



HAL
open science

Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes

Adrien Ramond

► To cite this version:

Adrien Ramond. Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Toulouse, 2011. Français. NNT: . tel-00660368v1

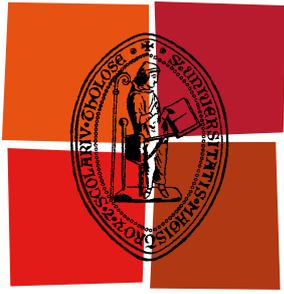
HAL Id: tel-00660368

<https://theses.hal.science/tel-00660368v1>

Submitted on 16 Jan 2012 (v1), last revised 4 Apr 2019 (v2)

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Conception des Circuits Microélectroniques et Microsystèmes

Présentée et soutenue par :

RAMOND Adrien

le : mardi 22 novembre 2011

Titre :

Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

LAAS-CNRS - Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (UPR 8001)

Directeur(s) de Thèse :

ROSSI Carole : DR - LAAS-CNRS

JAMMES Bruno : Mdc - UPS TOULOUSE III

Rapporteurs :

VASIC Dejan : Mdc HDR - SATIE - ENS CACHAN

DESGREYS Patricia : Mdc HDR - Télécom ParisTech

Membre(s) du jury :

DORKEL Jean-Marie : Prof. - INSA TOULOUSE

CONDEMINÉ Cyril : Dr. - Ing. - CEA Leti

BIDAN Pierre : Prof. - UPS LAPLACE

Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes

Thèse préparée au LAAS-CNRS, UPR 8001, 7 avenue du Colonel Roche, 31077 Toulouse cedex 4
et financée par le projet PCB².

Résumé :

Mots-clés : DC/DC SI MIMO, MPPT, générateur piézoélectrique, cellule photovoltaïque, batterie LIPON, WSN

L'autonomie énergétique des systèmes embarqués est un frein majeur au développement de l'intelligence ambiante et de l'internet des objets. Cette thèse présente un système générique de gestion de micro-puissance capable d'alimenter un nœud de réseau de capteurs autonomes et communicant sans fil (WSN). L'architecture proposée est basée sur un convertisseur DC/DC abaisseur simple inductance multi-entrées multi-sorties (SI MIMO) associé à un circuit de recherche du point de puissance maximal (MPPT) très basse consommation. Nous montrons dans ce travail que cette famille de convertisseurs permet d'hybrider efficacement plusieurs sources et plusieurs éléments de stockage pour fournir les tensions régulées nécessaires à l'alimentation électrique d'un nœud de WSN. Pour ce faire, et dans le cadre du projet PCB², nous avons réalisé un convertisseur SI MIMO à base de composants discrets ultra basse consommation sur carte PCB. Ce convertisseur interface un récupérateur piézoélectrique, une cellule photovoltaïque et une batterie fine au LIPON (Lithium Phosphorous Oxynitride) enterrée dans le circuit imprimé, pour alimenter un capteur de température enregistreur. Le développement de modèles pour chacun de ces dispositifs et leur implémentation dans un environnement de simulation système en VHDL-AMS a permis, dans un premier temps, de valider le concept présenté, puis, a guidé le travail de conception et d'optimisation du circuit du démonstrateur. Le rendement ainsi obtenu avoisine 55% dans les conditions normales d'utilisation et tend vers 70% lorsque le niveau de puissance qui transite dans le convertisseur dépasse 500 μ W.

Summary :

Keywords: DC/DC SI MIMO, MPPT, piezoelectric generator, photovoltaic cell, LIPON battery, WSN

Energy supply of embedded systems is limiting the development of the internet of things and more generally of the ambient intelligence paradigm. This thesis presents a generic micro-power management system able supply a wireless sensor node. The proposed architecture is based on a Single Inductor Multi Inputs Multi Outputs (SI MIMO) DC/DC converter coupled to an ultra low power Maximum Power Point Tracking circuit. In this work, we show that this family of converter allows to efficiently hybridizing several power sources with power storage elements in order to provide different DC regulated voltages that can supply a sensor node. In this end, and in the framework of the PCB² project, we realized a SI MIMO converter made of discrete components on a printed circuit board. This converter interfaces a piezoelectric generator, a photovoltaic cell, and a thin-film LIPON (Lithium Phosphorous Oxynitride) battery buried in the PCB, in order to power a temperature data-logger. The concept validation and the design of the demonstrator have been done thanks to devices modeling and system simulations in a VHD-AMS environment. The efficiency of the circuit is about 55% in standard usage conditions and reaches 70% when the power passing through the converter exceeds 500 μ W.

Avant propos et remerciements

Ce mémoire présente mes travaux de recherche effectués au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS au sein du groupe Nano Ingénierie et Intégration des Systèmes (N2IS). Je souhaite remercier ici Messieurs Raja Chatila, Jean-Louis Sanchez et Jean Arlat, directeurs successifs du LAAS-CNRS, ainsi que le directeur du groupe N2IS, Jean-Yves Fourniols, de m'avoir accueilli pour ces 3 années de thèse.

Je tiens à remercier Jean-Marie Dorkel pour avoir présidé mon jury de thèse. Je remercie également Patricia Desgreys et Dejan Vasic d'avoir accepté de rapporter mon travail, ainsi que les autres membres du jury : Cyril Condemine, Pierre Bidan et Norbert Venet. Merci à tous pour vos critiques et vos commentaires sur mon travail.

Je veux remercier mes deux directeurs de thèse, Carole Rossi et Bruno Jammes, pour avoir chacun dans leur style contribué à faire aboutir ce travail. Merci à toi Bruno pour avoir accepté de partager avec moi ton bureau. Merci pour ta patience, ta disponibilité et tes conseils toujours avisés. Carole, merci pour ta confiance. Tu m'as toujours donné la possibilité d'explorer et de développer mes idées. Merci aussi de m'avoir confié les rênes du projet PCB², ce fut vraiment une expérience enrichissante sur de nombreux plans. Je suis bien conscient que peu de doctorants ont cette chance. Je n'oublie pas non plus de vous remercier tous les deux pour vos relectures attentives qui ont permis d'améliorer la qualité de ce manuscrit.

Je saisi aussi l'occasion pour remercier l'ensemble des personnes impliquées dans le projet PCB². En particulier Pierre-Emanuel Goutorbe, initiateur et coordinateur du projet, qui aura passé la main en cours de route à Thomas Cotxet. Merci Thomas pour ton professionnalisme et ta bonne humeur. Je reste convaincu que c'est en grande partie grâce à tes efforts que le projet a réussi à aboutir malgré tout les « imprévus ». Merci à l'équipe d'EADS IW, en particulier Gregor Massiot, Romain Bienvenu et Vincent Rouet. Encore merci à Norbert Venet, Philippe Kertesz, Philippe Pons, Christian Chastanet, Philippe Audoux et à tous ceux que j'oublie... Ce projet fut pour moi vraiment une très bonne école.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui au labo ont pris une part active à ce travail. En premier lieu Gustavo Ardilla, Hugo Durou, Marjorie Sanchez et Kayu Li, sans oublier le service 2I et en particulier Fabrice Mathieu, Daniel Médale, Patrick Marcoul et notre super mécanicien Xavier Dollat. Je n'oublie pas Christophe Escriba, toujours de bon conseil, même tard dans la soirée... Daniel Esteve, dont la porte est toujours restée ouverte pour moi, merci Daniel pour les rencontres que vous m'avez amenées à faire... Et Samuel Charlot pour ses petits coups de main à répétition. Merci aussi aux non moins précieux Christian Berty, Eric Le Denmat et Brigitte Cyrille qui par leurs actions font chaque jour gagner beaucoup de temps à tout le monde. Toutes ces expériences humaines resteront pour moi de très bons souvenirs. Je suis heureux d'avoir pu travailler et apprendre à vos côtés.

Il faut aussi que je remercie mes compagnons de route au quotidien durant ces 3 ans. Ils ont été nombreux mais, de tous, le plus assidu fut certainement Jean-Marie. Il s'en est fallu de peu pour que tu me voies arriver, puis repartir ! Merci d'être revenu pour assister à ma soutenance. Je te souhaite sincèrement le meilleur pour le futur... Merci aussi à Marine et Hugo, mes prédécesseurs. Vous avez su, sans forcément le vouloir, me montrer la voie (avec brio !). Vous m'avez permis d'éviter certains écueils, j'ai pourtant foncé tête baissée vers d'autres. Dans tous les cas, merci à vous deux, ce fut deux années géniales, chargées de souvenirs, que ces deux années passées à vos côtés. Un merci tout particulier à Ilyes qui sans le savoir, un matin en m'envoyant un simple mail, aura sûrement fait changé le cours de ma vie en me faisant rêver d'avenir, rêve qui depuis est devenu réalité. Le futur dictera le reste. Un grand merci à toi Ilyes. Merci à mes compagnons de troisième année. Chloé, Guillaume, Mehdi, Cédric, Anna, Xavier et Ayse. Merci pour l'olivier, ça c'est vraiment un super cadeau. Je vous souhaite bien du courage, le meilleur reste à venir ! Merci aussi aux Carlos, à Nadège, Hamida, Mathieu, Mohamed, Fabrice, Maud, Hamza, David, Pierre, Aurélien et tous les autres avec qui j'ai cassé la croute ou bu un café au moins une fois, moments toujours propices au débat d'idées. Merci aussi à ceux qui dans les couloirs m'ont toujours répondu bonjour avec le sourire et dont je ne connais pas forcément le nom. C'est vraiment un grand plaisir que d'évoluer au quotidien dans un tel environnement de travail.

Comment ne pas remercier ceux sans qui tout cela n'aurait pu être, mes parents. Merci du fond du cœur de m'avoir offert d'accomplir tout cela. Merci à vous deux de nous avoir lancé dans la vie, en nous donnant beaucoup, en vous oubliant souvent. J'ai maintenant pleinement conscience de tout ce que cela représente et je sais que ne vous en remercierai jamais assez. Merci à Flora, ma femme, ma muse, qui aura, elle aussi, supporté ces trois ans malgré tout... L'année passée n'a parfois pas été facile, mais nous nous sommes dit « oui », nous nous sommes engagés ensemble dans la vie. Je suis à tes côtés et j'ai confiance en l'avenir. Ta joie de vivre m'éclabousse chaque jour, et même si tu ne le crois pas, je sais que sans toi je n'en serai pas là aujourd'hui. 214 :) Merci aussi à ma sœur, Laetitia, à Alexandre et à toute ma famille. Merci à ma « nouvelle famille », en particulier à vous Jean et Laurence. Merci enfin à mes amis, j'espère que la vie ne nous éloignera pas...

Voilà qui met un point final à trois années de grand pied, d'extase scientifique, technique et humaine, de déception parfois, de stress souvent, d'apprentissage tout le temps, de joie, d'idées plein la tête, de défis à relever et de rêves... bref trois années de vie, trois années de thèse...

