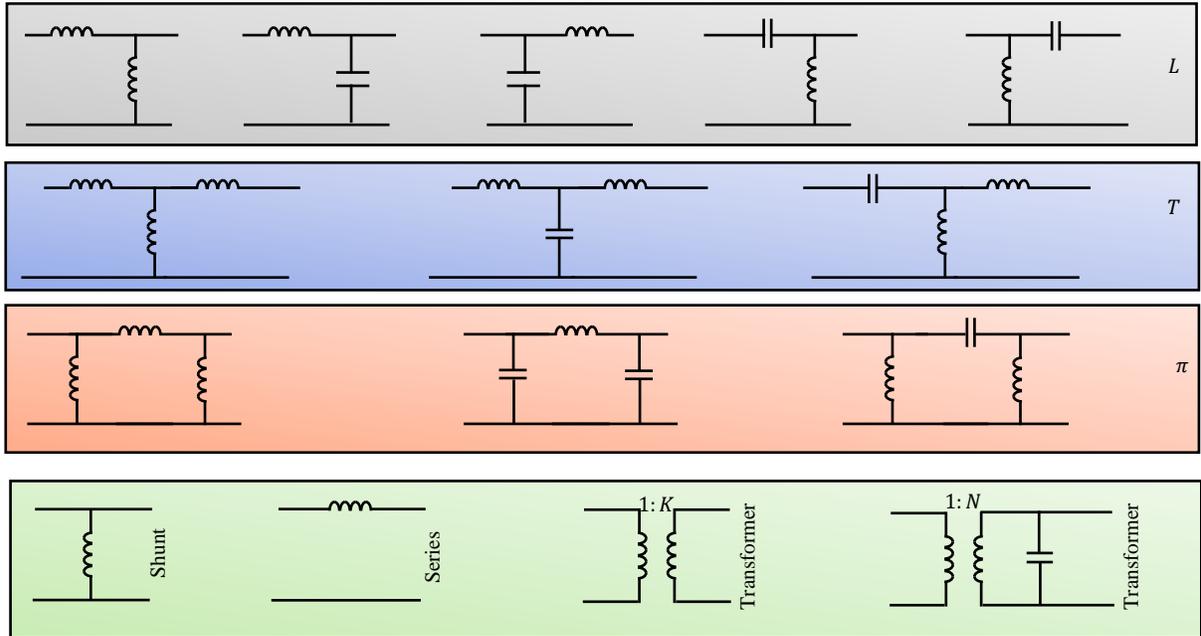
Figure 5-12. Performances globales des VD multiétages

Les analyses qui précèdent résument les problématiques de la conversion RF/DC dans la conception des rectennas. Tel que montré sur la Figure 5-10 et la Figure 5-12, les rendements atteints sont faibles (tout au plus 50 % à 10 dBm); cela est dû à l'absence d'un filtre d'adaptation entre la source radiofréquence et le redresseur la sous-section suivante permettra d'illustrer les améliorations obtenues lorsque les deux blocs précédents sont parfaitement adaptés.

### 5.5.2. Le filtre d'adaptation

Un filtre d'adaptation doit d'une part assurer le transfert de puissance maximal entre l'antenne et le circuit redresseur et d'autre part bloquer également les harmoniques générées par la diode. Il existe deux principaux types de filtres d'adaptation pour les redresseurs: le couplage par transformateur [291] et les réseaux LC [292]. Les réseaux LC sont plus populaires et mieux adaptés

à la conception de rectenna en raison de leur facilité d'intégration. Les différentes configurations de filtres couramment utilisées sont montrées sur la Figure 5-13.



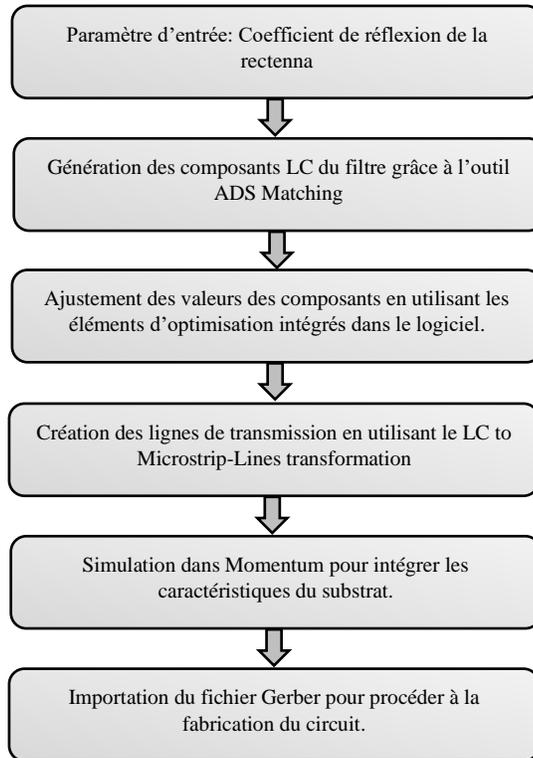
**Figure 5-13. Différentes topologies usuelles de réseau d'adaptation d'impédance: réseaux L, réseaux T, réseaux  $\pi$  et réseaux basés sur des transformateurs [293]**

Comme montrés sur la figure ci-dessus, les réseaux LC sont constitués d'éléments réactifs (bobine et condensateur) non dissipatifs [239]. Le réseau LC de base est le filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est définie dans comme suit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5 - 27)$$

Le paramètre permettant de caractériser qualitativement l'adaptation est le coefficient de réflexion de l'ensemble constitué du convertisseur RF/DC et du filtre d'entrée. Une valeur de  $-10 \text{ dB}$  est acceptable selon [284].

Bien qu'une méthode générale de conception des filtres soit proposée dans [284], très peu d'études analytiques sur la conception de filtres d'adaptation pour les rectennas ont été proposées ces dernières années. Cela est dû à la puissance du logiciel ADS qui incorpore de nombreux outils permettant de concevoir et optimiser les filtres d'adaptation. Dans cette thèse, ces étapes sont résumés et les principaux résultats ont fait l'objet des publications [106, 124]. Ces différentes étapes de création d'un filtre d'adaptation à partir du logiciel ADS sont montrées sur la Figure 5-14.



**Figure 5-14. Étapes de conceptions des filtres d'adaptation dans le cas des rectenna avec le logiciel ADS**

La démarche de la Figure 5-14 consiste à partir du coefficient de réflexion du circuit non adapté pour générer les composants LC du filtre grâce à l'outil d'adaptation (Matching Tool) du logiciel. Ces éléments localisés sont les paramètres initiaux qui seront ensuite optimisés pour atteindre des objectifs spécifiques. Le logiciel ADS intègre plusieurs méthodes d'optimisation, les principales étant: les techniques Hybride, Newton, Quasi-Newton, Gradient et Random. La recherche par méthode de gradient est la plus utilisée [106, 294, 295] et permet d'ajuster un ensemble de variables en fonction d'une fonction d'erreur et de son gradient. La fonction d'erreur habituellement utilisée est la fonction d'erreur des moindres carrés. Une fois les éléments de filtre d'adaptation optimisés, l'étape suivante de la conception est la transformation des composants LC en ligne microruban. Ensuite, le simulateur électromagnétique de Momentum, toujours intégré au logiciel ADS, permet de prédire les performances du circuit aux hautes fréquences. Cet outil est aussi utilisé pour créer la disposition physique permettant de simuler les caractéristiques du substrat.

En suivant les étapes de la Figure 5-14, une comparaison des performances des différentes configurations de filtre montrées sur la Figure 5-13, est proposée. Les analyses sont effectuées à 900 MHz et trois objectifs sont visés simultanément: la minimisation du coefficient de réflexion, la maximisation de l'efficacité de conversion et la maximisation de la tension DC de sortie. Prenant

en considération les observations de la sous-section précédente, il a été considéré 3 étages de VD basé sur une diode Schottky HSMS 285 B. Le schéma de simulation dans ADS est montré sur la Figure 5-16 ci-dessous.

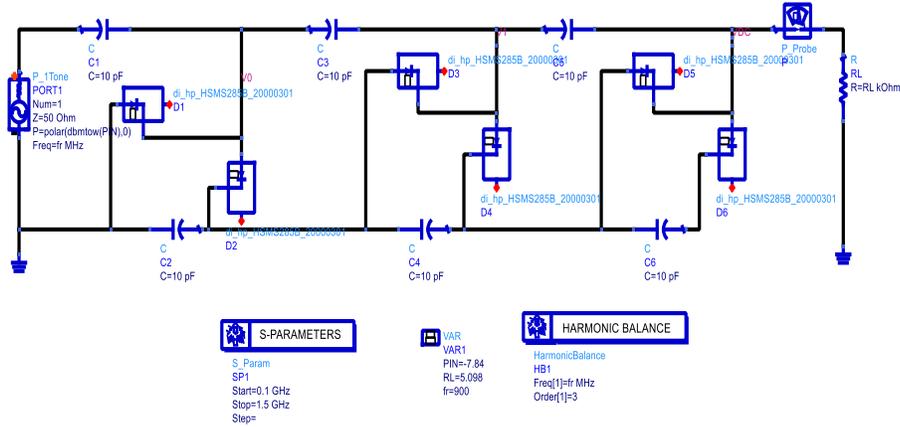


Figure 5-15. Schéma de simulation de 3 étages de VD dans ADS

Comme montré sur cette figure, les condensateurs de filtrage ont une valeur de 10 pF, la résistance de charge optimale du circuit est de 5.098 kΩ et la puissance incidente est fixée à seulement  $-8 \text{ dBm}$ . Les valeurs des composants LC obtenus après optimisation par la méthode du gradient sont montrées sur la Figure 5-17. Ces valeurs sont celles atteintes au minimum local. En fonction des trois objectifs définis plus haut, les performances atteintes sont montrées sur la Figure 5-16 ci-dessous.

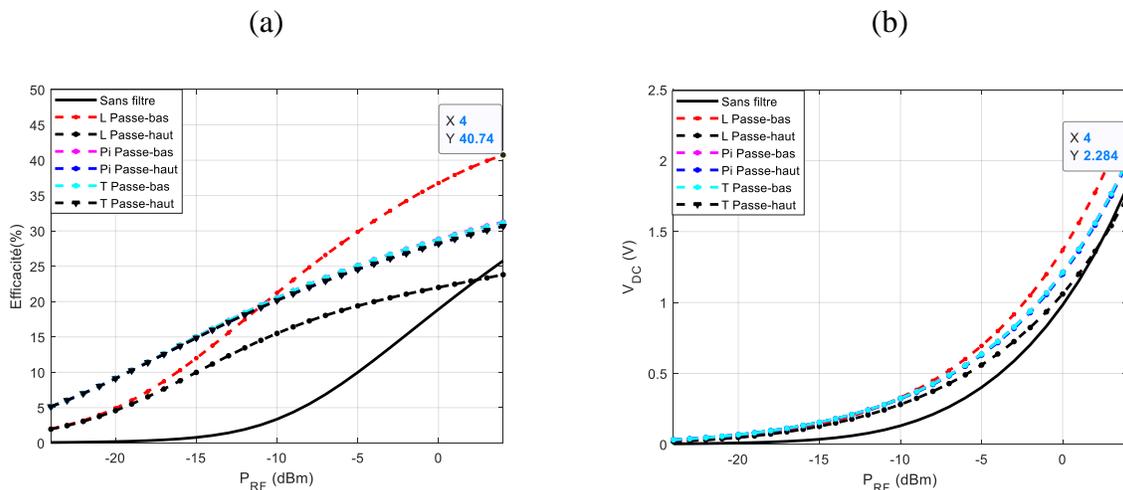
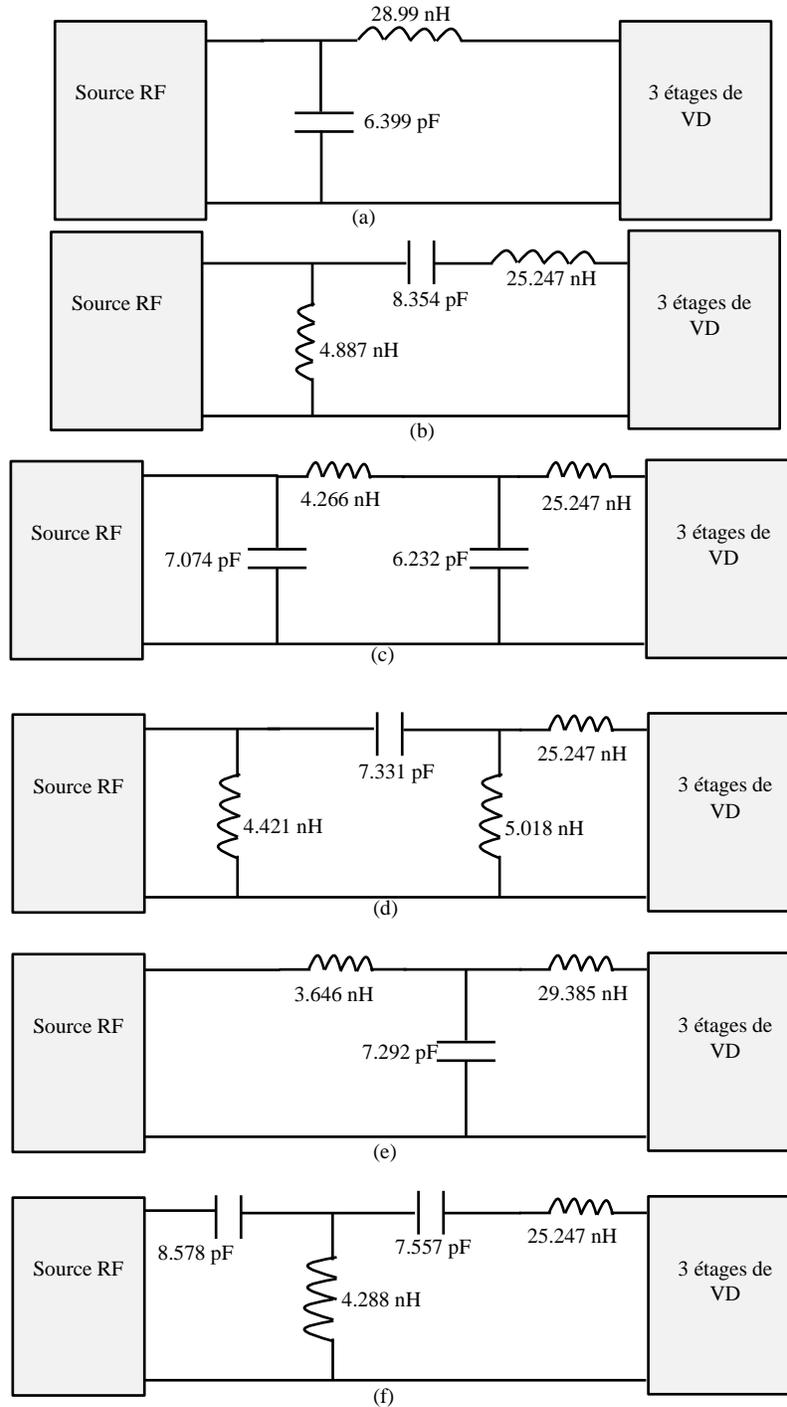


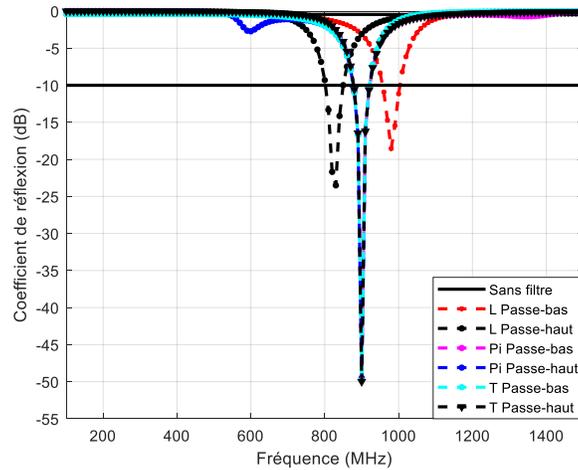
Figure 5-16. Comparaison des performances d'une rectenna avec 3 VD pour différentes configurations de filtres d'adaptation. (a) Efficacité. (b) Tension.



**Figure 5-17. Valeurs des composants LC des filtres. (a) Passe-bas L. (b) Passe-haut L. (c) Passe-bas Pi. (d) Passe-haut Pi. (e) Passe-bas en T. (f) Passe-haut en T.**

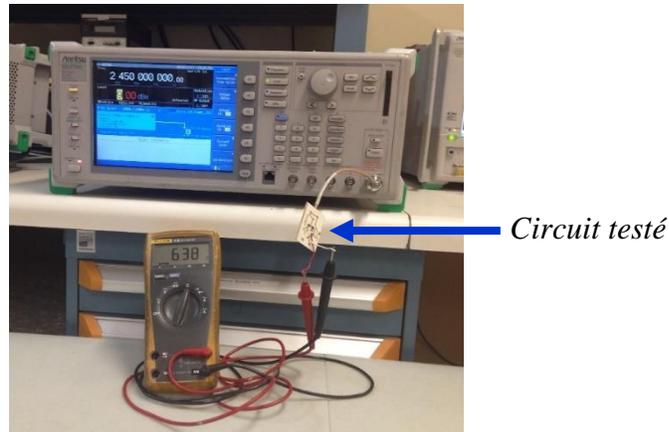
D'après les résultats représentés sur la Figure 5-16 (a et b), il apparaît que quatre configurations de filtre offrent les mêmes performances de sortie en termes de tension et d'efficacité. Globalement, il est obtenu que 3 étages de doubleurs de tension combiné à un filtre passe-bas L permet d'atteindre

les meilleures performances dans la plage de puissance considérée. De façon plus précise, une tension de 2,3 V correspondant à un rendement de conversion de 40,74% sont atteints à seulement 4 dBm de puissance d'entrée RF. La Figure 5-18 nous indique les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes configurations de filtres montrées sur la Figure 5-17. Le coefficient de réflexion pour la plupart des configurations est inférieur à -10 dB.



**Figure 5-18. Évolution du coefficient de réflexion**

Afin d'évaluer expérimentalement les performances des rectenna, il a été conçu et réalisé un VD à base de diode Schottky HSMS 2850. Le circuit est réalisé avec le substrat RO350B ( $h = 0.76 \text{ mm}$ ,  $T = 35 \mu\text{m}$ ,  $\tan \delta = 0.0037$ ) de Rogers Corporation et il est ensuite testé avec le dispositif expérimental montré sur la Figure 5-19.



**Figure 5-19. Dispositif expérimental pour tester le circuit de récolte d'énergie Radiofréquence**

Sur le dispositif de la Figure 5-19, la source micro-onde MG 3700 A fabriquée par Anritsu est utilisée pour générer un signal à 2.45 Hz. Un voltmètre numérique est utilisé pour mesurer la tension DC aux bornes de la résistance de charge. Ces tests sont effectués au sein du Laboratoire

de Recherche Télébec en Communications Souterraines (LRTCS) de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT). Les résultats expérimentaux obtenus en comparaison avec ceux simulés dans l'environnement ADS sont montrés sur la Figure 5-20. Le circuit conçu démontre une efficacité de conversion de 16% à 0 dBm de puissance RF. La tension DC correspondante est de 0,4 V. Considérant que le circuit sera alimenté dans une expérience WPT, une efficacité de conversion de 27% peut être obtenue de même qu'une tension de 1,3 V à 10 dBm de puissance.

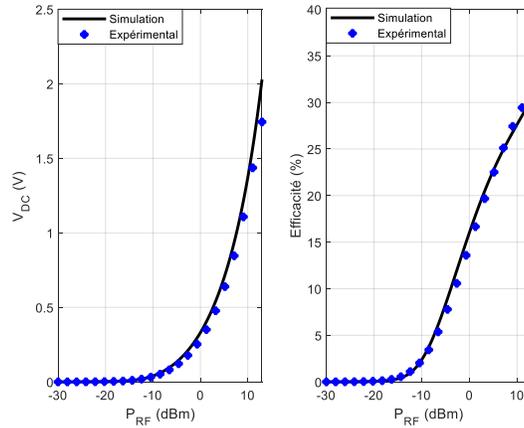


Figure 5-20. Résultats expérimentaux du redresseur proposé

Afin d'améliorer les performances montrées sur la Figure 5-20, un filtre passe-bande permettant d'adapter la source radiofréquence au circuit redresseur est conçu en suivant les étapes montrées sur la Figure 5-14. La configuration du filtre d'adaptation est montrée sur la Figure 5-21.

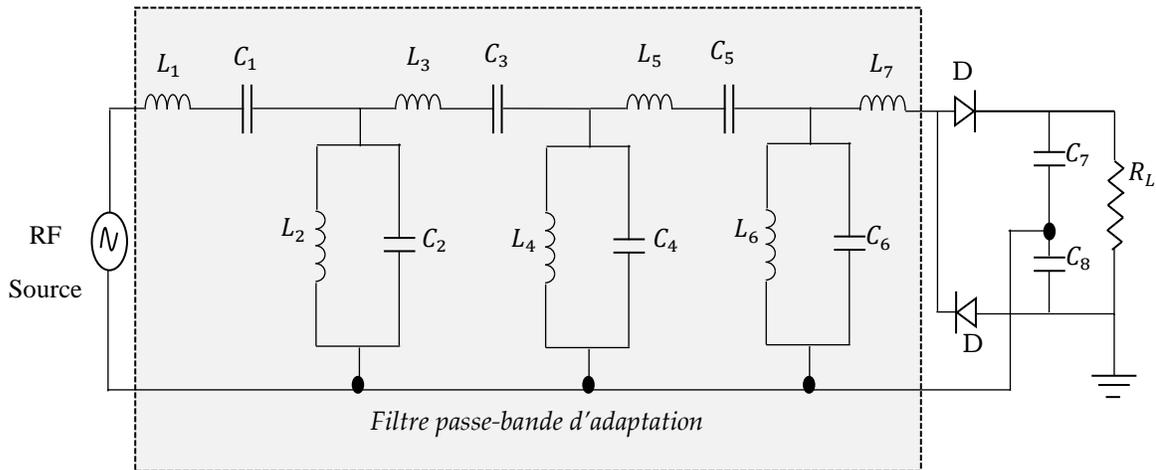


Figure 5-21. Circuit rectenna optimisé pour opérer à 2.45 GHz

Les valeurs des composants LC après 45 itérations sont reportées dans le Tableau 5-6 ci-dessous et les résultats obtenus en termes d'efficacité, de tension et de coefficient de réflexion sont montrés sur la Figure 5-22. Le minimum local est atteint après 63 itérations et une efficacité de

conversion maximale de 71 % est obtenu à seulement  $-2.2$  dBm de puissance incidente. Le circuit conçu est efficace pour la récolte de l'énergie RF ambiante avec une tension DC de 1,81 V.

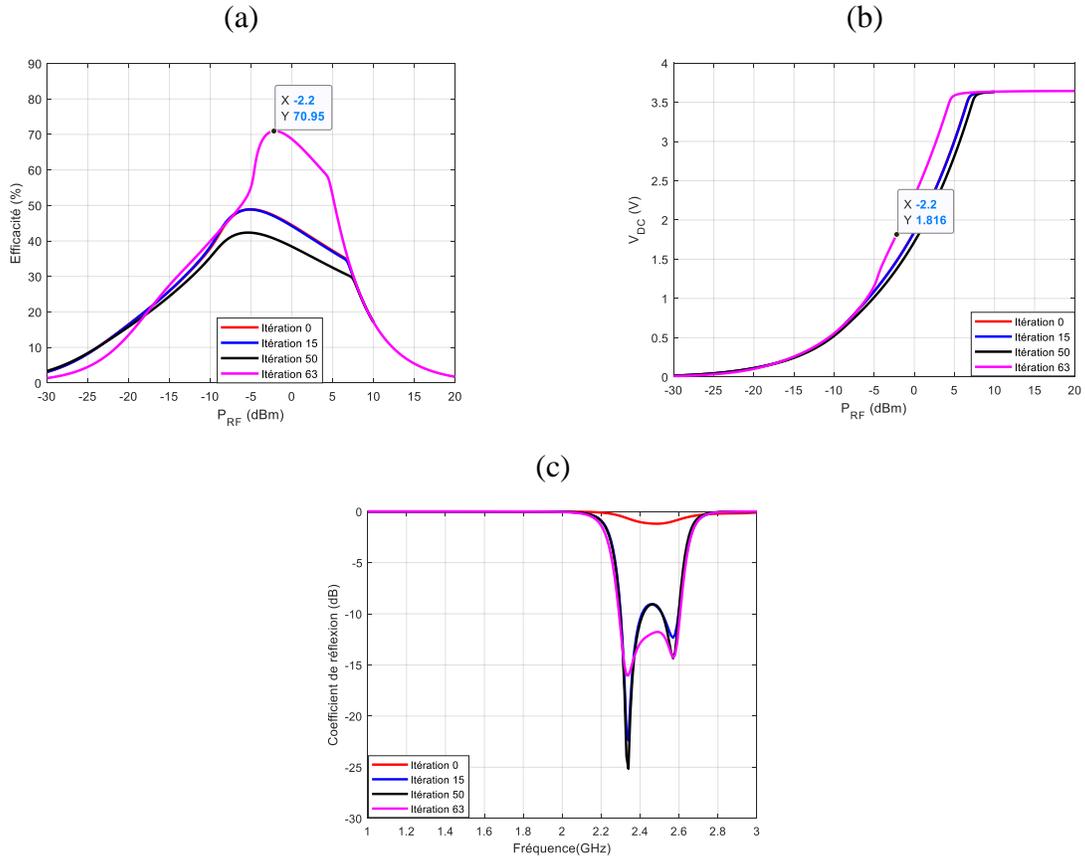


Figure 5-22. Performances optimisées de la rectenna à 2.45 GHz

Tableau 5-6. Valeurs des composants pour le circuit de la Figure 5-21

Component Name	Value (Itération 45)	Component Name	Value (Itération 45)
$L_1$	1.00043 nH	$L_5$	1.10215 nH
$C_1$	16.4808 pF	$C_5$	9.83111 pF
$L_2$	36.1581 nH	$L_6$	47.9429 nH
$C_2$	2.11506 pF	$C_6$	12.921 pF
$L_3$	6.2 nH	$L_7$	7.71752 nH
$C_3$	1.00269 pF	$C_7$	2.7 pF
$L_4$	49.9882 nH	$C_8$	2.7 pF
$C_4$	12.2311 pF	$R_L$	470 $\Omega$

### 5.5.3. Les circuits convertisseurs DC/DC et performances des conceptions récentes de rectenna

La plupart des redresseurs déployés dans un environnement réel ont une tension DC faible et variable en raison de légères fluctuations de la puissance d'entrée RF. Les niveaux de tension atteints ne peuvent donc pas alimenter directement l'élément de stockage. La fonction du convertisseur DC / DC est alors d'adapter la tension de sortie du redresseur à la tension de charge de l'élément de stockage. Plusieurs convertisseurs DC / DC sont disponibles dans le commerce, mais dans le cas de la conception des rectennas, les circuits les plus adaptés sont ceux avec une faible tension de démarrage, une puissance de fonctionnement minimale et un rendement de conversion élevé sur une large plage. Les circuits les plus appropriés sont alors le TS3310 de TouchStone [296] et le BQ25504 de Texas Instrument [297]. Une comparaison de ces deux convertisseurs DC / DC a été proposée dans [298], et il a été obtenu que le convertisseur BQ25504 offre de meilleures performances. Cependant, il est moins adapté aux variations dynamiques élevées de la puissance d'entrée de la rectenna.

## 5.6. Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était de définir l'efficacité de conversion globale d'un circuit rectenna. Cette efficacité est un coefficient important dans la quantification de la quantité d'énergie devant être transférée à un nœud nécessaire. Premièrement, les limites des récolteurs RF ont été mises en évidence à travers la faible densité de puissance ambiante récoltable. Ensuite, ont été examinés tous les paramètres qui influencent les performances des différents blocs d'un circuit rectenna (antenne, diodes, topologie du redresseur et filtre d'adaptation).

Dans ces analyses, il a été conçu et réalisé un circuit rectenna optimisé pour opérer à 2.45 GHz. Le circuit obtenu démontre une efficacité de conversion de 71 % et une tension de 1.8 V à seulement -2.2 dBm.

Pour conclure ce chapitre, les performances des conceptions beaucoup plus récentes en comparaison avec la conception proposée ici sont données dans le **Tableau 5-7**. Une attention particulière est portée à la diode de redressement utilisée, ainsi qu'à la topologie du redresseur. Comme montré dans le tableau un choix judicieux du type de diode et celui de la configuration du filtre d'adaptation permettent d'atteindre de meilleures performances. Dans le chapitre suivant, il sera traité de la prédiction de la quantité d'énergie récoltable des vibrations.

**Tableau 5-7. Performances de quelques rectennas conçus récemment**

Puissance d'entrée (dBm)	Efficacité (%)	Diode utilisée	Topologie de redresseur utilisée	Bande de fréquence	Ref
-10	59	HSMS 2850	SSD	850-950 MHz	[299]
13.5	80.4	HSMS 8202	SPD	850-950 MHz	[300]
-7	84	1N6263	FB	850-950 MHz	[301]
6	70	HSMS 2862	VD	850-950 MHz	[302]
10	40*	HSMS 2850	VD	850-950 MHz	[104]
-1	42	SMS 7630	VD	850-950 MHz	[303]
-2.5	65	SMS 7630	VD	850-950 MHz	[252]
-20	20	HSMS 2820	SSD	2.4-2.45 GHz	[304]
10	66.8	HSMS 2860	SSD	2.4-2.45 GHz	[305]
0	54	HSMS 2852	SSD	2.4-2.45 GHz	[306]
8	72.8	SMS 7630	SSD	2.4-2.45 GHz	[307]
83	20	MA4E1317	SPD	2.4-2.45 GHz	[308]
76	26	HSMS 282P	FB	2.4-2.45 GHz	[309]
10	61	HSMS 2863 and HSMS 2864	FB	2.4-2.45 GHz	[310]
24	80	HSMS 282P	FB	2.4-2.45 GHz	[311]
-13	9**	SMS 7630	VD	2.4-2.45 GHz	[303]
-10	45	HSMS 2852	VD	2.4-2.45 GHz	[312]
-30/cm <sup>2</sup>	45	SMS7630	SSD	2.4 GHz	[313]
-2.2	71 %	HSMS 2850	VD	2.45 GHz	[106] notre proposition
17	82	MA40150-119	SPD	5.8 GHz	[275]
17.7	79.5	MA4E1317	SPD	5.8 GHz	[300]
27	76	MA4E1317	SPD	5.8 GHz	[314]
0	18	MA4E1317	SPD	5.8 GHz	[308]
0	68.5	HSMS 8202	SPD	5.8 GHz	[315]
20	76	MA4E1317	SPD	5.8 GHz	[253]
0	54	--	SPD	5.8 GHz	[316]

\* est une efficacité obtenue sans l'utilisation d'un filtre d'adaptation  
 \* est une efficacité globale prenant en compte les pertes entre la source émettrice et l'antenne de réception.

# Chapitre 6

## Conception d'un Prédicteur d'énergie récoltable des vibrations

### 6.1. Introduction

Les vibrations ont été choisies comme principale source d'alimentation des WS dédiés aux applications industrielles du fait de leur abondance dans de tels environnements. En effet, de nombreux procédés industriels nécessitent l'utilisation d'un moteur pour effectuer le travail. Ces moteurs génèrent des vibrations plus ou moins importantes dépendamment de leur puissance et de leur régime de fonctionnement. Dans les deux chapitres précédents, la chaîne de conversion des vibrations en énergie électrique a été analysée (Chapitre 4) et les facteurs devant être pris en compte pour la quantification de l'énergie reçue des ondes radiofréquences ont été définis (Chapitre 5). Étant donné qu'au chapitre 7, il sera question de proposer une solution permettant de gérer efficacement l'énergie récoltée, le présent chapitre traite alors de la conception d'un Prédicteur de l'Énergie Récoltable des Vibrations (PERV).

Avant de proposer le PERV, l'énergie récoltable sera dans un premier temps estimée au moyen du prédicteur de l'état de l'art EWMA (Exponentially Weighted Moving-Average) qui permet d'approximer le taux d'énergie en recourant à l'historique de l'énergie récoltée précédemment. Comparativement au EWMA, le prédicteur PERV est un prédicteur "temps réel" qui est conçu sur un historique de données plus large. La base de données sera constituée des données de vibrations enregistrées pendant un mois à 12 emplacements différents d'un procédé industriel, avec un échantillon prélevé toutes les minutes. Pour chacun de ses emplacements, les performances du PERV seront comparées à ceux du prédicteur EWMA.

Dans la section 6-2 qui suit, il sera premièrement décrit le procédé industriel considéré; un accent particulier sera porté sur le type et sur l'emplacement des différents capteurs de vibrations. La section 6-3 est consacrée à une analyse temporelle et surtout fréquentielle des signaux de vibrations détectées. Dans la section 6-4, il est question de la mise en place du prédicteur proposé (le PERV). Une conclusion rappelant les principaux résultats de ce chapitre est fournie dans la section 6-5. Le principal résultat de ce chapitre a fait l'objet de la publication [123].

## 6.2. Description du procédé industriel à l'étude

Le cas d'étude considéré dans ce travail est une partie de la chaîne de concassage des minerais installée à l'usine de la mine Laronde d'Agnico Eagle (cf. Figure 1-6). Il s'agit du système d'entraînement d'un Broyeur Semi-Autogène (BSA) qui est représenté sur la Figure 6-1 ci-dessous. La Figure 6-1 indique de gauche à droite un moteur, l'arbre 1, le réducteur de vitesse, l'arbre 2 et le broyeur. Un dessin de toute cette machinerie est fourni en annexe 2. La Figure 6-1 montre également l'emplacement de 11 capteurs de vibrations installés sur le procédé; une description de ces différents capteurs ainsi que la nomenclature des différentes grandeurs qui seront considérées tout au long de ce chapitre sont fournies dans le Tableau 6-1.

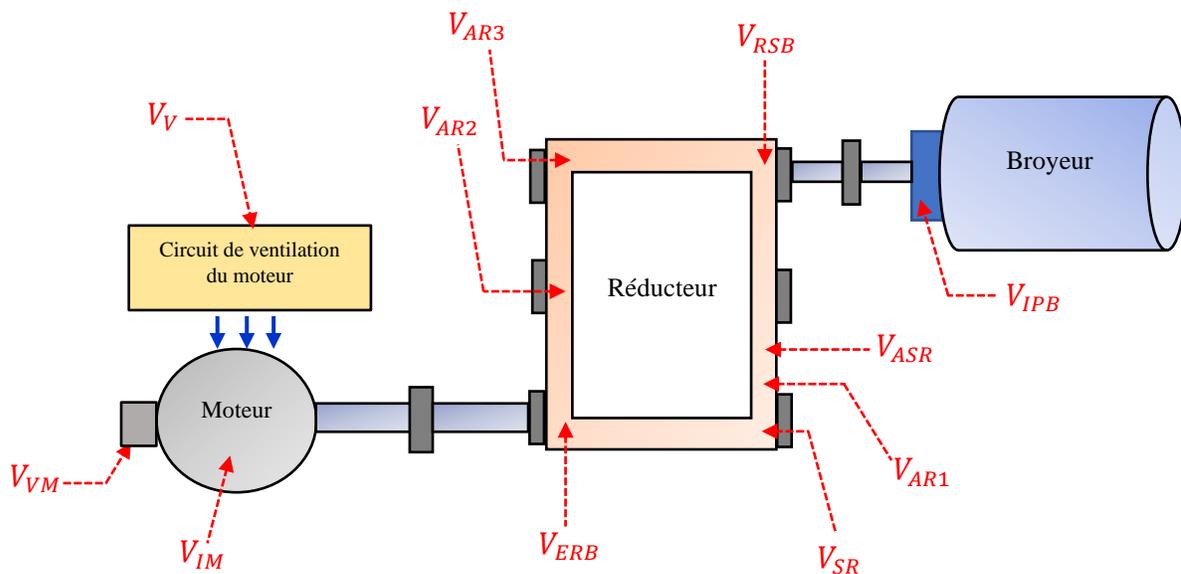


Figure 6-1. Emplacement des accéléromètres sur le diagramme d'entraînement du BSA

Les capteurs installés sont de type ACC 103 et sont capables de mesurer des vibrations comprises entre  $\pm 500$  g; ceci pour des fréquences allant jusqu'à  $10$  kHz. La Figure 6-2 montre une photographie d'un capteur installé sur le réducteur. Les données de vibration sont prélevées et enregistrées toutes les minutes à l'aide d'un outil de stockage, il s'agit d'une Machinery Health Analyzer AMS 2140 d'Emerson. L'enregistrement a commencé le 1<sup>er</sup> octobre à partir de minuit et s'est terminé le 31 octobre 2019 à 23 h 59. Dans la section suivante, les évolutions temporelle et fréquentielle des signaux de vibrations prélevés aux différents emplacements montrés sur la Figure 6-1 sont analysés.

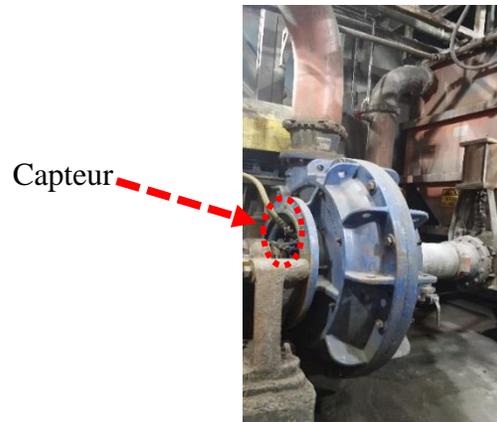


Figure 6-2. Photographie d'un capteur installé à l'entrée du réducteur.

Tableau 6-1. Nomenclature des différentes mesures

Nom du capteur	Accélération correspondante	Puissance récoltée correspondante	Énergie accumulée correspondante	Erreur de prédiction correspondante	Description
$V_{EPB}$	$A_{EPB}$	$P_{EPB}$	$W_{EPB}$	$E_{EPB}$	Vibration extérieure pignon du broyeur
$V_{IPB}$	$A_{IPB}$	$P_{IPB}$	$W_{IPB}$	$E_{IPB}$	Vibration intérieure pignon du broyeur
$V_{SRB}$	$A_{SRB}$	$P_{SRB}$	$W_{SRB}$	$E_{SRB}$	Vibration de sortie du réducteur du broyeur
$V_{ERB}$	$A_{ERB}$	$P_{ERB}$	$W_{ERB}$	$E_{ERB}$	Vibration d'entrée du réducteur du broyeur
$V_{IM}$	$A_{IM}$	$P_{IM}$	$W_{IM}$	$E_{IM}$	Vibration intérieure du moteur
$V_{RS}$	$A_{RS}$	$P_{RS}$	$W_{RS}$	$E_{RS}$	Vibration réducteur côté sortie
$V_{ASR}$	$A_{ASR}$	$P_{ASR}$	$W_{ASR}$	$E_{ASR}$	Vibration arbre de sortie du réducteur
$V_{AR1}$	$A_{AR1}$	$P_{AR1}$	$W_{AR1}$	$E_{AR1}$	Vibration arbre radial 1
$V_{AR2}$	$A_{AR2}$	$P_{AR2}$	$W_{AR2}$	$E_{AR2}$	Vibration arbre radial 2
$V_{AR3}$	$A_{AR3}$	$P_{AR3}$	$W_{AR3}$	$E_{AR3}$	Vibration arbre radial 3
$V_{VM}$	$A_{VM}$	$P_{VM}$	$W_{VM}$	$E_{VM}$	Vibration côté ventilation du moteur
$V_V$	$A_V$	$P_V$	$W_V$	$E_V$	Vibration du ventilateur du moteur

### 6.3. Analyse des vibrations et conversion électromécanique

Les vibrations prélevées à douze emplacements sur le système d'entraînement d'un BSA (cf. Figure 6-1) sont enregistrées durant un mois et considérées comme base de données pour la conception d'un prédicteur d'énergie récoltable. Dans cette section, la réponse fréquentielle des différents signaux enregistrés est analysée.

### 6.3.1. Analyse temporelle et fréquentielle des vibrations

Les valeurs d'accélération pour les 44640 mesures (correspondant à une mesure toutes les minutes pendant 31 jours) sont représentées sur la Figure 6-3. Pour chacune des figures, la valeur maximale de l'accélération ainsi que l'heure correspondante sont indiquées en légende. Des observations attendues suivantes peuvent être faites :

- les pics d'accélération ont lieu aux mêmes instants lorsque les mesures concernent le même élément (moteur, réducteur ou BSA). À titre d'exemple, les vibrations maximales au niveau du pignon du broyeur ont lieu à la 158.8<sup>e</sup> heure à peu près (soit au milieu de la sixième journée). Les vibrations prélevées au niveau du réducteur ont des pics qui se produisent entre la 560<sup>e</sup> heure et 593<sup>e</sup> heure.
- les vibrations les plus élevées sont celles prélevées directement sur le moteur et le réducteur. La plus importante est la vibration mesurée sur le côté sortie du réducteur (avec un pic de  $10.2 \text{ m/s}^2$ , voir Figure 6-3 c) suivi des vibrations mesurées sur le côté ventilation du moteur (pic de  $2.5 \text{ m/s}^2$ , montré sur la Figure 6-3 f). En troisième position se trouvent les vibrations à l'intérieur du moteur avec un pic de  $0.97 \text{ m/s}^2$  observé à la 227.2<sup>e</sup> heure. Ces niveaux de vibrations sont assez prometteurs pour obtenir des puissances de l'ordre du milliwatt si l'on se réfère au niveau d'efficacité de conversion mécano électrique obtenue dans les travaux récents comme [317, 318].

L'analyse spectrale est également effectuée pour chaque emplacement de mesure et le résultat obtenu est montré sur la Figure 6-4. Conformément aux résultats de l'analyse temporelle, les vibrations les plus importantes sont celles prélevées sur le moteur et le réducteur. Les pics de vibrations atteints ainsi que les fréquences correspondantes sont également indiqués en légende sur chacune des figures. Pour le cas spécifique des trois points de mesure mentionnés ci-dessus (côté sortie réducteur, côté ventilation moteur et intérieur moteur), l'énergie est essentiellement concentrée aux basses fréquences (Cf Figure 6-4 c et f) ; cela contribuera à un volume de transducteur très encombrant si l'on veut récolter l'énergie disponible à cette fréquence. Par exemple dans [101] pour récolter efficacement de l'énergie à  $15 \text{ Hz}$ , il a fallu concevoir un transducteur de volume  $97.5 \text{ mm} \times 38.1 \text{ mm} \times 2.1 \text{ mm}$  ; ce qui est très encombrant pour le domaine applicatif considéré. Pour tenir compte de cet aspect, ont été considérés pour ces trois emplacements spécifiques, l'amplitude de la vibration à  $30 \text{ Hz}$  ce qui permettrait d'avoir un volume acceptable lors de l'implémentation réelle. Dans la suite, les fréquences fondamentales

mentionnées sur la Figure 6-4 seront considérées pour évaluer la puissance maximale récoltable en fonction de l'emplacement du capteur.

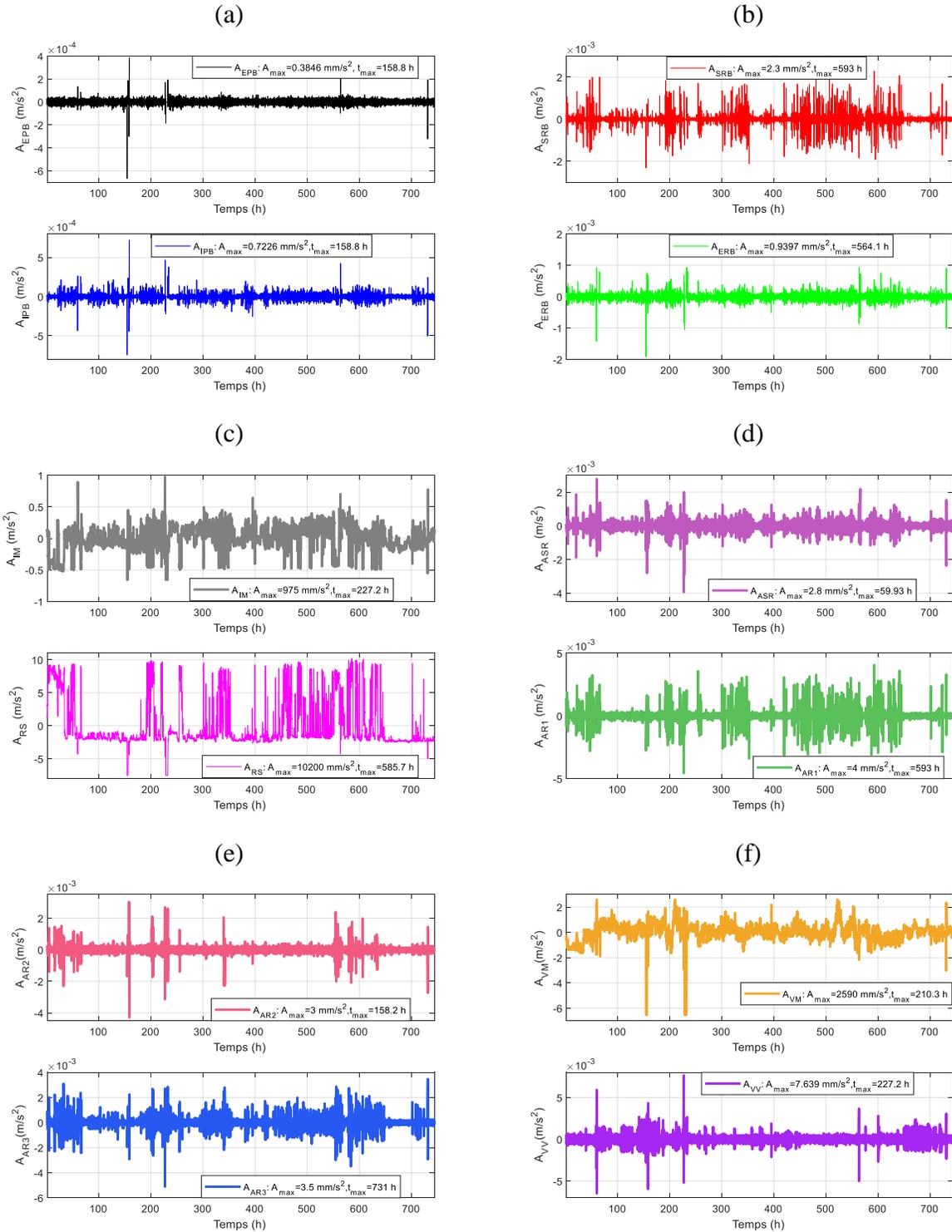


Figure 6-3. Évolutions temporelles des signaux d'accélération sur un mois

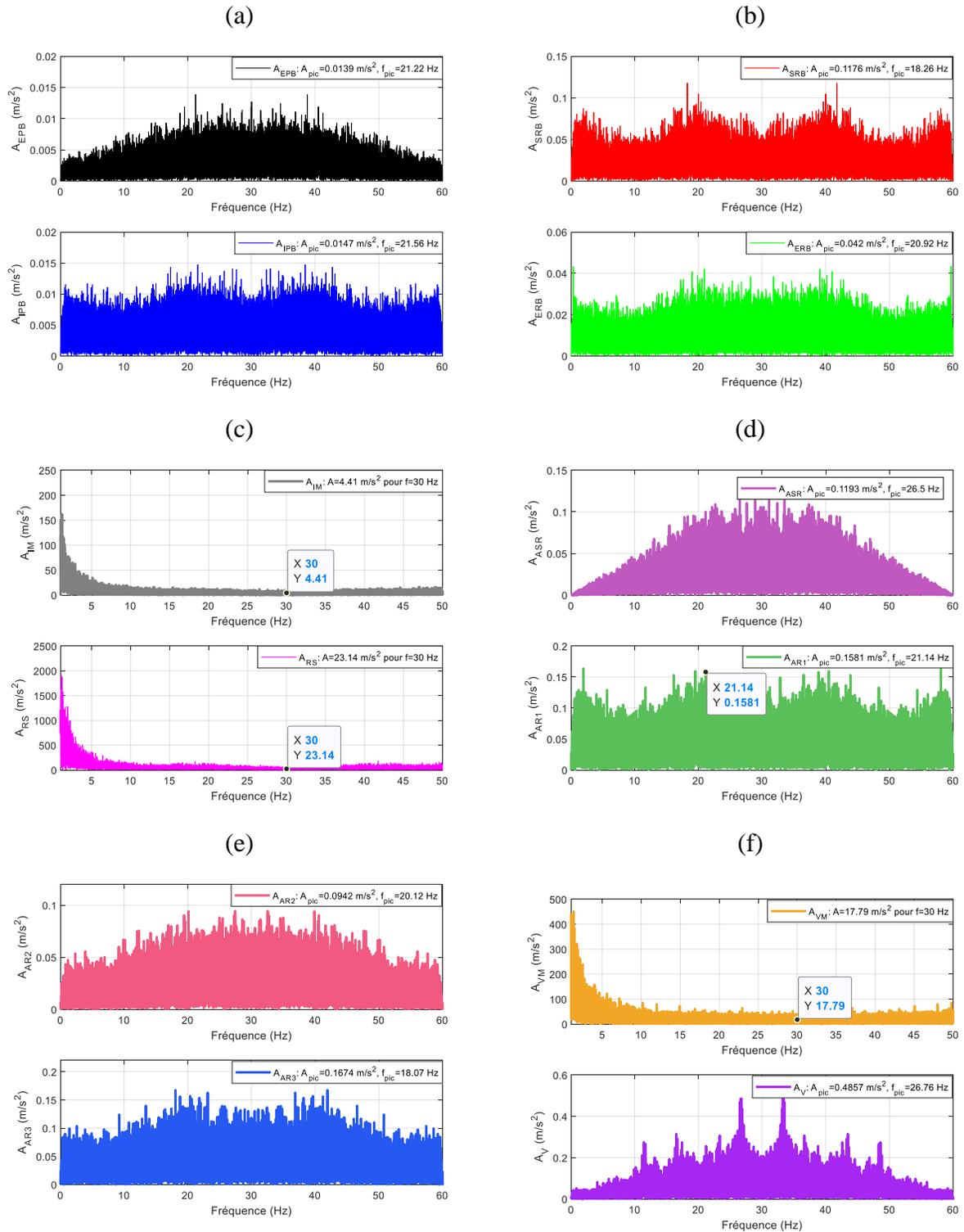


Figure 6-4. Analyse spectrale des signaux d'accélération

### 6.3.2. Conversion mécano électrique des vibrations

Dans cette partie, on évalue la puissance récoltable des vibrations pour chacun des points de mesure. Afin de cibler le point de fonctionnement optimal, chaque transducteur aura une fréquence de résonance égale à la fréquence principale (Cf. Figure 4-3) des vibrations détectées ; dont les valeurs sont indiquées sur la Figure 6-4. L'outil Simscape de Matlab/Simulink est utilisé et le composite piezo-stack a été retenu pour quantifier la puissance récoltable. Les éléments de paramétrisation du transducteur dans le logiciel, sont pour la plupart issus de la datasheet du transducteur QP20W de Mide Technology [190]. Les valeurs utilisées tout au long des analyses sont reportées dans le Tableau 6-2 ci-dessous et il est supposé des vibrations linéaires tout au long des analyses.

La première étape dans les analyses qui vont suivre consiste à déterminer la charge optimale pour chacun des emplacements en utilisant la paramétrisation du Tableau 6-2. Cette analyse permettra également d'évaluer la puissance maximale récoltable selon l'emplacement du capteur.

**Tableau 6-2. Paramétrisation du composite piezo-stack**

Paramètres	Valeurs
Superficie des couches piézoélectriques	1518.06 mm <sup>2</sup>
Longueur des couches piézoélectriques	45.974 mm
Tension de test $V_0$	20 V
Déplacement à vide à $V_0$	0,04 mm
Force de blocage à $V_0$ volts	500 N
Capacitance	145 $\mu F$
Facteur de qualité mécanique	80
Fréquence de résonance	Valeurs indiquées sur la figure du spectre (cf. Figure 6-4)

#### 6.3.2.1. Résistance de charge optimale des différents transducteurs

Le modèle considéré pour le calcul de la résistance de charge optimale est celui montré sur la Figure 6-5. Le signal sinusoïdal d'entrée a une fréquence égale à la fréquence fondamentale des vibrations déterminée sur la Figure 6-4. En fonction de la masse sismique considérée, la force générée est déterminé comme suit :

$$F_i = m_i A_i \quad (6 - 1)$$

avec  $F_i$  qui représente la force à l'entrée du composite Piezo-Stack pour l'emplacement  $i$ ,  $m_i$  est la masse sismique utilisée pour la poutre cantilever (cf. Figure 1-8) et  $A_i$  est le pic d'accélération atteint à la fréquence fondamentale (valeurs indiquées sur la Figure 6-4). Prenant en considération

la faible amplitude des vibrations à 9 des 12 points de mesure, une masse sismique de 1 kg est considérée pour chacun des 9 emplacements à faible niveau de vibration. Une telle masse permet d'augmenter la contrainte mécanique appliquée aux couches piézoélectriques, ce qui contribue à amplifier la puissance récoltable. Il est important tout de même de préciser que cette amplification de puissance se fait au détriment d'une augmentation du volume et d'un risque de dépolarisation du matériau piézoélectrique utilisé si l'on dépasse la contrainte maximale admissible. Cette dernière problématique n'est pas traitée dans cette thèse.

Une masse de 10 g est considérée pour les vibrations à l'intérieur du moteur et seulement 1 g pour les vibrations au niveau du réducteur coté sortie et de la ventilation du moteur.

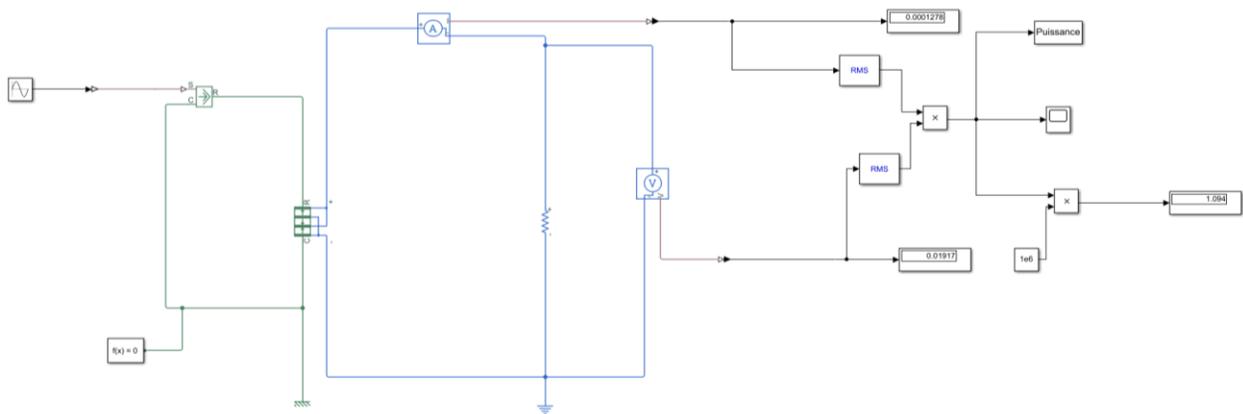


Figure 6-5. Modèle pour le calcul des résistances de charge optimale

En utilisant alors le modèle de la Figure 6-5 avec les spécificités mentionnées précédemment, les valeurs des résistances de charge optimale sont déterminées et indiquées en légende sur la Figure 6-6. Les observations attendues suivantes découlent des résultats obtenus :

- Les valeurs de résistance de charge optimale sont assez proches pour des caractéristiques de vibrations mesurées sur le même élément (moteur, réducteur ou BSA) du diagramme d'entraînement.
- Pour les 9 points de mesures à faibles vibrations, la puissance récoltable est de l'ordre du microwatt. À titre d'exemple, les vibrations prélevées sur le pignon du broyeur et à la sortie du réducteur du broyeur permettent de récolter tout au plus  $1.5 \mu W$ . Des niveaux de puissance relativement importants (compris entre  $60 \mu W$  et  $200 \mu W$ ) sont tout de même atteints aux six autres points de mesures.

Comme attendu, malgré la réduction de la masse sismique, les trois points à fortes vibrations permettent d'atteindre des puissances de l'ordre de quelques milliwatts  $mW$  pouvant atteindre

2,3 mW de puissance récoltée au niveau du réducteur côté sortie. Dans la suite, les fluctuations dans la puissance récoltables sont analysées.

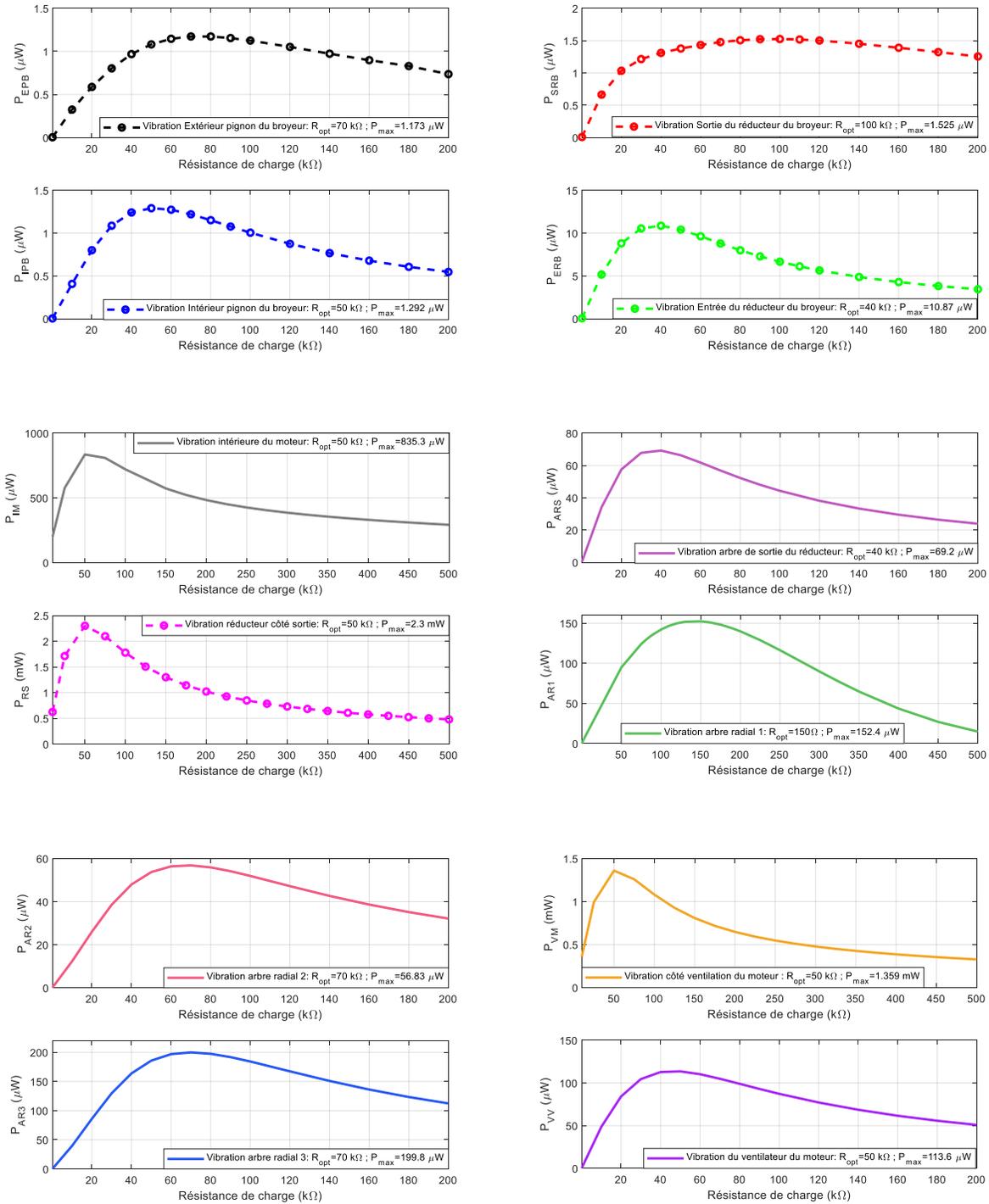
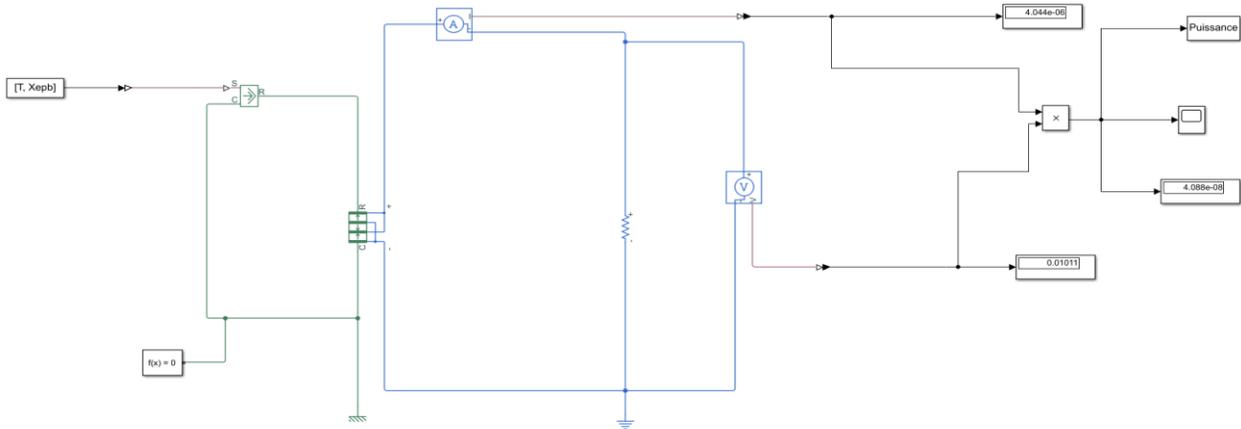


Figure 6-6. Valeurs des charges optimales en fonction de l'emplacement du capteur.

### 6.3.2.2. Puissances instantanées

En considérant chaque fois le transducteur avec une fréquence de résonance égale à celle indiquée sur la Figure 6-4, et les signaux réels issus des mesures, le modèle utilisé pour analyser l'évolution temporelle de la puissance instantanée est celui montré sur la Figure 6-7.



**Figure 6-7. Modèle pour la simulation de la puissance instantanée avec l'outil Simscape de Matlab/Simulink**

Comme montré sur la Figure 6-7, les données issues des mesures réelles des vibrations sont converties en un signal physique (une force). La source de force est ensuite utilisée pour alimenter le composite piézoélectrique paramétré avec les valeurs reportées dans le Tableau 6-2. La valeur de la résistance de charge pour chaque point de mesure est celle indiquée sur la Figure 6-6. La puissance instantanée est ainsi déterminée comme montrée sur cette figure par la relation suivante:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (6 - 2)$$

où  $v(t)$  est l'indication du voltmètre et  $i(t)$  celle de l'ampèremètre.

En utilisant alors le modèle de simulation, les fluctuations dans la puissance récoltable en fonction de l'emplacement du capteur sont montrées sur la Figure 6-8. Sur ces différentes courbes, la puissance récoltable fluctue avec une certaine régularité pour la plupart des points de mesure. En revanche pour certains points de mesure comme les vibrations à la sortie du réducteur du broyeur, on observe de nombreux pics de puissance (cf. courbe en rouge sur la Figure 6-8 a). Quelques pics de puissance sont également observés à peu près aux mêmes endroits pour les vibrations prélevées sur le pignon du broyeur (courbe noire et courbe bleue de la Figure 6-8 a). Globalement, les pics de puissances observés ont des valeurs proches de celles indiquées sur la Figure 6-6. Bien que les pics de puissance atteints soient intéressants à récolter, il reste qu'il est

important d'être capable de les prédire afin de pouvoir mieux les exploiter ; la section suivante traite alors de cet aspect.

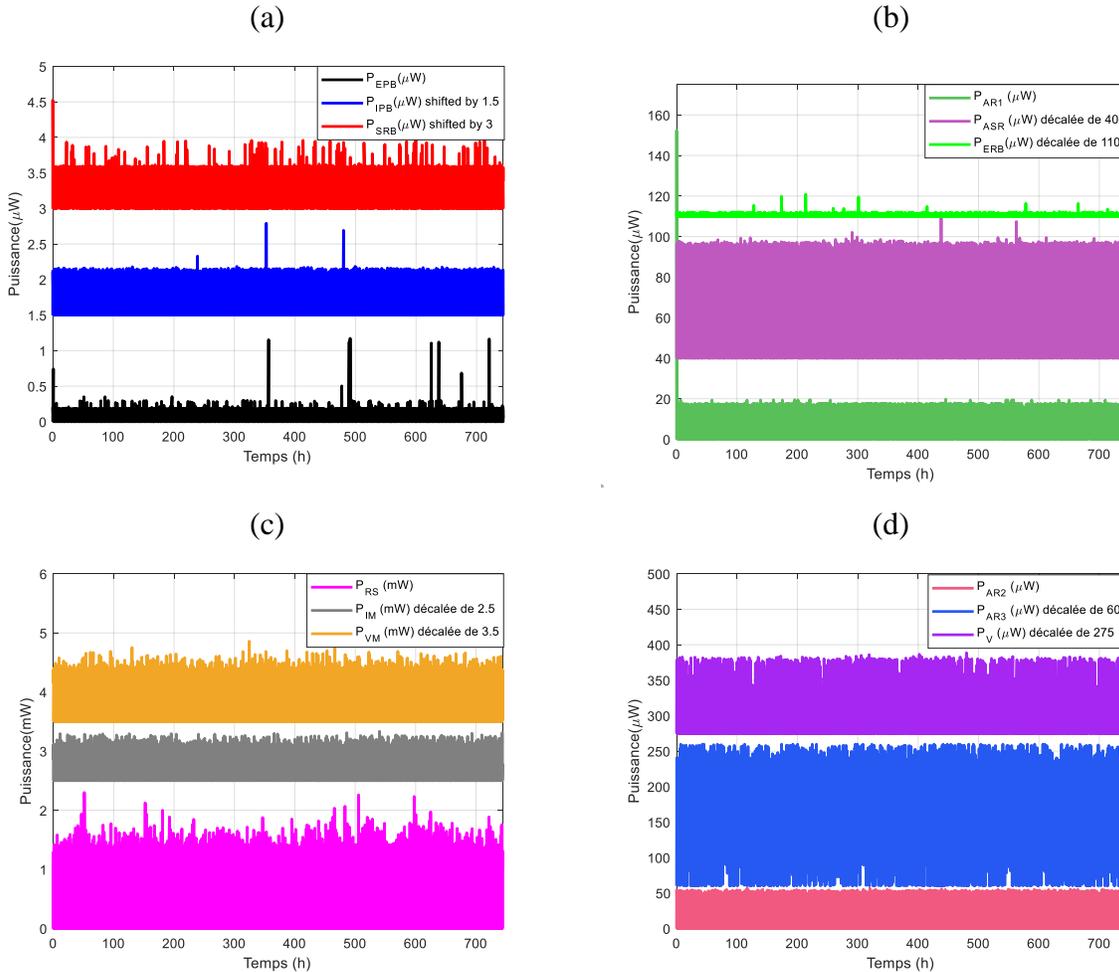


Figure 6-8. Puissance électrique instantanée de sortie des transducteurs

## 6.4. Conception du prédicteur d'énergie récoltable

### 6.4.1. Brief état de l'art sur la prédiction de l'énergie

De nombreuses études ont été proposées ces dernières années pour prédire l'énergie récoltable des sources ambiantes [82, 319, 320]. Globalement les méthodes proposées concernent l'énergie solaire et sont basées sur un filtre EWMA pour (Exponentially Weighted Moving-Average) [321]. L'implémentation de ces méthodes est favorisée par l'accessibilité des chercheurs à des bases de données dans le cas de l'énergie solaire.

Dans la méthode EWMA, il s'agit de définir une fenêtre d'observation suffisante pour les besoins de collecte des données. Dans [82], il est considéré des données du soleil sur 7 jours et les

observations sont effectuées toutes les 30 min ce qui correspond à 48 créneaux de temps par jour. La méthode de prédiction se base sur l'hypothèse que sur une journée typique, l'énergie récoltable est similaire à celle récoltée durant le même créneau de temps la journée précédente. Ainsi la prédiction de l'énergie durant le créneau de temps  $t$  de la journée  $d$  est définie dans [82] comme suit :

$$\hat{p}_d(d, t) = \alpha \hat{p}_d(t - 1) + (1 - \alpha) p_{d-1}(t) \quad (6 - 3)$$

où  $\hat{p}_d(t)$  est la puissance estimée à l'instant  $t$  de la journée en cours  $d$ .  $p_{d-1}(t)$  est la puissance récoltée durant le même créneau de temps dans la journée précédente et  $\hat{p}_d(t - 1)$  est la puissance estimée durant le créneau de temps précédent de la journée en cours;  $\alpha$  est un facteur de pondération. Pour différentes valeurs de  $\alpha$ , l'erreur de prédiction est évaluée et le poids optimal est obtenu comme étant celui qui minimise cette erreur. En utilisant des données du soleil sur sept jours dans [82], un poids optimal de 0.5 est utilisé correspondant à une erreur dans le courant de sortie d'un panneau solaire de 2.3 mA. Comme on peut le voir, dans cette méthode (cf. équation 6-3), l'évaluation de la puissance à un instant donné est basée sur une estimation de la puissance dans le créneau de temps précédent et non sur la puissance réellement mesurée à l'instant précédent; cela contribue à augmenter l'erreur de prédiction. Cette observation est confirmée dans [320] où il est obtenu que le prédicteur offre de piètres performances pendant les alternances entre les beaux et mauvais temps. Toutefois, un avantage de la méthode telle que proposée dans [82] réside dans le fait qu'elle ne nécessite pas un espace de stockage élevé.

Pour améliorer les performances du prédicteur le modèle dans [319] est proposé et est connu sous le nom de Weather-Conditioned Moving Average (WCMA). Ce modèle prend en compte les données solaires des journées précédentes et estime l'énergie solaire suivant l'algorithme ci-dessous :

$$\hat{p}_d(d, t) = \alpha \cdot p_d(d, t - 1) + GAP_k(1 - \alpha) \cdot M_D(d, t) \quad (6 - 4)$$

$\hat{p}_d(d, t)$  est la puissance estimée au créneau de temps  $t$  de la journée en cours  $d$ .  $\alpha$  est le poids du filtre défini de la manière identique à celle de [82],  $M_D(d, t)$  est la moyenne de la puissance sur les  $D$  derniers jours durant le créneau de temps  $t$  et finalement, le facteur  $GAP_k$  mesure l'écart entre les conditions solaires actuelles et les journées précédentes. La méthode permet d'obtenir une erreur relative moyenne de seulement 10 %. Cependant elle nécessite un espace de stockage et de calcul suffisamment élevé, car en plus de stocker des données obtenues au cours des slots de temps

précédents, un calcul de l'écart entre les conditions solaires actuelles et précédentes est à chaque fois effectué par le processeur.

Dans [320], un nouveau prédicteur d'énergie solaire désigné par SEPCS pour Solar Energy Predictor for Communicating Sensor est proposé. La journée est divisée en 24 créneaux (1 heure chacun) de temps et la puissance récoltable durant le créneau de temps  $t$  est définie comme suit :

$$\hat{p}(t) = \sum_{i=1}^{N_H} \alpha_i \cdot p(t - i) + \sum_{j=1}^{N_J} \beta_j \cdot p(t - 24j) \quad (6 - 5)$$

où  $N_H$  est le nombre d'heures dans une journée,  $p(t - i)$  est la puissance solaire récoltée dans les  $N_H$  intervalles de temps précédents,  $N_J$  est le nombre de jours considérés dans la base de données et  $p(t - 24j)$  est la puissance récoltée dans le même créneau de temps des  $N_J$  journées précédentes.  $\alpha_i$  et  $\beta_j$  sont les poids des filtres avec des valeurs comprises entre 0 et 1. Cette méthode utilise une base de données plus large que l'algorithme EWMA et serait bien adaptée pour le contrôle des procédés qui varie lentement étant donné la période d'échantillonnage qui est de 1 h. Dans ce qui suit, sont évaluées les performances du prédicteur EWMA dans l'estimation de l'énergie récoltable du procédé industriel de notre étude.