*Never know how much I love you
Never know how much I care
When you put your arms around me
I give you fever that's so hard to bare*

*You give me fever...
When you kiss me
Fever when you hold me tight
Fever!
In the morning
Fever all through the night...*

Joseph Arrington Jr. (1956)

TABLE DES MATIÈRES GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I : L'ÉNERGIE DANS LES RÉSEAUX DE CAPTEURS AUTONOMES	7
1 INTRODUCTION	11
2 LES RÉSEAUX DE CAPTEURS AUTONOMES.....	12
2.1 HISTOIRE, FONCTIONS ET DÉFINITIONS	12
2.2 LE PROBLÈME DE L'AUTONOMIE DES WSN	14
2.3 UN EXEMPLE : LE RÉSEAU SIMPLICITI.....	16
3 RÉCUPÉRATION ET STOCKAGE D'ÉNERGIE AMBIANTE - VERS L'AUTONOMIE ÉNERGÉTIQUE DES NŒUDS CAPTEURS 17	
3.1 LES SYSTÈMES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE.....	17
3.2 LE STOCKAGE DE L'ÉNERGIE.....	31
3.3 LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE POUR L'ALIMENTATION DES WSN – RÉSUMÉ ET ANALYSE ...	35
4 LA GESTION DE MICRO-PUISSANCE DANS LES WSN	38
4.1 LA VISION CLASSIQUE – L'ARCHITECTURE « SÉRIE »	38
4.2 ARCHITECTURES AVANCÉES – PARALLÉLISATION DES CHAINES DE PUISSANCE	40
4.3 SYSTÈMES DE GESTION DE PUISSANCE ET CONVERTISSEURS DC-DC « SINGLE INDUCTOR » .	41
5 ENJEUX ET OBJECTIFS DE LA THÈSE - VERS UNE ARCHITECTURE GÉNÉRIQUE MULTI-SOURCES....	42

CHAPITRE II : CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES SOURCES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE ET DE LA BATTERIE 47

1	INTRODUCTION	51
2	LE GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE	53
2.1	<i>PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI</i>	<i>53</i>
2.2	<i>DESCRIPTION DU BANC DE CARACTÉRISATION.....</i>	<i>53</i>
2.3	<i>CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT.....</i>	<i>55</i>
2.4	<i>EXTRACTION DES PARAMÈTRES.....</i>	<i>57</i>
2.5	<i>RÉSULTATS ET CONCLUSION</i>	<i>59</i>
3	LE GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE	60
3.1	<i>PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI</i>	<i>60</i>
3.2	<i>DESCRIPTION DE LA PROCÉDURE DE CARACTÉRISATION.....</i>	<i>60</i>
3.3	<i>CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT.....</i>	<i>60</i>
3.4	<i>EXTRACTION DES PARAMÈTRES.....</i>	<i>62</i>
3.5	<i>RÉSULTATS ET CONCLUSION</i>	<i>63</i>
4	LA BATTERIE FINE LIPON	65
4.1	<i>PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI</i>	<i>65</i>
4.2	<i>DESCRIPTION DES PROCÉDURES DE CARACTÉRISATION.....</i>	<i>66</i>
4.3	<i>CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT.....</i>	<i>68</i>
4.4	<i>EXTRACTION DES PARAMÈTRES.....</i>	<i>69</i>
4.5	<i>RÉSULTATS ET CONCLUSION</i>	<i>80</i>
5	CONCLUSION	82

CHAPITRE III : CONCEPTION ET SIMULATION DU SYSTÈME DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE 83

1	INTRODUCTION – VUE D'ENSEMBLE DU CIRCUIT	87
---	--	----

2	L'ÉTAGE DE CONVERSION AC/DC.....	89
2.1	LES CONVERTISSEURS AC/DC ACTIFS OU SYNCHRONES.....	89
2.2	LES CONVERTISSEURS AC/DC PASSIFS OU ASYNCHRONES.....	91
2.3	CONCLUSION	94
3	MPPT : MAXIMUM POWER POINT TRACKING	94
3.1	CARACTÉRISTIQUE DE PUISSANCE DES SOURCES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE.....	95
3.2	MPPT – LES DIFFÉRENTES APPROCHES POSSIBLES.....	99
3.3	MPPT ULTRA-BASSE CONSOMMATION PROPOSÉ	101
4	CONVERTISSEUR DC/DC SINGLE INDUCTOR MULTIPLE INPUTS MULTIPLE OUTPUTS : DC/DC SI MIMO	105
4.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	105
4.2	DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR.....	115
4.3	CONTRÔLE DU CONVERTISSEUR DC/DC ET GESTION DE LA PUISSANCE	120
5	CONCLUSION	131

CHAPITRE IV : RÉALISATION ET TEST DU SYSTÈME DE GESTION DE MICRO- PUISSANCE 133

1	INTRODUCTION	137
2	MPMS : MICRO-POWER MANAGEMENT SYSTEM	138
2.1	CARTE 1 : PREUVE DE CONCEPT	138
2.2	CARTE 2 : CONVERTISSEUR DC/DC SI DIDO + MPPT	141
2.3	CARTE 3 : CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO + MPPT	144
3	VERS L'INTÉGRATION DE LA BATTERIE DANS LE DÉMONSTRATEUR.....	152
3.1	PRÉSENTATION DU PROJET PCB ²	152
3.2	INTÉGRATION DANS LE PCB.....	154
3.3	FABRICATION DU DÉMONSTRATEUR.....	157
4	CONCLUSION	159

CONCLUSION GÉNÉRALE.....	161
ANNEXES.....	167
ANNEXE 1 : TABLE DÉTAILLÉE DES MOTES.....	169
ANNEXE 2 : MACHINE À ÉTATS DU DC/DC SI MIMO	179
LISTE DES TABLES.....	181
LISTE DES FIGURES	185
RÉFÉRENCES	193

Introduction générale

Le début des années 90 marque l'apparition de l'Internet tel que nous le connaissons aujourd'hui [1]. La mise en place de ce gigantesque réseau de réseaux a ouvert, et ouvre encore, des perspectives qui modifient profondément notre vie au quotidien. Les années 2000 ont vu la naissance du « web 2.0 » et des réseaux sociaux [2]. Cet « internet des humains » représente l'extension virtuelle d'internet dans la société des hommes. Quelques années plus tard, l'idée d'un « internet des objets » apparaissait logiquement [3]. Ce concept marque l'extension d'internet au monde réel et aux objets eux-mêmes [4]. Les objets intelligents, « smart things », deviennent alors une interface directe, invisible et omniprésente avec le réseau pour rapatrier de l'information réelle sur le réseau virtuel. On parle ainsi d'intelligence ambiante.

Cela n'est plus aujourd'hui de la science-fiction, principalement grâce au développement exponentiel des réseaux de télécommunication (satellite, fibre optique, GSM, WiFi...), des terminaux (téléphones portables, PC portables, notebook, Smartphone et tablettes tactiles...) et plus globalement de l'électronique numérique et de toutes les technologies sous-jacentes. Après l'aire des Interfaces Homme-Machine (IHM), nous vivons aujourd'hui à l'heure du « Machine To Machine » (M2M), et l'avènement de l'Internet des Objets n'est plus très loin [3].

En 1997 le professeur Pister, du BSAC (Berkeley Sensor and Actuator Center) de l'Université de Berkeley, lance le projet « Smart Dust ». L'objectif est de concevoir des micro-capteurs (<1mm³) pour la surveillance des champs d'opération militaire [5]. Dès lors, une communauté scientifique va se fédérer derrière l'objectif de mettre en réseau des capteurs pour créer une forme d'intelligence ambiante. Ces réseaux de capteur sans fils (WSN) vont être rapidement confrontés au problème de l'autonomie énergétique. En effet comment peut-on assurer l'alimentation électrique des nœuds de ces réseaux, qui, par définition, sont enfouis dans l'environnement sans aucun lien physique entre eux, ni avec le réseau électrique ?

Seule une production locale d'énergie électrique (comme cela est fait pour de nombreux systèmes embarqués : voiture, avion, sous-marin, satellite...) au niveau de chaque nœud permet, théoriquement, d'allonger à l'infini la durée de fonctionnement du réseau. Cette idée sera le moteur de la communauté scientifique de la récupération d'énergie ambiante (« ambient energy harvesting ») qui va grandir parallèlement à celle des WSN. La stratégie adoptée est de mettre à profit différents effets physiques (piézoélectricité, effet Seebeck, effet photovoltaïque, induction électromagnétique...) pour transformer l'énergie présente localement autour du capteur en électricité.

Pour rendre exploitable cette énergie récupérée, il s'avère nécessaire de doter le nœud d'un organe de gestion capable de faire l'interface entre les différentes sources de récupération, un ou plusieurs éléments de stockage (accumulateur électrochimiques, super-condensateurs...), et les consommateurs électriques. La problématique de la gestion de puissance étant largement déjà développée dans la communauté scientifique des System on Chip – System on Package (SoC – SiP), il s'agira ici de l'adresser au travers des contraintes introduites par la récupération/stockage d'énergie ambiante, à savoir :

- développer une électronique adaptée aux très faibles niveaux de puissance récupérée ($<100\mu\text{W}$) ;
- gérer une grande dynamique de courant (jusqu'à 4 ordres de grandeurs) ;
- fonctionner à très basse (dizaines de mV) ou à plus haute (dizaines de V) tension ;
- d'asservir le fonctionnement des sources de récupération d'énergie à leur point d'émission de puissance maximale ;
- gérer l'utilisation (charge/décharge) d'un ou plusieurs éléments de stockage de l'énergie, et assurer leur protection (surcharge/décharge profonde) ;
- fournir une ou plusieurs tensions régulées pour alimenter les consommateurs électriques du nœud (CPU, Rx/Tx, capteurs...).

Nous montrerons, dans cette thèse, qu'une architecture de gestion basée sur un convertisseur DC-DC « Single Inductor » à plusieurs entrées et plusieurs sorties permet de répondre à ce problème, en hybridant efficacement plusieurs sources et éléments de stockage pour fournir les tensions régulées nécessaires à l'alimentation d'un nœud de réseau de capteurs. Nous partirons de ce concept pour aller jusqu'à la réalisation d'un démonstrateur physique utilisant deux sources de récupération d'énergie, vibratoire (piézoélectrique) et photovoltaïque (silicium amorphe en couche mince), et une batterie fine de type LiPON (Lithium Phosphorous Oxo-Nitride), pour alimenter un capteur de température data-logger. Pour atteindre cet objectif, la mise en place et l'utilisation d'une méthodologie de conception et d'optimisation globale et efficace s'avèrera nécessaire. Ce travail permettra ainsi de présenter et mettre en relief les différents aspects de cette méthodologie basée sur la simulation des différents éléments du circuit décrits en VHDL-AMS. De plus, ce démonstrateur s'appuiera sur le procédé d'intégration développé dans le cadre du projet PCB² (Passive Component & power on Board in Printed Circuit Board), principal support financier des activités de recherche présentées dans cette thèse. Nous mettrons ainsi en œuvre la technologie de batterie enterrée, développée en partenariat avec CIREP, EADS IW, Airbus et Thales AS, dans l'optique de présenter un système compact intégrant l'ensemble des composants de manière hétérogène sur carte PCB.