#### 6.4.2. Performance du prédicteur EWMA

Pour améliorer les performances de l'algorithme EWMA, originalement proposée dans [82] et sans nécessiter un espace de stockage élevé, la puissance  $\hat{p}_d(d, t)$  récoltable durant le créneau de temps  $t$  de la journée  $d$  est premièrement définie dans ce travail comme suit :

$$\hat{p}_d(d, t) = \alpha p_d(t - 1) + (1 - \alpha)p_{d-1}(t) \quad (6 - 6)$$

avec  $\hat{p}_d(d, t)$  qui représente la puissance estimée à l'instant  $t$  de la journée  $d$  et  $p_d(t - 1)$  qui est la puissance réellement récoltée durant le créneau de temps précédent de la journée en cours. Les deux paramètres  $\alpha$  et  $p_{d-1}(t)$  étant définie comme dans l'équation (6-3).

Puisque le créneau de temps dépend du processus à contrôler, dans ce travail, on considère l'échantillonnage initial des vibrations, à savoir une minute et les données de vibration enregistrées tout au long du mois sont utilisées. Le poids optimal est ensuite déterminé en recherchant le minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE pour Minimum Mean Square Error).

La somme des carrés des erreurs  $J(\alpha)$  entre la puissance mesurée et la puissance estimée est alors définie comme suit :

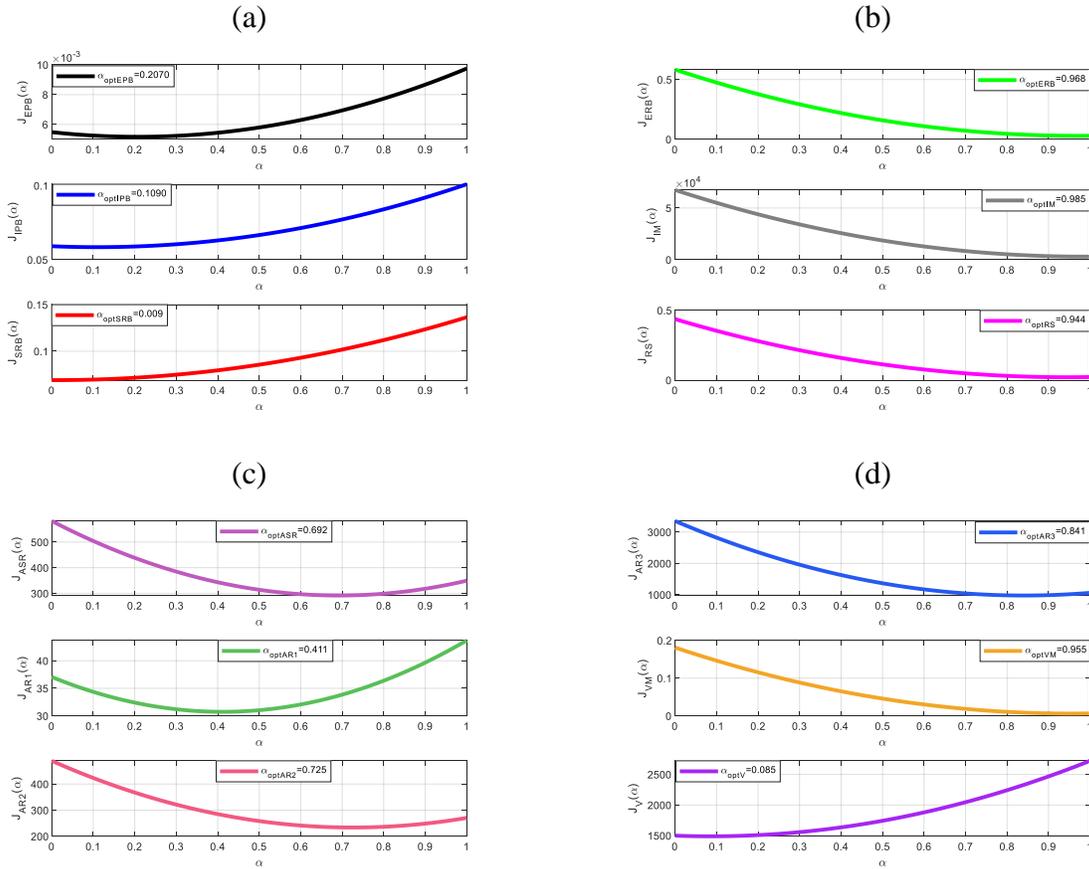
$$J(\alpha) = \sum_{d=1}^{n_d} \sum_{t=1}^{n_s} (p_d(t) - \hat{p}_d(t))^2 \quad (6 - 7)$$

avec  $n_s$  qui représente le nombre de créneaux de temps sur une journée (soit 1440 pour 1440 min dans une journée),  $n_d$  est le nombre de journées dans la base de données (soit 31 pour 31 jours dans un mois).  $p_d(t)$  et  $\hat{p}_d(t)$  représentent respectivement la puissance réelle et la puissance estimée.

La valeur de  $\alpha$  qui minimise la somme des carrés des erreurs, peut être obtenue en égalant à zéro, la dérivée de  $J(\alpha)$  par rapport à  $\alpha$ . À partir des données enregistrées sur un mois, l'évolution de la somme des erreurs quadratiques en fonction de  $\alpha$  est représentée sur la Figure 6-9. Pour chacun des emplacements, la valeur du poids optimal est indiquée en légende sur la figure. Les valeurs de  $\alpha$  élevées (proche de 1) signifient que les données des instants précédents de la même journée sont privilégiées dans l'estimation de la puissance. Pour des valeurs de  $\alpha$  inférieures à 0.5, ce sont les mêmes instants de la journée précédente qui sont privilégiés. Ces deux cas de figure sont observés sur les résultats de la Figure 6-9. Globalement, cette figure montre que la valeur optimale de  $\alpha$  n'est pas la même en fonction de l'emplacement du capteur; contrairement au travail original proposé dans [82] qui suggère une valeur de  $\alpha$  constante de 0.5 quelle que soit la période de l'année dans le cas de la récolte de l'énergie solaire. On observe également que les valeurs de  $\alpha$  les plus faibles sont obtenues lorsque la puissance instantanée expose plusieurs marqueurs d'instabilité. De façon plus spécifique, la plus faible valeur de  $\alpha$  qui est de 0.009 (Cf courbe rouge de la Figure 6-9 a) correspond à la puissance récoltable à la sortie du réducteur du broyeur (cf. courbe rouge sur la Figure 6-8 a) qui est celle qui montre plusieurs pics de puissance sur la durée de mesure. Cette faible valeur de  $\alpha$  signifie que la puissance réelle est plus proche de celle mesurée au même instant à la journée précédente.

En maintenant  $\alpha$  à sa valeur optimale (valeurs indiquées sur la Figure 6-9), les performances du prédicteur EWMA sont évaluées et montrées sur la Figure 6-10 (pour les six premiers points de mesure) et la Figure 6-11 (pour les six autres points de mesure). Pour chacun de ces points de mesure, les résultats tracés sont dans l'ordre : la superposition de la puissance réelle et de la puissance estimée, suivi de l'évolution temporelle de l'erreur absolue sur tout le mois et enfin d'un zoom autour du point avec la plus grande erreur absolue. La puissance estimée est dans la plupart des cas représentée en couleur cyan à l'exception des cas des courbes montrées sur la Figure 6-10

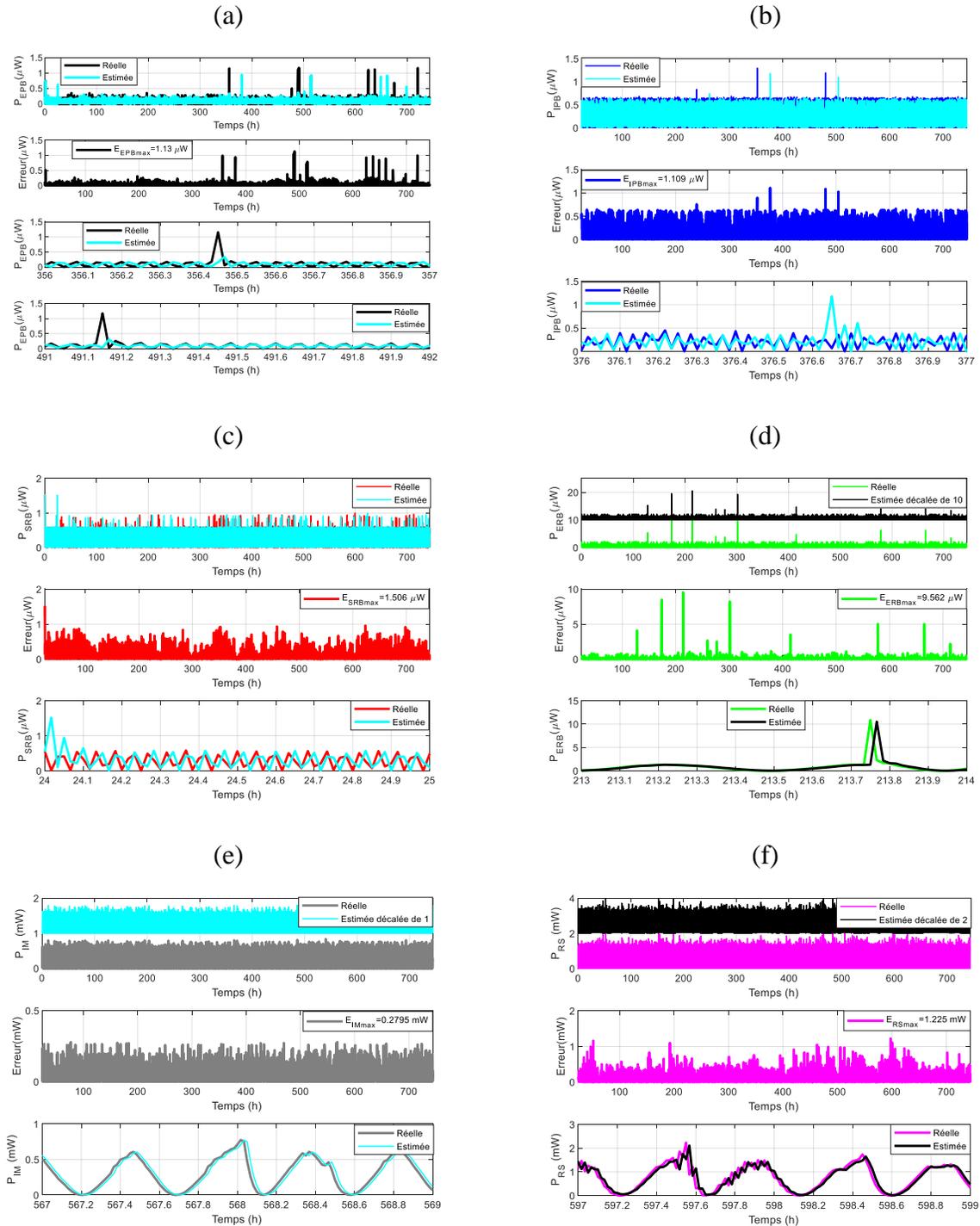
d et Figure 6-10 f. Comme dans le cas des analyses précédentes, les valeurs atteintes pour l'erreur absolue maximale sont indiquées sur les figures pour chacun des points de mesure de puissance.



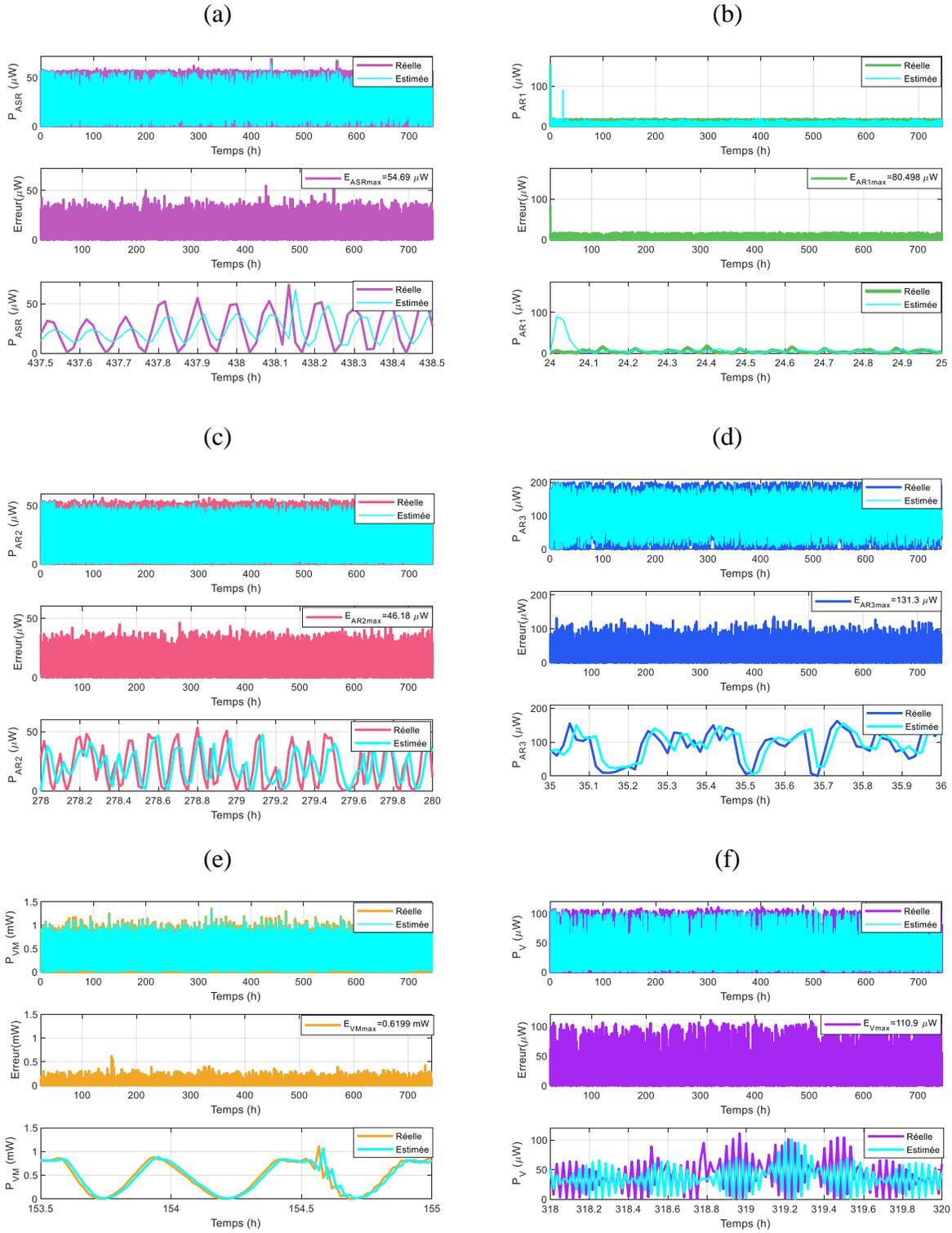
**Figure 6-9. Valeurs des poids optimaux**

Si nous considérons le cas des emplacements de fortes puissances sur la Figure 6-10, on peut observer des écarts de prédiction allant jusqu'à 1.225 *mW* (Cf Figure 6-10 f) dans le cas des mesures des vibrations effectuées sur le réducteur côté sortie. Sur la Figure 6-10 e (vibration interne du moteur), 0.28 *mW* d'écart sont atteints entre l'estimation et la puissance réelle; enfin un écart allant jusqu'à 0.62 *mW* (cf. Figure 6-11 e) est atteint avec les mesures prélevées sur le système de ventilation interne du moteur. De tels niveaux d'erreurs peuvent être préjudiciables lors de la définition du cahier des charges des WS devant être alimentés par l'énergie récoltée. En observant, la courbe zoomée autour de l'erreur absolue maximale, on constate que l'estimation EWMA échoue avec l'apparition d'un pic de puissance. Ce constat est également validé sur les deux premières courbes pour chaque point de mesures, car il apparait que les écarts maximaux se produisent aux alentours des pics de puissance. Cela implique alors une sous-estimation de la puissance au créneau de temps en cours et une surestimation de celle-ci plus tard. D'autres critères

de performance de l'algorithme EWMA comme l'erreur relative maximale et l'erreur quadratique moyenne (RMSE pour Root Mean Square Error) pour les 12 points de mesures sont reportés dans le Tableau 6-3.



**Figure 6-10. Performances du prédicteur EWMA. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sorti**



**Figure 6-11. Performances du prédicteur EWMA. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.**

### 6.4.3. Le prédicteur PERV

#### 6.4.3.1. Vue conceptuelle du PERV : limite du prédicteur EWMA

Les analyses de la sous-section précédente ont permis de constater que l'algorithme EWMA échouait avec la présence de nombreux pics dans la puissance récoltable. Malheureusement ces pics de puissance sont inévitables compte tenu des variations dans le régime de fonctionnement du moteur. Il est important de préciser que dépendamment de l'évolution du processus industriel, le moteur peut être dans son régime nominal, en surcharge et même sous-chargé. Ces différents états de fonctionnement vont influencer les spectres des vibrations et donc les puissances récoltables. Toutefois il est possible, étant donné que le procédé opère 24 h par jour que ces états se reproduisent approximativement aux mêmes instants de la journée.

La Figure 6-12 (a, c et e) ci-dessous montre un découpage journalier de l'évolution temporelle des signaux des vibrations aux trois points de forte puissance. Une certaine périodicité temporelle peut être observée au niveau des formes d'ondes. Si l'on considère le cas spécifique des vibrations à l'intérieur du moteur par exemple (cf. courbe noire sur la Figure 6-12 a), on observe des pics de vibrations entre 1 h et 4 h heure du matin qui vont se reproduire entre 20 h et 23 h; ceci dans le cas de la première journée. Pour ce qui est de la deuxième journée (cf. courbe rouge sur la Figure 6-12 a), les fortes vibrations sont présentes entre 16 h et 23 h. Ces niveaux de vibrations sont dus au régime d'exploitation de la mine. Le volume de roches écrasées entre 20 heures et 23 heures est relativement important, tandis que la quantité de roches entre 4 h et 8 h en moyenne est probablement faible.

Les observations ci-dessus sont également perceptibles sur la Figure 6-12 (b, d et e) qui représente l'évolution de la puissance récoltable en fonction de la journée et de la minute. Il est montré sur les figures que les points de fortes puissances se produisent avec une périodicité légèrement décalée dans le temps. Pour mieux percevoir cet aspect, un zoom sur une journée est montré sur la Figure 6-13 (a, b et c). Sur cette dernière figure, il apparaît que les niveaux de puissance récoltable se reproduisent avec une certaine périodicité presque constante. Si l'on considère le cas particulier du point de plus forte puissance (cf. Figure 6-13 b), une périodicité aux alentours de 28 min est observable. La prise en compte de la valeur de la période  $T$  dans l'estimation de la puissance contribuerait à minimiser l'erreur de prédiction, ceci surtout, à des points de pics de puissance. Un autre avantage dans la prise en compte de la période  $T$  réside dans une économie de l'espace de stockage en comparaison avec l'algorithme proposé dans [320].

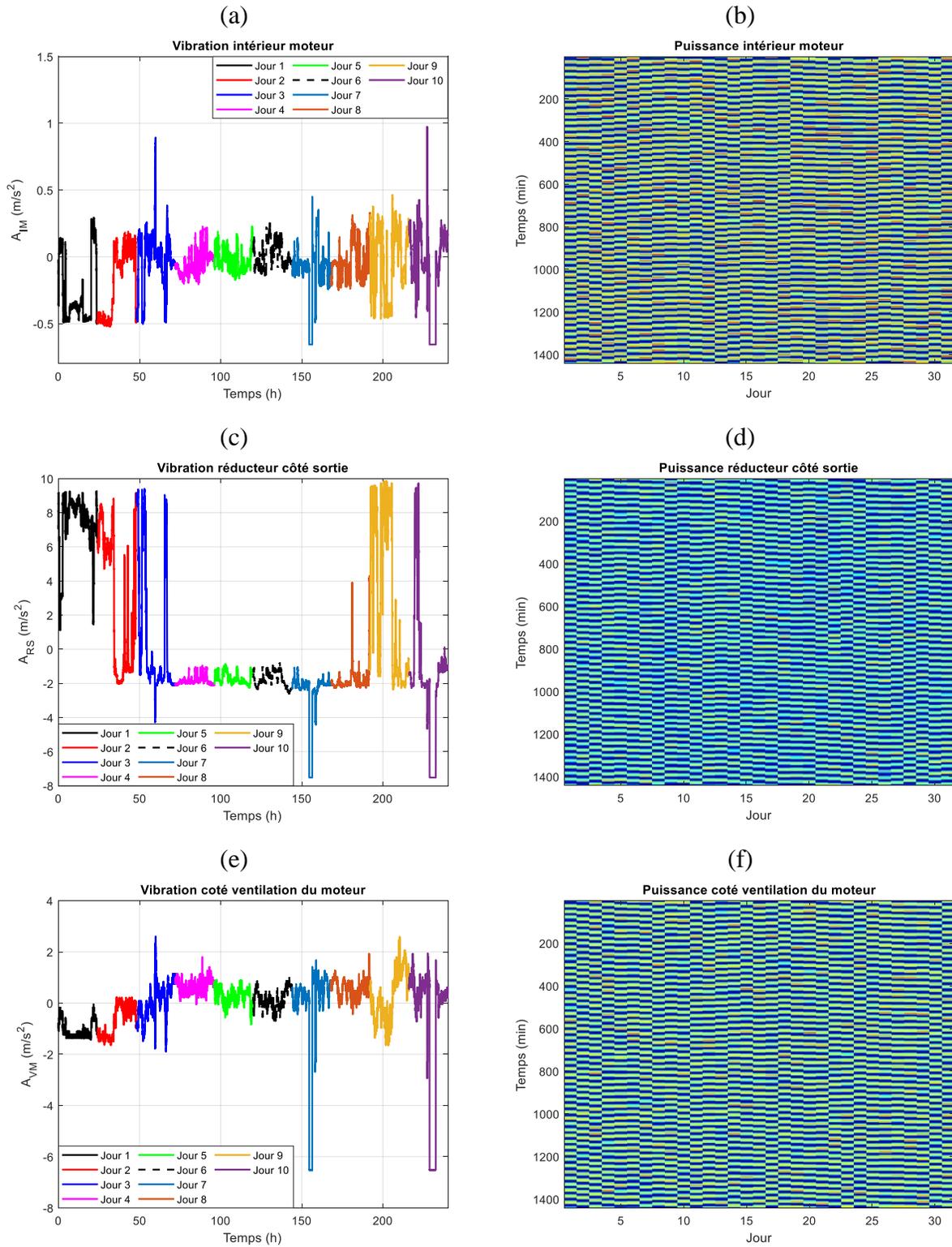


Figure 6-12. Périodicité dans les signaux d'accélération et effet sur la puissance récoltable

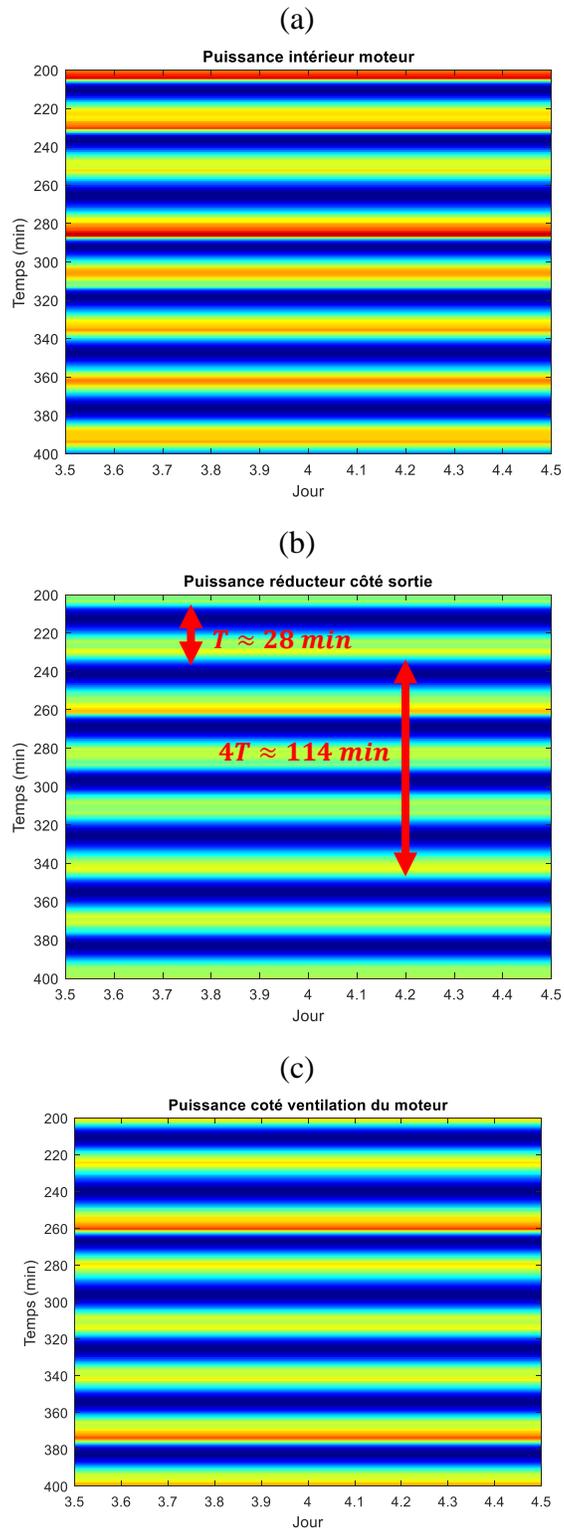
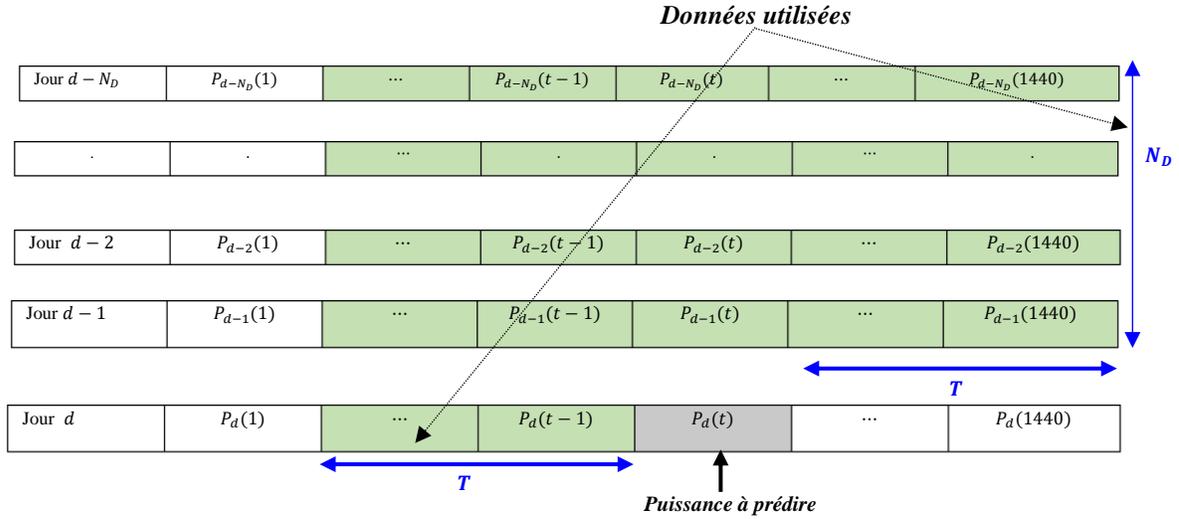


Figure 6-13. Zoom sur la périodicité dans la puissance récoltable

À la suite des observations déduites des figures précédentes, l'historique des données pour la mise en place du PERV est celui montré sur la Figure 6-14.



**Figure 6-14. Historique des données utilisées pour prédire la puissance récoltable**

À partir de cette mémoire de données, la puissance estimée à l'instant  $t$  est définie comme ci-dessous.

$$\hat{p}_d(t, d) = \sum_{i=1}^{N_D} \alpha_i \cdot p_{d-i}(t) + \sum_{j=1}^T \left[ \sum_{i=1}^{N_D} \beta_{i,j} \cdot p_{d-i}(t+j) + \sum_{i=0}^{N_D} \gamma_{i,j} \cdot p_{d-i}(t-j) \right] \quad (6-8)$$

Dans cette équation,  $N_D$  représente le nombre de journées précédentes,  $T$  est la période temporelle.  $\hat{p}_d(t, d)$  est la puissance estimée à l'instant  $t$  du jour  $d$  et  $p_{d-i}(t)$  représente la puissance récoltée au cours des journées précédentes au même instant  $t$ .  $p_{d-i}(t+j)$  et  $p_{d-i}(t-j)$  sont, respectivement, les puissances récoltées les journées précédentes aux périodes précédentes et suivantes. Les instants précédents de la journée en cours sont également pris en compte.  $\alpha_i$ ,  $\beta_{i,j}$  et  $\gamma_{i,j}$  sont des poids des filtres.

L'objectif général du PERV est la réduction du RMSE par rapport aux valeurs obtenues avec l'algorithme EWMA. Pour atteindre cet objectif, la période  $T$  observée dans les signaux de puissance; ceci due *aux habitudes du procédé* est fixée les poids optimaux  $(\alpha_{\text{opt}}, \beta_{\text{opt}}, \gamma_{\text{opt}})$  sont déterminés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne.

### 6.4.3.2. Performance du prédicteur du PERV

En procédant comme vient d'être expliqué, les performances du prédicteur PERV en comparaison avec celles obtenues avec le prédicteur EWMA sont représentées sur la Figure 6-15 (pour les six premiers points de mesure) et la Figure 6-16 (pour les six autres points de mesures).

Pour chaque point de mesures, les résultats représentés sont dans l'ordre (à l'exception de la Figure 6-15 d): la superposition de la puissance réelle et de la puissance estimée avec le PERV, un zoom autour de l'instant où s'est produite la plus grande erreur absolue avec l'algorithme EWMA, l'erreur absolue de prédiction avec le PERV et enfin un zoom autour de l'instant de plus grande erreur absolue atteint avec le PERV. Une analyse globale des résultats aux différents points de mesure permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le PERV offre de meilleures performances dans l'estimation des pics de puissance, car les pics de puissance dans la puissance réelle et la puissance estimée se produisent aux mêmes instants. Les deux puissances sont dans la plupart des cas en phase contrairement à l'estimation avec l'algorithme EWMA avec lequel on observe un décalage dans l'apparition des pics de puissance.
- Pour certains points de mesure (cf. cases grisées dans le Tableau 6-3) comme les vibrations à l'intérieur du pignon du broyeur et les vibrations arbre de sortie du réducteur, des erreurs de prédiction plus élevées que celles du EWMA se produisent avec le PERV. Cela est dû à un décalage dans la périodicité avec laquelle se produisent les pics de puissances dans ces différents signaux.
- Pour tous les points de mesures, comme montrés dans le Tableau 6-3, le RMSE est minimal avec le PERV comparé aux valeurs atteintes avec l'algorithme EWMA. On y observe des améliorations allant de 10 % pour des vibrations prélevées sur l'arbre radial 3 à 90.5 % pour des signaux de vibrations mesurées à la sortie du réducteur du broyeur.

On peut alors conclure qu'en utilisant un historique de données plus large (cf. Figure 6-14) et en exploitant la périodicité observée dans les signaux de puissance due aux habitudes du procédé industriel que le PERV démontre de meilleures performances sans nécessiter un espace de stockage élevé comme c'est le cas avec la méthode proposée dans [320]. Bien que certaines améliorations semblent négligeables comme dans le cas des mesures sur l'arbre radial 3 (seulement 10 % dans le Tableau 6-3); celles-ci peuvent être amplifiées lors de l'estimation de l'énergie accumulée par le capteur.

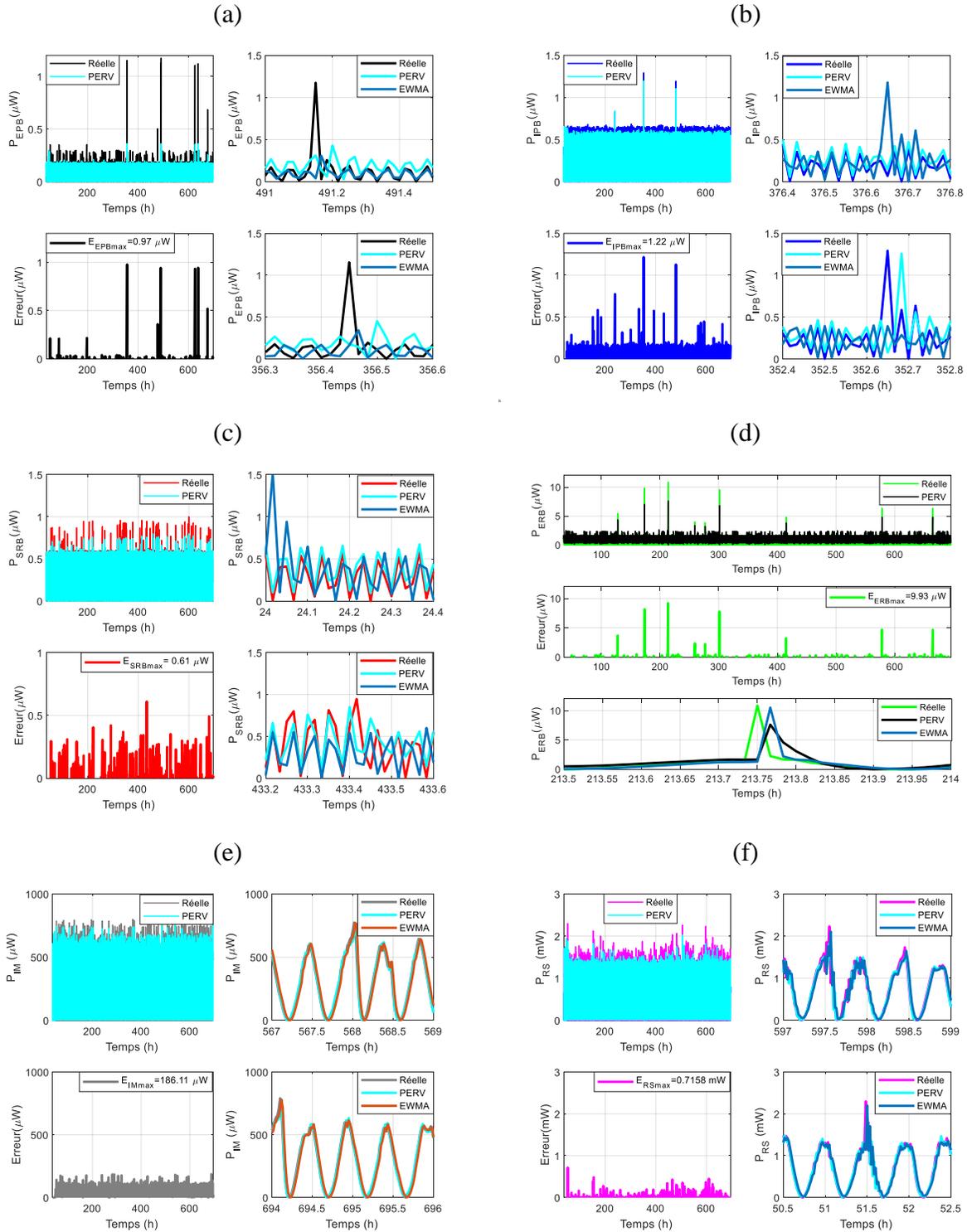


Figure 6-15. Performances du PERV. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie

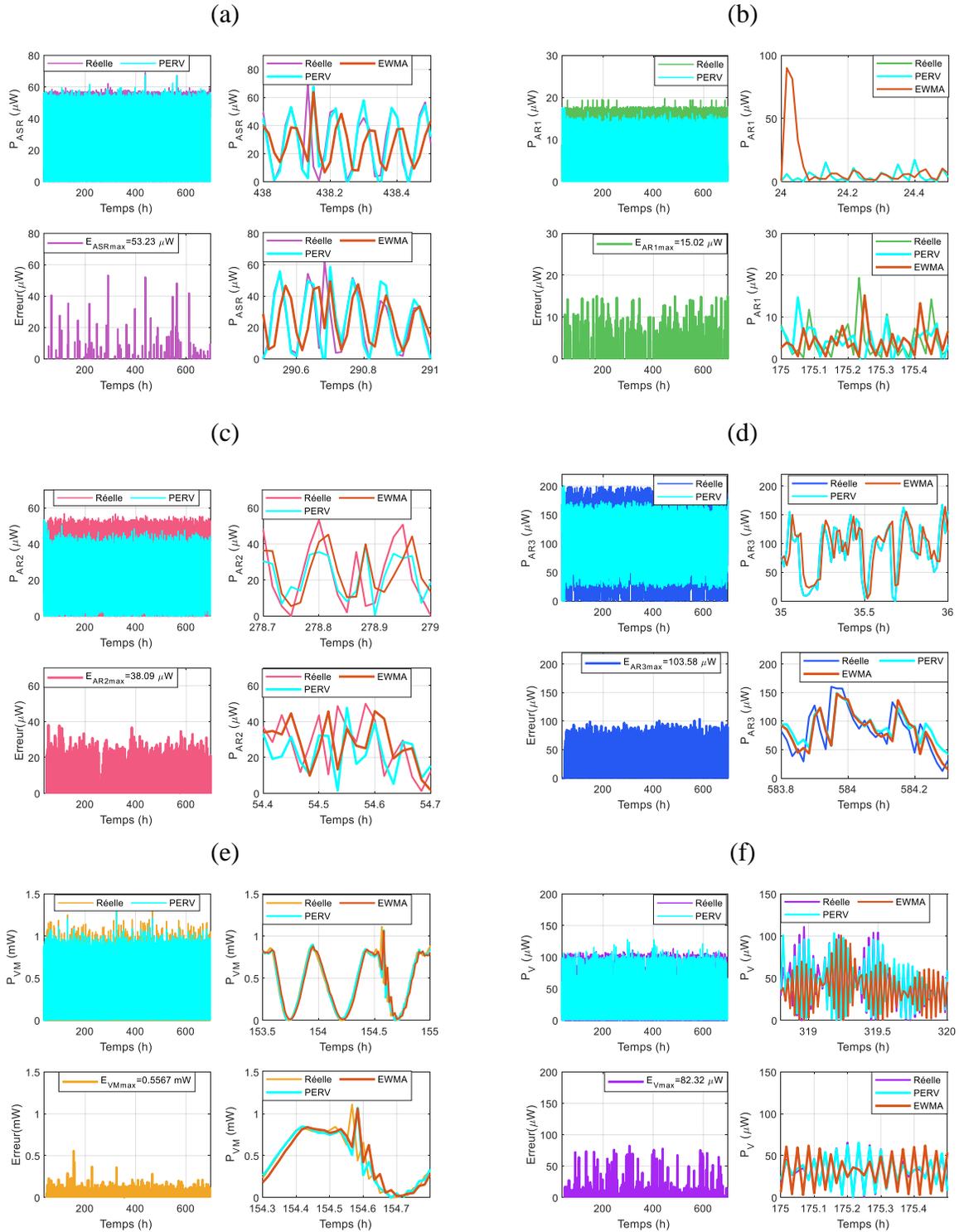


Figure 6-16. Performances du PERV. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.

**Tableau 6-3. Comparaison des performances du EWMA et du PERV en termes puissances instantanées**

Points de mesure	Erreur absolue sur la puissance		Erreur relative sur la puissance (%)			RMSE sur la puissance		
	EWMA	PEHV	EWMA	PERV	Amélioration	EWMA	PERV	Amélioration
$V_{EPB}$	1.13 $\mu W$	0.98 $\mu W$	96.58	92.4	4.33	15 $\mu W$	3.32 $\mu W$	78 %
$V_{IPB}$	1.11 $\mu W$	1.27 $\mu W$	92.52	94.19	--	50.25 $\mu W$	9.19 $\mu W$	81.71 %
$V_{SRB}$	1.5 $\mu W$	0.61 $\mu W$	98.75	64.4	34.8	54.56 $\mu W$	5.18 $\mu W$	90.5%
$V_{ERB}$	19.6 $\mu W$	9.93 $\mu W$	87.96	84.71	3.7	35.61 $\mu W$	25.94 $\mu W$	27.15 %
$V_{IM}$	0.28 $mW$	0.15 $mW$	36.1	30.17	16.42	11.39 $mW$	5.21 $mW$	54.25 %
$V_{RS}$	1.225 $mW$	0.71 $mW$	58.13	31.12	46.46	29.9 $mW$	15.55 $mW$	48 %
$V_{ASR}$	54.7 $\mu W$	53.24 $\mu W$	79.03	85.7	--	3.55 $mW$	0.8354 $mW$	76.46 %
$V_{AR1}$	80.5 $\mu W$	15.02 $\mu W$	89.46	76.46	14.53	1.15 $mW$	0.445 $mW$	61.3 %
$V_{AR2}$	46.18 $\mu W$	38.1 $\mu W$	98.31	78.22	20.43	3.17 $mW$	2.29 $mW$	27.8 %
$V_{AR3}$	131.3 $\mu W$	103.58 $\mu W$	94.66	64.65	31.7	6.5 $mW$	5.85 $mW$	10 %
$V_{VM}$	0.62 $mW$	0.56 $mW$	55.79	50.1	10.2	16.2 $mW$	7.92 $mW$	51.1 %
$V_V$	110.9 $\mu W$	82.32 $\mu W$	99.9	66.5	33.43	8.01 $mW$	1.4 $mW$	85.52 %

### 6.4.3.3. Niveaux d'énergie accumulée aux différents points de récolte

L'objectif final dans la mise en place, du prédicteur d'énergie est de pouvoir prédire avec le moins d'erreurs, le niveau d'énergie du nœud capteur à la fin d'un cycle de mesure. Connaissant l'énergie récoltable et la dépense énergétique (fixée en fonction des exigences de QoS), une bonne estimation de la puissance permet d'assurer au nœud à tout instant un état neutre en énergie. Dans cette sous-section, l'énergie accumulée dépendamment de l'emplacement du capteur est quantifiée.

Partant de la puissance récoltable instantanée  $p(t)$ , à l'instant  $t$ , l'énergie accumulée à l'instant  $t$  sera définie comme suit :

$$E_{acc_i}(t) = \int_0^t p_i(\tau) d\tau \quad (6 - 9)$$

avec  $E_{acc_i}(t)$  qui représente l'énergie accumulée dans l'intervalle  $[0 \quad t]$  à l'emplacement  $i$  et  $p_i(t)$  est la puissance instantanée à l'instant  $t$  à l'emplacement  $i$ .

En utilisant la relation ci-dessus les évolutions de l'énergie réelle accumulée sur un mois, sont montrées sur la Figure 6-19 (pour les six premiers points de mesures) et la Figure 6-20 (pour les six autres points de mesures). Globalement, sur les figures dépendamment du point de récolte des niveaux d'énergie observables vont de 4  $mJ$  sur un mois (à l'extérieur du pignon du broyeur qui

est le point de plus faible récolte) à 30 J sur un mois (pour les vibrations côté sortie du réducteur qui est le point de plus fort taux de récolte). Ces résultats sont en accord avec ceux relatifs à la puissance récoltable.

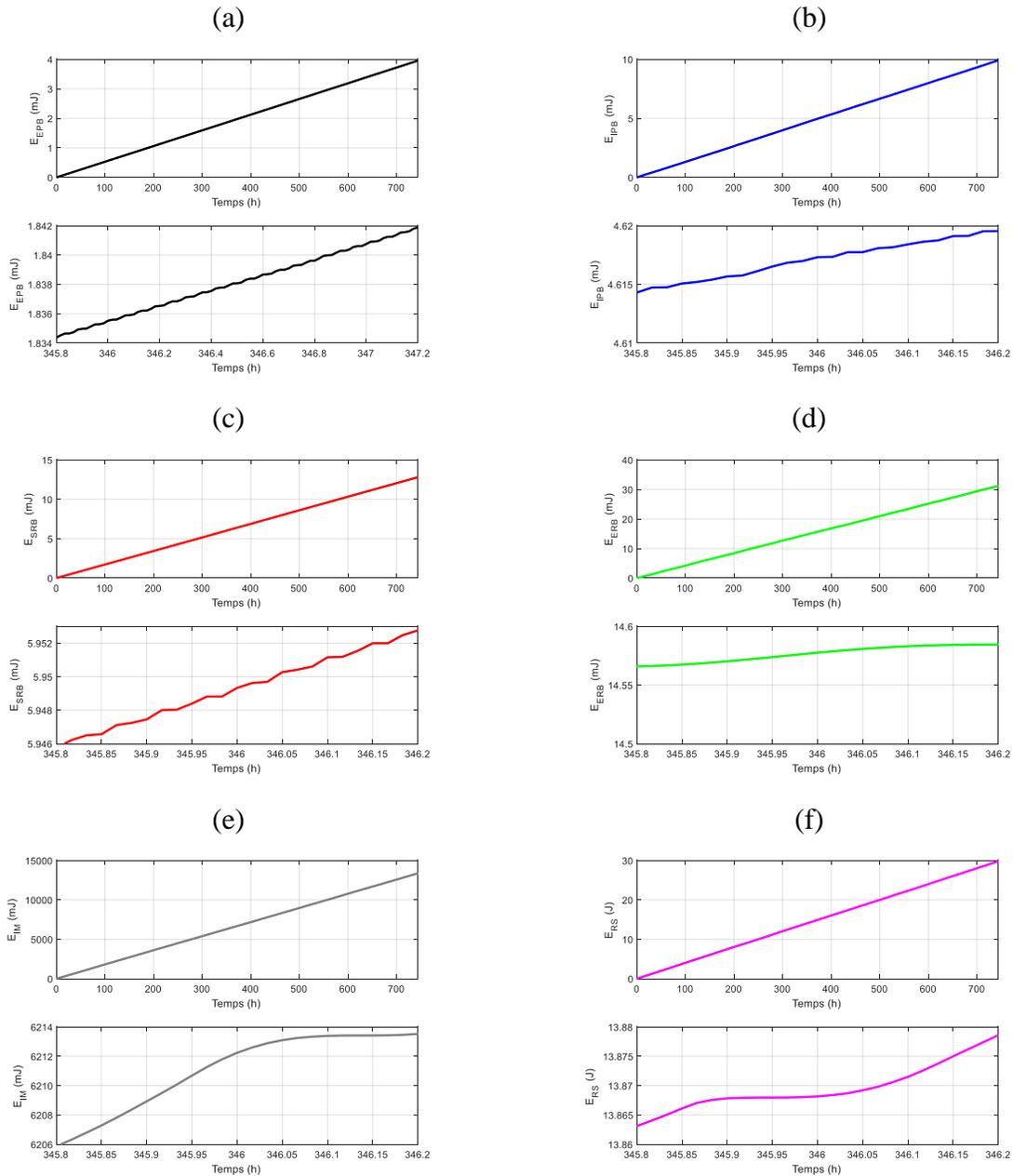
L'allure de l'énergie paraît linéaire ; cela est dû au fait que la composante continue du signal de puissance soit dominante sur les composantes sinusoïdales. L'aspect zoomé (entre la 345.8<sup>e</sup> heure et la 347.2<sup>e</sup> heure) permet d'ailleurs d'observer que la croissance n'est pas linéaire, mais se fait plutôt par pallier pour la plupart des points de mesures. Pour d'autres points de mesures comme les vibrations à la sortie du réducteur (Cf. Figure 6-17 f) on observe des zones de décroissance dans l'évolution du niveau d'énergie.

Pour chaque point de mesures, nous évaluons également la précision du prédicteur en termes d'énergie accumulée. L'analyse effectuée concerne l'erreur absolue accumulée pour les deux prédicteurs (le PERV et L'EWMA) et résultats sont représentés sur la Figure 6-19 (pour les six premiers points de mesures) et la Figure 6-20 (pour les six autres points de mesures). Cette analyse peut être utile dans le cas où l'on souhaite laisser le capteur en sommeil jusqu'à ce que son énergie soit suffisante. Les performances des deux prédicteurs sont résumées dans le Tableau 6-4 et il ressort que même en cas d'accumulation de l'énergie, le PERV offre les meilleures performances pour la plupart des points de mesure.

**Tableau 6-4. Comparaison des performances du EWMA et du PERV en termes d'énergie accumulée**

Points de mesure	Erreur absolue sur l'énergie		Erreur relative sur l'énergie (%)			E sur l'énergie		
	EWMA	PEHV	EWMA	PERV	Amélioration	EWMA	PERV	Amélioration
$V_{EPB}$	2.14 $\mu J$	2.16 $\mu J$	0.08	0.064	20	118.61 $\mu J$	96.9 $\mu J$	18.3 %
$V_{IPB}$	18.25 $\mu J$	6.56 $\mu J$	2.98	0.24	91.94	1310.6 $\mu J$	758.3 $\mu J$	42.14 %
$V_{SRB}$	8.58 $\mu J$	4.13 $\mu J$	0.14	0.071	49.3	423.98 $\mu J$	227.9 $\mu J$	46.25 %
$V_{ERB}$	11.95 $\mu J$	19.45 $\mu J$	0.015	0.067	--	330.46 $\mu J$	1657.7 $mJ$	--
$V_{IM}$	0.9208 $mJ$	2.96 $mJ$	0.006	0.03	--	61.73 $mJ$	161.88 $mJ$	--
$V_{RS}$	3.37 $mJ$	8.9 $mJ$	0.029	0.036		188.01 $mJ$	587.67 $mJ$	--
$V_{ASR}$	756.54 $\mu J$	308.64 $\mu J$	0.2	0.08	60 %	57.97 $mJ$	26.77 $mJ$	53.8 %
$V_{AR1}$	229.88 $\mu J$	212.62 $\mu J$	0.14	0.18	--	36.16 $mJ$	12.58 $mJ$	65.2 %
$V_{AR2}$	0.4576 $mJ$	1.38 $mJ$	0.054	0.16	--	33.5 $mJ$	81.4 $mJ$	--
$V_{AR3}$	2.74 $mJ$	3.6 $mJ$	0.3	0.09	70 %	221 $mJ$	429.58 $mJ$	--
$V_{VM}$	1.65 $mJ$	3.62 $mJ$	0	0	--	97.97 $mJ$	349.7 $mJ$	--
$V_V$	4.91 $mJ$	1.75 $mJ$	0.36	0.13	63.88	344.08 $mJ$	181.06 $mJ$	47.4 %

Notons tout de même que cette méthode de gestion ne s'adapte pas aux exigences actuelles de l'IoT, car des évènements peuvent survenir à n'importe quel moment et il faut alors imposer au WS une certaine fréquence de transmission des données dépendamment du procédé contrôlé. La disparité dans le taux d'énergie récoltable mentionnée ci-dessus doit alors être prise en compte dans la conception d'un protocole de communication pour le réseau de WS. Tel sera l'objectif du chapitre suivant qui est le dernier de cette thèse.



**Figure 6-17. Énergie accumulée sur un mois. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie**

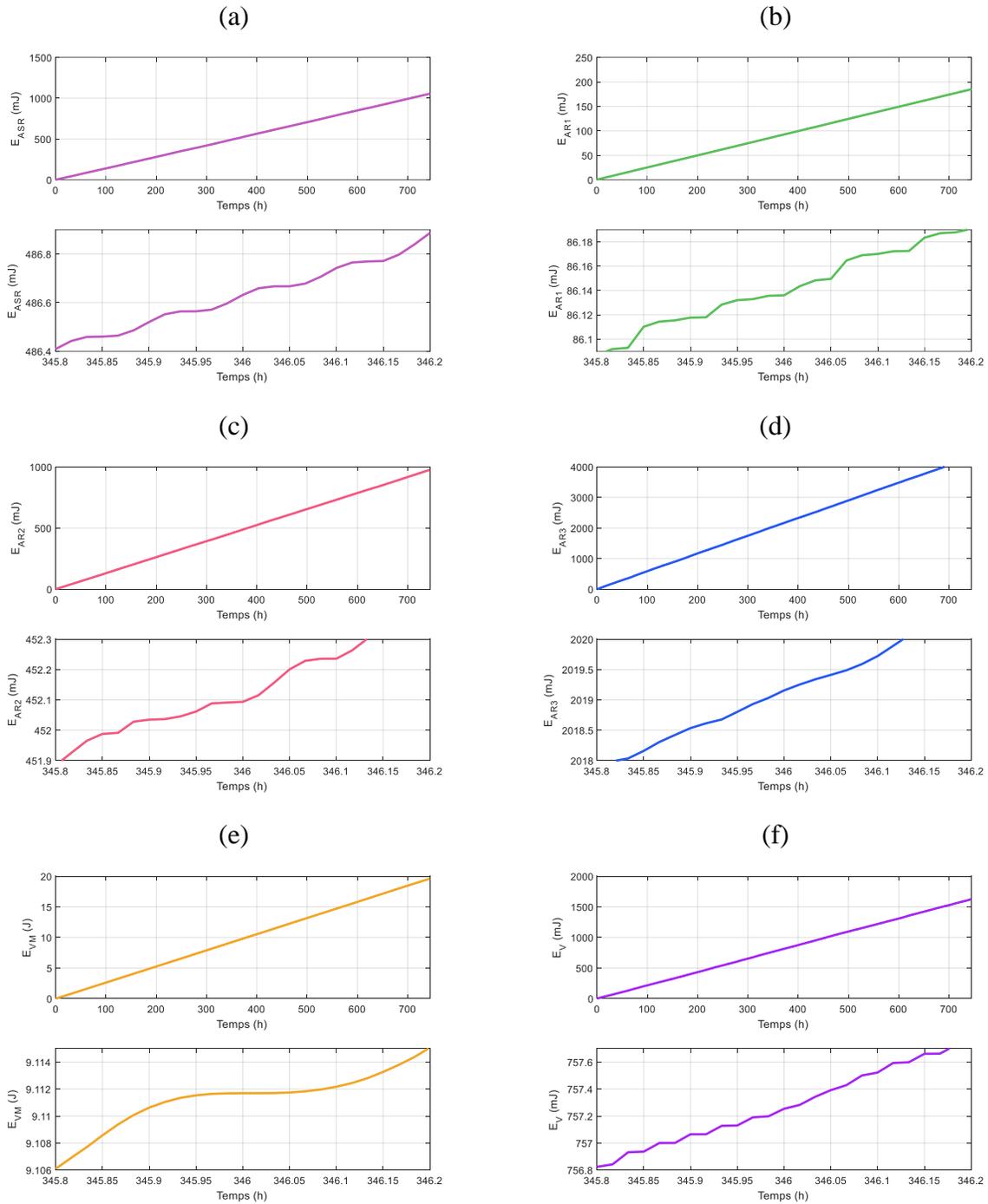
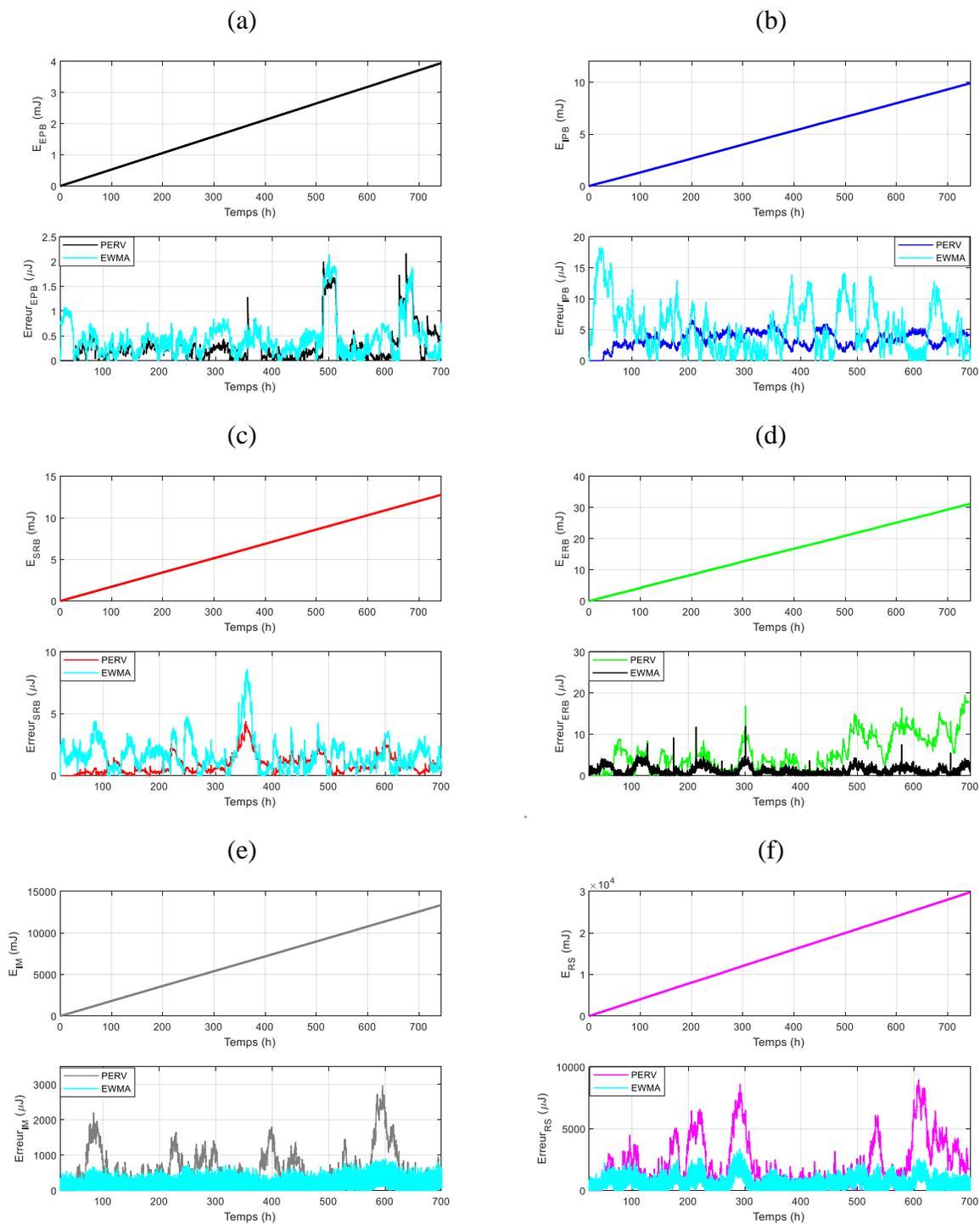


Figure 6-18. Énergie accumulée sur un mois. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.



**Figure 6-19. Erreur de prédiction sur l'énergie. (a) Extérieur pignon. (b) Intérieur pignon. (c) Sortie réducteur broyeur. (d) Entrée réducteur broyeur. (e) Intérieur moteur. (f) Réducteur coté sortie**

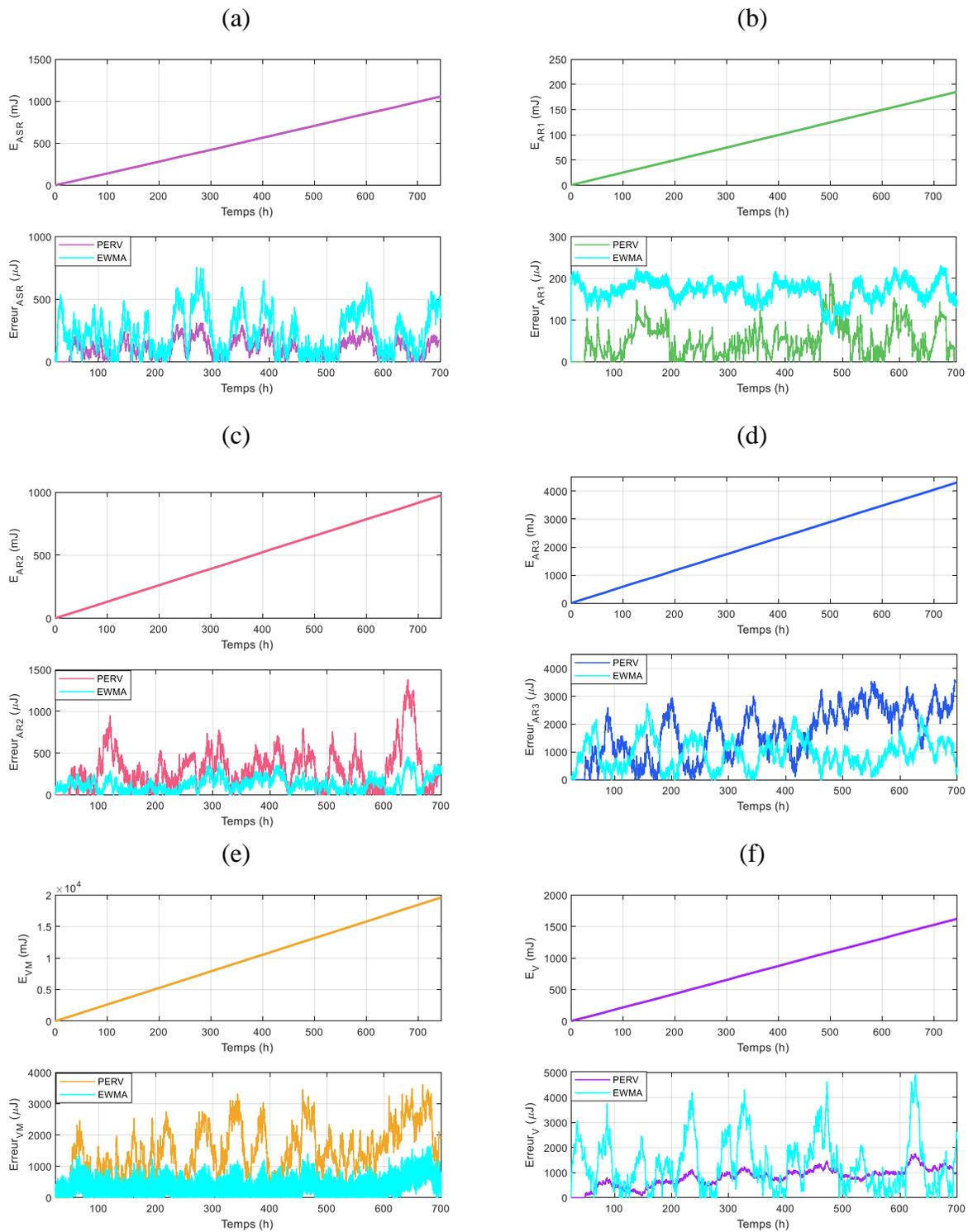


Figure 6-20. Erreur de prédiction sur l'énergie. (a) Arbre de sortie du réducteur. (b) Arbre radial 1. (c) Arbre radial 2. (d) Arbre radial 3. (e) Côté ventilation du moteur. (f) Ventilation du moteur.

## 6.5. Conclusion

Dans ce chapitre qui est le plus important de cette thèse, il a été proposé un algorithme efficace pour prédire l'énergie récoltable des vibrations. Pour atteindre de meilleures performances, une base de données des vibrations suffisante a été mise en place. Celle-ci est constituée des données de vibrations enregistrées sur 1 mois à 12 emplacements différents du diagramme d'entraînement d'un BSA (qui est le cas d'étude considéré dans cette thèse). Partant des signaux de vibrations, un modèle électromécanique prenant en considération la dynamique réelle du système a été conçu avec l'outil Simscape de Matlab; ceci pour évaluer l'évolution temporelle de la puissance récoltable à chaque emplacement. Dans un premier temps, la puissance a été estimée au moyen du prédicteur EWMA et les erreurs de prédiction ont été quantifiées. Ensuite, partant des constats d'échec du prédicteur EWMA lorsqu'apparaissent des pics de puissance, le PERV qui exploite la périodicité due aux habitudes du procédé industriel a été mis en place.

Les performances du PERV ont été comparées avec celles atteintes avec l'algorithme EWMA et des améliorations au niveau de l'erreur quadratique moyenne allant de 10 % à 90.5 % ont été obtenues s'agissant de l'estimation de la puissance. Pour ce qui est de l'erreur relative, les améliorations vont de 4.33 % à 46.46 % dépendamment du point de mesure. Globalement le PERV offre de meilleures performances sans nécessairement nécessiter un espace de stockage élevé. Dans le dernier chapitre qui va suivre, étant capable d'estimer l'énergie récoltable, il est proposé une méthode de gestion efficace de cette énergie.

## Chapitre 7

# Protocole hiérarchique à équilibrage d'énergie pour une gestion efficace de l'énergie récoltée

### 7.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, la conception d'un PERV qui permet de prédire la quantité d'énergie disponible pour un nœud capteur par exemple a été traitée. Dans le présent chapitre, il est question de proposer des solutions pour gérer efficacement l'énergie récoltable. Ce chapitre traite alors de la conception de l'algorithme du module de gestion (PMM pour Power Management Module) dont la fonction est de définir le cahier des charges du WS à chaque cycle de mesure en fonction de l'énergie prévisible. Ce cahier de charge sera traduit par la taille maximale des données qu'un WS peut transmettre à la fin d'un cycle de mesures ou encore par la portée de transmission maximale; ceci sur la base de l'énergie prévue pour être récupérée. L'objectif général des méthodes proposées ici sera l'amélioration de la QoS du réseau industriel de WS. Il sera alors question d'asservir les performances des nœuds capteur à la quantité d'énergie disponible.

La méthode la plus couramment utilisée dans la littérature pour asservir les performances du WS à la quantité d'énergie disponible est celle de l'adaptation du rapport cyclique [322, 323]; elle consiste à laisser le capteur en mode sommeil jusqu'à ce que l'énergie récoltée soit suffisante pour transmettre les données. Dans le cadre de cette thèse, cette stratégie a été utilisée dans la conception d'un WS récolteur d'énergie vibratoire. Les performances atteintes ont montré qu'il était possible pour le WS de transmettre des données à seulement 310 m toutes les 10 min [115]. Un tel rapport cyclique peut être satisfaisant dans le contrôle des grandeurs physiques comme la température (qui varie lentement du fait de l'inertie thermique), mais serait inapproprié pour une mesure de vibrations par exemple.

Rappelons qu'il est ressorti de l'analyse temporelle des signaux de vibrations que certains nœuds avaient des capacités de récolte plus élevées que d'autres (Cf. Figure 6-3). Partant alors de cette observation, il est évident que les WS à forte capacité de récolte auront la possibilité de transmettre des données suffisantes et d'autres pas, pour une durée fixée du cycle de mesures. Pour le cas spécifique de la stratégie du rapport cyclique, les nœuds à capacité de récolte élevée auront une fréquence de transmission supérieure à celle des WS ayant une capacité de récolte faible.

Toutefois dans le contrôle d'un procédé industriel par plusieurs WS, il est important pour une éventuelle intervention que les données aux différents points de mesures soient accessibles aux mêmes instants. D'où la nécessité d'équilibrer le niveau d'énergie des différents nœuds du réseau. Tel est l'objectif général de ce chapitre dans lequel il sera question de mettre en place, pour le réseau de WS un *Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie (PHEE)*. L'un des protocoles visant déjà cet objectif dans le cas des WS alimentés par une batterie est le protocole LEACH. Dans ce protocole, il est question d'une rotation de la tête de cluster à chaque cycle de mesures afin d'éviter l'épuisement de la batterie d'un même CH pour tous les cycles de mesures.

Avant d'arriver à la conception du PHEE, il sera question dans la section 7-2 de rappeler les principaux paramètres qui permettent d'évaluer la QoS du réseau ainsi que le modèle de consommation d'un WS. À partir du modèle de consommation, les paramètres d'asservissement des performances des WS seront définis et évalués dans la section 7-3. Partant alors des limites observées au niveau des performances des WS dans la section 7-3, le PHEE sera alors mis en place dans la section 7-4 pour pallier ces insuffisances. Les résultats de ce chapitre permettront également d'évaluer le gain obtenu dans la gestion de l'énergie en utilisant le PERV. Les méthodes de gestion développées dans ce chapitre font partie de la publication [123].

## **7.2. Généralités sur la Qualité de Service d'un réseau de capteurs sans fil et modèle de consommation des nœuds**

### **7.2.1. Qualité de Service dans les réseaux de capteurs sans fil**

La QoS est l'un des aspects majeurs de toute application et les WS n'en sont donc pas épargnés. Pour ces derniers, la QoS traduit la capacité du capteur à garantir les performances exigées par l'application [18]. Elle peut être évaluée à travers de nombreux aspects tels que le retard dans la transmission des données, le débit, la fiabilité, la précision des données et la durée de vie du réseau. Dans le cas des WS récolteurs d'énergie ambiante, la question de durée de vie ne se pose plus lorsque le PMM assure à son nœud un état neutre en énergie (c.-à-d. que l'énergie récoltée reste supérieure à la dépense énergétique). S'agissant des autres aspects, elles font intervenir les différentes couches protocolaires du WS (Cf Figure 2-5), et pour une application donnée, très souvent, la QoS exigée est définie en faisant des compromis [324]. Dans le cadre de cette thèse, elle sera quantifiée évalué à travers le débit et la portée de transmission de nœuds.

Pour le cas particulier de la couche application, la QoS est spécifiée par les utilisateurs. Dans la couche transport, la QoS est évaluée à travers la fiabilité des données, la bande passante, et le retard [325]. Dans la couche réseau, il est question du retard (dû aux communications à plusieurs sauts), de la probabilité de congestion, de l'efficacité énergétique et de la robustesse du routage. En résumant ces différents aspects, la QoS peut être évaluée à travers la quantité et/ou qualité des données pouvant être transmises. Dans cette thèse, il est traité de la capacité des nœuds en termes de quantité de données pouvant être transmises à la station de base et dans la sous-section suivante le modèle de consommation utilisée pour l'évaluation des performances est défini.

### 7.2.2. Modèle de consommation des WS et paramètres d'asservissement

Pour toutes les solutions envisagées pour optimiser la QoS des WS, des nœuds seront supposés assurer une activité qui se résume à la capture, au traitement et à la transmission des données à la station de base.

L'énergie pour la capture des données  $E_{acqui}(b)$  qui dépend seulement de la taille des données est définie comme dans l'équation (3-1) du chapitre 3 à savoir :

$$E_{acqui}(b) = b \cdot V_{sup} \cdot I_{sens} \cdot T_{sens} + \frac{b \cdot V_{sup}}{8} (I_{read} \cdot T_{read} + I_{write} \cdot T_{write}) \quad (3 - 1)$$

Les différents paramètres de cette équation ont été définis dans le chapitre 3 et les valeurs considérées pour l'évaluation sont reportées dans le Tableau A-1.

Pour traiter  $b$  bits de données, l'équation (3-3) du chapitre 3 sera utilisée; ainsi, le coût énergétique sera exprimé comme suit :

$$E_{mic}(b) = b \cdot \left( N_{cyc} \cdot C_{avg} \cdot V_{sup}^2 + V_{sup} \left( \frac{N_{cyc}}{f} \right) \left( I_0 \cdot e^{\left( \frac{V_{sup}}{n_p \cdot V_t} \right)} \right) \right) \quad (3 - 3)$$

La définition et la valeur des différents paramètres d'évaluation sont également fournies dans le Tableau A-1.

On supposera que chaque nœud est équipé d'un émetteur LoRa SX1280 et l'énergie dissipée pour transmettre les données à la distance  $d$  est alors quantifiée par l'équation (3-47) dont l'expression est la suivante :

$$E_{tx_{LoRa}}(b, d) = \left( \frac{4\pi f_{LoRa}}{c} \right)^2 \frac{S_R \cdot d^n \cdot 2^{SF} \cdot N_{sym}}{BW} \quad (3 - 47)$$

avec  $N_{sym}$  qui est le nombre de symboles défini comme suit :

$$N_{\text{prea}} + 6.25 + 8 + \text{ceil} \left( \frac{\max(b + 16 - 4.SF + N_{\text{ent}}, 0)}{4.SF} \right) \text{ pour } SF = 5 \quad (7 - 1)$$

Avec la fonction *ceil* qui permet d'arrondir au nombre entier supérieur suivant.

De ce qui précède, l'énergie totale dépensée par le WS durant un cycle de mesure est quantifiée comme ci-dessous :

$$E_{WS}(b, d) = E_{\text{acqui}}(b) + E_{\text{mic}}(b) + E_{\text{txLoRa}}(b, d) \quad (7 - 2)$$

L'équation (7-5) offre ainsi trois possibilités d'asservir les performances du nœud, à l'énergie récoltée. Il s'agit de la taille  $b$  des données contenues dans la charge utile et de la portée  $d$  de transmission du WS. La troisième possibilité est la période de transmission dans le cas d'une stratégie d'adaptation du rapport cyclique. Dans l'hypothèse où toute l'énergie récoltée est dédiée au fonctionnement du WS, le module de gestion de l'énergie fonctionnera alors comme illustrée sur la Figure 7-1 ci-dessous. Sur cette figure,  $b_{\text{max}}$  représente la taille maximale des données pouvant être transmises et  $d_{\text{max}}$  la portée maximale de transmission pouvant être atteinte.