Dans la première partie de ce manuscrit nous introduirons plus en détail la problématique de la gestion de l'énergie au sein des réseaux de capteurs, puis nous dresserons un état de l'art complet permettant de situer les travaux présentés dans cette thèse.

Dans un second temps nous nous intéresserons aux deux sources de production d'énergie sélectionnées : le générateur piézoélectrique et la cellule photovoltaïque, ainsi qu'à la batterie LiPON. Pour chacun de ces éléments, nous introduirons les principes de fonctionnement, avant de présenter les résultats de nos caractérisations expérimentales, puis nous détaillerons l'élaboration des modèles VHDL-AMS qui permettront les simulations du système complet dans son environnement fonctionnel. Dans ce chapitre nous décrirons aussi le développement du procédé d'intégration de la batterie au sein du PCB, et les principaux résultats obtenus.



Le troisième chapitre présentera le travail de conception du système de gestion de puissance multi-sources. Nous détaillerons, tour à tour, les fonctions de chaque bloc du circuit, en mettant l'accent sur le convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output, cœur du système de gestion présenté dans cette thèse, et son électronique de commande. Les choix et le dimensionnement des composants seront argumentés, en nous appuyant chaque fois sur les résultats de simulations électriques bas niveau.

Le quatrième et dernier chapitre adressera enfin l'ensemble des réalisations effectuées au cours de ce travail de thèse. Nous y présenterons, de manière détaillée, les 3 cartes que nous avons réalisées, ainsi que les résultats des caractérisations associées. Nous donnerons les résultats relatifs à l'intégration de batteries fines dans le PCB, résultats obtenus dans le cadre du projet PCB². Nous présenterons enfin le circuit imprimé du démonstrateur intégrant la batterie fine, la cellule photovoltaïque, le générateur piézoélectrique, le capteur de température, et le système de gestion de puissance.





Chapitre I

L'énergie dans les réseaux de capteurs autonomes

CHAPITRE I

1	INTRODUCTION.....	11
2	LES RÉSEAUX DE CAPTEURS AUTONOMES.....	12
2.1	HISTOIRE, FONCTIONS ET DÉFINITIONS.....	12
2.2	LE PROBLÈME DE L’AUTONOMIE DES WSN.....	14
2.3	UN EXEMPLE : LE RÉSEAU SIMPLICITI.....	16
3	RÉCUPÉRATION ET STOCKAGE D’ÉNERGIE AMBIANTE - VERS L’AUTONOMIE ÉNERGÉTIQUE DES NŒUDS CAPTEURS.....	17
3.1	LES SYSTÈMES DE RÉCUPÉRATION D’ÉNERGIE.....	17
3.2	LE STOCKAGE DE L’ÉNERGIE.....	31
3.3	LA RÉCUPÉRATION D’ÉNERGIE POUR L’ALIMENTATION DES WSN – RÉSUMÉ ET ANALYSE.....	36
4	LA GESTION DE PUISSANCE DANS LES WSN.....	38
4.1	LA VISION CLASSIQUE – L’ARCHITECTURE « SÉRIE ».....	38
4.2	ARCHITECTURES AVANCÉES – PARALLÉLISATION DES CHAINES DE PUISSANCE.....	40
4.3	SYSTÈMES DE GESTION DE PUISSANCE ET CONVERTISSEURS DC-DC « SINGLE INDUCTOR ».....	41
5	ENJEUX ET OBJECTIFS DE LA THÈSE - VERS UNE ARCHITECTURE GÉNÉRIQUE MULTI-SOURCES.....	42

1 Introduction

Le déploiement de réseaux de capteurs autonomes communicants sans fil est, avec le progrès des technologies de tagging (code-barres, matrice 2D, et surtout RFID), le fer de lance de l'internet des objets. Depuis plus de 10 ans la communauté scientifique travaille sur le sujet en proposant des innovations qui lèvent un à un les verrous bloquant le développement de ces réseaux à grande échelle. Aujourd'hui des solutions « clef en main » sont disponibles [1–5] et l'on observe un transfert de technologie vers l'industrie et les sociétés commerciales. En effet les applications sont légions : de l'habitat intelligent, au contrôle de santé de structure, en passant par la surveillance des réseaux de transport et de distribution (électricité, eau, donnée et voie, transport ferroviaire, urbain, aérien...), la grande distribution et la gestion de la chaîne logistique, pour ne citer que les exemples les plus économiquement porteurs. Pourtant des problèmes majeurs subsistent. En janvier 2011 le réseau des instituts Carnot publie un livre blanc sur « les réseaux de systèmes communicants et l'internet des objets » [6] qui cible prioritairement 5 grands thèmes de recherche :

- La gestion de l'énergie à l'échelle de l'objet ;
- Les architectures matérielles et logicielles reconfigurables (le co-design et l'intégration) ;
- La confidentialité des données, le respect de la vie privée, la sécurité et la fiabilité du réseau ;
- La qualité de service et les protocoles de communications ;
- La gestion du service (fusion de données et traitement de l'information).

Cette thèse adresse le premier point. Le premier chapitre situe les travaux entrepris dans ce contexte général. Il sera structuré en 3 grandes parties :

- Dans une première partie nous essaierons de définir ce qu'est un réseau de capteurs autonomes. Nous dresserons l'évolution technologique des nœuds capteurs, depuis le 1er imaginé en 1998, jusqu'à aujourd'hui. Nous mettrons enfin en perspective la problématique de la consommation de l'énergie dans les réseaux de capteurs autonomes s'appuyant sur un exemple concret : le réseau SimpliciTI ;
- Dans une seconde partie nous introduirons la problématique de la récupération et du stockage de l'énergie au niveau d'un nœud capteur. Nous présenterons les différentes sources d'énergies disponibles ainsi que les technologies associées au stockage de cette énergie ;
- Enfin, dans une troisième partie nous discuterons des stratégies de gestion de cette énergie en nous basant sur l'état de l'art des travaux publiés dans la littérature. Nous considérerons d'abord les architectures mises en œuvre dans les réseaux de capteurs existants utilisant la récupération d'énergie ambiante comme mode d'alimentation, puis nous nous intéresserons particulièrement aux travaux proposant des architectures multi-sources / multi-charges.

Nous concluons ce chapitre en synthétisant les enjeux relatifs à la problématique de cette thèse. Le cadre de travail étant alors fixé nous donnerons les objectifs visés par ce travail de thèse.



2 Les réseaux de capteurs autonomes

2.1 Histoire, fonctions et définitions

Un mote (abréviation de remote sensor node) est le nom américain à ce que nous appelons un nœud de réseau de capteurs autonomes communicant sans fil. Par abus de langage nous parlerons aussi de nœud capteur (sensor node). Un nœud capteur est la brique de base d'un réseau de capteurs autonomes communicant sans fil (Wireless Sensor Network ou WSN). C'est la connexion de plusieurs nœuds au travers d'un protocole de communication sans fil (ZigBee, WiFi, IEEE 802.15.4, GPRS, Bluetooth, etc.) qui forme le réseau.

L'introduction du concept de WSN est souvent rattachée au projet « Smart Dust » de l'Université de Berkeley. En 1997, le professeur Pister du BSAC (Berkeley Sensor and Actuator Center) propose de concevoir un réseau de micro-capteurs (1mm^3) pour la surveillance des champs d'opération militaire [7]. L'objectif de tels réseaux est de mesurer, collecter et mettre en forme de l'information de manière totalement autonome. Cette information peut-être stockée localement sur le réseau, distribuée entre les nœuds, ou être rapatriée sur un serveur local via un nœud-passerelle, voire sur un serveur distant via une connexion Internet (Figure I-2-1).

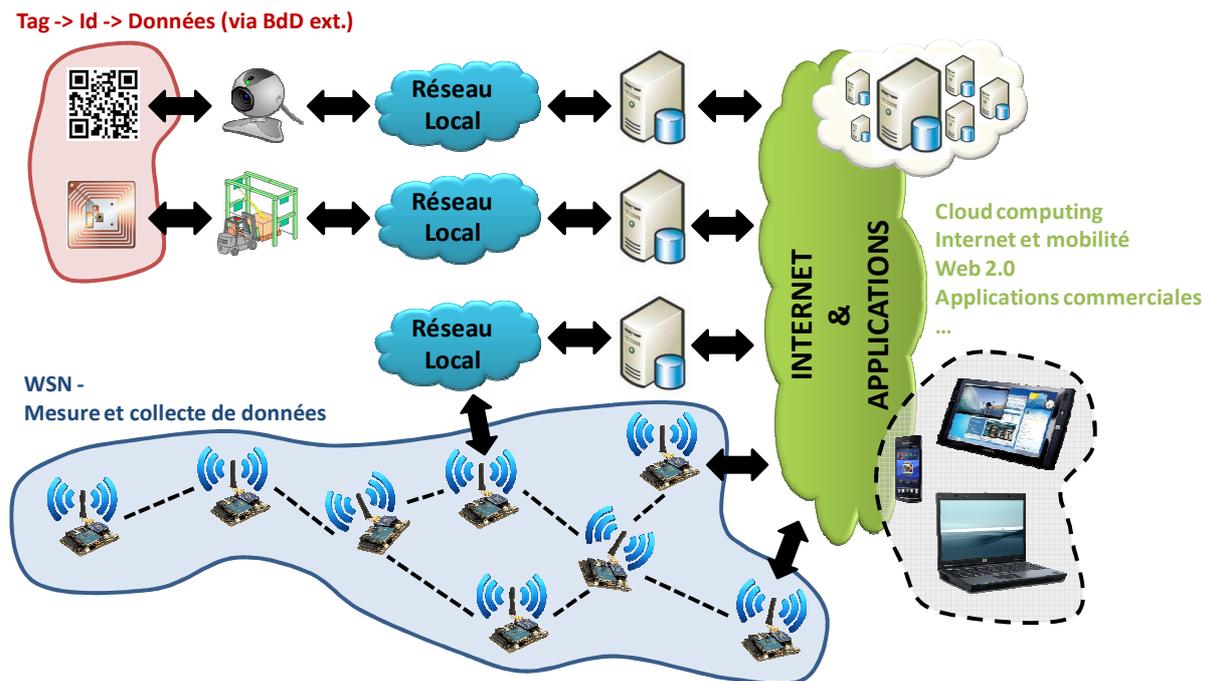


Figure I-2-1 : La place des réseaux de capteurs autonomes communicants sans fils dans l'Internet des Objets

Les nœuds sont dotés de capteurs spécifiques à la mission qui leur est assignée dans le réseau. On retrouve traditionnellement des capteurs de température, de pression, d'humidité, de luminosité, de pH, de contrainte, des accéléromètres, un GPS, des capteurs de proximité des capteurs de vitesse, des détecteurs de présence ou de passage, des imageurs CMOS ou CCD, des détecteurs d'ouverture ou de fermeture et de toute autre grandeur qui puisse être intéressante à mesurer... Certains nœuds du réseau peuvent aussi être reliés à des actionneurs ou à des systèmes d'alerte et d'avertissement.