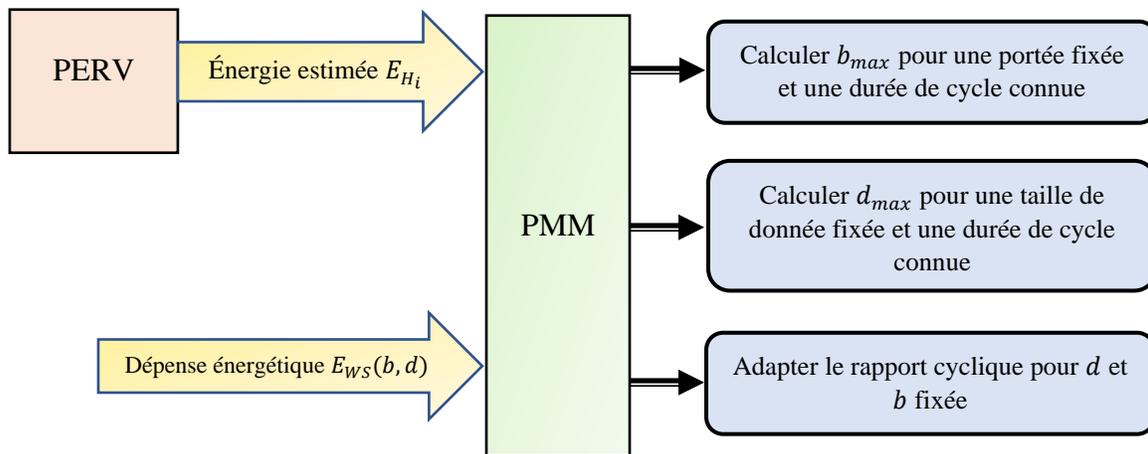


Figure 7-1. Différentes méthodes proposées pour la gestion efficace de l'énergie

Comme montré sur la Figure 7-1, les possibilités envisagées sont les suivantes :

- soit la transmission pour une durée de cycle de mesure et une distance de transmission fixées au préalable, du maximum de données possible ( $b_{\text{max}}$ ). Ce premier cas de figure peut être utile pour diminuer la longueur de la file d'attente des données stockées dans la mémoire du capteur [326].
- soit la transmission pour une durée de cycle de mesure et une taille de données fixée au préalable, à la distance la plus élevée possible ( $d_{\text{max}}$ ). Cette stratégie serait adaptée pour les

réseaux en maille assez denses et permettrait de minimiser les délais de transmission dus aux communications multi sauts [327].

- soit l'adaptation du rapport cyclique; dans ce cas, la taille des données et la distance de transmission sont préalablement définies.

Pour simplifier l'écriture, dans le cas de la maximisation de la taille des données, le protocole utilisé sera abrégé PMTD (Protocole à Maximisation de la Taille des Données). Dans le cas de la maximisation de la portée de transmission, le protocole sera désigné par PMPT (Protocole à Maximisation de la Portée de Transmission).

Quel que soit le protocole considéré (PMTD ou PMPT), il sera chaque fois question pour le PMM d'utiliser la totalité de l'énergie récoltée (estimée par le PERV) durant le cycle en cours pour la transmission des données à la fin du cycle. S'agissant de l'énergie récoltée durant le cycle de mesure, elle est désignée par  $E_{H_i}$  pour le capteur  $i$  et est définie comme suit :

$$E_{H_i} = \int_t^{t+T} p_{PERV}(\tau) \cdot d\tau \quad (7 - 3)$$

avec  $T$  qui est la durée d'un cycle de mesure,  $p_{PERV}(\tau)$  est la puissance récoltable durant le cycle de mesure en cours et  $t$  est l'instant marquant le début du cycle en cours.

Le problème d'optimisation de la gestion d'énergie par le PMM est alors le problème P1 formulé de la manière suivante :

$$\min_{b,d} (E_{H_i} - E_{WS}(b, d)) \quad (7 - 4)$$

sujet à :

$$\begin{cases} E_{H_i} - E_{WS} \geq 0 \\ b \geq 0 ; d \geq 0 \end{cases} \quad (7 - 5)$$

Ce problème se résume à minimiser l'énergie résiduelle des différents nœuds à la fin de chaque cycle tout en évitant qu'elle ne passe par une valeur inférieure à 0. Pour assurer une QoS minimale, nous associons à celle-ci une taille minimale des données  $b_{min}$  exigible par cycle de mesures. Le coût énergétique minimal correspondant sera désigné et  $E_{min}$  et définie comme suit :

$$E_{min} = E_{WS}(b_{min}, d) \quad (7 - 6)$$

Dans la section suivante, les performances individuelles des différents nœuds sont quantifiées.

### 7.3. Performances individuelles des différents nœuds

Dans cette section, nous avons quantifié les capacités des 12 nœuds déployés sur le diagramme d'entraînement du BSA (cf. Figure 6-1). Les critères de performances seront la taille des données, la portée de transmission et la fréquence de transmission.

#### 7.3.1. Performance en termes de taille des données : le PMTD

Ici on suppose que le réseau est déployé à une distance  $d$  suffisamment éloignée de la station de base; ainsi tous les nœuds sont approximativement situés à la même distance  $d$  de celle-ci. La topologie considérée est alors de type étoile. Le cycle de mesure est d'une minute correspondant à l'échantillonnage initial des données des vibrations. La Figure 7-2 représente l'organigramme de fonctionnement du module de gestion de l'énergie.

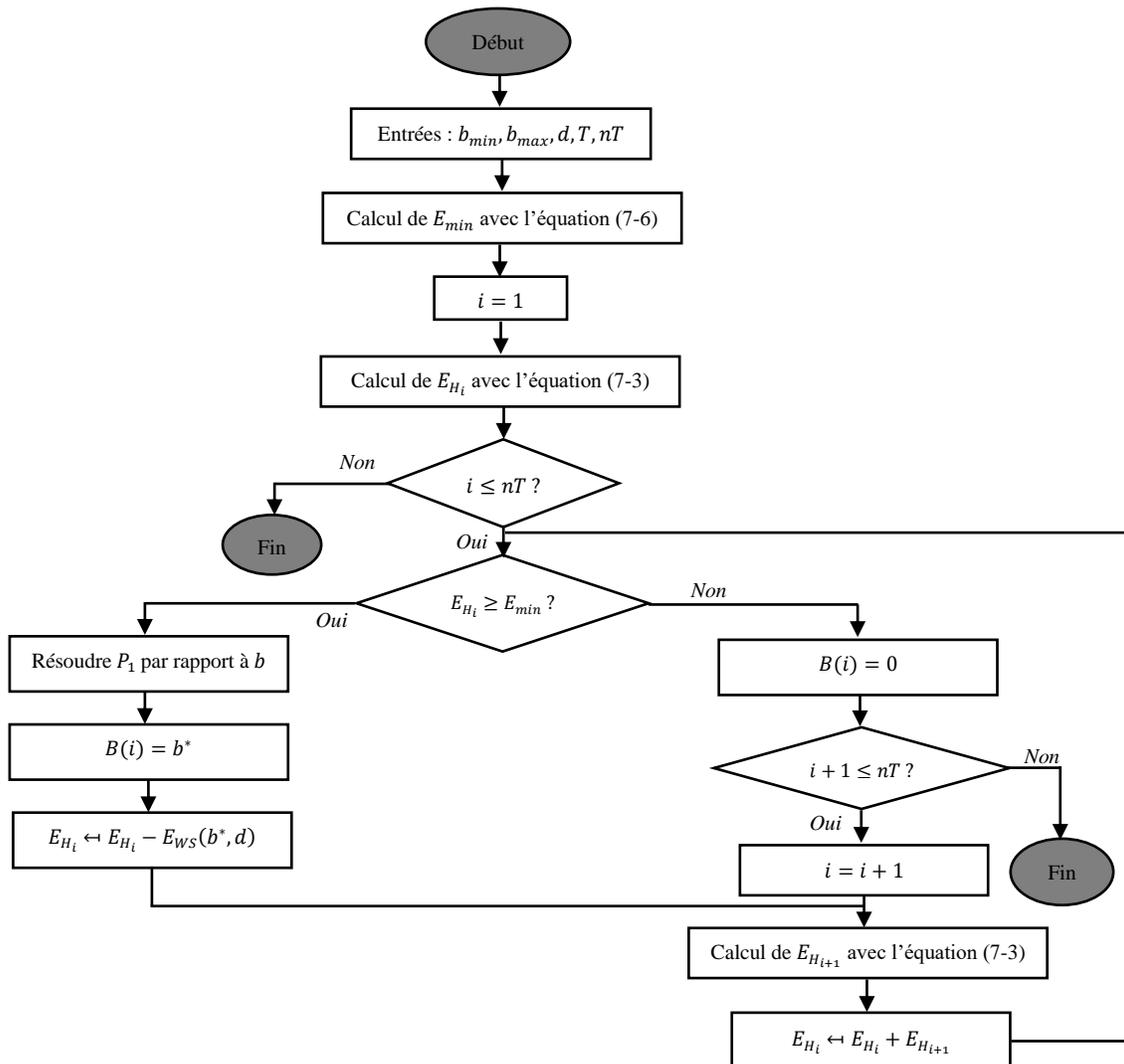
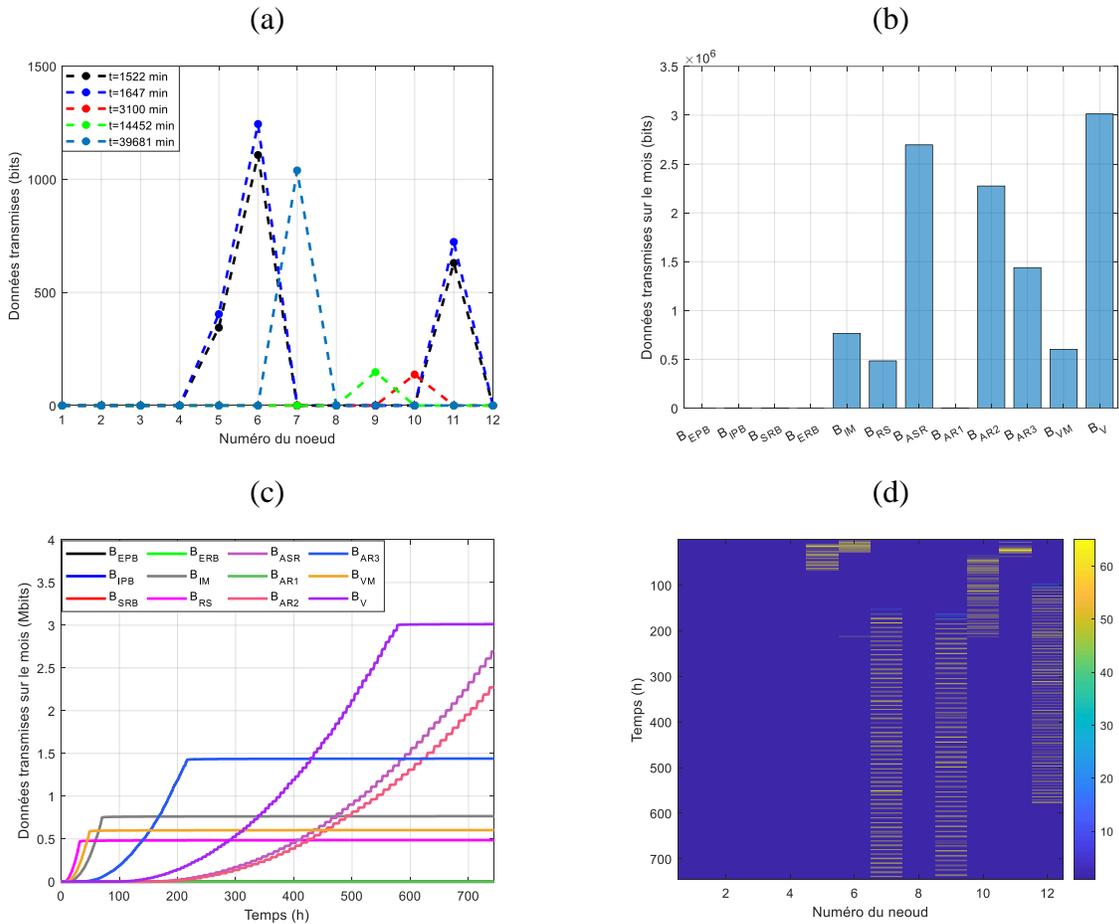


Figure 7-2. Organigramme pour la maximisation de la taille des données transmissibles

La programmation proposée sur la Figure 7-2, permet d'évaluer à tout instant les performances de chacun des nœuds de même que le débit de transmission à la fin du mois. Au début de chaque cycle, la plage de variations des données ( $b_{min}, b_{max}$ ) est définie de même que la portée  $d$  et la durée  $T$  (1 min) du cycle.  $nT$  représente le nombre d'échantillons prélevés sur le mois. Sous la base des entrées ( $b_{min}, b_{max}, T, d, nT$ ), l'énergie récoltable  $E_{H_i}$  et le coût énergétique minimal  $E_{min}$  sont respectivement calculer à partir des équations (7-3) et (7-6). Sur cet organigramme,  $B$  est un vecteur qui stocke la quantité des données transmises pour chacun des cycles de mesures et  $b^*$  représente le minimum du problème d'optimisation  $P_1$ .

Le fonctionnement du PMM ainsi représenté, se résume à transmettre le maximum de données possible à la fin du cycle sous la base de l'énergie récoltable durant le cycle. L'adaptation du rapport cyclique est également prise en compte dans cet algorithme, car le WS reste en sommeil aussi longtemps qu'il n'a pas accumulé l'énergie nécessaire pour transmettre un bit de donnée. La portée de transmission est fixée à 1 km et la taille maximale des données transmissible est de 1500 bits. Les résultats obtenus en termes de données cumulées sur un mois sont représentés sur la Figure 7-3.

- La Figure 7-3 (a) représente les données transmises à des instants quelconques au cours du mois. Il apparait que dépendamment de l'instant, tous les WS ne sont pas capables de transmettre, le moindre bit. Par exemple seulement trois nœuds (voir courbe en pointillé bleu sur la Figure 7-3 a) sont capables de communiquer de l'information sur l'état du procédé à la 1647<sup>e</sup> minute (c.-à-d. au début de la deuxième journée); il s'agit du nœud 5 (qui est placé à l'intérieur du moteur), du nœud 6 (placé sur le réducteur côté sortie) et du nœud 11 (pour les vibrations côté ventilation interne du moteur). Au début de la 10<sup>e</sup> journée (courbe en pointillée vert sur la Figure 7-3 a), seul le capteur numéro 9 qui est situé sur l'arbre radial 2 est capable de transmettre 148 bits de données à la station de base.
- Sur la Figure 7-3 (b), il est représenté la somme totale des données transmises au cours du mois par chacun des WS. Ce résultat est en accord avec celui de la Figure 7-3 (a) et permet d'observer que bien qu'ayant accumulée de l'énergie durant un mois, seulement 6 nœuds sont capables de transmettre des données à la station de base. Le plus fort débit étant atteint avec le WS situé sur l'arbre de sortie du réducteur ( $B_{ARS}$ ). Cette figure révèle aussi que le WS situé sur le réducteur côté sortie ( $B_{SR}$ ) transmet moins de données; ce qui est en contradiction avec le fait que ce soit le point de plus fort taux de récolte d'énergie.



**Figure 7-3. Performance individuelle des WS en termes de tailles de données et de fréquence de transmission**

- La Figure 7-3 (c) permet d'expliquer la dernière observation faite sur la Figure 7-3 (b). Elle représente l'évolution temporelle des données cumulées transmises au cours du mois. On peut observer que le WS avec le plus fort taux de récolte est celui qui commence à transmettre les données avant les autres nœuds ce qui contribue à épuiser rapidement sa réserve d'énergie. Une autre observation logique sur cette figure est le fait que les nœuds restant en sommeil le plus longtemps possible transmettent plus de données à long terme contrairement aux WS à capacité de récolte élevée qui commencent très tôt la transmission avec des tailles de données élevées et épuisent leur réserve énergétique assez rapidement.

La Figure 7-3 (d) qui représente une image du nombre de bits transmis par chaque nœud en fonction du temps permet de confirmer les résultats précédents et d'observer en même temps la fréquence de transmission des différents WS. Comme le suggère l'image, les WS qui commencent leurs transmissions assez tôt ne sont plus capables de transmettre par la suite. Il est important de

préciser que ces résultats sont étroitement liés à la valeur maximale de la taille des données définie dans l'algorithme. Par exemple un équilibre des performances des différents nœuds pourrait être obtenu en diminuant la taille maximale des données.

En diminuant la taille maximale des données pouvant être transmises on obtient pour 10 bits au maximum les résultats montrés sur la Figure 7-4. La première observation est que la diminution de  $B_{max}$  (de 1500 à 10 bits) n'a aucun effet sur les nœuds déjà dans l'incapacité de transmettre. Pour permettre à ces nœuds de transmettre, il faudrait plutôt agir sur la taille minimale des données pouvant être transmises. La diminution de la taille maximale des données a cependant permis de rétablir la hiérarchie observée au niveau de la capacité de récolte d'énergie. De façon plus spécifique, on obtient que le WS avec le plus fort taux de récolte (cf. Figure 6-19 f), est celui qui transmet en tout temps le plus grand nombre de données ( $B_{RS}$ ). D'autre part, en limitant les capacités des WS à 10 bits maximum, on transmet moins de données à long terme (la Figure 7-3 b et la Figure 7-4 b montrent que l'on passe de plus de 2.5 Mbits à seulement 170 bits sur le mois). Dans la suite, les performances des différents WS en termes de portée de transmission sont évaluées.

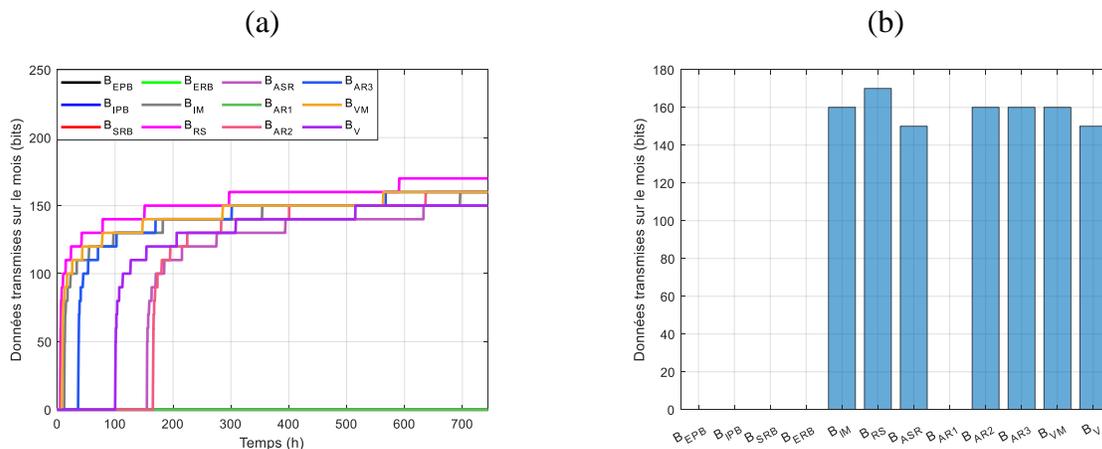


Figure 7-4. Effet de la diminution de la taille des données sur la capacité du réseau

### 7.3.2. Performance en termes de portée de transmission : le PMPT

Dans cette sous-section, la taille  $b$  des données est fixée et la portée maximale de transmission des différents nœuds est quantifiée. L'organigramme est le même que celui montré sur la Figure 7-2 à la différence que le problème de minimisation est résolu par rapport à la distance  $d$  et non plus par rapport à la taille  $b$  des données. La taille des données est de 200 bits et la portée varie entre 100 m et 1500 m. Les analyses sont effectuées en termes de portée maximale et de quantité

de données transmises sur un mois d'observation. Les résultats obtenus sont montrés sur la Figure 7-5 et les observations qui en découlent sont les suivantes.

- La Figure 7-5 (a) montre les nœuds qui sont capables de transmettre à des instants pris au hasard. Le constat est le même que celui dans le cas de l'asservissement par la taille de données; c'est-à-dire que tous les nœuds ne peuvent pas transmettre à tous les cycles de mesure.
- La Figure 7-5 (b) permet d'identifier les nœuds qui ont pu transmettre des données durant le mois. On y voit que 8 nœuds ont pu communiquer de l'information exploitable sur l'état du procédé. La figure permet également d'obtenir la somme des données transmises par chaque nœud sur le mois. Comme dans le cas de l'asservissement par la taille des données, la hiérarchie définie dans le taux de récolte n'est pas respectée s'agissant de la somme des données transmises. Cette hiérarchie peut être rétablie en réduisant la taille des données.

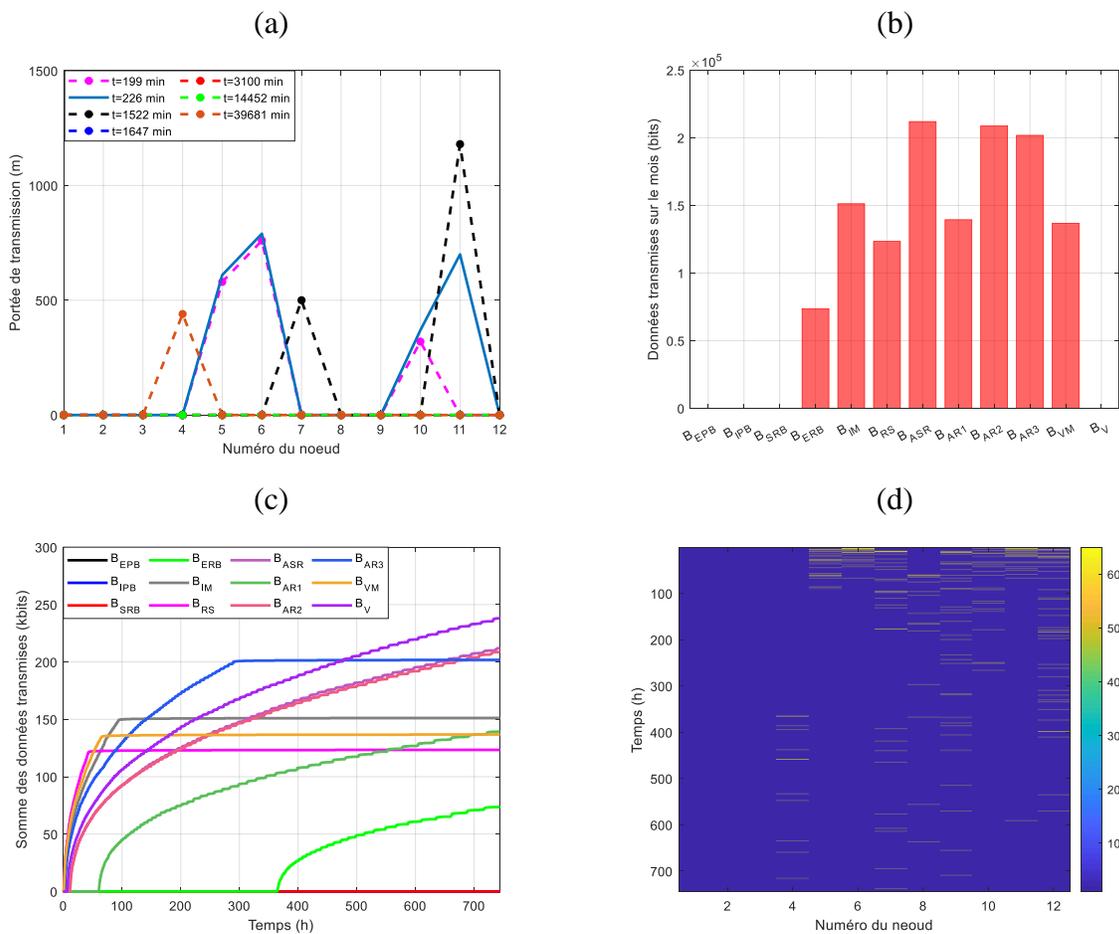


Figure 7-5. Portée maximale et quantités de données transmises sous la base de l'énergie récoltée pour une taille des données de 200 bits

- La Figure 7-5 (c) représente l'évolution de la somme cumulée des données et il y a apparait que le WS avec le plus fort taux de récolte est le premier à pouvoir transmettre de données.
- Finalement, la Figure 7-5 (d) qui donne une image de la fréquence de transmission, permet de valider les résultats précédents en montrant que le nœud à fort taux de récolte épuise sa réserve énergétique aux premiers cycles de mesure.

Les résultats de cette section ont permis de constater qu'il serait difficile de contrôler complètement le procédé industriel étudié en utilisant l'énergie récoltée des vibrations. Même en minimisant la taille des données certains nœuds n'ont pas été capables de transmettre de l'information. Cela rend alors difficile d'implémenter le réseau de capteurs récolteurs d'énergie ambiante sans un apport (à certains nœuds) d'énergie externe au système. Cette limitation est surmontée dans la section suivante par la mise en place d'un protocole hiérarchique à équilibrage d'énergie.

## **7.4. Optimisation des performances en autonomie du réseau de WS : Le Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie.**

### **7.4.1. Brief état de l'art**

Dans la plupart des études sur des WS alimentés par un système de récolte de l'énergie ambiante, les auteurs ne proposent que les performances individuelles des nœuds récolteurs d'énergie sans s'intéresser aux performances globales du réseau. Ainsi la plupart des techniques de gestion de l'énergie ne concernent qu'un seul nœud récolteur [328, 329]. Dans [328] par exemple un contrôleur, PID (Proportionnelle Intégrale Dérivée) permettant de mesurer l'écart entre l'énergie récoltée et l'énergie stockée dans la batterie du WS, est conçu pour un ajustement automatique des spécifications du WS à chaque cycle de mesure. Dans [329], la stratégie de l'adaptation du rapport cyclique est utilisée pour asservir les performances du WS aux capacités d'une poutre piézoélectrique alimentée par une vibration de 0.15 g à 40 Hz. Les résultats obtenus dans ce dernier travail montrent que le WS est capable de transmettre des données toutes les minutes. Cependant, les résultats de la section précédente de cette thèse, ont permis de constater qu'un réseau de WS récolteurs d'énergie ambiante est par nature hétérogène. De plus, un seul capteur n'est pas suffisant pour contrôler la plupart des systèmes automatisés; comme exemple, le cas du procédé étudié ici nécessite 12 capteurs.

Quelques solutions ont toutefois été proposées pour gérer efficacement l'énergie dans les réseaux récolteurs d'énergie ambiante [330-332]. La plupart de ces solutions sont des variantes du protocole LEACH initialement proposé dans [27], dans le but d'équilibrer la dépense énergétique des nœuds alimentés par une batterie. Dans la version initiale du protocole, il est suggéré un traitement local des données et une rotation de la tête de cluster à chaque cycle de mesure. La minimisation de la consommation énergétique est ainsi atteinte en réduisant la portée de transmission de chaque WS; ceci par un traitement local des données. Le choix de la tête de cluster est effectué sous la base de l'énergie résiduelle de chaque nœud.

Depuis la publication du protocole LEACH dans [27], de nombreuses variantes ont été proposées, mais toujours pour des WS alimentés par une batterie. Quelques propositions des plus importantes sont résumées dans [333]. Ce n'est que très récemment que certains travaux ont considéré une adaptation du protocole LEACH aux réseaux récolteurs d'énergie ambiante [330-332]. Dans [330], il est proposé un schéma de sélection de la tête de cluster et contrairement au LEACH original, trois types de WS coexistent dans chaque cluster. Il s'agit de la tête de cluster, des WS membres et d'un WS de planification dont la fonction est d'enregistrer l'énergie résiduelle de chaque WS. Le WS planificateur a pour fonction de désigner la tête de cluster au début de chaque cycle de mesure. Pour ce protocole [330], le taux de récolte pour le cycle en cours n'est pas pris en compte; cela aura alors pour conséquence, une diminution de la QoS du réseau; ceci en augmentant le retard dans la transmission des données. Dans [331], il est utilisé le même schéma que celui de [330] avec seulement deux types de nœuds dans le cluster (la tête de cluster et les WS membres). Une fois de plus, le prédicteur n'est pas intégré dans la conception et la QoS est définie sous la base de l'énergie disponible. En plus, les analyses dans [331] sont basées sur l'énergie solaire.

Contrairement aux travaux sus-référencés, il est question ici d'intégrer dans la hiérarchisation du réseau, à la fois l'énergie résiduelle de chaque WS ainsi que le taux de récolte prévu d'ici à la fin du cycle de mesure. Cela permettra d'utiliser une grande partie de l'énergie disponible d'ici la fin d'un cycle pour augmenter la taille des données transférées à la station de base. Une vue conceptuelle du protocole proposé est présentée dans la sous-section suivante.

#### **7.4.2. Vue conceptuelle du protocole**

En considérant le constat selon lequel les taux de récolte des différents WS n'étaient pas égaux, nous envisageons dans le protocole proposé de définir, au début de chaque cycle, une *hiérarchie*

des différents WS du réseau. Le classement des WS est établi sous la base du niveau d'énergie au début de chaque cycle, de chacun des nœuds.  $E_i$  désigne le niveau d'énergie du nœud  $i$  et défini comme suit :

$$E_i = E_{R_i} + E_{PERV_i} \quad (7 - 7)$$

avec  $E_{R_i}$  l'énergie résiduelle réelle du nœud  $i$  au début du cycle de mesure et  $E_{PERV_i}$  l'énergie prévue pour être récoltée durant le cycle et estimée par le PERV. Une énergie  $E_{min}$  correspondant à la QoS minimale, est fixée et tous les nœuds ayant un niveau  $E_i$  d'énergie inférieure à  $E_{min}$  sont classés comme des nœuds nécessaires tandis que les WS avec une énergie supérieure à  $E_{min}$  sont des nœuds autosuffisants.

Une fois cette hiérarchie établie, il sera par la suite effectué un *équilibrage* de l'énergie des différents WS. Dans le protocole, le WS autosuffisant avec l'énergie la plus élevée commencera à distribuer son supplément d'énergie au nœud nécessaire ayant le plus faible déficit d'énergie et ainsi de suite. Cela permettra de maximiser le nombre de WS pouvant transmettre durant un cycle de mesure. Une fois cet équilibrage atteint, tous les nœuds transmettront le maximum de données possible selon leur niveau d'énergie (ceci pour éviter de longues files d'attente dans la mémoire des données). Le protocole proposé pour assurer ce minimum de QoS au réseau est alors qualifié de *Protocole Hiérarchique à Équilibrage d'Énergie* (PHEE). L'algorithme de fonctionnement se résume aux différentes étapes représentées sur le diagramme de la Figure 7-6 ci-dessous.

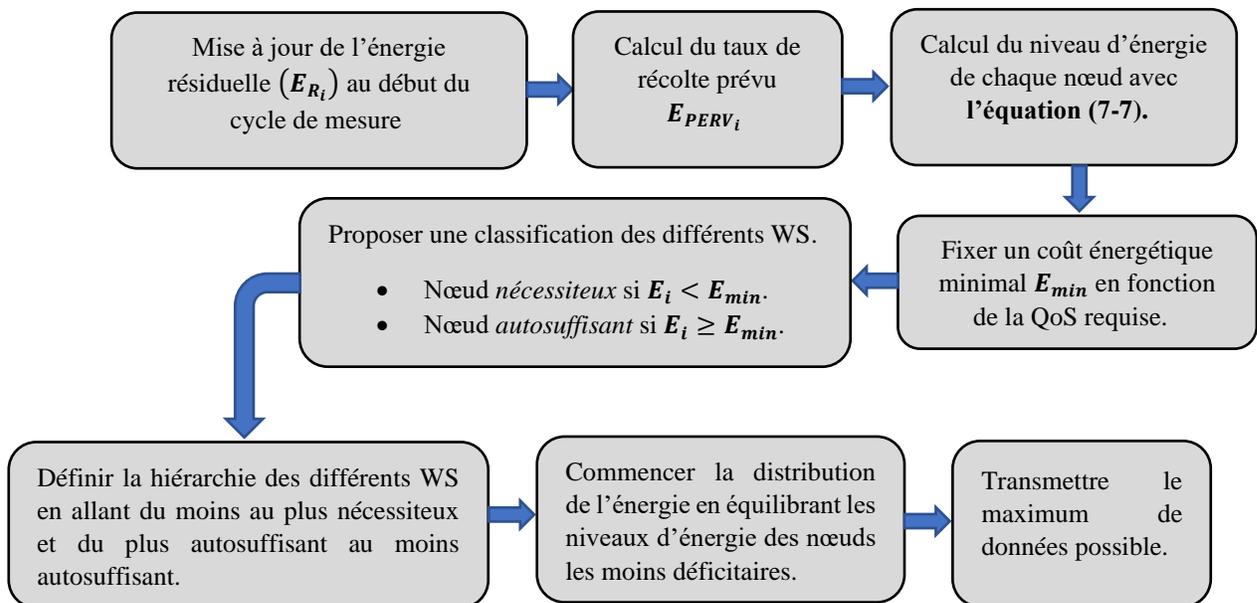


Figure 7-6. Étape de conception du PHEE

Le code Matlab permettant d'évaluer des performances du PHEE est donné en Annexe D. Les hypothèses et restrictions suivantes sont utilisées pour les résultats qui vont suivre :

- lors du transfert de l'énergie entre les différents WS, il est supposé que les nœuds aient des antennes avec des gains unitaires.
- le gain du canal de transmission entre deux nœuds est également unitaire de sorte que toute la puissance transférée est entièrement reçue par le WS nécessaire.
- le fonctionnement de matrice qui pilote n'est pas traité dans le cadre de cette thèse.
- Pour éviter des interférences, l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA pour Time Division Multiple Access) est considéré.

En suivant alors les différentes étapes montrées sur la Figure 7-6, les principaux résultats obtenus en comparaison avec ceux obtenus dans la sous-section précédente sont montrés sur la Figure 7-7, la Figure 7-8, la Figure 7-9 et la Figure 7-10. Selon l'exigence de QoS, est évalué, le nombre de nœuds capable de transmettre des données, les données transmises par chacun des nœuds ainsi que la somme des données transférées sur le mois.

### 7.4.3. Performances du PHEE

La Figure 7-7 représente les performances du PHEE pour une taille maximale des données de 100 bits avec une dépense énergétique de  $10 \mu J/\text{bit}$ .

- La Figure 7-7 (a et b) montre le nombre de nœuds en capacité de transmettre à des instants pris au hasard dans le mois. Globalement il est obtenu qu'aux instants considérés, le PHEE permet de transférer plus de données. Il est également observé un équilibrage dans la taille des données transférées à station de base. Les nœuds à plus fort taux de récolte (5, 6 et 11) ont pu équilibrer le déficit d'énergie des nœuds les moins nécessaires (7, 8, 9 et 12) afin de leur permettre de transmettre la taille maximale des données qui est de 100 bits. On obtient également que les nœuds les plus nécessaires (1, 2, 3 et 4) soient capables de transférer le minimum d'un bit. En utilisant le PMTD (Figure 7-7 b), il est obtenu que seul le nœud 2 est capable de transmettre tout au plus 45 bits de données aux instants considérés.
- La Figure 7-7 (c et d) représente les données cumulées sur le mois. Avec le PHEE (cf. Figure 7-7 c), il est obtenu que 8 nœuds (les 3 avec le plus fort de taux de récolte et les 5 les moins nécessaires) sont capables à chaque cycle de mesure de transférer le maximum de données de 100 bits. Les nœuds les plus nécessaires sont capables de communiquer le minimum d'informations sur l'état du procédé. Sur la Figure 7-7 (d), on observe que les WS avec les plus

faibles taux de récolte sont capables de transmettre plus de données à long terme. Cela est dû au faible coût énergétique associé à la transmission d'un bit de donnée ( $E_{min} = 10 \mu J$ ) et au fait que les nœuds à fort de récolte épuisent rapidement leur réserve d'énergie en transférant le maximum de données aux premiers cycles de mesure.

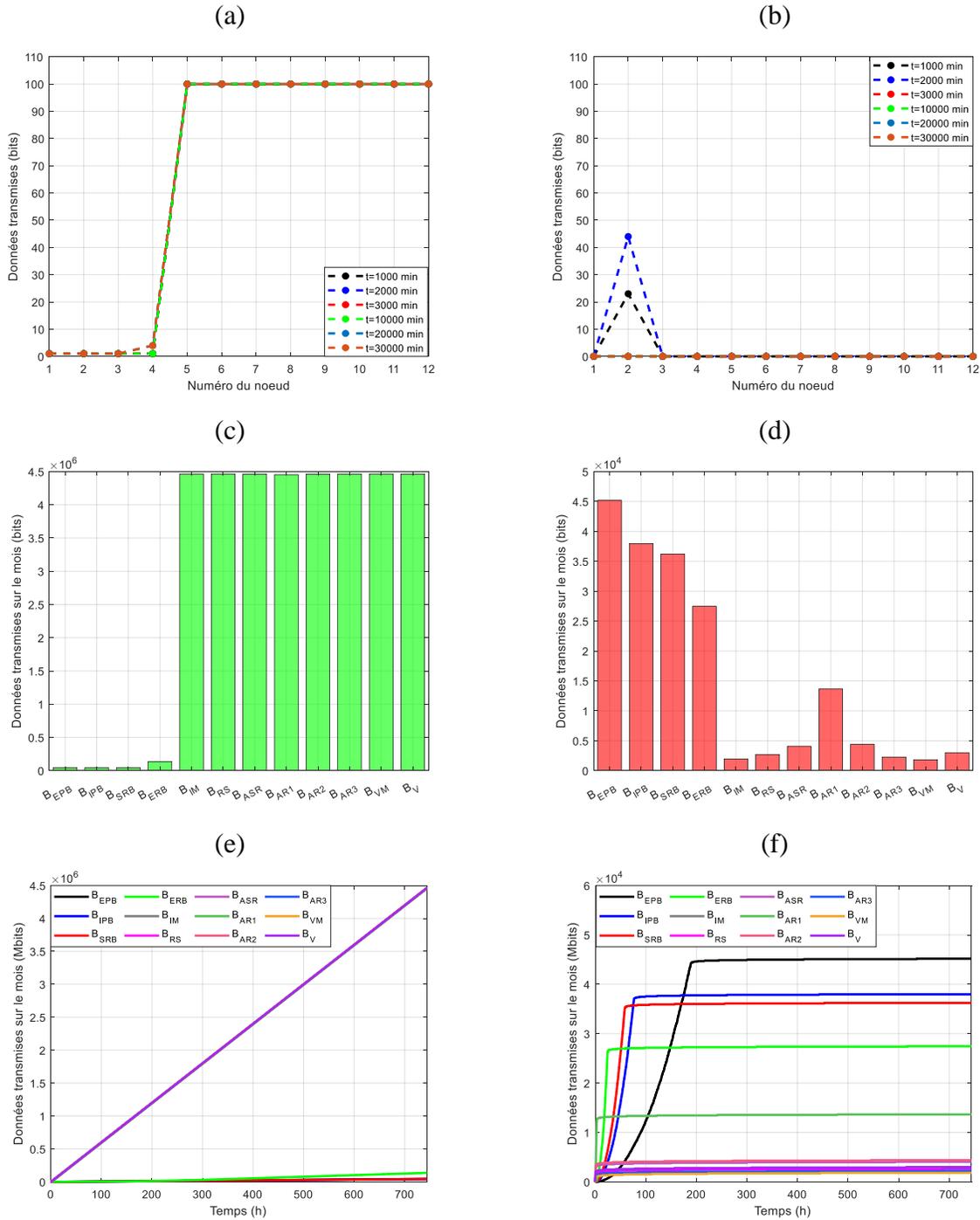


Figure 7-7. Comparaison des performances du PHEE et du PMTD pour  $b_{max} = 100 \text{ bits}$  et  $E_{min} = 10 \mu J$ .

(a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) Performances du PMTD

- Les observations précédentes sont confirmées sur la Figure 7-7 (e et f) qui représente l'évolution des données cumulées durant le mois. Dans le cas du PHEE (cf. Figure 7-7 e), le réseau est équilibré, avec 8 nœuds qui transmettent le maximum de données et les quatre autres nœuds qui transmettent quand même le minimum requis. Relativement à la somme globale des données transmises dans le mois, on peut conclure qu'avec le PHEE, les WS sont capables grâce à l'énergie récoltée de transférer jusqu'à 4.5 Mbits de données sur le mois alors qu'en maximisant simplement la taille des données, moins d'un Mbit de données sont transférés sur la même période. Le PHEE, permet donc de mieux gérer l'énergie récoltée par les différents nœuds dans la configuration actuelle. Dans la suite, est analysé l'effet de l'augmentation de la QoS en augmentant la taille minimale des données.

L'effet d'une augmentation de la QoS requise sur les performances du PHEE est montré sur la Figure 7-8. Pour cela, la taille minimale des données transmissibles est chaque fois augmentée tandis que la taille maximale reste fixée à 100 bits. Globalement, il est obtenu que le nombre de WS capables de transmettre la taille maximale des données diminue dans le cas du PHEE (6 nœuds pour 10 bits minimum, 4 nœuds pour 30 bits minimum et seulement 3 nœuds pour 50 bits minimum). Cela est dû au fait que le déficit d'énergie pour les WS nécessaires augmente en fonction de la taille minimale des données. Dans le cas du PMTD, l'augmentation de la QoS contribue à diminuer la somme des données transmises dans le mois. Dans ce dernier cas de figure, les mêmes observations faites ci-dessus par rapport aux WS à fort taux de récolte restent valables ; il s'agit du fait que ces nœuds épuisent toutes leurs énergies pendant les premiers cycles de mesures. Pour toutes les valeurs de QoS considérées sur la Figure 7-8, le PHEE offre les meilleures performances en termes de somme cumulées des données que le PMTD.

S'agissant de la Figure 7-9, qui concernent l'effet de la taille maximale  $b_{max}$  des données pouvant être transférées à la station de base, il en découle les observations ci-dessous.

- L'augmentation de  $b_{max}$  permet avec le PHEE d'augmenter la somme des données transmises durant le mois par les 8 nœuds équilibrés (seulement 2.5 Mbits pour  $b_{max} = 50$ , 7 Mbits pour  $b_{max} = 150$  et jusqu'à 12 Mbits pour  $b_{max} = 150$ ). Dans le cas du PMTD, une augmentation de  $b_{max}$  contribue plutôt à diminuer les données transmises sur le mois, car les WS capables de récolter suffisamment d'énergie épuisent leur réserve aux premiers cycles de mesure.
- Les capacités des WS nécessaires diminuent avec l'augmentation de  $b_{max}$  dans le PHEE ; cela s'explique par le fait qu'ils transmettent plus que le minimum requis aux premiers cycles de

mesure ce qui diminue fortement leur énergie résiduelle augmentant en conséquence leur déficit énergétique. Il est également important de mentionner que les performances atteintes avec le PHEE pour les nœuds nécessaires sont du même ordre de grandeur que celles obtenues avec le PMTD (Cf Figure 7-9 e et f).

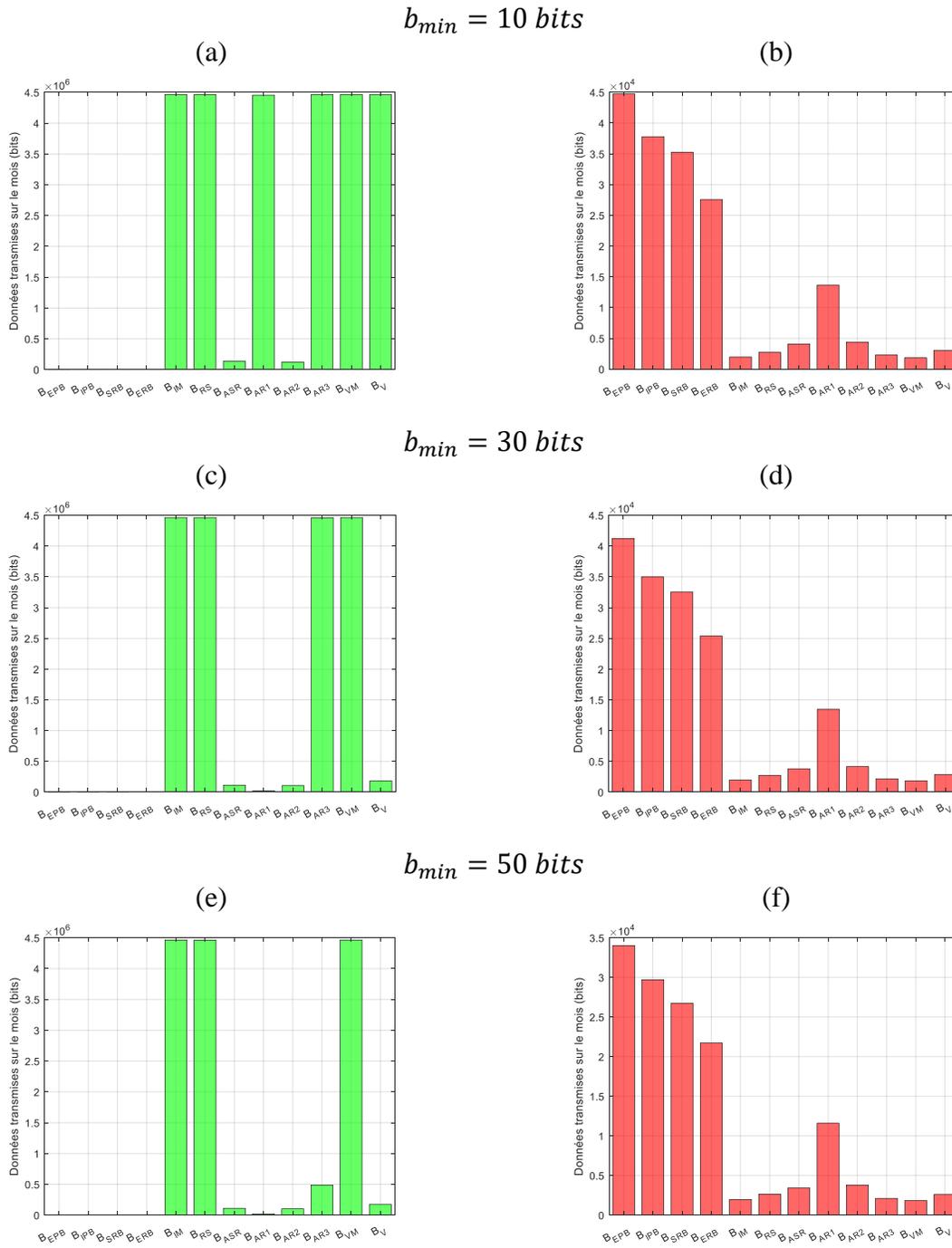
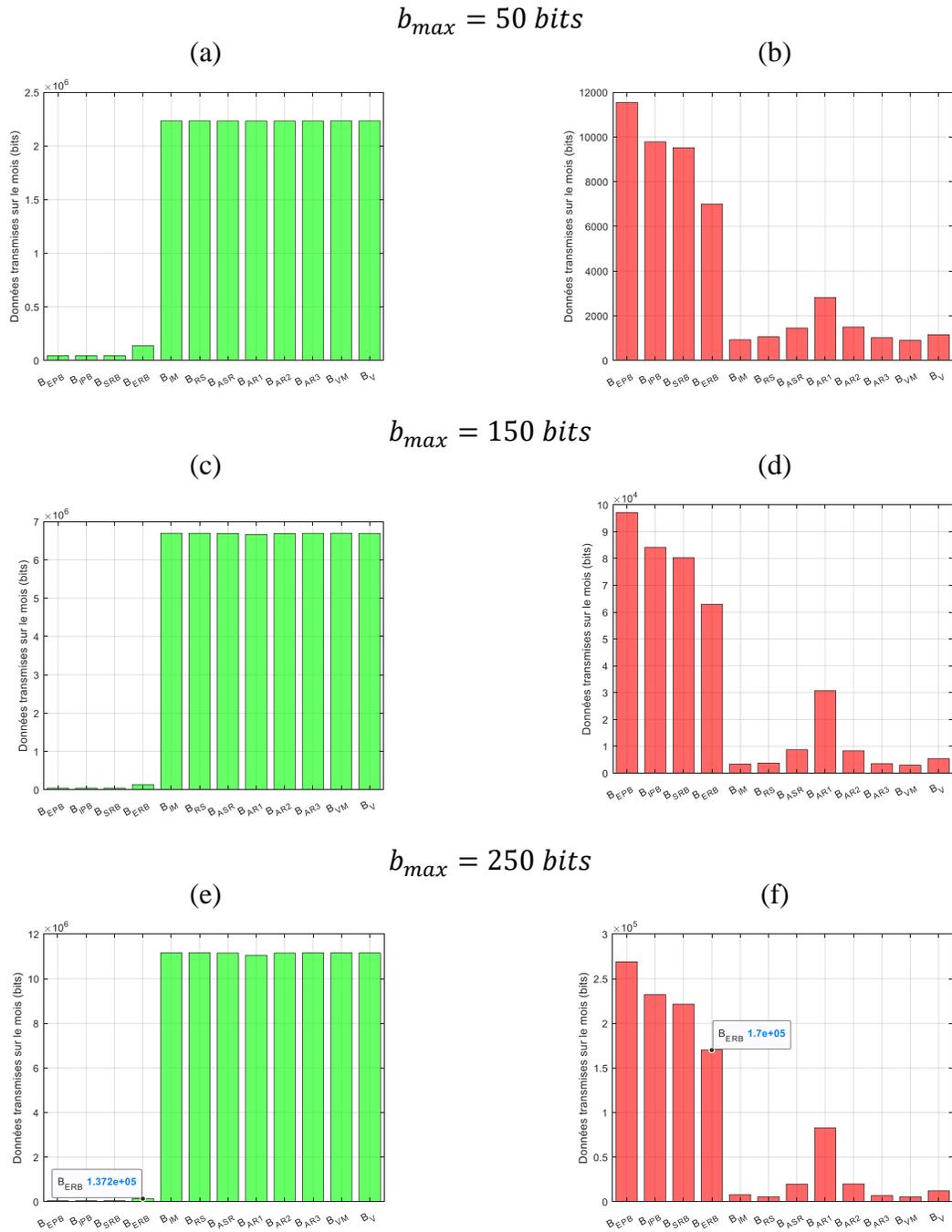
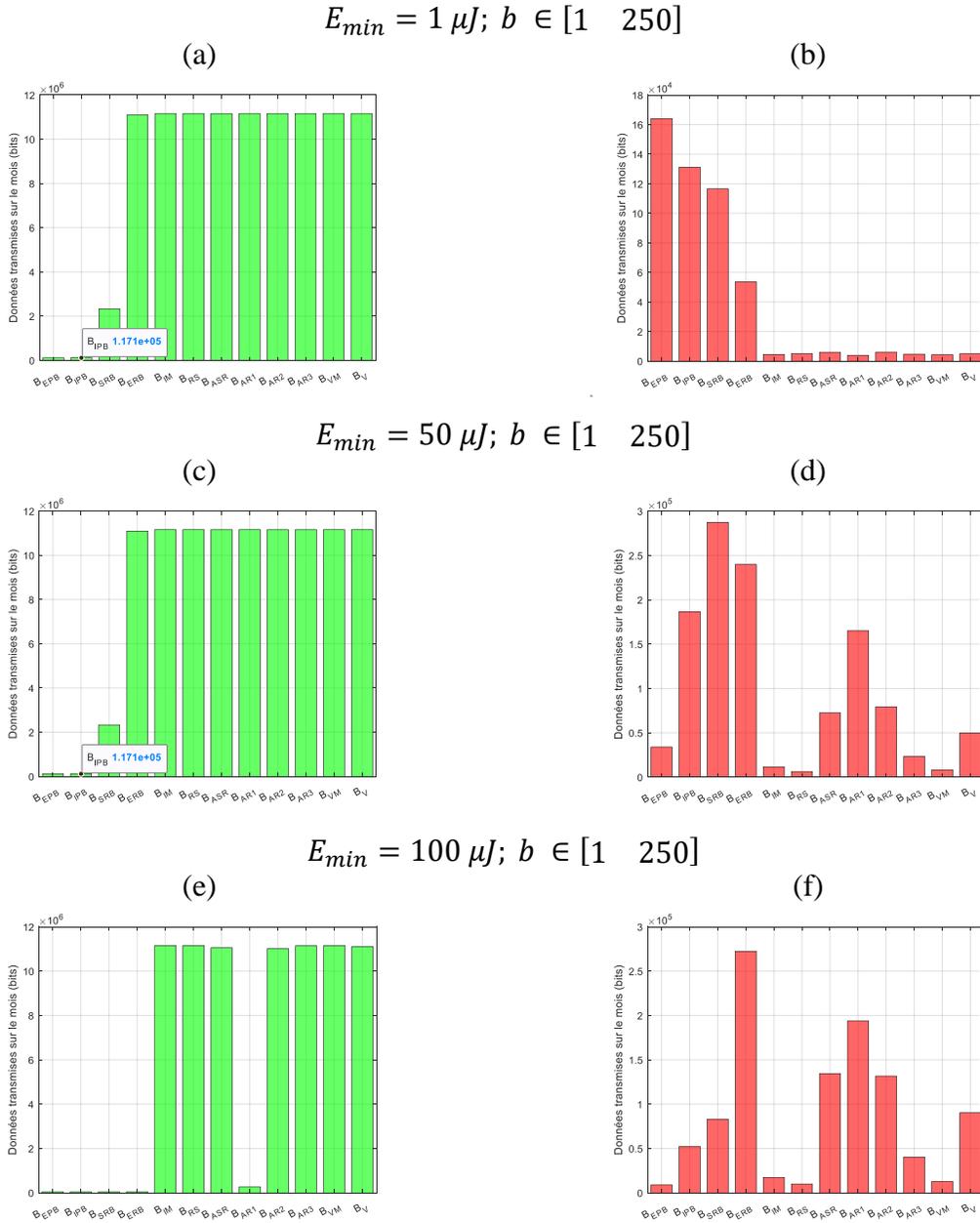


Figure 7-8. Influence de  $b_{min}$  sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD

Dans la suite, est analysé l'effet de l'augmentation du coût énergétique associé à la capture, au traitement et à la transmission d'un bit de donnée. Cette analyse prend en compte la portée de transmission et l'impact du canal de transmission. Dans un premier temps, il sera considéré une taille des données variable (cf. Figure 7-10) ; puis une taille des données fixe (cf. Figure 7-11).



**Figure 7-9.** Influence de  $b_{max}$  sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD



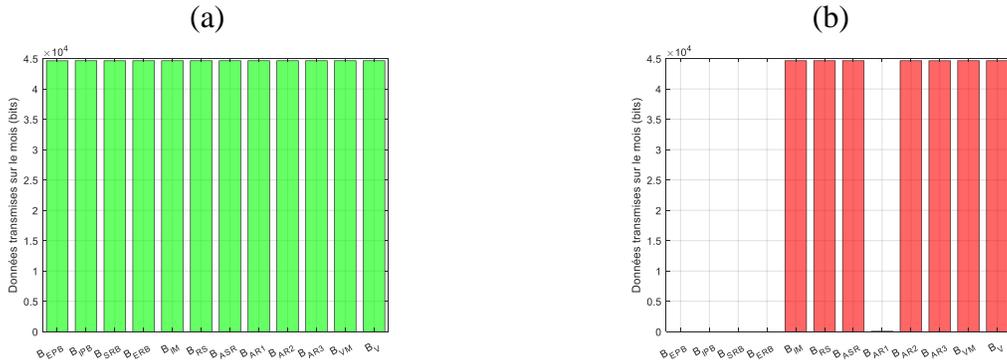
**Figure 7-10. Influence de  $E_{min}$  sur les performances du PHEE et du PMTD. (a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD**

S'agissant de la Figure 7-10 qui montre l'effet de l'énergie minimale requis pour un bit ( $E_{min}$ ) dans le cas d'une taille des données variable, les observations qui en découlent sont les suivantes :

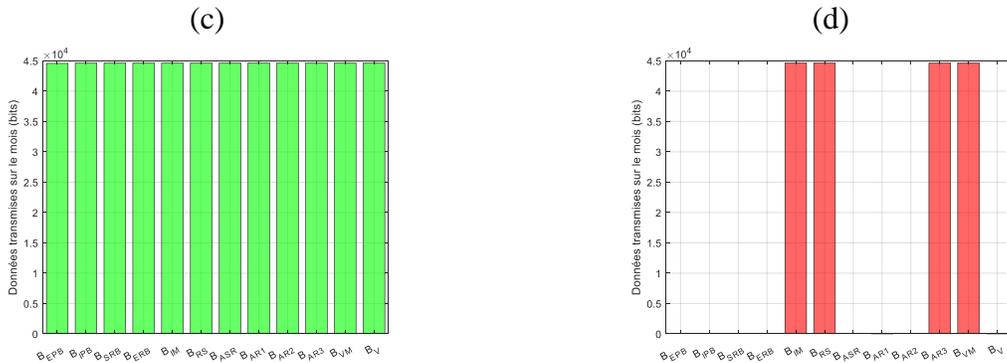
- Pour le PHEE, l'augmentation du coût énergétique par bit entraîne une diminution du nombre de WS équilibrés dans le réseau (9 WS jusqu'à  $50 \mu J/\text{bit}$  et seulement 7 WS pour  $100 \mu J/\text{bit}$ ). La quantité des données transmises reste constante pour les WS équilibrés et tous les WS sont capables de transférer au moins 1 bit de données par cycle de mesures.

Dans le cas du PMTD, il est plutôt observé une augmentation de la capacité du WS transmettant la plus grande quantité de données durant le cycle de mesures. Toutefois les quantités des données transmises par chacun des WS restent inférieures à celles transférées dans le cas du PHEE (moins d'un Mbit durant tout le mois).

$$E_{WS} = 10 \mu J$$



$$E_{WS} = 50 \mu J$$



$$E_{WS} = 100 \mu J$$

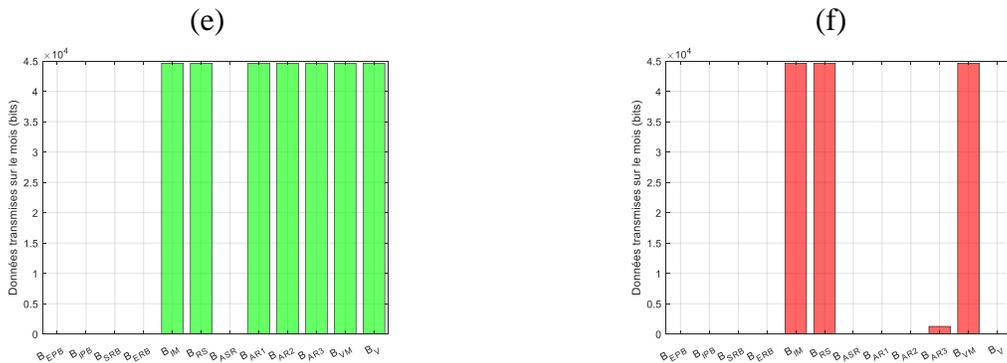
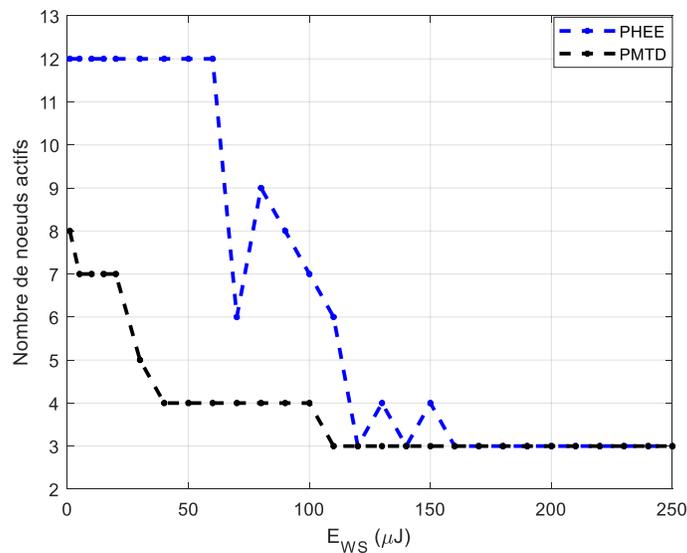


Figure 7-11. Influence de  $E_{min}$  sur les performances du PHEE et du PMTD pour une taille de données fixe.

(a), (c) et (e) PHEE. (b), (d) et (f) PMTD

La Figure 7-11 représente le cas d'une situation réelle dans laquelle la taille des données requises pour chaque cycle de mesures est constante. Dans ce cas le coût énergétique, quel que soit le cycle de mesures est le même. Globalement, on observe que lorsque la dépense énergétique du WS est faible, le PHEE permet de contrôler l'entièreté du procédé (en offrant la possibilité à tous les nœuds de communiquer). Cependant avec le PMTD, tous les nœuds ne sont pas capables de communiquer de l'information sur l'état du procédé. Pour seulement  $10 \mu J$  par cycle de mesures, seulement 7 nœuds sont actifs ; ce nombre passe à 4 lorsque le coût énergétique est de  $50 \mu J$ . Lorsque le coût énergétique devient élevé, le PHEE a des difficultés à équilibrer le niveau d'énergie de tous les WS du réseau. Seulement 7 nœuds sont capables de communiquer de l'information lorsque la demande d'énergie par nœuds et par cycle est de  $100 \mu J$ .

La Figure 7-12 montre la plage d'efficacité du PHEE ; pour cela, est comparé le nombre de WS actifs en fonction du coût énergétique associé à la QoS requise.



**Figure 7-12. Plage d'efficacité du PHEE**

Les résultats obtenus montrent qu'avec le PHEE, tous les 12 nœuds sont capables de communiquer de l'information sur l'état du système pour une QoS pouvant nécessiter jusqu'à  $65 \mu J$  par nœud et par cycle de mesure. Tandis que le maximum de nœud pouvant communiquer dans le cas du PMTD est de 8 nœuds ; ceci pour un coût énergétique très bas. Au-delà du coût énergétique de  $65 \mu J$ , nous observons que le nombre de nœuds actifs fluctue entre 3 et 9. Cette diminution/augmentation du nombre de nœuds actifs s'explique par le fait que durant certains cycles de mesures, le déficit énergétique de certains WS nécessaires n'a pas pu être

comblé. Ces nœuds étant restés en mode sommeil ont pu accumuler de l'énergie pour être actifs durant le cycle de mesures suivant.

Globalement sur la Figure 7-12, jusqu'à  $160 \mu J$ , les performances du PHEE restent supérieures à celles du PMTD. Au-delà de ce coût énergétique, les deux protocoles offrent les mêmes performances avec seulement les trois nœuds à plus fort taux de récolte qui seront capables de transmettre des données. Le PHEE permet ainsi de mieux contrôler le procédé industriel en offrant la possibilité à tous les WS du système de transmettre des données.

## 7.5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, a été proposé une méthode de gestion efficace de l'énergie récoltée des vibrations sur le diagramme d'entraînement du BSA. Contrairement à la stratégie de l'adaptation du rapport cyclique, la possibilité de prédire l'énergie récoltable a été exploitée pour augmenter la taille des données pouvant être transmises à la station de base. La technique de gestion ainsi proposée contribuerait à réduire la problématique de file d'attente dans les différents WS du réseau. Les solutions proposées dans ce chapitre visent à la fois l'optimisation des performances de chaque nœud individuellement; combiné à une optimisation des performances du réseau de WS. Ainsi, dans un premier temps, il a été considéré seulement, la maximisation de la taille des données selon les capacités de chacun des WS (cas du PMTD). Avec le PMTD, il a été obtenu que tous les WS ne soient pas capables de transmettre des données. Ensuite, le PHEE a alors été mis en place pour contourner cette limite en équilibrant le niveau d'énergie des différents WS. Les résultats obtenus ont montré que les 12 WS sont tous capable de communiquer de l'information sur la position contrôlée lorsque le coût énergétique associé est inférieur à  $65 \mu J$  par cycle. Ces performances peuvent encore être améliorées si sont incorporées dans le système de récolte des solutions d'amplification de la puissance aux moyens des techniques de traitement non linéaire présentées dans le chapitre 4.

# Chapitre 8

## Conclusions et perspectives

La question de l'autonomie énergétique des capteurs sans fils déployés dans les environnements difficilement accessibles est une problématique majeure qui fait l'objet de nombreux travaux de recherches ces dernières années. L'une des solutions les plus considérées est celle de la récolte de l'énergie ambiante (Energy Harvesting en anglais) et cette thèse a été une contribution dans ce domaine. Contrairement à la plupart des travaux sur le sujet qui considèrent les solutions de récolte de l'énergie solaire, la solution utilisée dans cette thèse est basée sur la récolte de l'énergie des vibrations pour accompagner l'exigence d'automatisation des applications industrielles de l'Internet des Objets (IoT). Toujours à l'inverse des contributions connexes, il est plutôt traité de l'autonomie énergétique d'un réseau de capteurs sans fil et non d'un nœud capteur pris individuellement.

### 8.1. Principaux résultats

Cinq objectifs spécifiques ont été suivis dans cette thèse. Le premier a été de quantifier la consommation énergétique des nœuds capteurs sans fil en prenant en compte les protocoles IoT ainsi que le matériel qui constitue le nœud capteur. Le deuxième objectif concernait les solutions d'optimisation des convertisseurs mécano électriques pour la conversion des vibrations en énergie électrique. Le troisième objectif traitait de la quantification de la puissance transférable via des ondes RF. Le quatrième objectif a été celui visant l'optimisation des performances des différents nœuds capteurs du réseau, ceci à travers la conception d'un prédicteur de l'énergie récoltable. Enfin le cinquième objectif visait l'optimisation des performances d'un réseau de capteurs autonome; et la solution proposée est celle de l'équilibrage du niveau d'énergie des différents nœuds du réseau. Les principaux résultats atteints ont été organisés à travers les sept premiers chapitres de cette thèse.

Dans le premier chapitre, il a été premièrement spécifié le contexte de l'étude et une comparaison des principales sources primaires couramment utilisées pour l'alimentation des capteurs sans fil, a été proposée. Cette comparaison a permis, compte tenu du contexte industriel de l'étude, de justifier le choix porté sur l'énergie issue de vibrations. La principale problématique traitée dans cette contribution a ensuite été présentée; à savoir celle posée par la quantité aléatoire de l'énergie récoltable.

Partant de cette problématique, une étude bibliographique des solutions proposées a été rapportée au chapitre 2 à partir de laquelle, les principales contributions ont été dégagées. Rappelons qu'elles concernent la conception d'un prédicteur de l'énergie récoltable (le PERV) ainsi que la mise en place d'un protocole de gestion efficace de l'énergie récoltée (le PHEE).

Pour l'analyse de la faisabilité de cette étude, il a été question dans le chapitre 3 de l'estimation du budget énergétique des nœuds capteurs sans fil. Les paramètres qui influencent la consommation des nœuds ont été définis et deux protocoles représentatifs utilisés dans les communications courtes et longues portées ont été analysés. Un accent particulier a été porté au cas du protocole LoRa qui répond plus aux exigences actuelles de l'IoT.

Dans le chapitre 4, une discussion approfondie sur la conversion des vibrations en énergie électrique a été proposée. Ce chapitre permettait ainsi de fixer les bases pour l'optimisation des performances des circuits de récolte de l'énergie vibratoire. Il a été obtenu que les techniques de traitement non linéaires peuvent être utilisées pour amplifier l'énergie récoltée. Cependant, les performances atteintes sont optimales seulement pour une plage fréquentielle bien définie.

Dans le chapitre 5, a été présenté le principe de la conversion des ondes radiofréquences en énergie électrique. Les résultats de ce chapitre permettent d'évaluer les niveaux d'efficacité de conversion RF/DC atteints ces dernières années. De plus, une méthode de conception ainsi que la réalisation d'un circuit rectenna opérant à 2.45 GHz ont été proposées. Le circuit proposé dans cette thèse permet d'obtenir une efficacité de conversion de 71 % à seulement -2 dBm de puissance incidente.

Dans le chapitre 6 qui est le plus important de cette thèse, un Prédicteur d'Énergie Récoltable des Vibrations (le PERV) a été proposé. Les performances du prédicteur ont été comparées avec celles d'un prédicteur de l'état de l'art; le EWMA qui est très utilisé. Le procédé industriel qui est celui du diagramme d'entraînement d'un broyeur à la mine Laronde a été décrit (types et emplacement des différents capteurs). Les données de vibrations ont été enregistrées durant 31 jours à 12 emplacements différents sur le procédé avec un échantillon prélevé toutes les minutes. Pour obtenir de faibles erreurs de prédiction tout en économisant l'espace de stockage des données, le PERV exploite la périodicité observée dans les signaux de puissance (périodicité plus ou moins décalée à cause des différents régimes de fonctionnement du moteur), pour estimer la puissance récoltable à un instant donné. En comparaison au prédicteur EWMA, le PERV permet une

amélioration de l'erreur relative allant de 4.33 % à 46.46 % ainsi qu'une amélioration du RMSE allant de 10 % à 90.5 %.

Dans le chapitre 7, des solutions pour gérer efficacement l'énergie récoltable ont été proposées. Deux protocoles ont été définis pour optimiser à la fois les performances individuelles des différents WS ainsi que celle du réseau en entier. La première solution mise en place est le PMTD qui permet de maximiser la taille des données pouvant être transmises par chaque WS; ceci sous la base de l'énergie résiduelle du WS et de son taux de récolte prévu. La solution permettant d'optimiser l'utilisation de l'énergie au niveau du réseau est le PHEE qui permet à la fois d'équilibrer le niveau d'énergie des différents WS tout en maximisant leur capacité de transmission.

## 8.2. Perspectives et travaux futurs

Les résultats atteints et présentés dans les différents chapitres de cette thèse ont été obtenus en combinant des méthodes analytiques et expérimentales. La possibilité de prédire la quantité d'énergie récoltable offre de nouvelles perspectives pour ce qui est de la gestion de l'énergie dans les réseaux de capteurs sans fil; par exemple :

- Il serait intéressant d'envisager un traitement local des données ceci pour minimiser le coût énergétique associé à la transmission des données.
- L'impact du type de canal de communication (Rayleigh, Rice, etc.), sur le transfert d'énergie entre les nœuds, devrait également être analysé.

Les bases théoriques pour la conception et la fabrication des circuits ayant été fixées, il serait aussi intéressant dans la suite de réaliser et de programmer les différents circuits notamment :

- des transducteurs piézoélectriques appropriés selon les caractéristiques des vibrations détectées à chacun des emplacements.
- du conditionnement des transducteurs piézoélectriques avec la rectenna spécifiée dans cette thèse
- de la programmation du module de gestion des différents WS selon le PMTD et le PHEE

Enfin et de façon globale, les performances présentées dans le dernier chapitre de cette thèse peuvent être améliorées en optimisant chacun des blocs d'un nœud récupérateur d'énergie vibratoire; par exemple :

- dans la conception des transducteurs piézoélectriques, l'impact du matériau piézoélectrique devrait être analysé dans le but d'optimiser les caractéristiques électriques de sortie du transducteur.
- l'optimisation du rendement global du micro générateur piézoélectrique, via la conception des convertisseurs DC/DC appropriés et le choix judicieux des diodes de redressement, pourront également améliorer les performances du nœud en termes de quantité de données pouvant être transmises.