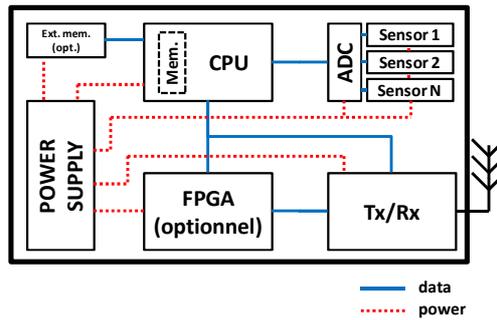


Figure I-2-2 : Architecture standard d'un WSN

L'architecture d'un nœud est centrée autour d'un couple CPU (Central Processing Unit : microcontrôleur, processeur, FPGA...) et Émetteur/Récepteur radio (Figure I-2-2). Un Convertisseur Analogique Numérique interface généralement les capteurs avec le CPU. On peut quelquefois noter l'ajout d'une mémoire externe au processeur pour augmenter la capacité de stockage de données sur le nœud. Certains nœuds sont dotés de deux processeurs ou d'un microcontrôleur et un FPGA (composant logique programmable) pour rendre l'architecture du nœud reconfigurable [8–11]. Une table synthétisant l'ensemble de ces données pour tous les motes publiés depuis 1998 jusqu'à aujourd'hui est présentée en annexe 1. La Table I-2-1 retient seulement le nom et l'année de publication pour chacune des réalisations (les motes commerciaux sont soulignés).

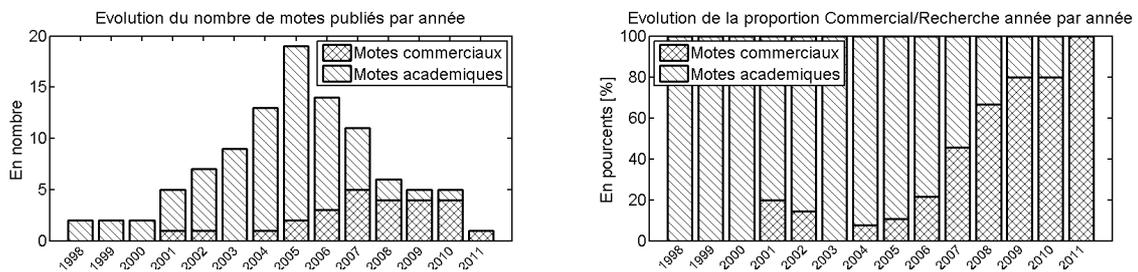


Figure I-2-3 : Les WSN : un exemple de transfert de technologie entre recherche et industrie

Comme le montre la Figure I-2-3 le nombre de motes publié par an depuis 1998 n'a cessé de progresser jusqu'en 2005. C'est une période durant laquelle la communauté scientifique s'est penchée sur la réalisation de démonstrateurs pour faire la preuve de concept du déploiement de réseaux de capteurs autonomes communicant sans fil. À partir de 2005 et jusqu'à aujourd'hui, on observe une diminution du nombre de motes publiés. Dans le même temps, la part de l'offre commerciale est devenue prépondérante. Il s'agit de grands groupes industriels qui se sont positionnés sur le marché des WSN [1–5], ou de start-up qui effectuent un transfert d'innovation des laboratoires académiques vers l'industrie [8], [12–31]. Au final depuis le mote WeC de l'université de Berkeley (USA) en 1998 [14], près de 100 architectures de mote ont été publiées, suivant toujours les dernières évolutions technologiques en terme de transceiver radio et de microcontrôleurs basse consommation (Table I-2-1).

Aujourd'hui, compte tenu de l'offre commerciale, de nombreuses publications scientifiques dans le domaine des WSN sont basées sur des motes commerciaux et ciblent les applications réseau. Il reste pourtant encore des verrous à lever au niveau du nœud lui-même [6]. En effet, contrairement aux

solutions de tagging, les réseaux de capteurs autonomes et communicants sans fils peuvent capter, stocker, créer et mettre en forme de l'information, ce qui nécessite de l'intelligence. Là où une simple étiquette, ou un tag RFID, sont des éléments passifs seulement interrogeables, un réseau de capteurs est une interconnexion de nœuds actifs qui consomment de l'énergie et doivent donc être alimentés.

2.2 Le problème de l'autonomie des WSN

Avec le développement de nœud actif, la question de l'alimentation électrique des nœuds capteurs devient donc centrale. Comment assurer l'autonomie énergétique du réseau sur de longues, voire très longues périodes de fonctionnement ?

Aujourd'hui, la quasi intégralité des motes recensés est alimentée par 1, 2 ou 3 batteries de type AA ou AAA ([1], [8], [12], [14], [16], [19], [24], [27], [28], [30], [32–46]), ou par 1 pile bouton de type BR-xxxx ou CR-xxxx pour les systèmes aux dimensions plus réduites ([14], [14], [47–52]) –cf. Annexe 1. Ceci amène 2 constats :

- Les batteries sont des éléments finis de stockage de l'énergie. La durée de vie des nœuds est donc limitée par la capacité et la durée de vie de la batterie ;
- Le volume d'une batterie est directement relié à sa capacité de stockage. Il y a donc un compromis entre durée de vie, capacité de la batterie et volume du nœud.

Aussi pour augmenter la durée de vie du nœud la première solution à envisager est simplement de réduire la consommation des composants électroniques du nœud. Cette problématique de réduction de la consommation énergétique déborde le domaine des WSN puisqu'elle s'applique à l'ensemble du matériel électronique portable (PC, téléphones mobiles, lecteurs MP3, appareils photo numériques...). Les enjeux économiques sont tels que l'on observe dès le début des années 2000 une tendance globale à la réduction de la consommation des composants électroniques (à performances égales). Les retombées sont directes pour les WSN avec la mise à disposition de microcontrôleurs, d'ADC (convertisseur analogique-numérique), de capteurs et de modules radio ultra basse consommation.

La deuxième solution est de mieux gérer l'énergie globalement pour réduire la consommation moyenne du nœud. En effet une fois que l'on a minimisé la consommation de chaque fonction au maximum, la seule solution restant pour réduire encore la consommation globale du nœud est d'éteindre les fonctions inutiles et ne les activer que lorsqu'elles doivent réaliser leurs tâches. Ainsi le nœud de réseau est placé dans un mode sommeil très basse consommation la majeure partie du temps pour n'être activé que périodiquement. On peut ainsi théoriquement rendre la consommation moyenne du nœud très faible (asymptotiquement vers la consommation du mode sommeil). De plus il est possible de moduler cette consommation, et donc de moduler la durée de vie du nœud, en jouant sur le rapport cyclique de l'activité du nœud.

Grâce aux progrès faits dans la réduction des consommations électriques et dans la gestion de l'énergie, un certain nombre d'applications de WSN sont aujourd'hui déjà opérationnelles.





WeC (1998) Rene2 (2000) Mica2 (2002) Telos (2004) ez430 (2006) WaspMote (2008) Shimer2R (2010)

Figure I-2-4 : Historique des « Motes » les plus représentatifs

Year	Platform	Ref.
1998	WeC	[14]
1998	Rene1	[14]
1999	AWAIRS1	[53]
1999	μAMPS	[32]
2000	Dot	[14]
2000	Rene2	[14]
2001	BTNode	[12]
2001	Mica	[13]
2001	Smart-its (Teco)	[54]
2001	SpotON	[33]
2001	WINS NG 2.0	[55]
2002	CENS Medusa MK2	[56]
2002	GNOMES	[34]
2002	iBadge	[57]
2002	Mica2	[14]
2002	Mica2Dot	[14]
2002	PicoNode	[58]
2002	PushPin	[35]
2003	ESB/2	[59]
2003	Glacsweb Probe	[60]
2003	HiDRA	[61]
2003	iMote	[62]
2003	MANTIS Nymph	[63]
2003	RFRAIN	[37]
2003	Spec	[47]
2003	U3	[36]
2003	Wisenet	[38]
2004	BEAN	[64]
2004	BSNnode	[49]
2004	CITSensor Node	[48]
2004	DSYS25	[65]
2004	MicaZ	-
2004	MITes	[66]
2004	Particle	[39]
2004	Pluto70	[67]
2004	RISE	[68]
2004	Sentio	[69]
2004	SPIDER-NET	[70]
2004	Telos	[14]
2004	ZebraNet	[71]
2005	AVM Demonstrator	[72]
2005	Cookie	[10]
2005	ETRX1	[16]
2005	eyesIFXv2	[73]
2005	Fleck	[74]
2005	Imote2/ Stargate 2	[52]
2005	MASS	[75]
2005	Mulle	[76]
2005	Parasiticnode	[77]
2005	ProSpeckz II	[78]
2005	SolarBiscuit	[79]
2005	SunSpot	[40]
2005	TelosB/ TmoteSky	[80]
2005	T-nodes	-
2005	TyndallMote	[81]
2005	uPart 014xilmt	[50]
2005	XSM	[46]
2005	XYZsensornode	[52]
2006	μNode	-
2006	DIY Smart-its (Lancaster)	[54]
2006	ECO Node	[82]
2006	EnOcean TCM120	[15]
2006	Everlast	[83]
2006	ez430-RF2480	[1]
2006	FireFly	[41]
2006	NXP JN5148-EK010	[5]
2006	SAND	[51]
2006	SHIMMER	[26]
2006	Snows5	[84]
2006	SoftBaughDZM D1612-RF	[28]
2006	TinyNode	[42]
2006	ZN1	[85]
2007	ANT AT3	[17]
2007	Fantastic Datanode	[43]
2007	IRIS	[19]
2007	KMote	[21]
2007	mPlatform	[9]
2007	Plug	[86]
2007	ScatterWeb	[87]
2007	SquidBee	[20]
2007	WeBeeThree	-
2007	ZigBit	[18]
2008	CC2531EMK	[2]
2008	Eco	[52]
2008	Epic	[22]
2008	Raven	[8]
2008	Sensinode Nano stack	[44]
2008	WaspMote	[29]
2009	Coronis Wavecard	[30]
2009	deUSB2400	[23]
2009	FreeStar PRO	[3]
2009	Isense	[45]
2009	SuperNode	-
2010	CM5000	-
2010	EconoTAG	[4]
2010	Shimmer2R	[25]
2010	SOWNet G-Node G301	[31]
2010	SuRF	[24]
2011	Lotus	[27]