# RÉFÉRENCES

- [1] A. Flammini, P. Ferrari, D. Marioli, E. Sisinni, and A. Taroni, "Wired and Wireless Sensor Networks for industrial applications," *Microelectronics journal*, vol. 40, no. 9, pp. 1322-1336, 2009.
- [2] M. J. Dong, K. G. Yung, and W. J. Kaiser, "Low power signal processing architectures for network microsensors," in *Proceedings of 1997 International Symposium on Low Power Electronics and Design*, 1997, pp. 173-177: IEEE.
- [3] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, "Wireless sensor networks: a survey," *Computer networks*, vol. 38, no. 4, pp. 393-422, 2002.
- [4] A. Ali, G. A. Shah, M. O. Farooq, and U. Ghani, "Technologies and challenges in developing machine-to-machine applications: A survey," *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 83, pp. 124-139, 2017.
- [5] R. Min *et al.*, "Energy-centric enabling technologies for wireless sensor networks," *IEEE Wireless Communication Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 28-39, 2002.
- [6] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 757-789, 2014.
- [7] M. P. Đurišić, Z. Tafa, G. Dimić, and V. Milutinović, "A survey of military applications of wireless sensor networks," in *2012 Mediterranean conference on embedded computing (MECO)*, 2012, pp. 196-199: IEEE.
- [8] A. Milenković, C. Otto, and E. Jovanov, "Wireless sensor networks for personal health monitoring: Issues and an implementation," *Computer communications*, vol. 29, no. 13-14, pp. 2521-2533, 2006.
- [9] M. Antoniou, M. Boon, P. Green, P. Green, and T. York, "Wireless sensor networks for industrial processes," in *2009 IEEE sensors applications symposium*, 2009, pp. 13-18: IEEE.
- [10] A. Wheeler, "Commercial applications of wireless sensor networks using ZigBee," *IEEE communications magazine*, vol. 45, no. 4, pp. 70-77, 2007.
- [11] A. Kadri, E. Yaacoub, M. Mushtaha, and A. Abu-Dayya, "Wireless sensor network for real-time air pollution monitoring," in *2013 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA)*, 2013, pp. 1-5: IEEE.
- [12] D. Bandyopadhyay and J. Sen, "Internet of things: Applications and challenges in technology and standardization," *Wireless personal communications*, vol. 58, no. 1, pp. 49-69, 2011.
- [13] K. Michalakakis, J. Aliprantis, and G. Caridakis, "Visualizing the internet of things: Naturalizing human-computer interaction by incorporating ar features," *IEEE Consumer Electronics Magazine*, vol. 7, no. 3, pp. 64-72, 2018.
- [14] G. Kortuem, F. Kawsar, V. Sundramoorthy, and D. Fitton, "Smart objects as building blocks for the internet of things," *IEEE Internet Computing*, vol. 14, no. 1, pp. 44-51, 2009.
- [15] D. Minoli, K. Sohraby, and B. Occhiogrosso, "IoT considerations, requirements, and architectures for smart buildings—Energy optimization and next-generation building management systems," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 4, no. 1, pp. 269-283, 2017.
- [16] A. Gilchrist, *Industry 4.0: the industrial internet of things*. Springer, 2016.
- [17] X. Li, D. Li, J. Wan, A. V. Vasilakos, C.-F. Lai, and S. Wang, "A review of industrial wireless networks in the context of industry 4.0," *Wireless networks*, vol. 23, no. 1, pp. 23-41, 2017.
- [18] J.-F. Martínez, A.-B. Garcí, I. Corredor, L. López, V. Hernández, and A. Dasilva, "QoS in wireless sensor networks: survey and approach," in *Proceedings of the 2007 Euro American conference on Telematics and information systems*, 2007, pp. 1-8.
- [19] S. Abedi, "Interference Management in Wireless Sensor Networks, Part I: Dynamic Semi-distributed Mechanisms," in *2008 Second International Conference on Sensor Technologies and Applications (sensorcomm 2008)*, 2008, pp. 610-619: IEEE.
- [20] K. Sohraby, D. Minoli, and T. Znati, *Wireless sensor networks: technology, protocols, and applications*. John Wiley & Sons, 2007.
- [21] P. R. Rothe and J. P. Rothe, "Medium Access Control Protocols for Wireless Sensor Networks," in *Handbook of Wireless Sensor Networks: Issues and Challenges in Current Scenario's*: Springer, 2020, pp. 35-51.

- [22] D. Sharma, S. Verma, and K. Sharma, "Network topologies in wireless sensor networks: a review 1," 2013.
- [23] Bosch. (2019, 13 Avril 2019). *Industry 4.0 out of the box sense connect detect*. Available: <https://www.bosch-connectivity.com/products/industry-4-0/sense-connect-detect/>
- [24] M. A. Abd-Elmagid, T. ElBatt, and K. G. Seddik, "Optimization of energy-constrained wireless powered communication networks with heterogeneous nodes," *Wireless Networks*, vol. 25, no. 2, pp. 713-730, 2019.
- [25] J. Serra, D. Pubill, and C. Verikoukis, "Power Consumption Minimization of Wireless Sensor Networks in the Internet of Things Era," in *Sensor Systems Simulations*: Springer, 2020, pp. 201-226.
- [26] W. R. Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan, "Energy-efficient communication protocol for wireless microsensor networks," in *Proceedings of the 33rd annual Hawaii international conference on system sciences*, 2000, p. 10 pp. vol. 2: IEEE.
- [27] W. B. Heinzelman, A. P. Chandrakasan, and H. Balakrishnan, "An application-specific protocol architecture for wireless microsensor networks," *IEEE Transactions on wireless communications*, vol. 1, no. 4, pp. 660-670, 2002.
- [28] W. Ye and J. Heidemann, "Medium access control in wireless sensor networks," in *Wireless sensor networks*: Springer, 2004, pp. 73-91.
- [29] W. Lu *et al.*, "Energy Efficiency Optimization in SWIPT Enabled WSNs for Smart Agriculture," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020.
- [30] F. K. Shaikh and S. Zeadally, "Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 55, pp. 1041-1054, 2016.
- [31] C. M. Vigorito, D. Ganesan, and A. G. Barto, "Adaptive control of duty cycling in energy-harvesting wireless sensor networks," in *2007 4th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks*, 2007, pp. 21-30: IEEE.
- [32] F. Fouladi, P. Henshaw, D. S.-K. Ting, and S. Ray, "Wind Turbulence Impact on Solar Energy Harvesting," *Heat Transfer Engineering*, vol. 41, no. 5, pp. 407-417, 2020.
- [33] D. L. Mascarenas, M. D. Todd, G. Park, and C. R. Farrar, "Development of an impedance-based wireless sensor node for structural health monitoring," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 6, p. 2137, 2007.
- [34] C. Gould and R. Edwards, "Review on micro-energy harvesting technologies," in *2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2016, pp. 1-5: IEEE.
- [35] Z. Zeng, B. Ren, L. Gai, X. Zhao, H. Luo, and D. Wang, "Shear-Mode-Based Cantilever Driving Low-Frequency Piezoelectric Energy Harvester Using 0.67 Pb (Mg 1/3 Nb 2/3) O 3-0.33 PbTiO 3," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 63, no. 8, pp. 1192-1197, 2016.
- [36] M. Marčelić, B. Ivšić, M. Jurčević, and M. Dadić, "Estimation of energy harvesting capabilities for RF and other environmental sources," in *2018 First International Colloquium on Smart Grid Metrology (SmaGriMet)*, 2018, pp. 1-6: IEEE.
- [37] V. C. Gungor and G. P. Hancke, "Industrial wireless sensor networks: Challenges, design principles, and technical approaches," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4258-4265, 2009.
- [38] D. Bouchouicha, F. Dupont, M. Latrach, and L. Ventura, "Ambient RF energy harvesting," in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, 2010, vol. 13, pp. 2-6.
- [39] S. Beeby and N. M. White, *Energy harvesting for autonomous systems*. Artech House, 2010.
- [40] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*. prentice hall PTR New Jersey, 1996.
- [41] M. Chen, J. Wan, S. Gonzalez, X. Liao, and V. C. Leung, "A survey of recent developments in home M2M networks," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 1, pp. 98-114, 2013.
- [42] M. Felser, "Real-time ethernet-industry prospective," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 6, pp. 1118-1129, 2005.
- [43] S. W. Doebbling, C. R. Farrar, M. B. Prime, and D. W. Shevitz, "Damage identification and health monitoring of structural and mechanical systems from changes in their vibration characteristics: a literature review," Los Alamos National Lab., NM (United States)1996.
- [44] V. Rai and A. Mohanty, "Bearing fault diagnosis using FFT of intrinsic mode functions in Hilbert-Huang transform," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, no. 6, pp. 2607-2615, 2007.

- [45] V. Henriques and R. Malekian, "Mine safety system using wireless sensor network," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 3511-3521, 2016.
- [46] S. Deokar and J. Wakode, "Coal Mine Safety Monitoring and Alerting System," ed: IRJET, 2017.
- [47] A. Zrelli and T. Ezzedine, "Design of optical and wireless sensors for underground mining monitoring system," *optik*, vol. 170, pp. 376-383, 2018.
- [48] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes," *Computer communications*, vol. 26, no. 11, pp. 1131-1144, 2003.
- [49] A. Mouapi, "Conception et réalisation d'une alimentation autonome pour un réseau de capteurs sans fil appliqué dans les transports ferroviaires," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2015.
- [50] S. Roundy and P. K. Wright, "A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics," *Smart Materials and structures*, vol. 13, no. 5, p. 1131, 2004.
- [51] C. Williams and R. B. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," in *Proceedings of the International Solid-State Sensors and Actuators Conference-TRANSDUCERS'95*, 1995, vol. 1, pp. 369-372: IEEE.
- [52] M.-L. Ku, W. Li, Y. Chen, and K. R. Liu, "Advances in energy harvesting communications: Past, present, and future challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1384-1412, 2015.
- [53] A. M. Siddiqui, L. Musavian, and Q. Ni, "Energy efficiency optimization with energy harvesting using harvest-use approach," in *2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*, 2015, pp. 1982-1987: IEEE.
- [54] N. Michelusi, L. Badia, and M. Zorzi, "Optimal transmission policies for energy harvesting devices with limited state-of-charge knowledge," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 11, pp. 3969-3982, 2014.
- [55] F. Yuan, S. Jin, K.-K. Wong, Q. Zhang, and H. Zhu, "Optimal harvest-use-store design for delay-constrained energy harvesting wireless communications," *Journal of Communications and Networks*, vol. 18, no. 6, pp. 902-912, 2016.
- [56] A. Hassan *et al.*, "A high-efficiency piezoelectric-based integrated power supply for low-power platforms," *Microelectronics Journal*, p. 104824, 2020.
- [57] Z. Xu *et al.*, "Flexible Energy Harvester on a Pacemaker Lead Using Multi-beam Piezoelectric Composite Thin Film," *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2020.
- [58] M. Meng *et al.*, "Multi-beam shared-inductor reconfigurable voltage/SECE-mode piezoelectric energy harvesting of multi-axial human motion," 2019: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [59] L. Yang and H. Zhang, "Experimental study on a wide-band piezoelectric energy harvester with rotating beams vibrating in perpendicular directions," *Integrated Ferroelectrics*, vol. 168, no. 1, pp. 85-96, 2016.
- [60] A. Badel and E. Lefeuvre, "Wideband piezoelectric energy harvester tuned through its electronic interface circuit," in *Journal of Physics: Conference Series*, 2014, vol. 557, no. 1, p. 012115: IOP Publishing.
- [61] G. Shi *et al.*, "A Sensor-less Self-tuning Resonance System for Piezoelectric Broadband Vibration Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [62] G. T. Hwang *et al.*, "A reconfigurable rectified flexible energy harvester via solid-state single crystal grown PMN-PZT," *Advanced Energy Materials*, vol. 5, no. 10, p. 1500051, 2015.
- [63] Z. Chen, M.-K. Law, P.-I. Mak, X. Zeng, and R. P. Martins, "Piezoelectric Energy-Harvesting Interface Using Split-Phase Flipping-Capacitor Rectifier With Capacitor Reuse for Input Power Adaptation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2020.
- [64] S. Tanwar, S. Tyagi, N. Kumar, and M. S. Obaidat, "LA-MHR: learning automata based multilevel heterogeneous routing for opportunistic shared spectrum access to enhance lifetime of WSN," *IEEE Systems Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 313-323, 2018.
- [65] R. Labisha and E. Baburaj, "Efficient approach to maximise WSN lifetime using weighted optimum storage-node placement, efficient and energetic wireless recharging, efficient rule-based node rotation and critical-state-data-passing methods," *IET Networks*, vol. 6, no. 6, pp. 203-217, 2017.
- [66] T.-T. Nguyen, C.-S. Shieh, T.-K. Dao, J.-S. Wu, and W.-C. Hu, "Prolonging of the network lifetime of WSN using fuzzy clustering topology," in *2013 second international conference on robot, vision and signal processing*, 2013, pp. 13-16: IEEE.

- [67] M. Ilyas and I. Mahgoub, "Miniaturizing Sensor Networks with MEMS," in *Smart Dust*: CRC Press, 2018, pp. 93-112.
- [68] U. Muncuk, K. Alemdar, J. D. Sarode, and K. R. Chowdhury, "Multiband ambient RF energy harvesting circuit design for enabling batteryless sensors and IoT," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 2700-2714, 2018.
- [69] J. Zheng and A. Jamalipour, *Wireless sensor networks: a networking perspective*. John Wiley & Sons, 2009.
- [70] M. Li and B. Yang, "A Survey on Topology issues in Wireless Sensor Network," in *ICWN*, 2006, pp. 503-: Citeseer.
- [71] A. Shrestha and L. Xing, "A performance comparison of different topologies for wireless sensor networks," in *2007 IEEE Conference on Technologies for Homeland Security*, 2007, pp. 280-285: IEEE.
- [72] A. Shahraki, A. Taherkordi, Ø. Haugen, and F. Eliassen, "Clustering Objectives in Wireless Sensor Networks: A Survey and Research Direction Analysis," *Computer Networks*, p. 107376, 2020.
- [73] A. A. A. Alkhatib and G. S. Baicher, "Wireless sensor network architecture," in *2012 International Conference on Computer Networks and Communication Systems (CNCs 2012)*, 2012.
- [74] M. Wu, T.-J. Lu, F.-Y. Ling, J. Sun, and H.-Y. Du, "Research on the architecture of Internet of Things," in *2010 3rd International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering (ICACTE)*, 2010, vol. 5, pp. V5-484-V5-487: IEEE.
- [75] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, "Wireless integrated network sensors," *Communications of the ACM*, vol. 43, no. 5, pp. 51-58, 2000.
- [76] D. Dutta, "IEEE 802.15. 4 as the mac protocol for internet of things (IoT) applications for achieving QoS and energy efficiency," in *Advances in Communication, Cloud, and Big Data*: Springer, 2019, pp. 127-132.
- [77] M. Gamal, N. Sadek, M. R. Rizk, and M. A. E. Ahmed, "Optimization and modeling of modified unslotted CSMA/CA for wireless sensor networks," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 59, no. 2, pp. 681-691, 2020.
- [78] Z. H. Khan, J. M. Thiriet, and D. Genon-Catalot, "Wireless network architecture for diagnosis and monitoring applications," in *2009 6th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, 2009, pp. 1-2: IEEE.
- [79] S. Hu and X. Wang, "Game Theory on Power Control in Wireless Sensor Networks Based on Successive Interference Cancellation," *Wireless Personal Communications*, vol. 111, no. 1, pp. 33-45, 2020.
- [80] B. Bhushan and G. Sahoo, "Requirements, Protocols, and Security Challenges in Wireless Sensor Networks: An Industrial Perspective," in *Handbook of Computer Networks and Cyber Security*: Springer, 2020, pp. 683-713.
- [81] S. Gong, X. Liu, K. Zheng, X. Tian, and Y. Zhu, "Slot-hitting Ratio Based TDMA Schedule for Hybrid Energy-harvesting Wireless Sensor Networks," *IET Communications*, 2020.
- [82] A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, and M. B. Srivastava, "Power management in energy harvesting sensor networks," *ACM Transactions on Embedded Computing Systems (TECS)*, vol. 6, no. 4, pp. 32-es, 2007.
- [83] S. W. Arms, C. Townsend, D. Churchill, J. Galbreath, and S. Mundell, "Power management for energy harvesting wireless sensors," in *Smart Structures and Materials 2005: Smart Electronics, MEMS, BioMEMS, and Nanotechnology*, 2005, vol. 5763, pp. 267-275: International Society for Optics and Photonics.
- [84] V. Raghunathan and P. H. Chou, "Design and power management of energy harvesting embedded systems," in *Proceedings of the 2006 international symposium on Low power electronics and design*, 2006, pp. 369-374.
- [85] C. Moser, L. Thiele, D. Brunelli, and L. Benini, "Adaptive power management in energy harvesting systems," in *2007 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, 2007, pp. 1-6: IEEE.
- [86] D. Pimentel and P. Musílek, "Power management with energy harvesting devices," in *CCECE 2010*, 2010, pp. 1-4: IEEE.
- [87] Z. Song and C. R. Sastry, "Passive RF energy harvesting scheme for wireless sensor," ed: Google Patents, 2013.

- [88] Y. Ma, Q. Ji, S. Chen, and G. Song, "An experimental study of ultra-low power wireless sensor-based autonomous energy harvesting system," *Journal of renewable and sustainable energy*, vol. 9, no. 5, p. 054702, 2017.
- [89] Z. J. Chew, T. Ruan, and M. Zhu, "Energy Harvesting Powered Wireless Sensor Nodes With Energy Efficient Network Joining Strategies," in *2019 IEEE 17th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, 2019, vol. 1, pp. 1591-1595: IEEE.
- [90] T. D. Nguyen, J. Y. Khan, and D. T. Ngo, "An adaptive MAC protocol for RF energy harvesting wireless sensor networks," in *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2016, pp. 1-6: IEEE.
- [91] J. Yang and S. Ulukus, "Optimal packet scheduling in an energy harvesting communication system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 1, pp. 220-230, 2011.
- [92] T. Tong, S. Ulukus, and W. Chen, "Optimal packet scheduling for delay minimization in an energy harvesting system," in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015, pp. 4241-4246: IEEE.
- [93] A. Arafa, T. Tong, M. Fu, S. Ulukus, and W. Chen, "Delay minimal policies in energy harvesting communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 7, pp. 2918-2930, 2018.
- [94] K. Tutuncuoglu and A. Yener, "Short-term throughput maximization for battery limited energy harvesting nodes," in *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2011, pp. 1-5: IEEE.
- [95] K. Tutuncuoglu and A. Yener, "Optimum transmission policies for battery limited energy harvesting nodes," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 1180-1189, 2012.
- [96] D. Gunduz, K. Stamatiou, N. Michelusi, and M. Zorzi, "Designing intelligent energy harvesting communication systems," *IEEE communications magazine*, vol. 52, no. 1, pp. 210-216, 2014.
- [97] U. Soni, S. Gupta, T. Singh, Y. Vardhan, and V. Jain, "Predictive Model of Solar Irradiance Using Artificial Intelligence: An Indian Subcontinent Case Study," *International Journal of Information Retrieval Research (IJIRR)*, vol. 10, no. 2, pp. 81-98, 2020.
- [98] A. Cammarano, C. Petrioli, and D. Spenza, "Pro-Energy: A novel energy prediction model for solar and wind energy-harvesting wireless sensor networks," in *2012 IEEE 9th International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems (MASS 2012)*, 2012, pp. 75-83: IEEE.
- [99] C. Bergonzini, D. Brunelli, and L. Benini, "Algorithms for harvested energy prediction in batteryless wireless sensor networks," in *2009 3rd International Workshop on Advances in sensors and Interfaces*, 2009, pp. 144-149: IEEE.
- [100] S. Roundy, P. K. Wright, and J. M. Rabaey, "Energy scavenging for wireless sensor networks," in *Norwell*: Springer, 2003, pp. 45-47.
- [101] A. Mouapi, N. Hakem, G. Y. Delisle, and N. Kandil, "A novel piezoelectric micro-generator to power Wireless Sensors Networks in vehicles," in *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2015, pp. 1089-1092: IEEE.
- [102] A. Sample and J. R. Smith, "Experimental results with two wireless power transfer systems," in *2009 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2009, pp. 16-18: IEEE.
- [103] A. Mouapi and N. Hakem, "Enslavement of wireless sensor network to an RF energy harvesting system," *Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 5, no. 02, p. 63, 2017.
- [104] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "High efficiency rectifier for RF energy harvesting in the GSM band," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 1617-1618.
- [105] A. Mouapi, G. V. Kamani, N. Hakem, and N. Kandil, "Multiphysics Simulation of Piezoelectric Cantilever Beam: application in automobile," *Journal of Modern Environmental Science and Engineering*, 2017.
- [106] A. Mouapi and N. Hakem, "A new approach to design autonomous wireless sensor node based on RF energy harvesting system," *Sensors*, vol. 18, no. 1, p. 133, 2018.
- [107] A. Mouapi, N. Hakem, and G. Y. Delisle, "A new approach to design of RF energy harvesting system to enslave wireless sensor networks," *ICT Express*, vol. 4, no. 4, pp. 228-233, 2018.
- [108] A. Mouapi, N. Hakem, N. Kandil, and G. V. Kamani, "A Miniature Rectifier Design for Radio Frequency Energy Harvesting Applied at 2.45 GHz," in *2018 IEEE International Conference on*

- Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2018, pp. 1-5: IEEE.
- [109] A. Mouapi, N. Hakem, N. Kandil, and G. V. Kamani, "Vibrational-Powered Vehicle's Mesh Wireless Sensor Network: Performance Evaluation," in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2018, pp. 1-5: IEEE.
- [110] A. Mouapi and N. Hakem, "A selective rectifier for RF energy harvesting for IoT applications," in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 2523-2524: IEEE.
- [111] A. Mouapi, N. Hakem, and G. V. Kamani, "A selective rectifier for RF energy harvesting under non-stationary propagation conditions," in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2018, pp. 1-6: IEEE.
- [112] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "High Efficiency Voltage Doubler Rectifier Design for Harvesting ambient RF Energy," in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 2515-2516: IEEE.
- [113] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "A Performance Analysis of Schottky Diode to support RF Energy Harvesting," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 1169-1170: IEEE.
- [114] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Analysis of Multi-Stage Voltage Doubler for RF Energy Harvesting," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 1159-1160: IEEE.
- [115] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Cantilevered Piezoelectric Micro Generator Design Issues and Application to the Mining Locomotive," *Energies*, vol. 13, no. 1, pp. 1-28, 2019.
- [116] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Performances Comparison of Shottky Voltage Doubler Rectifier to support RF Energy Harvesting," in *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2020, pp. 1-5: IEEE.
- [117] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Characterization a Rectifying Antenna under Non-Stationary Propagation Conditions," in *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.
- [118] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Design of 900 MHz RadioFrequency Energy Harvesting Circuit for the Internet of Things Applications," in *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.
- [119] M. H. Kandil, "Statistical Modeling of the Battery Recharging Time in RF Energy Harvesting for IoT Applications," presented at the APS, Montréal, 2020.
- [120] M. H. Kandil, "Matching Losses Evaluation in Voltage Doubler Rectifiers for High Efficiency Rectifying Antenna Design," presented at the APS, Montréal, 2020.
- [121] M. H. Kandil, "Analysis of Schottky Multistage Voltage Doubler Rectifiers for RF Energy Harvesting Applications," presented at the APS, Montréal, 2020.
- [122] M. H. Kandil, "A New Method to Design a Rectifying Antenna for Ambient RF Energy Harvesting," presented at the APS, Montréal, 2020.
- [123] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandil, "Piezoelectric Energy Harvesting Prediction and Efficient Management for Industrial Wireless Sensor," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 23, p. 8486, 2020.
- [124] A. Mouapi, N. Hakem, and N. Kandi, "Radiofrequency Energy Harvesting for Wireless Sensor Node: Design Guidelines and Current Circuits Performance," 2021.
- [125] M. N. Halgamuge, M. Zukerman, K. Ramamohanarao, and H. L. Vu, "An estimation of sensor energy consumption," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 12, pp. 259-295, 2009.
- [126] C. T. Sony, C. Sangeetha, and C. Suriyakala, "Multi-hop LEACH protocol with modified cluster head selection and TDMA schedule for wireless sensor networks," in *2015 Global Conference on Communication Technologies (GCCT)*, 2015, pp. 539-543: IEEE.

- [127] M. V. Machado *et al.*, "Data dissemination in autonomic wireless sensor networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 12, pp. 2305-2319, 2005.
- [128] L. Oberg and Y. Xu, "A complete energy dissipation model for wireless sensor networks," in *2007 International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM 2007)*, 2007, pp. 531-540: IEEE.
- [129] R. A. Mini, A. A. Loureiro, and B. Nath, "A state-based energy dissipation model for wireless sensor nodes," in *2005 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, 2005, vol. 2, pp. 8 pp.-550: IEEE.
- [130] B. Han, D. Zhang, and T. Yang, "Energy consumption analysis and energy management strategy for sensor node," in *2008 International Conference on Information and Automation*, 2008, pp. 211-214: IEEE.
- [131] H.-Y. Zhou, D.-Y. Luo, Y. Gao, and D.-C. Zuo, "Modeling of node energy consumption for wireless sensor networks," *Wireless Sensor Network*, vol. 3, no. 1, p. 18, 2011.
- [132] M. J. Miller and N. H. Vaidya, "A MAC protocol to reduce sensor network energy consumption using a wakeup radio," *IEEE Transactions on mobile Computing*, vol. 4, no. 3, pp. 228-242, 2005.
- [133] J. Ma, W. Lou, Y. Wu, X.-Y. Li, and G. Chen, "Energy efficient TDMA sleep scheduling in wireless sensor networks," in *IEEE INFOCOM 2009*, 2009, pp. 630-638: IEEE.
- [134] F. Lu, G. Xu, and R. Ying, "Power consumption simulation model based on the working status of intel PXA250 processor," *Control & Automation*, vol. 21, no. 1, pp. 131-132, 2005.
- [135] A. Y. Wang and C. G. Sodini, "A simple energy model for wireless microsensor transceivers," in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM'04.*, 2004, vol. 5, pp. 3205-3209: IEEE.
- [136] N. Sharma, M. K. Singh, and A. Goswami, "A heuristic approach for component selection of low power micro sensor nodes based on simple energy model," in *2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*, 2011, vol. 4, pp. 290-295: IEEE.
- [137] M. Razzaque and S. Dobson, "Energy-efficient sensing in wireless sensor networks using compressed sensing," *Sensors*, vol. 14, no. 2, pp. 2822-2859, 2014.
- [138] A. S. Tanenbaum and D. Wetherall, *Computer networks*. Harlow, Essex: Pearson, 2014.
- [139] V. Shnayder, M. Hempstead, B.-r. Chen, G. W. Allen, and M. Welsh, "Simulating the power consumption of large-scale sensor network applications," in *Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, 2004, pp. 188-200.
- [140] Mica2. (11 July). Available: <https://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=9c86008b1afb2a3e25b74d74daeb348f36539c&type=P&term=mica2%2520crossbow>
- [141] T. Instrument. (11 July). *CC2520 DATASHEET*. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2520.pdf>
- [142] N. R. Roy and P. Chandra, "Energy dissipation model for wireless sensor networks: a survey," *International Journal of Information Technology*, pp. 1-11, 2019.
- [143] P. J. Basford, F. M. Bulot, M. Apetroaie-Cristea, S. J. Cox, and S. J. Ossont, "LoRaWAN for smart city IoT deployments: A long term evaluation," *Sensors*, vol. 20, no. 3, p. 648, 2020.
- [144] A. K. Sultania, F. Mahfoudhi, and J. Famaey, "Real-Time Demand-Response using NB-IoT," *IEEE Internet of Things Journal*, 2020.
- [145] C. Fournet and B. Ponsard, "An introduction to Sigfox radio system," in *LPWAN Technologies for IoT and M2M Applications*: Elsevier, 2020, pp. 103-118.
- [146] D. Poluektov *et al.*, "On the Performance of LoRaWAN in Smart City: End-Device Design and Communication Coverage," in *International Conference on Distributed Computer and Communication Networks*, 2019, pp. 15-29: Springer.
- [147] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, and F. Meyer, "A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment," *ICT express*, vol. 5, no. 1, pp. 1-7, 2019.
- [148] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, and F. Meyer, "Overview of cellular LPWAN technologies for IoT deployment: Sigfox, LoRaWAN, and NB-IoT," in *2018 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications Workshops (PerCom Workshops)*, 2018, pp. 197-202: IEEE.
- [149] O. Khutsoane, B. Isong, and A. M. Abu-Mahfouz, "IoT devices and applications based on LoRa/LoRaWAN," in *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 6107-6112: IEEE.

- [150] A. J. Wixted, P. Kinnaird, H. Larijani, A. Tait, A. Ahmadinia, and N. Strachan, "Evaluation of LoRa and LoRaWAN for wireless sensor networks," in *2016 IEEE SENSORS*, 2016, pp. 1-3: IEEE.
- [151] P. San Cheong, J. Bergs, C. Hawinkel, and J. Famaey, "Comparison of LoRaWAN classes and their power consumption," in *2017 IEEE symposium on communications and vehicular technology (SCVT)*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [152] A. Pötsch and F. Haslhofer, "Practical limitations for deployment of LoRa gateways," in *2017 IEEE International Workshop on Measurement and Networking (M&N)*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [153] L. Casals, B. Mir, R. Vidal, and C. Gomez, "Modeling the energy performance of LoRaWAN," *Sensors*, vol. 17, no. 10, p. 2364, 2017.
- [154] Semtech. (2019, 16 July). *SX1280/SX1281/SX1282*. Available: <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/24-ghz-transceivers/sx1280#download-resources>
- [155] H. Nishimoto, Y. Kawahara, and T. Asami, "Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks," in *SENSORS, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1282-1287: IEEE.
- [156] U. B. Muhammad, A. E. Ezugwu, P. O. Ofem, J. Rajamäki, and A. O. Aderemi, "Energy neutral protocol based on hierarchical routing techniques for energy harvesting wireless sensor network," in *AIP Conference Proceedings*, 2017, vol. 1836, no. 1, p. 020025: AIP Publishing LLC.
- [157] C. Williams and R. B. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," *sensors and actuators A: Physical*, vol. 52, no. 1-3, pp. 8-11, 1996.
- [158] A. S. Preview. (25 September 2018). *Accelerometer*. Available: <https://itunes.apple.com/us/app/accelerometer/id499629589?mt=8>
- [159] H. Xue, Y. Hu, and Q.-M. Wang, "Broadband piezoelectric energy harvesting devices using multiple bimorphs with different operating frequencies," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 55, no. 9, 2008.
- [160] S. Adhikari, M. Friswell, and D. Inman, "Piezoelectric energy harvesting from broadband random vibrations," *Smart Materials and Structures*, vol. 18, no. 11, p. 115005, 2009.
- [161] L. Tang, Y. Yang, and C. K. Soh, "Toward broadband vibration-based energy harvesting," *Journal of intelligent material systems and structures*, vol. 21, no. 18, pp. 1867-1897, 2010.
- [162] S. Priya and D. J. Inman, *Energy harvesting technologies*. Springer, 2009.
- [163] S. P. Beeby, M. J. Tudor, and N. White, "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications," *Measurement science and technology*, vol. 17, no. 12, p. R175, 2006.
- [164] Y. Zhang, T. Wang, A. Luo, Y. Hu, X. Li, and F. Wang, "Micro electrostatic energy harvester with both broad bandwidth and high normalized power density," *Applied Energy*, vol. 212, pp. 362-371, 2018.
- [165] A. G. Phipps, *Modeling and characterization of piezoelectric energy harvesting systems with the pulsed resonant converter*. University of Florida, 2010.
- [166] S. J. Roundy, "Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion," University of California, Berkeley Berkeley, CA, 2003.
- [167] W. P. Mason, "Piezoelectricity, its history and applications," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 70, no. 6, pp. 1561-1566, 1981.
- [168] C. D. Richards, M. J. Anderson, D. F. Bahr, and R. F. Richards, "Efficiency of energy conversion for devices containing a piezoelectric component," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 14, no. 5, p. 717, 2004.
- [169] G. Poulin, E. Sarraute, and F. Costa, "Generation of electrical energy for portable devices: Comparative study of an electromagnetic and a piezoelectric system," *Sensors and Actuators A: physical*, vol. 116, no. 3, pp. 461-471, 2004.
- [170] MIDÉ. (2013, 23 December 2018). *Packaged piezoelectric actuators and sensors*. Available: <https://www.mide.com/collections/vibration-energy-harvesting-with-protected-piezos>
- [171] A. Mouapi, N. Hakem, N. Kandil, and G. V. Kamani, "Energy harvesting design for autonomous Wireless Sensors Network applied to trains," in *Ultrasonics Symposium (IUS), 2016 IEEE International*, 2016, pp. 1-4: IEEE.
- [172] F. Cottone, "Introduction to vibration energy harvesting," *NiPS Energy Harvesting Summer School*, pp. 1-5, 2011.
- [173] C. T. i. i. mechatronics. (23 December 2018). *Piezo actuators*. Available: [https://www.googleadservices.com/pagead/aclk?sa=L&ai=DChcSEwjDxq\\_4rrbfAhWVW4YKHQWe](https://www.googleadservices.com/pagead/aclk?sa=L&ai=DChcSEwjDxq_4rrbfAhWVW4YKHQWe)

- [B-gYABAAGgJ2dQ&ohost=www.google.ca&cid=CAESEeD2gaWdpvwQojpicabhUnBJ&sig=AOD642yDI2hSileDK4dIP8DPbXou5MIqQ&q=&ved=2ahUKEwiDz6n4rrbfAhUS1VkKHRAzAhgQ0Qx6B-AgLEAE&adurl=](https://www.google.ca/cid=CAESEeD2gaWdpvwQojpicabhUnBJ&sig=AOD642yDI2hSileDK4dIP8DPbXou5MIqQ&q=&ved=2ahUKEwiDz6n4rrbfAhUS1VkKHRAzAhgQ0Qx6B-AgLEAE&adurl=)
- [174] Intellys. (23 December 2018). *Predictive Maintenance Solutions*. Available: <https://www.microgensystems.com/>
- [175] Perpetuum. (2013, 23 December 2018). *Vibration Energy Harvesters*. Available: <https://perpetuum2016.files.wordpress.com/2016/09/perpetuum-ltd-vibration-energy-harvester-data-sheet-21october2013.pdf>
- [176] J. Liang and W. Liao, "Piezoelectric energy harvesting and dissipation on structural damping," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 20, no. 5, pp. 515-527, 2009.
- [177] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, and C. Richard, "Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 52, no. 4, pp. 584-595, 2005.
- [178] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and G. Ching, "Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device," in *Smart Structures and Materials 1999: Passive Damping and Isolation*, 1999, vol. 3672, pp. 104-112: International Society for Optics and Photonics.
- [179] M. H. Mickle, C. C. Capelli, and H. Swift, "Energy harvesting circuit," ed: Google Patents, 2006.
- [180] J. G. Smits and A. Ballato, "Dynamic behavior of piezoelectric bimorphs," in *Ultrasonics symposium*, 1993, vol. 1, pp. 463-463: INSTITUTE OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERS INC.
- [181] J. G. Smits and W.-s. Choi, "The constituent equations of piezoelectric heterogeneous bimorphs," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 38, no. 3, pp. 256-270, 1991.
- [182] R. O. Ruiz and V. Meruane, "Uncertainties propagation and global sensitivity analysis of the frequency response function of piezoelectric energy harvesters," *Smart Materials and Structures*, vol. 26, no. 6, p. 065003, 2017.
- [183] A. Mouapi, N. Hakem, G. Y. Delisle, and N. Kandil, "A novel piezoelectric micro-generator to power Wireless Sensors Networks in vehicles," in *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2015 IEEE 15th International Conference on*, 2015, pp. 1089-1092: IEEE.
- [184] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt, and G. A. Lesieutre, "Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 669-676, 2002.
- [185] A. Erturk, "Electromechanical modeling of piezoelectric energy harvesters," Virginia Tech, 2009.
- [186] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, and G. A. Lesieutre, "Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 696-703, 2003.
- [187] Mathworks. (25 December 2018). *Piezo Stack*. Available: <https://www.mathworks.com/help/phymod/elec/ref/piezostack.html>
- [188] A. Mouapi, G. V. Kamani, N. Hakem, and N. Kandil, "Multiphysics Simulation of Piezoelectric Cantilever Beam: Application in Automobile."
- [189] M. Kozek, C. Benatzky, A. Schirrer, and A. Stribersky, "Vibration damping of a flexible car body structure using piezo-stack actuators," *Control Engineering Practice*, vol. 19, no. 3, pp. 298-310, 2011.
- [190] MIDÉ. (2013, 10 January). *Quickpack packaged piezoelectric actuators and sensors*. Available: <https://www.electronicdatasheets.com/download/52778c8de34e240e07514237.pdf?format=pdf>
- [191] H. Yu, J. Zhou, L. Deng, and Z. Wen, "A vibration-based MEMS piezoelectric energy harvester and power conditioning circuit," *Sensors*, vol. 14, no. 2, pp. 3323-3341, 2014.
- [192] A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, and C. Richard, "Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 17, no. 8-9, pp. 831-839, 2006.
- [193] X.-D. Do, Y.-H. Ko, H.-H. Nguyen, H.-B. Le, and S.-G. Lee, "An efficient parallel SSHI rectifier for piezoelectric energy scavenging systems," in *Advanced Communication Technology (ICACT), 2011 13th International Conference on*, 2011, pp. 1394-1397: IEEE.