Table I-2-1 : Historique des « Motes »

2.3 Un exemple : le réseau SimpliciTI.

Le réseau SimpliciTI est basé sur le kit eZ430-RF2500 de Texas Instrument [1]. Dans cet exemple le nœud est programmé en mode End Device et effectue des acquisitions de la température et de la tension de batterie [88]. Les 2 mesures sont effectuées chaque seconde, le résultat est envoyé via la liaison sans fil. Un autre nœud programmé en mode Access Point et connecté par USB à un PC peut aussi servir d'interface avec le réseau pour recevoir et enregistrer les mesures effectuées. (<http://www.ti.com/lit/zip/slac139>)

1	Mesure de T°
2	Mesure de Vcc
3	Calcul de T° et Vcc
4	Mise en route de l'oscillateur
5	Démarrage du transiver
6	Préparation du message
7	Accrochage PLL
8	Rx (vérification anticollision)
9	Passage du mode Rx au mode Tx
10	Tx
11	Passage au mode sleep

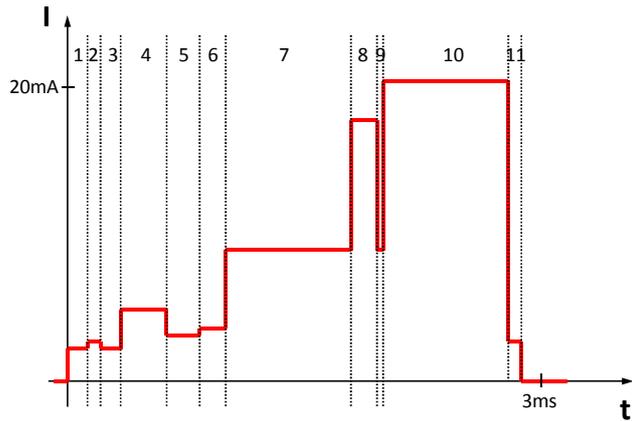


Figure I-2-5 : Profil de consommation du nœud eZ430-RF2500 en mode End Device [88]

$$Durée\ de\ Vie = \frac{Capacité}{\langle I \rangle} \tag{eq. I- 1}$$

$$\langle I \rangle = \frac{t_{on} \cdot \langle I_{on} \rangle + t_{sleep} \cdot \langle I_{sleep} \rangle}{t_{on} + t_{off}} \tag{eq. I- 2}$$

Activité radio	Courant Consommé	Durée d'exécution
XOSC startup	2.7 mA	300 µs
Ripple counter timeout	1.75 mA	150 µs
Idle mode	1.5 mA	375 µs
PLL calibration	7.5 mA	809 µs
RX mode	18.8 mA	180 µs
TX mode	21.2 mA	800 µs
MSP430 active current	2.7 mA	2.705 ms
MSP430 LPM0 current	1.1 mA	55 µs
ADC10 active	850 µA	115 µs
Durée d'exécution totale		2.88 ms

Table I-2-2 : Table des consommations du nœud eZ430-RF2500 en mode End Device [88]

$$\langle I_{on} \rangle = 2.59mA + 9.74mA = 12.33mA \quad (eq. I-3)$$

$$\langle I \rangle = \frac{2.88ms \cdot 12.3mA + (1s - 2.88ms) \cdot 1.3\mu A}{1s} = 36.8\mu A \quad (eq. I-4)$$

$$Durée\ de\ Vie = \frac{1000mA.h}{36.8\mu A} = 1132\ jours \quad (eq. I-5)$$

Pour deux batteries AAA de capacité totale 1000mA.h, la durée de vie du nœud estimée sur la base de ces chiffres est donc légèrement supérieure à 3 ans. Bien que ce résultat soit surestimé, car obtenu en négligeant l'autodécharge de la batterie et en considérant que la tension reste suffisante pour alimenter le nœud jusqu'à la décharge totale, on comprend que des applications commerciales puissent aujourd'hui se développer. En effet une autonomie de 3 ans peut suffire dans le cadre d'un déploiement ponctuel du réseau de capteur. Cependant, pour les applications dont la durée d'exploitation dépasse la dizaine d'année (habitat intelligent, contrôle de santé de structure surveillance des réseaux de transport et de distribution, etc..), le réseau doit être « déployé et oublié ». En effet il n'est pas économiquement possible d'assurer une maintenance régulière pour changer les batteries sur un réseau de grande envergure, enfoui et physiquement inaccessible.

Dans ce cas, seule une production locale d'énergie électrique au niveau du nœud permet aujourd'hui théoriquement d'allonger à l'infini la durée de fonctionnement du réseau. On parle alors de récupération d'énergie ambiante.

3 Récupération et stockage d'énergie ambiante - Vers l'autonomie énergétique des nœuds capteurs

Dans cette partie, nous dresserons un état de l'art des solutions de récupération d'énergie ambiante envisagées pour résoudre le problème de l'autonomie des WSN pour les applications très longue durée et nœud inaccessible. L'objectif commun de tous les travaux présentés est d'assurer une production d'énergie localement au niveau du nœud capteur. Nous montrerons aussi l'importance du stockage de l'énergie électrique ainsi produite avant de passer en revue les solutions exploitables dans le cadre des WSN.

3.1 Les systèmes de récupération d'énergie

Le concept de récupération d'énergie ambiante se base sur la transduction de diverses grandeurs physiques dans le domaine électrique. De manière classique ces effets bien connus (piézoélectricité, effet Seebeck, effet photovoltaïque, induction électromagnétique...) sont utilisés dans les capteurs pour obtenir un signal électrique image de la grandeur observée. Ici, ce n'est plus la valeur absolue du signal, mais la puissance électrique ainsi générée qui importe. L'idée n'est pas nouvelle. En effet déjà dans les années 80-90 un grand nombre de petits dispositifs électroniques (montres, calculatrices...) fonctionnaient déjà sur ce principe en s'alimentant grâce à l'énergie fournie par une petite cellule photovoltaïque bas coût en silicium amorphe. Mais depuis le début des années 2000, et parallèlement au développement de la thématique des WSN, une communauté scientifique s'est

fédérée autour du thème de la récupération d'énergie ambiante (« energy harvesting »). Les principaux objectifs poursuivis sont : l'augmentation des rendements des générateurs, et la miniaturisation des dispositifs.

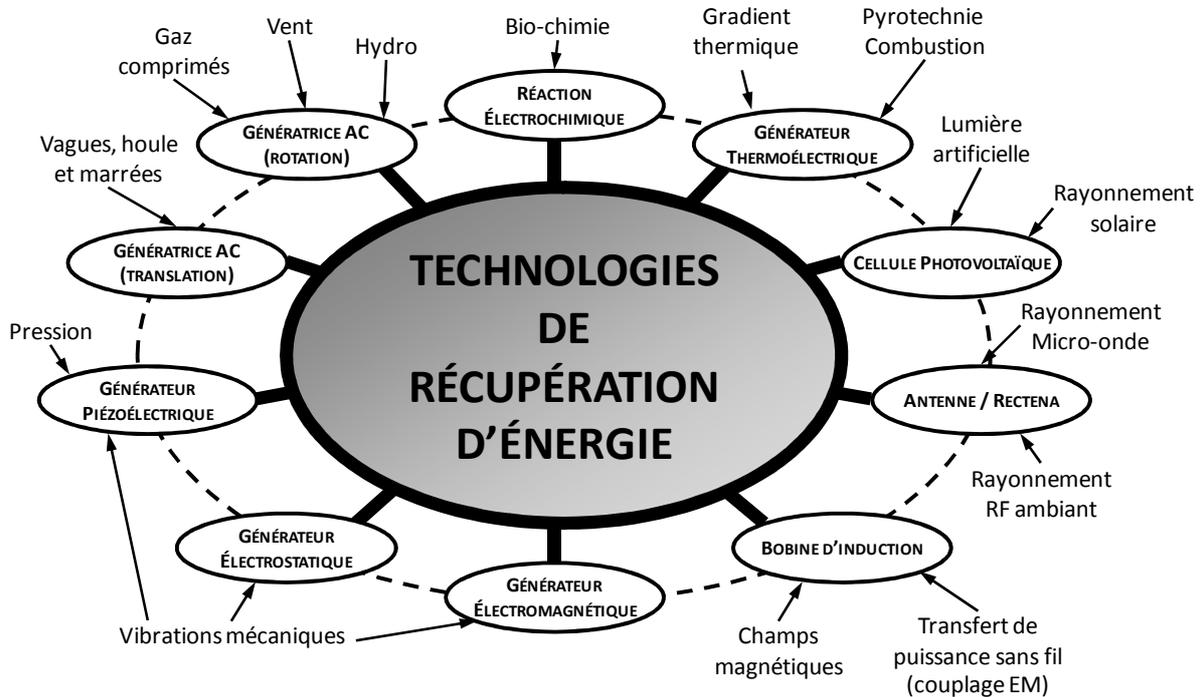


Figure I-3-1 : Les technologies de récupération d'énergie d'après [89]

Au final les dispositifs de récupération d'énergie ambiante peuvent être classés en quatre grandes catégories en fonction de la source d'énergie qu'ils exploitent :

- Le rayonnement solaire ;
- L'énergie mécanique et vibratoire ;
- Les gradients thermiques ;
- Les émissions électromagnétiques radio fréquences.

Pour chacun de ces domaines, nous allons effectuer un état de l'art des dispositifs et technologies mis en œuvre. De plus, et bien que la puissance récupérable soit grandement dépendante des conditions d'utilisation, nous essaierons de donner, à chaque fois, un ordre de grandeur ou une estimation de la puissance pouvant être ainsi récupérée dans le cadre d'application de type WSN.

3.1.1 Solaire photovoltaïque

Le principe de base de fonctionnement des cellules photovoltaïques est connu depuis le XIXème siècle. Ces dispositifs convertissent l'énergie des rayonnements lumineux en énergie électrique grâce à l'effet photoélectrique, découvert en 1839 par Edmond Becquerel, mis en évidence dans les semi-conducteurs en 1875 par Werner Von Siemens, et finalement formalisé par Albert Einstein en 1922. C'est l'industrie spatiale qui, dès 1954, fera décoller l'exploitation des cellules photovoltaïques pour la production d'énergie électrique à bord des satellites. Aujourd'hui, avec les problématiques de

développement durable, le photovoltaïque s'est démocratisé et le marché de l'énergie solaire croît de 30% par an depuis plus de 10 ans.

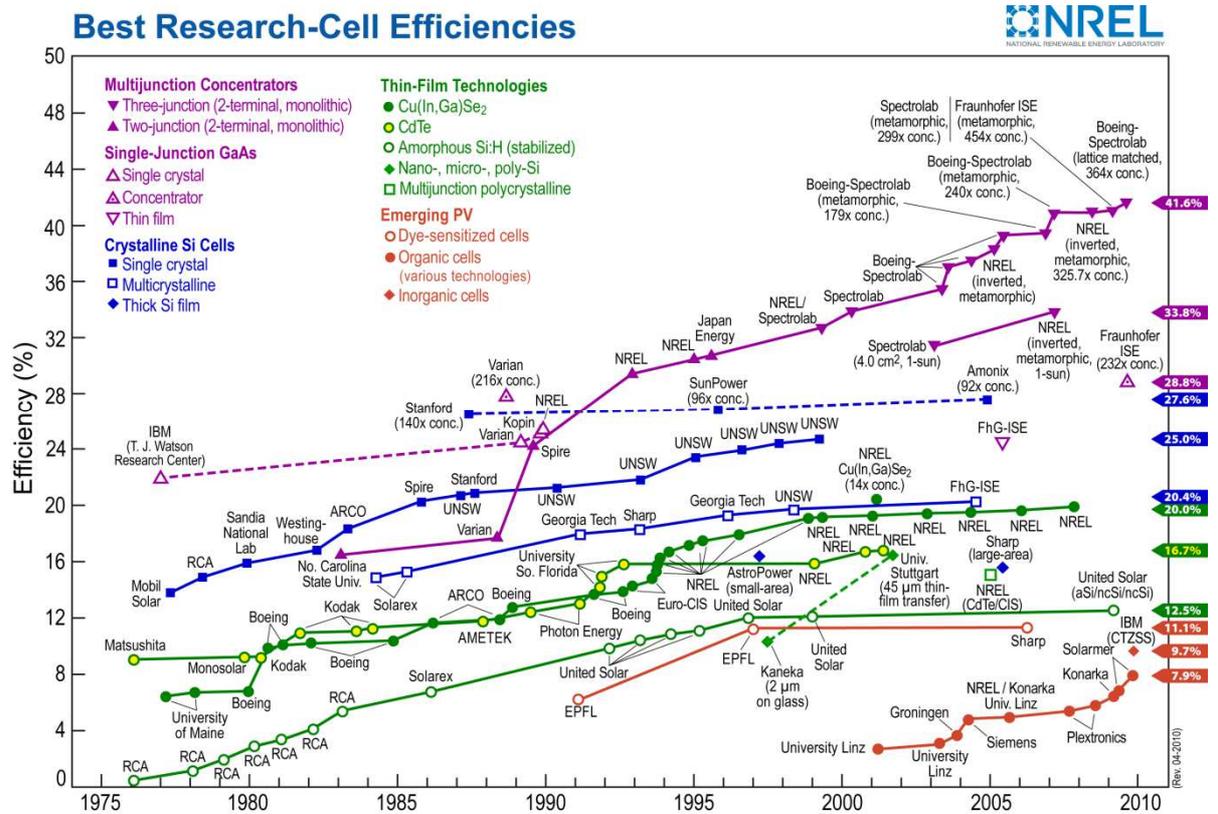


Figure I-3-2 : Évolution de l'efficacité normalisée des différentes technologies photovoltaïques depuis 1975

D'un point de vue technologique, les cellules utilisées pour la récupération d'énergie sont les mêmes que celles utilisées dans les centrales photovoltaïques. Seul le nombre de cellules, leur dimension et leur coût vont différer fondamentalement. Il est courant de présenter l'évolution des cellules photovoltaïques en les groupant selon 3 générations :

- Les cellules de première génération sont des jonctions PN à base de silicium cristallin (mono ou poly) ;
- Les cellules de deuxième génération sont des cellules en couches minces. L'objectif principal étant de diminuer la quantité de matériau actif afin de diminuer le coût. On distingue les technologies à base de silicium amorphe (a-Si), de di-Sélénium de Cuivre Indium ou Cadmium Gallium (CIS, CGS, CIGS et CIGSS), et de Tellure de Cadmium (CdTe). Les rendements sont plus faibles mais les cellules sont moins chères et des dispositifs sur substrat souple existent ;
- Enfin la troisième génération regroupe les cellules dites organiques et les cellules à très haut rendement (III-V, multi-jonctions et concentration). Ces technologies sont encore généralement au stade de la R&D mais certaines cellules à très haut rendement sont aujourd'hui en production pour l'industrie spatiale et pour le solaire photovoltaïque concentré.

Nous passerons donc ici rapidement en revue les différentes technologies disponibles dans le but de pouvoir choisir la plus adaptée à une utilisation pour l'alimentation des WSN.

Le record absolu de rendement est de 25% ($\pm 0.5\%$) [90]. Il est détenu par le Photovoltaics Special Research Center UNSW en Australie sur des cellules FZ-Si (Figure I-3-3). Le coût de production des cellules en silicium monocristallin est élevé car les techniques de production de wafer sont très énergivores. Pour diminuer les coûts, les cellules en silicium polycristalin peuvent être fabriquées à partir des « déchets » de la filière monocristal (électronique ou photovoltaïque) [91]. Il s'agit principalement des résidus produits notamment lors des étapes de sciage. Les morceaux de silicium monocristallin sont fondus pour être assemblés et former une cellule à l'aspect caractéristique (Figure I-3-4). On peut en effet distinguer les joints de grain qui délimitent chaque monocristal. Ce sont principalement les défauts de la structure cristalline au niveau de ces joints qui vont engendrer la recombinaison des porteurs et faire par conséquent diminuer le rendement (environ 20% en laboratoire, 11 à 17% pour les modules commerciaux).

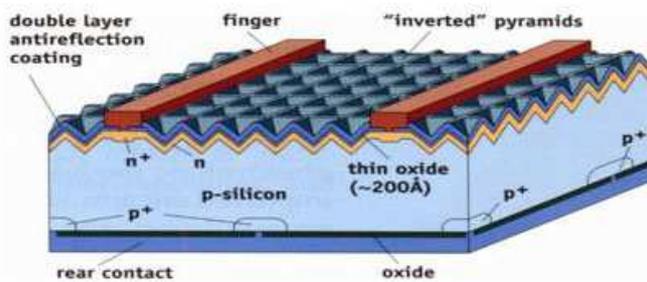


Figure I-3-3 : Cellule c-Si détentrice du record de rendement [92]



Figure I-3-4 : Cellule en silicium polycristalin [93]

Les techniques de cellules en couches minces permettent de réduire encore les coûts de production en diminuant la quantité de matériau actif. Cette fois-ci le semi-conducteur est directement déposé sur un substrat qui est le support mécanique de la cellule (généralement du verre ou de l'inox, mais il existe aussi des cellules sur substrat souple plastique).

- Dans cette famille, on trouve les cellules à base de silicium amorphe (a-Si). Ce sont les cellules bas-coût que l'on retrouve sur les calculatrices ou montres « solaires ». Les rendements sont plus faibles : 9.5% en laboratoire, 5 à 9% en production industrielle ;
- On trouve aussi les cellules en Cadmium de Tellure (CdTe) qui présente l'avantage d'être idéalement adaptées au spectre solaire (gap 1.45eV) mais dont le développement reste limité en Europe à cause de la réglementation sur l'utilisation du Cadmium [94]. Rendement en laboratoire : 16.7%, 6 à 11% dans l'industrie ;
- Les cellules au di-Sélénium de Cuivre Indium ou Cadmium Gallium (CIS, CGS, CIGS et CIGSS) qui présentent les rendements les plus élevés parmi les couches minces mais à un coût plus élevé. Rendement en laboratoire : 20%, 6 à 12% dans l'industrie ;
- Les cellules PV à multi-jonctions sont constituées de plusieurs couches élémentaires d'alliages semi-conducteurs III-V avec toujours pour objectif d'augmenter le rendement en

convertissant plusieurs parties du spectre solaire. Rendement à 1 sun : 33.8%, rendement record de 41.6% sous concentration (364 sun^1);

- On peut noter aussi les techniques à croissance de film mince de silicium polycristalin ou microcristalin.

Les cellules à pigment photosensible, dites cellules de Grätzel, les cellules photovoltaïques organiques ou encore les cellules polymères sont des technologies photovoltaïques non basées sur l'utilisation d'un matériau semi-conducteur inorganique. Leur rendement est aujourd'hui encore faible (5-10%) et des problèmes de stabilité des matériaux organiques dans le temps persistent. Mais des développements sont en cours et déjà des entreprises comme Konarka ont saisi le marché car les perspectives commerciales sont intéressantes avec par exemple de la peinture photovoltaïque qui se dépose au rouleau.

La Table I-3-1 résume la comparaison entre les différentes technologies de cellule :

- Le premier constat est que la technologie triple jonction III-V surpasse toutes les autres en terme de rendement. La contrepartie est son coût élevé et une difficulté d'approvisionnement. Pour l'instant seuls des marchés de niche comme le spatial et photovoltaïque concentré sont ciblés ;
- Les technologies silicium cristallin sont les plus matures et les plus vendues. Elles offrent un bon rapport rendement/coût et sont faciles à approvisionner ;
- Les cellules CIGS sont une bonne alternative au silicium. C'est la technologie émergente (hors silicium) leader de la filière couche mince ;
- La technologie silicium amorphe en couche mince est une technologie bas coût éprouvée. Son rendement normalisé est moindre mais pourtant la densité de puissance annoncée sous un éclairage artificiel à 1000 lux est sensiblement équivalente aux technologies précitées. Ceci peut être expliqué par la réponse spectrale des cellules a-Si (Figure I-3-5). En effet le rendement normalisé est calculé à partir du spectre de la lumière solaire (AM1.52). Or le silicium amorphe, contrairement au silicium monocristallin, n'absorbe quasiment pas dans l'infrarouge ce qui diminue le rendement normalisé des cellules. Mais si l'on limite le calcul au domaine spectral du visible (là où se concentrent les émissions des éclairages artificiels et le spectre de la lumière diffuse) le gain obtenu par l'utilisation du c-Si n'est plus aussi net. Ceci fait de la technologie a-Si une bonne alternative en termes de cout pour les applications « indoor » et/ou l'éclairage est indirect ;

¹ Le solaire photovoltaïque à concentration propose d'utiliser des cellules plus chères, donc avec de meilleurs rendements, en concentrant l'énergie solaire sur une petite surface : 1000 sun sur 2.5 cm^2 à 40% de rendement \approx 1 sun sur 1 m^2 à 10% de rendement. De plus le rendement de conversion des cellules augmente avec la concentration du flux lumineux (si l'on maintient la température de la jonction).