- [194] L. Mateu, L. Lühmann, H. Zessin, and P. Spies, "Modified parallel SSHI AC-DC converter for piezoelectric energy harvesting power supplies," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-7: IEEE.
- [195] J. Liang and W.-H. Liao, "Improved design and analysis of self-powered synchronized switch interface circuit for piezoelectric energy harvesting systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1950-1960, 2012.
- [196] I. Technologies. (1999, 26 December 2018). *MOSFET*. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/>
- [197] M. Lallart and D. Guyomar, "An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output," *Smart Materials and Structures*, vol. 17, no. 3, p. 035030, 2008.
- [198] Y. Shu, I. Lien, and W. Wu, "An improved analysis of the SSHI interface in piezoelectric energy harvesting," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 6, p. 2253, 2007.
- [199] E. Lefeuvre, A. Badel, A. Benayad, L. Lebrun, C. Richard, and D. Guyomar, "A comparison between several approaches of piezoelectric energy harvesting," in *Journal de Physique IV (Proceedings)*, 2005, vol. 128, pp. 177-186: EDP sciences.
- [200] Y. Ammar and S. Basrour, "Non Linear Techniques for increasing harvesting energy from piezoelectric and electromagnetic Micro-Power-Generators," *arXiv preprint arXiv:0711.3308*, 2007.
- [201] A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, and C. Richard, "Efficiency enhancement of a piezoelectric energy harvesting device in pulsed operation by synchronous charge inversion," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 16, no. 10, pp. 889-901, 2005.
- [202] J. Qiu, H. Jiang, H. Ji, and K. Zhu, "Comparison between four piezoelectric energy harvesting circuits," *Frontiers of Mechanical Engineering in China*, vol. 4, no. 2, pp. 153-159, 2009.
- [203] C. Richard, D. Guyomar, and E. Lefeuvre, "Self-powered electronic breaker with automatic switching by detecting maxima or minima of potential difference between its power electrodes," *FR2005/003000, publication number: WO/2007/063194*, 2007.
- [204] A. Badel, "Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire," 2005.
- [205] S. Mohammadi, "Semi-passive vibration control using shunted piezoelectric materials," Department of Electrical Engineering, INSA-Lyon, 2008.
- [206] D. Guyomar and M. Lallart, "Nonlinear conversion enhancement for efficient piezoelectric electrical generators," in *Ferroelectrics: InTech*, 2010.
- [207] L. A. Francis and K. Iniewski, *Novel advances in microsystems technologies and their applications*. CRC Press, 2016.
- [208] S. Lu and F. Boussaid, "A highly efficient P-SSHI rectifier for piezoelectric energy harvesting," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5364-5369, 2015.
- [209] Y. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Liu, and A. Agbossou, "Self-powered optimized synchronous electric charge extraction circuit for piezoelectric energy harvesting," *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 25, no. 17, pp. 2165-2176, 2014.
- [210] L.-C. Cheng, Y.-C. Kang, and C.-L. Chen, "A Resonance-Frequency-Tracing Method for a Current-Fed Piezoelectric Transducer," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6031-6040, 2014.
- [211] K. D. Ngo, A. Phipps, T. Nishida, J. Lin, and S. Xu, "Power converters for piezoelectric energy extraction," in *ASME 2006 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, 2006, pp. 597-602: American Society of Mechanical Engineers.
- [212] J. Kim and C. Kim, "A DC-DC boost converter with variation-tolerant MPPT technique and efficient ZCS circuit for thermoelectric energy harvesting applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 3827-3833, 2013.
- [213] P. Gasnier *et al.*, "An autonomous piezoelectric energy harvesting IC based on a synchronous multi-shot technique," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 7, pp. 1561-1570, 2014.
- [214] I. Batarseh, *Power electronic circuits*. John Wiley Hoboken, NJ, 2004.
- [215] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, and Y. Ding, "Progress in electrical energy storage system: A critical review," *Progress in natural science*, vol. 19, no. 3, pp. 291-312, 2009.
- [216] A. S. Arico, P. Bruce, B. Scrosati, J.-M. Tarascon, and W. Van Schalkwijk, "Nanostructured materials for advanced energy conversion and storage devices," in *Materials For Sustainable Energy: A Collection*

- of Peer-Reviewed Research and Review Articles from Nature Publishing Group: World Scientific, 2011, pp. 148-159.
- [217] N. Rizoug, "Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation: Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance," Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2006.
- [218] P. Simon, Y. Gogotsi, and B. Dunn, "Where do batteries end and supercapacitors begin?," *Science*, vol. 343, no. 6176, pp. 1210-1211, 2014.
- [219] E. Frackowiak and F. Beguin, "Carbon materials for the electrochemical storage of energy in capacitors," *Carbon*, vol. 39, no. 6, pp. 937-950, 2001.
- [220] K. Yiannisa, M. Georgios, T. Vasiliki, G. Georgios, and K. Constantin, "A statistical analysis for RF-EMF exposure levels in sensitive land use: a novel study in Greek primary and secondary education schools," *Environmental Research*, p. 109940, 2020.
- [221] A. Benayad and M. Tellache, "A compact energy harvesting multiband rectenna based on metamaterial complementary split ring resonator antenna and modified hybrid junction ring rectifier," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, no. 2, p. e22031, 2020.
- [222] P. Lu, C. Song, F. Cheng, B. Zhang, and K. Huang, "A Self-Biased Adaptive Reconfigurable Rectenna for Microwave Power Transmission," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 7749-7754, 2020.
- [223] H. J. Visser and R. J. M. Vullers, "RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1410-1423, 2013.
- [224] M. Ku, W. Li, Y. Chen, and K. J. R. Liu, "Advances in Energy Harvesting Communications: Past, Present, and Future Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1384-1412, 2016.
- [225] M. Piñuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, "Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715-2726, 2013.
- [226] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit, and G. Abib, "Design and experiments of a dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting in urban environments," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 1, pp. 49-55, 2018.
- [227] A. S. Andrenko, L. Xianyang, and Z. Miaowang, "Outdoor RF spectral survey: A roadmap for ambient RF energy harvesting," in *TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference*, 2015, pp. 1-4.
- [228] C. Chen, T. Chu, C. Lin, and Z. Jou, "A Study of Loosely Coupled Coils for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 7, pp. 536-540, 2010.
- [229] N. Tesla, "Apparatus for transmitting electrical energy," ed: Google Patents, 1914.
- [230] R. W. Porto, V. J. Brusamarello, I. Müller, F. L. C. Riaño, and F. R. D. Sousa, "Wireless power transfer for contactless instrumentation and measurement," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 20, no. 4, pp. 49-54, 2017.
- [231] D. Arnitz and M. S. Reynolds, "Multitransmitter Wireless Power Transfer Optimization for Backscatter RFID Transponders," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 849-852, 2013.
- [232] P. Li and R. Bashirullah, "A wireless power interface for rechargeable battery operated medical implants," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 10, pp. 912-916, 2007.
- [233] B. Lee, M. Kiani, and M. Ghovanloo, "A Triple-Loop Inductive Power Transmission System for Biomedical Applications," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 138-148, 2016.
- [234] J. L. Villa, J. Sallán, A. Llombart, and J. F. Sanz, "Design of a high frequency inductively coupled power transfer system for electric vehicle battery charge," *Applied Energy*, vol. 86, no. 3, pp. 355-363, 2009.
- [235] X. Liu and S. Y. Hui, "Optimal Design of a Hybrid Winding Structure for Planar Contactless Battery Charging Platform," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 455-463, 2008.
- [236] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, 2007.
- [237] H. Hertz, "Dictionary of Scientific Biography, vol," VI. New York: Scribner, pp. 340-349, 1990.

- [238] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1230-1242, 1984.
- [239] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 757-789, 2015.
- [240] S. Hae-Won and M. Noh-Hoon, "A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 8, pp. 1344-1350, 1999.
- [241] A. I. Sulyman, A. T. Nassar, M. K. Samimi, G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, and A. Alsanie, "Radio propagation path loss models for 5G cellular networks in the 28 GHz and 38 GHz millimeter-wave bands," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 9, pp. 78-86, 2014.
- [242] S. Sun *et al.*, "Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and Parameter Stability of Large-Scale Propagation Path Loss Models for 5G Wireless Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 5, pp. 2843-2860, 2016.
- [243] S. Sun, T. S. Rappaport, M. Shafi, P. Tang, J. Zhang, and P. J. Smith, "Propagation Models and Performance Evaluation for 5G Millimeter-Wave Bands," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 9, pp. 8422-8439, 2018.
- [244] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [245] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 9, pp. 3029-3056, 2015.
- [246] D. Altinel and G. K. Kurt, "Energy Harvesting From Multiple RF Sources in Wireless Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 11, pp. 8854-8864, 2016.
- [247] Y. Chen, N. Zhao, and M. Alouini, "Wireless Energy Harvesting Using Signals From Multiple Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 11, pp. 5027-5039, 2017.
- [248] D. Altinel and G. K. Kurt, "Finite-State Markov Channel Based Modeling of RF Energy Harvesting Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1713-1725, 2018.
- [249] E. Salahat and N. Yang, "Statistical Models for Battery Recharge Time from RF Energy Scavengers in Generalized Wireless Fading Channels," in *2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2017, pp. 1-6.
- [250] A. Abdi, K. Wills, H. A. Barger, M. Alouini, and M. Kaveh, "Comparison of the level crossing rate and average fade duration of Rayleigh, Rice and Nakagami fading models with mobile channel data," in *Vehicular Technology Conference Fall 2000. IEEE VTS Fall VTC2000. 52nd Vehicular Technology Conference (Cat. No.00CH37152)*, 2000, vol. 4, pp. 1850-1857 vol.4.
- [251] A. Neskovic, N. Neskovic, and G. Paunovic, "Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 3, no. 3, pp. 2-12, 2000.
- [252] C. Song *et al.*, "A Novel Six-Band Dual CP Rectenna Using Improved Impedance Matching Technique for Ambient RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 3160-3171, 2016.
- [253] H. Saghlatoon, T. Björninen, L. Sydänheimo, M. M. Tentzeris, and L. Ukkonen, "Inkjet-Printed Wideband Planar Monopole Antenna on Cardboard for RF Energy-Harvesting Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 325-328, 2015.
- [254] Z. Popović *et al.*, "Scalable RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 1046-1056, 2014.
- [255] M. Zeng, A. S. Andrenko, X. Liu, Z. Li, and H. Tan, "A Compact Fractal Loop Rectenna for RF Energy Harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2424-2427, 2017.
- [256] M. E. Zamudio, Y. Tawk, J. Costantine, F. N. Ayoub, and C. G. Christodoulou, "Design of a transparent spiral antenna for energy harvesting," in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1282-1283.
- [257] W. Yawei, W. Guangming, and L. Jiangang, "Spiral antenna cuts low profile to 9.4 GHz," *MICROWAVES & RF*, vol. 51, no. 11, pp. 62+, 2012.
- [258] C. C. Kang, S. S. Olokede, N. M. Mahyuddin, and M. F. Ain, "Radio frequency energy harvesting using circular spiral inductor antenna," in *WAMICON 2014*, 2014, pp. 1-5.

- [259] R. Dhara, M. Midya, M. Mitra, and S. K. Jana, "CPW-fed tetra band circular polarized antenna for wireless communication applications," in *2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2017, pp. 1-2.
- [260] P. Nintanavongsa, U. Muncuk, D. R. Lewis, and K. R. Chowdhury, "Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 24-33, 2012.
- [261] W. Tu, S. Hsu, and K. Chang, "Compact 5.8-GHz Rectenna Using Stepped-Impedance Dipole Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 282-284, 2007.
- [262] K. Shafique *et al.*, "Energy Harvesting Using a Low-Cost Rectenna for Internet of Things (IoT) Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 30932-30941, 2018.
- [263] S. Shen, C. Chiu, and R. D. Murch, "A Dual-Port Triple-Band L-Probe Microstrip Patch Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3071-3074, 2017.
- [264] C. A. Balanis, "Antenna theory: a review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 7-23, 1992.
- [265] M. Abirami, "A review of patch antenna design for 5G," in *2017 IEEE International Conference on Electrical, Instrumentation and Communication Engineering (ICEICE)*, 2017, pp. 1-3.
- [266] N. Md Din, C. K. Chakrabarty, A. Bin Ismail, K. K. A. Devi, and W.-Y. Chen, "Design of RF energy harvesting system for energizing low power devices," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 132, pp. 49-69, 2012.
- [267] R. Pandey, A. K. Shankhwar, and A. Singh, "Design, Analysis, and Optimization of Dual Side Printed Multiband Antenna for RF Energy Harvesting Applications," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 102, pp. 79-91, 2020.
- [268] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [269] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, and A. Papiernik, "Antennes imprimées-Techniques et domaines d'applications," 2007.
- [270] I. Krikidis, S. Timotheou, S. Nikolaou, G. Zheng, D. W. K. Ng, and R. Schober, "Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 11, pp. 104-110, 2014.
- [271] A. M. Jie, Nasimuddin, M. F. Karim, L. Bin, F. Chin, and M. Ong, "A proximity-coupled circularly polarized slotted-circular patch antenna for RF energy harvesting applications," in *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2016, pp. 2027-2030.
- [272] Z. W. Sim, R. Shuttleworth, M. J. Alexander, and B. D. Grieve, "Compact patch antenna design for outdoor RF energy harvesting in wireless sensor networks," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 105, pp. 273-294, 2010.
- [273] B. Strassner and C. Kai, "5.8-GHz circularly polarized rectifying antenna for wireless microwave power transmission," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, pp. 1870-1876, 2002.
- [274] S. Hemour *et al.*, "Towards Low-Power High-Efficiency RF and Microwave Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 965-976, 2014.
- [275] J. O. McSpadden, F. Lu, and C. Kai, "Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2053-2060, 1998.
- [276] A. M. Hashim, F. Mustafa, S. F. A. Rahman, and A. R. A. Rahman, "Dual-functional on-chip AlGaAs/GaAs schottky diode for RF power detection and low-power rectenna applications," *Sensors*, vol. 11, no. 8, pp. 8127-8142, 2011.
- [277] A. Mouapi, N. Hakem, and G. Y. Delisle, "A new approach to design of RF energy harvesting system to enslave wireless sensor networks," *ICT Express*, 2017.
- [278] A. Mouapi, "Performance Analysis of Multistage Voltage Doubler Rectifier for RF Energy Harvesting," in *2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, 2019, pp. 1-4.
- [279] K. K. Selim, S. Wu, and D. A. Saleeb, "RF Energy Scavenging With a Wide-Range Input Power Level," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 173450-173462, 2019.

- [280] I. Singh and V. Tripathi, "Micro strip patch antenna and its applications: a survey," *Int. J. Comp. Tech. Appl.*, vol. 2, no. 5, pp. 1595-1599, 2011.
- [281] Y. Chen and C. Chiu, "Maximum Achievable Power Conversion Efficiency Obtained Through an Optimized Rectenna Structure for RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2305-2317, 2017.
- [282] S. D. Assimonis, S. Daskalakis, and A. Bletsas, "Sensitive and Efficient RF Harvesting Supply for Batteryless Backscatter Sensor Networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1327-1338, 2016.
- [283] V. Palazzi *et al.*, "A Novel Ultra-Lightweight Multiband Rectenna on Paper for RF Energy Harvesting in the Next Generation LTE Bands," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 1, pp. 366-379, 2018.
- [284] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [285] C. H. P. Lorenz, S. Hemour, and K. Wu, "Physical Mechanism and Theoretical Foundation of Ambient RF Power Harvesting Using Zero-Bias Diodes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 2146-2158, 2016.
- [286] S. Hemour *et al.*, "Spintronics-based devices for Microwave Power Harvesting," in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1-3.
- [287] P. Vecchia, R. Matthes, G. Ziegelberger, J. Lin, R. Saunders, and A. Swerdlow, "Exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz-300 GHz)," *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*, 2009.
- [288] V. Marian, C. Menudier, M. Thevenot, C. Vollaire, J. Verdier, and B. Allard, "Efficient design of rectifying antennas for low power detection," in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1-4.
- [289] V. Marian, B. Allard, C. Vollaire, and J. Verdier, "Strategy for Microwave Energy Harvesting From Ambient Field or a Feeding Source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4481-4491, 2012.
- [290] V. Marian, C. Vollaire, J. Verdier, and B. Allard, "Potentials of an Adaptive Rectenna Circuit," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1393-1396, 2011.
- [291] F. Zhang, Y. Miyahara, and B. P. Otis, "Design of a 300-mV 2.4-GHz Receiver Using Transformer-Coupled Techniques," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 12, pp. 3190-3205, 2013.
- [292] S. Agrawal, S. K. Pandey, J. Singh, and M. S. Parihar, "Realization of efficient RF energy harvesting circuits employing different matching technique," in *Fifteenth International Symposium on Quality Electronic Design*, 2014, pp. 754-761.
- [293] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons, 2004.
- [294] A. Douyere, J. d. L. S. Luk, and F. Alicalapa, "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 24, pp. 1409-1410, 2008.
- [295] A. Douyere, J. L. S. Luk, A. Celeste, and F. Alicalapa, "Broadband Modelling of a High Efficiency Rectenna for Batteryless RFID Systems," in *2006 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, 2006, pp. 672-675.
- [296] D. C. Single-inductor, P.-S. O. Voltages, C. C.-P. P. Equipment, B. G. Meters, Z. R. E. Devices, and L.-E. B. R. E. Devices, "Typical Application Circuit," 2014.
- [297] T. Instruments, "BQ25504," ed: Datenblatt, 2017.
- [298] S. Adami, P. Proynov, B. Stark, G. Hilton, and I. Craddock, "Experimental study of RF energy transfer system in indoor environment," in *Journal of Physics: Conference Series*, 2014, vol. 557, no. 1, p. 012005: IOP Publishing.
- [299] L. Yang, Y. J. Zhou, C. Zhang, X. M. Yang, X. Yang, and C. Tan, "Compact Multiband Wireless Energy Harvesting Based Battery-Free Body Area Networks Sensor for Mobile Healthcare," *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vol. 2, no. 2, pp. 109-115, 2018.
- [300] J. Guo, H. Zhang, and X. Zhu, "Theoretical Analysis of RF-DC Conversion Efficiency for Class-F Rectifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 977-985, 2014.

- [301] S. Ghosh, "Design and testing of RF energy harvesting module in GSM 900 band using circularly polarized antenna," in *2015 IEEE International Conference on Research in Computational Intelligence and Communication Networks (ICRCICN)*, 2015, pp. 386-389.
- [302] S. Ladan, N. Ghassemi, A. Ghiotto, and K. Wu, "Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 117-122, 2013.
- [303] D. Masotti, A. Costanzo, M. D. Prete, and V. Rizzoli, "Genetic-based design of a tetra-band high-efficiency radio-frequency energy harvesting system," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 15, pp. 1254-1263, 2013.
- [304] J. Zbitou, M. Latrach, and S. Toutain, "Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 147-152, 2006.
- [305] D. Wang and R. Negra, "Design of a dual-band rectifier for wireless power transmission," in *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, 2013, pp. 127-130.
- [306] J. A. Theeuwes, H. J. Visser, M. C. van Beurden, and G. J. Doodeman, "Efficient, compact, wireless battery design," in *2007 European Conference on Wireless Technologies*, 2007, pp. 233-236: IEEE.
- [307] M. Roberg, T. Reveyrand, I. Ramos, E. A. Falkenstein, and Z. Popovic, "High-Efficiency Harmonically Terminated Diode and Transistor Rectifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 4043-4052, 2012.
- [308] S. Young-Ho and C. Kai, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 7, pp. 1784-1789, 2002.
- [309] S. A. Rotenberg, P. D. H. Re, S. K. Podilchak, G. Goussetis, and J. Lee, "An efficient rectifier for an RDA wireless power transmission system operating at 2.4 GHz," in *2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2017, pp. 1-3: IEEE.
- [310] H. Takhedmit *et al.*, "A 2.45-GHz low cost and efficient rectenna," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-5: IEEE.
- [311] M. Ito *et al.*, "High efficient bridge rectifiers in 100MHz and 2.4GHz bands," in *2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, 2014, pp. 64-67.
- [312] U. Olgun, C.-C. Chen, and J. L. Volakis, "Wireless power harvesting with planar rectennas for 2.45 GHz RFIDs," in *2010 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, 2010, pp. 329-331: IEEE.
- [313] E. Vandelle, D. H. N. Bui, T. Vuong, G. Ardila, K. Wu, and S. Hemour, "Harvesting Ambient RF Energy Efficiently With Optimal Angular Coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1862-1873, 2019.
- [314] R. Yu-Jiun and C. Kai, "5.8-GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1495-1502, 2006.
- [315] C. K. Chin, X. Quan, and C. Chi Hou, "Design of a 5.8-GHz rectenna incorporating a new patch antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 175-178, 2005.
- [316] K. Nishida *et al.*, "5.8 GHz high sensitivity rectenna array," in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, 2011, pp. 19-22.
- [317] M. A. Sheeraz *et al.*, "Design and Optimization of Piezoelectric Transducer (PZT-5H Stack)," *Journal of Electronic Materials*, vol. 48, no. 10, pp. 6487-6502, 2019.
- [318] N. Alsaadi and M. A. Sheeraz, "Design and optimization of bimorph energy harvester based on Taguchi and ANOVA approaches," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 59, no. 1, pp. 117-127, 2020.
- [319] J. R. Piorno, C. Bergonzini, D. Atienza, and T. S. Rosing, "Prediction and management in energy harvested wireless sensor nodes," in *2009 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology*, 2009, pp. 6-10: IEEE.
- [320] T. Bouguera, J.-F. Diouris, G. Andrieux, J.-J. Chaillout, and R. Jaouadi, "A novel solar energy predictor for communicating sensors," *IET Communications*, vol. 12, no. 17, pp. 2145-2149, 2018.
- [321] D. R. Cox, "Prediction by exponentially weighted moving averages and related methods," *Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological)*, vol. 23, no. 2, pp. 414-422, 1961.

- [322] H. Byun and J. Yu, "Adaptive duty cycle control with queue management in wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 12, no. 6, pp. 1214-1224, 2012.
- [323] R. de Paz Alberola and D. Pesch, "Duty cycle learning algorithm (DCLA) for IEEE 802.15. 4 beacon-enabled wireless sensor networks," *Ad Hoc Networks*, vol. 10, no. 4, pp. 664-679, 2012.
- [324] Y. Wang, X. Liu, and J. Yin, "Requirements of quality of service in wireless sensor network," in *International Conference on Networking, International Conference on Systems and International Conference on Mobile Communications and Learning Technologies (ICNICONSMCL'06)*, 2006, pp. 116-116: IEEE.
- [325] C. Aurrecochea, A. T. Campbell, and L. Hauw, "A survey of QoS architectures," *Multimedia systems*, vol. 6, no. 3, pp. 138-151, 1998.
- [326] S. K. Nobar, F. Mansourkiaie, and M. H. Ahmed, "Packet Dropping Minimization in Energy Harvesting-Based Wireless Sensor Network With Linear Topology," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 38682-38691, 2020.
- [327] N. Srikanth, N. Neha, K. Mamatha, P. Adithya, and P. Rutvik, "Enhanced Sleep/Awake Schedule with Multi-Hop Hierarchical Routing Algorithm for Wireless Sensor Networks," *K and Adithya, P and Rutvik, P, Enhanced Sleep/Awake Schedule with Multi-Hop Hierarchical Routing Algorithm for Wireless Sensor Networks (January 19, 2020)*, 2020.
- [328] S. Kassan, J. Gaber, and P. Lorenz, "Autonomous energy management system achieving piezoelectric energy harvesting in wireless sensors," *Mobile Networks and Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 794-805, 2020.
- [329] Y. Han, Y. Feng, Z. Yu, W. Lou, and H. Liu, "A study on piezoelectric energy-harvesting wireless sensor networks deployed in a weak vibration environment," *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 20, pp. 6770-6777, 2017.
- [330] Q. Ren and G. Yao, "An energy-efficient cluster head selection scheme for energy-harvesting wireless sensor networks," *Sensors*, vol. 20, no. 1, p. 187, 2020.
- [331] D. K. Sah and T. Amgoth, "A novel efficient clustering protocol for energy harvesting in wireless sensor networks," *WIRELESS NETWORKS*, 2020.
- [332] D. K. Sah and T. Amgoth, "Renewable Energy Harvesting Schemes in Wireless Sensor Networks: A Survey," *Information Fusion*, 2020.
- [333] M. Radhika and P. Sivakumar, "Energy optimized micro genetic algorithm based LEACH protocol for WSN," *Wireless Networks*, pp. 1-14, 2020.
- [334] A. Tanenbaum, "Computer networks 4th ed. Prentice hall," *Professional Technical Reference*, 2002.

## Annexes

### Annexe A : Paramètres d'évaluation du budget énergétique des nœuds capteurs

**Tableau A-1. Paramètres d'évaluation du coût énergétique des différents WS**

Paramètres	Symboles	Valeurs
Dimension du réseau	$M \times M$	100 m $\times$ 100 m
Nombre de nœuds	N	100
Taille des paquets	b	512 bits
Taille des paquets de contrôle	$b_1$	200 [334]
Ratio entre l'énergie dépensée en mode réception et celle dépensée en mode écoute	$\beta$	0.85
Débit du CSMA non-persistent	$\alpha$	0.132 [Équation (3-17)]
Énergie dissipée dans l'amplificateur pour le modèle en espace libre et pour le modèle d'évanouissement par trajet multiple	$\epsilon_{fs}$	7 nJ/bit/m <sup>2</sup> [125]
Énergie dissipée dans l'amplificateur pour le modèle en espace libre et pour le modèle d'évanouissement par trajet multiple	$\epsilon_{amp}$	0.0013 pJ/bit/m <sup>4</sup> [26]
Énergie dissipée dans les circuits électroniques des capteurs	$E_{elec}$	50 nJ/bit [26]
Distance entre le CH et la SB	$d_2$	150 m
Tension d'alimentation du capteur	$V_{sup}$	1.8 V [141]
Courant nécessaire pour la capture des données	$I_{sens}$	25 mA [125]
Courant nécessaire pour la lecture d'un octet de données	$I_{read}$	6.2 mA [125]
Courant nécessaire pour l'écriture d'un octet de données	$I_{write}$	18.4 mA [125]
Durée nécessaire pour la capture des données	$T_{sens}$	0.5 ms [125]
Durée nécessaire pour la lecture des données	$T_{read}$	565 $\mu$ s [139]
Durée nécessaire pour l'écriture des données	$T_{writing}$	12.9 ms [139]
Courant nécessaire pour le réveil du capteur	$I_{ACM}$	8 mA [140]
Courant consommé pendant le mode veille	$I_{SCM}$	1 $\mu$ A [140]

Durée d'un cycle de mesure	$T$	300 ms [140]
Durée du mode actif d'un nœud CM	$T_{ACM}$	1 ms [140]
Durée du mode veille d'un nœud CM	$T_{SCM}$	299 ms [140]
Durée du mode actif d'un nœud CH	$T_{ACH}$	Équation (3-30)
Durée du mode veille d'un nœud CH	$T_{SCH}$	Équation (3-30)
Durée de la transition: veille → écoute	$T_{transON}$	2450 $\mu$ s [132]
Durée de la transition: écoute → veille	$T_{transOFF}$	250 $\mu$ s [132]
Nombre de cycle d'horloge par tâche	$N_{cyc}$	$0.97 \times 10^6$ [125]
Courant de fuite	$I_0$	1.196 mA [125]
Fréquence du capteur	$f$	191.42 MHz [125]
Constante qui dépend du processeur	$n_p$	21.26 [125]
Tension thermique	$V_t$	0.2 V [125]
Capacité moyenne commutée par cycle	$C_{avg}$	7 pF [141]
Facteur d'étalement	SF	5 – 12
Bande passante	BW	{203 ; 406; 812 ; 1625} kHz
Nombre de symbole dans le préambule	$N_{prea}$	2
Nombre de symboles dans l'en-tête	$N_{ent}$	0
Sensibilité de l'émetteur-récepteur LoRa SX1280	$S_R$	-132 dBm [154]
Fréquence de l'émetteur/récepteur LoRa	$f_{LoRa}$	2.4 GHz [154]
Efficacité de conversion pour la réception de l'énergie radiofréquence	$\eta$	71 % (Chapitre 5) [106]

## Annexe B : Machinerie du cas d'étude considéré dans cette thèse

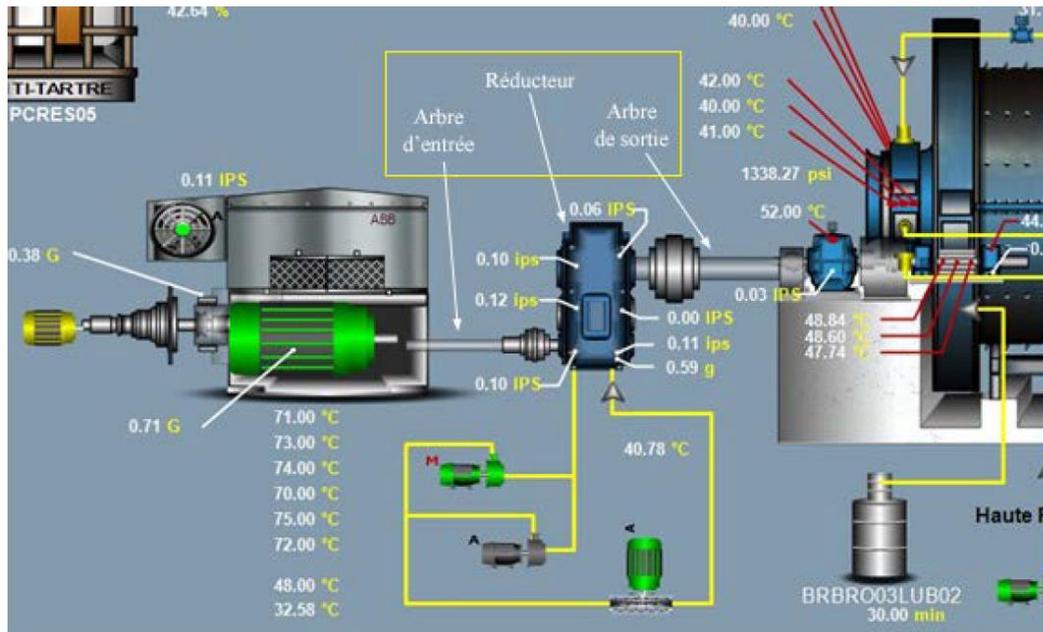
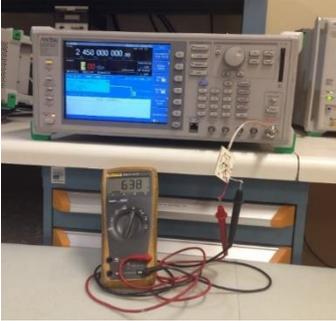
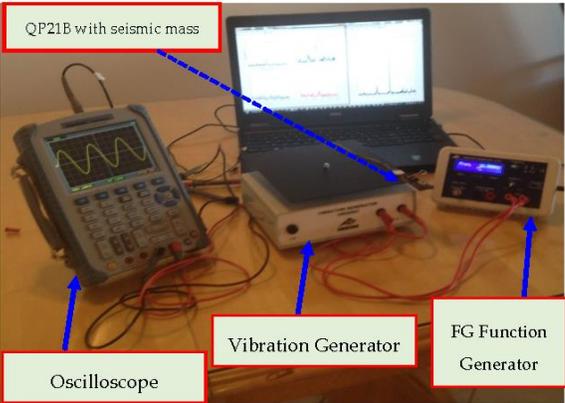


Figure B-1. Dessin de la machinerie d'entraînement du broyeur semi-autogène

## Annexes C : Spécifications des instruments de mesures utilisées durant la thèse.

**Tableau C-2. Quelques dispositifs expérimentaux utilisés durant la thèse**

Instruments (fabricants)	Photographie de l'instrument ou du dispositif expérimental	Usage
Source micro-onde (Anritsu)		Caractérisation des rectennas à 900 MHz et à 2.45 GHz
RF strength meter (Extech)		Investigation de la récolte d'énergie ambiante à 900 MHz, 1.8 GHz et 2.45 GHz
Accéléromètre GDX-ACC (Vernier)		Mesures des vibrations dans la locomotive minière 27 de la fonderie Horne
Oscilloscope (Hantek)		Enregistrement des signaux lors la caractérisation de la récolte des vibrations dans le locomotive minière
Générateur de fonction FG100 (3B Scientific)		Générer des vibrations à une fréquence et à une amplitude bien définies
Générateur de vibration U58556001 (3B Scientific)		Vibrer à la fréquence et à l'amplitude imposée par le générateur de fonction
Composite QP21B (Mide Technology)		Transducteur piézoélectrique pour la conversion des vibrations en énergie électrique

## Annexes D : Code Matlab pour l'évaluation des performances du PHEE.

```

Entrées :  $b_{min}, b_{max}, d, nT, \Delta T, nN, E$ 
Initialisation : MatEn_dep=zeros(nT,nN); MatEn_depAvanDist=zeros(nT,nN); % Énergie de départ
MatEn_res=zeros(nT,nN); Mat_Bit=zeros(nT,nN); MatEn_res(1,:)=E(1,:);
for t=2:nT
    MatEn_dep(t,:)=MatEn_dep(t-1,:)+E(t,:)-E(t-1,:); % Énergie de départ de chaque nœud
    MatEn_depAvanDist(t,:)=MatEn_dep(t,:); % Énergie de départ avant distribution
    % RECHERCHE DES NOEUDS NÉCESSITEUX
    id=1; % initialisation de l'index pour les nœuds nécessaires
    for j=1:nN
        if MatEn_dep(t,j)<EWS_min
            Noeud_nec(id,1)=j;
            Noeud_nec(id,2)=EWS_min-MatEn_dep(t,j); % Calcul du gap d'énergie
            id=id+1;
        end
    end
    Noeud_nec=sortrows(Noeud_nec,2); % Classification du niveau d'énergie
    Nnec=size(Noeud_nec,1);
    % RECHERCHES DES NOEUDS AUTOSUFFISANTS
    id=1; % initialisation de l'index pour les nœuds nécessaires
    for j=1:nN
        if MatEn_dep(t,j)>EWS_min
            Noeud_suf(id,1)=j;
            Noeud_suf(id,2)=MatEn_dep(t,j)-EWS_min; % calcul du gap d'énergie
            id=id+1;
        end
    end
    Noeud_suf=sortrows(Noeud_suf,2,'descend'); % Classification selon le niveau d'énergie
    Nsuf=size(Noeud_suf,1);
    % Test
    if ~isempty(Noeud_nec) & ~isempty(Noeud_suf); % faire la procédure si les matrices ne sont pas
vides
        % DÉBUT DE DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE
        for w=1:Nsuf % prend le premier nœud suffisant et dispatche son énergie.
            Esuf=Noeud_suf(w,2); Esuf_i=Esuf; % on garde la valeur de départ
            Jsuf=Noeud_suf(w,1);
            for z=1:Nnec
                E nec=Noeud_nec(z,2);
                Jnec=Noeud_nec(z,1);
                if (Esuf>=E nec) & (E nec<EWS_min)
                    MatEn_dep(t,Jnec)=MatEn_dep(t,Jnec)+ E nec;
                    Noeud_nec(z,2)=EWS_min;
                    Esuf=Esuf-E nec;
                    MatEn_dep(t,Jsuf)=MatEn_dep(t,Jsuf)-E nec;
                end
            end
        end
        MatEn_dep(t,Jsuf)=MatEn_dep(t,Jsuf)-(Esuf_i-Esuf);
    end
end
% TRANSMISSION DU MAXIMUM DE DONNÉES EN FONCTION DE L'ÉNERGIE DISPONIBLE
for j=1:nN
    Err=0;
    if MatEn_dep(t,j)>=EWS_min
        Err=abs(EWS-MatEn_dep(t,j)); %abs(EWS-E(t,j));
        B=bl(Err==min(Err));
        Mat_Bit(t,j)=B;
    else
        B=0;
        Mat_Bit(t,j)=B;
    end
    MatEn_res(t,j)=MatEn_dep(t,j)-min(Err); % Energie restante
end
end

```