² Un coefficient de masse d'air de 1.5 (AM1.5) correspond à 1.5 fois l'épaisseur de l'atmosphère, ce qui équivaut à un angle d'incidence des rayons d'environ 48° .

Technologie	Rendement laboratoire 1000 W.m-2	Cellules ou modules commerciaux	Densité de puissance à 1000 lux [$\mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$]	Substrat	Prix
c-Si	24,7% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) University of New South Wales	15% - 18% (cellule $\sim 100 \text{ cm}^2$) Q-Cells, Motech 12% - 16% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Suntech, Sharp, JA Solar, Solarworld	$\approx 20 - 50$ (cellule $\sim 100 \text{ cm}^2$) Étude pour différents fabricants de cellules	c-Si	+
mc-Si	20,4% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) Fraunhofer ISE	14% - 17% (cellule $\sim 100 \text{ cm}^2$) Q-Cells, Motech 12% - 14% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Suntech, Sharp, Kyocera, Yingli Solar, JA Solar, Solarworld		mc-Si	+
c-Si contact arrière		17% - 19% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Sunpower		c-Si	+
c-Si hétérojonction		16% - 17% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Sanyo		c-Si	+
a-Si	9,5% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) University of Neuchatel	6% - 7% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Mitsubishi Heavy Industries, Schott Solar	≈ 35 (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Schott Solar	Verre	--
CdTe	16,7% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) NREL	10% - 11% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) First Solar		Verre	-
CIGS	20% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) NREL	6% - 12% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Würth Solar, Q-Cells, Global Solar, Solarion, Showa Shell Solar, Honda Soltec, Sulfurcell, Johanna Solar, Avancis, Sunshine PV, Nanosolar	$\approx 30 - 35$ (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) ZSW	Verre Métal Plastique	-
Double jonction a-Si/ $\mu\text{c-Si}$	11,7% (module $\sim 10 \text{ cm}^2$) Kaneka	8% - 10% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Sharp, Kaneka, Mitsubishi Heavy Industries		Verre	-
Triple Jonction a-Si/a-SiGe/a-SiGe		6% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Uni-solar		Métal	-
Triple jonction GaInP/GaAs/Ge	33,8% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) Spectrolab	25% - 30% (cellule $\sim 10 \text{ cm}^2$) Azurspace, Spectrolab, Emcore		c-Ge	++
Organique	7,9% (cellule $\sim 0.1 \text{ cm}^2$) Solarmer	1.5% (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Konarka	≈ 10 (module $\sim 1 \text{ m}^2$) Konarka	Plastique	--
Graetzel	10.4% (cellule $\sim 1 \text{ cm}^2$) Sharp	1.5% (module $\sim 100 \text{ cm}^2$) G24 Innovations	≈ 15 (module $\sim 100 \text{ cm}^2$) G24 Innovations	Plastique	--

Table I-3-1 : Tableau comparatif des différentes technologies de l'industrie photovoltaïque d'après [95] et [90]

- Enfin les cellules organiques restent une solution d'avenir, de part leur caractère « biodégradable », leur facilité d'intégration et leur coût potentiel. Cependant les rendements et la stabilité dans le temps limitent encore aujourd'hui leur utilisation pour des applications de récupération d'énergie.

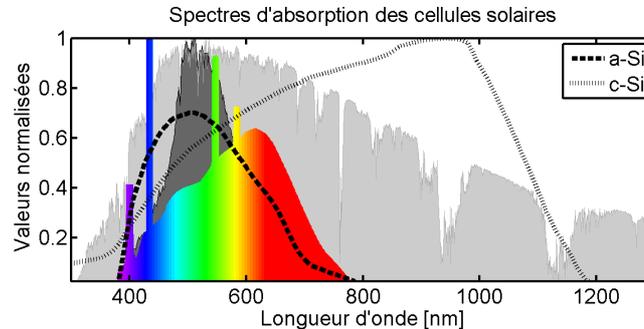


Figure I-3-5 : Spectres d'absorption des cellules solaires a-Si et c-Si comparés aux spectres de la lumière solaire diffuse et AM1.5

De par l'aspect fortement contraint des applications WSN, le choix de la technologie à utiliser doit donc résulter d'un compromis entre le coût, les performances et la facilité d'intégration requis. Nous avons mis en avant la nécessité de considérer le type d'excitation lumineuse pour optimiser ce compromis. Il est de plus assez aisé d'obtenir des tensions utiles de l'ordre de quelques volts en mettant en série plusieurs cellules ce qui en fait le candidat idéal pour l'alimentation des WSN.

3.1.2 Récupération d'énergie mécanique et vibratoire

Récupérer l'énergie mécanique des vibrations pour alimenter les réseaux de capteurs autonomes est une solution intéressante tant cette forme d'énergie est présente partout aux abords de l'activité humaine. C'est pourquoi de nombreux travaux de recherches ont été conduits ces dernières années pour proposer des solutions allant dans ce sens [96]. Aujourd'hui certaines technologies ont atteint une maturité suffisante pour voir apparaître les premiers dispositifs commerciaux. Dans cette partie nous donnerons un panorama complet et critique de l'ensemble des techniques pouvant être mises en œuvre dans les WSN.

Il existe 3 grandes familles de dispositifs exploitant chacune un effet physique différent :

- Les générateurs électrostatiques ;
- Les générateurs électromagnétiques ;
- Les générateurs piézoélectriques.

Ces 3 familles partagent cependant la caractéristique commune de mettre en œuvre un système inertiel résonnant pouvant être modélisé, au premier ordre, par un système Masse – Ressort – Amortisseur. L'objectif est de transformer la vibration en un déplacement relatif de deux masses. C'est l'énergie de ce déplacement qui sera ensuite convertie en électricité par un des modes de couplage mécanique/électrique cités ci-dessus.

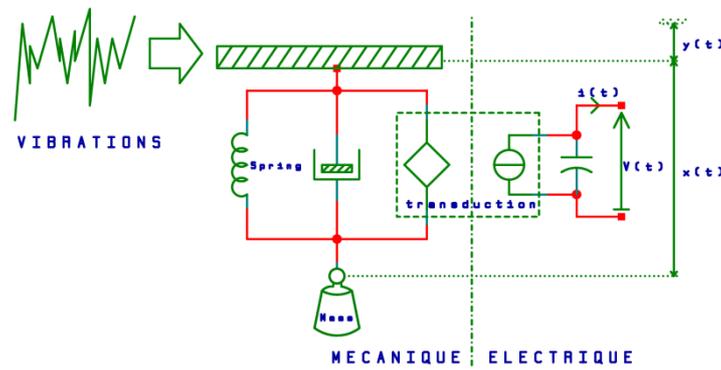


Figure I-3-6 : Modèle de principe d'un générateur inertiel résonant pour la récupération d'énergie mécanique

L'étude de ce système générique permet déjà de dresser un certain nombre de conclusions [97]. La puissance électrique générée est proportionnelle au coefficient de couplage mécanique/électrique, à la masse inertielle du générateur, ainsi qu'au carré de l'amplitude de l'accélération de l'excitation mécanique, et est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance du dispositif.

$$P \propto \frac{M \cdot A^2}{\omega_n} \quad (\text{eq. I- 6})$$

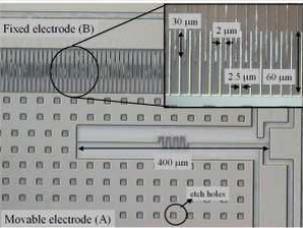
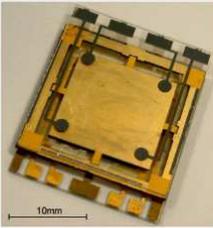
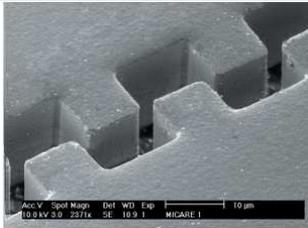
Donc pour maximiser la puissance récupérée il faut s'orienter vers des générateurs embarquant la plus grosse masse possible (dans les limites des contraintes de masse et de volume de l'application) et qui soient capables de s'accorder sur la basse fréquence de plus grande amplitude du spectre des vibrations dans l'environnement du nœud. L'avantage d'un tel système raisonnant est qu'il permet « d'amplifier » l'excitation mécanique. La contrepartie à cela vient du fait que plus la résonance est prononcée plus le dispositif est sélectif en fréquence. Il agit alors comme un filtre mécanique pour toutes les fréquences d'excitation éloignées de la fréquence de résonance. Aussi y a-t-il là un compromis à trouver entre la nature passe-bande du générateur et le contenu fréquentiel des vibrations.

Les générateurs basés sur le mode de transduction électrostatique s'apparentent à des condensateurs plans dont une des électrodes est mobile. Deux modes d'utilisation peuvent être alors envisagés :

- Soit en imposant une charge fixe aux électrodes. Dans ce cas, le déplacement relatif des deux électrodes induit un changement de tension aux bornes du condensateur. Cette force électromotrice peut alors être utilisée pour créer un courant ;
- Soit en imposant une différence de potentiel fixe entre les deux plaques. Le déplacement crée ainsi directement un courant dans le circuit connecté au condensateur.

Dans les deux cas on comprend qu'il faut associer une électronique active pour polariser les armatures du générateur et pouvoir récupérer de l'énergie. Certains auteurs considèrent donc ces dispositifs comme des « amplificateurs de puissance ». Le principal avantage de ces générateurs et que leurs performances augmentent à mesure ou l'on intègre le système (une diminution de l'écartement des électrodes entraîne une augmentation de la capacité et donc de la sensibilité du

phénomène de transduction³). De plus, les technologies classiques de réalisation des MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) sont tout à fait adaptées à la réalisation de tels générateurs.

IMEC, 2003 [98]	Imperial College, 2006 [99]	CEA Leti, 2007 [100]
		
<i>12nW, 1g @ 1kHz, 2 mm³</i>	<i>2.4μW, 40g @ 20Hz, 3 cm²</i>	<i>12 μW, 0.3g @ 50Hz, 1cm²</i>

Les exemples de réalisations ci-dessus montrent que même si l'exploitation de la puissance récupérée est délicate, les densités volumiques de puissance pouvant être atteintes sont intéressantes. On citera en particulier les travaux de Despesse et al. [100], qui proposent un système à faible facteur de qualité (donc large bande) récupérant potentiellement 12 μW pour une excitation de 0.3g à 50Hz.

Les générateurs électromagnétiques sont basés sur le principe de l'induction électromagnétique. On retrouve principalement deux méthodes :

- Soit une bobine mobile est placée dans le champ magnétique d'aimant permanents fixes ;
- Soit une bobine fixe est placée dans un champ magnétique variable créé par un aimant permanent mobile.

Dans les deux cas c'est le déplacement relatif de la bobine par rapport à l'aimant qui génère le courant induit.

Ferro Solutions VEH-460, 2009 [101]	Perpetuum PMG FSH, 2009 [102]
	
<i>Jusqu'à 5.2 mW - 16V 0.1g @ 60Hz 170 cm³ - 430g</i>	<i>Jusqu'à 25 mW - 5V 0.5g @50 ou 60 Hz 230 cm³ - 1kg</i>

³ C'est d'ailleurs le principe de base des accéléromètres MEMS capacitifs.

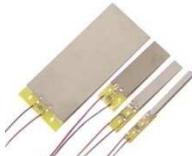
Deux sociétés (Ferro Solutions et Perpetuum) proposent aujourd’hui des générateurs électromagnétiques capables de délivrer une puissance supérieure au mW pour une amplitude d’accélération inférieure à $1g^4$. Mais ces dispositifs sont assez volumineux ($\sim 200\text{ cm}^3$) et lourds (500g-1kg). C’est là le principal inconvénient de cette technologie car la densité de puissance récupérée s’effondre à mesure où l’on cherche à diminuer les dimensions et le poids du générateur. En effet les matériaux magnétiques tout comme les inductances de forte valeur sont difficiles à intégrer. Les récents résultats montrent que la puissance récupérée par des générateurs dont le volume est inférieur à 1cm^3 devient trop faible pour les applications WSN.

<p>University of Brescia, 2009 [103]</p>		<p><i>290 μW</i> <i>183.2 mV</i> <i>1g @ 102Hz</i></p> <p><i>8.6 cm³</i></p>
<p>WIMS University of Michigan, 2009 [104]</p>		<p><i>5.8 μW</i> <i>37.3 mV</i> <i>1g @ 10Hz</i></p> <p><i>3.74 cm³</i></p>
<p>Middle East Technical University, 2010 [105]</p>		<p><i>5 nW</i> <i>11.4 mV</i> <i>±2mm_p @ 113Hz</i></p> <p><i>149 mm³</i></p>

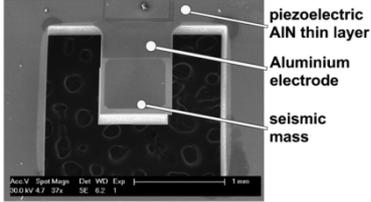
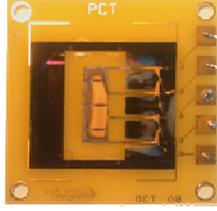
Les céramiques et les quartz piézoélectriques sont utilisés de longue date comme transducteurs électromécaniques⁵. L’effet piézoélectrique prend sa source dans l’apparition de moments dipolaires électriques lors de l’application d’une contrainte sur le matériau. Les générateurs piézoélectriques utilisent cet effet pour produire de l’énergie électrique à partir du déplacement relatif de 2 masses. Différentes topologies peuvent être utilisées pour cela : cymbale, membrane, ressort en S... mais le format le plus répandu est la poutre encastree. Il s’agit de former une poutre composite constituée d’une ou plusieurs couches de matériau piézoélectrique séparées par un matériau inerte. Une masse est généralement fixée à l’extrémité libre de la poutre pour en accroître l’inertie et augmenter les contraintes induites dans le matériau piézoélectrique.

⁴ Par comparaison un vibreur de téléphone portable est capable de générer des vibrations de 10 g pour une consommation électrique de 250mW.

⁵ On les retrouve dans les actionneurs mécaniques de haute précision, dans les jauges de contraintes, dans les moteurs à injection, dans certaines imprimantes, dans les microphones et les haut-parleurs, mais aussi dans les briquets électroniques pour fournir la tension nécessaire à l’amorçage de l’arc électrique.

Midé Raw voltage harvester, 2005 [106]	Piezo Systems Generator, 2005 [107]
	
Jusqu'à 6mW - 13V 1g @ 75Hz 8 cm ³ - 16g	Jusqu'à 4.7mW - 18V ±1.57mm _p @ 45Hz 6 cm ³ - 9.5g

Là aussi deux fabricants se partagent le marché (Midé et Piezo Systems). Ils proposent des générateurs fournissant jusqu'à plusieurs mW pour une masse et un encombrement réduit par rapport aux générateurs électromagnétiques.

TIMA, 2007 [108]	IMEC, 2008 [109]	LAAS-CNRS, 2009 [110]
		
2μW, 4g @ 1.3kHz, 2mm ²	60μW, 2g @ 571 Hz, 0.2 cm ²	26.6μW, 0.5g @ 88Hz, 464 mm ³

L'intégration des matériaux piézoélectriques, bien que délicate, est possible. Ceci couplé aux techniques de fabrication des MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) permet de produire des générateurs de dimensions inférieures au cm³ aux performances proches des spécifications requises pour l'alimentation des WSN. On citera pour mémoire le dispositif de H.Durou et al. capable de générer près de 30μW sous 0.5g à 88Hz dans un volume de 464mm³ et pour une masse de 2.5g [110].

	Électrostatique	Électromagnétique	Piézoélectrique
Intégration	++	-	+
Niveau de tension	-	+	++
Densité d'énergie	micro	-	+
	macro	-	++
Pré-polarisation	Oui	non	Non

Table I-3-2 : Tableau comparatif des modes de transduction pour la récupération d'énergie mécanique

Bien que leur bonne disposition à l'intégration soit un atout, les générateurs électrostatiques n'ont pas encore atteint le degré de maturité des 2 technologies concurrentes. Si les spécifications en termes de volume et le poids de l'application ne sont pas contraignantes on s'orientera plutôt vers un générateur électromagnétique. Les générateurs piézoélectriques sont finalement un bon compromis entre densité de puissance et possibilité d'intégration. C'est vers ce choix que nous orienterons ce travail de thèse.

3.1.3 Les thermo générateurs

Des pertes d'énergie sous forme thermique apparaissent dans la majorité des transformations énergétiques. Récupérer une partie de cette énergie sous forme électrique pourrait permettre d'alimenter un dispositif électronique, en particulier ici un nœud de réseau de capteurs. En partant de ce constat des générateurs thermoélectriques (TEG), appelés aussi thermopiles ou calopiles, ont été conçus pour produire une force électromotrice à partir d'une différence de température. Trois effets physiques sont à considérer lorsque l'on veut décrire la relation entre un champ électrique et un gradient de température dans un matériau : l'effet Thomson, l'effet Seebeck et l'effet Pelletier. En 1821, T. J. Seebeck a montré qu'une différence de potentiel apparaissait à la jonction de deux matériaux soumis à une différence de température. Ainsi si l'on veut pouvoir exploiter cette force électromotrice dans le cadre d'un thermo générateur les matériaux utilisés doivent avoir un coefficient Seebeck élevé (S) et une forte conductivité électrique (σ), mais une faible conductivité thermique (κ) pour maintenir le gradient de température. En effet l'efficacité de Carnot d'un thermo-générateur est donnée par la formule suivante :

$$\eta = \frac{W}{Q_c} = \frac{T_c - T_f}{T_c} \times \frac{(1 + ZT)^{\frac{1}{2}} - 1}{(1 + ZT)^{\frac{1}{2}} + \frac{T_f}{T_c}} \quad (\text{eq. I- 7})$$

Avec

$$ZT = \frac{S^2}{\rho \cdot \kappa} \times T \quad (\text{eq. I- 8})$$

Où T_c est la température de la source chaude, T_f , celle de la source froide, S , le coefficient Seebeck, ρ , la résistivité électrique, et κ , la conductivité thermique.

Ils sont généralement constitués de plusieurs métaux conducteurs ou semi-conducteurs différents formant des hétérojonctions. Chaque jonction peut-être considérée comme un thermocouple. L'agencement spatial de ces jonctions (Figure I-3-8), ainsi que leur mise en série (plusieurs centaines) permet d'obtenir des tensions utiles à partir de différence de température de quelques degrés.

Le principe est connu de longue date et des exemples d'utilisation existent, par exemple dans le domaine spatial. Les sondes Voyager 1 et 2, mais aussi plus récemment Galileo et Cassini ont été équipées d'un générateur thermoélectrique à radio-isotope⁶ et non de panneaux solaires.

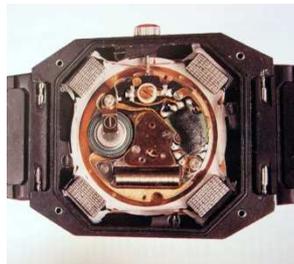


Figure I-3-7 : Montre Thermatron de la société Bulova (1982) [111]

⁶ La chaleur est produite par désintégration d'un élément radioactif (Plutonium-238)

On citera aussi pour mémoire la montre Thermoatron de la société Bulova [117]. Commercialisée en 1982 elle est alimentée directement par la chaleur du poignet via les 700 thermocouples de 0.25mV de chacun des 4 générateurs thermoélectriques fournissant 175mV et qui additionnés fournissent 0,7 V.

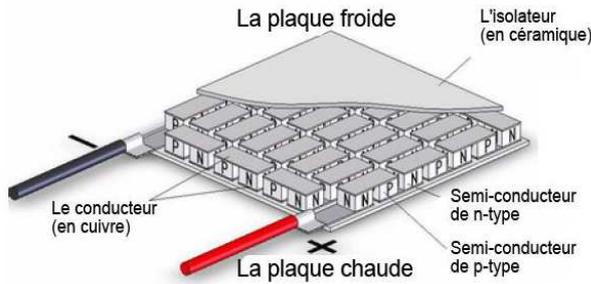


Figure I-3-8 : Schéma écorché d'un thermo-générateur

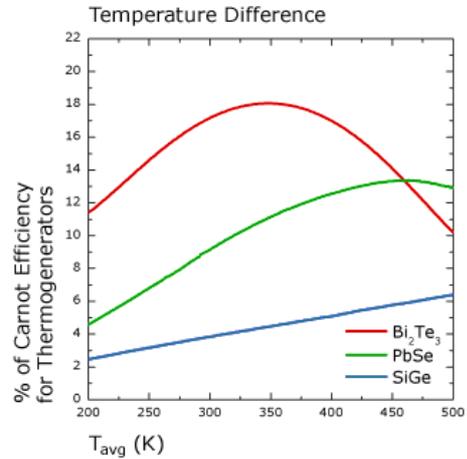


Figure I-3-9 : Rendement de Carnot des différents technologies

Les modules conçus pour travailler à température ambiante utilisent, pour la plupart, des composés au Bi₂Te₃ qui permettent théoriquement d'atteindre un rendement de Carnot maximum de 18% (Figure I-3-9). C'est d'ailleurs le cas des trois modules commerciaux présentés ci après (ThermoLife Nextreme et Micropelt).

Termo Life [112]	Nextreme [112]	Micropelt [112]
		
123μW @ ΔT = 5K 42.5μA - 2.9V	140μW @ ΔT = 0.8K V _{OC} = 5mV	2.8mW @ ΔT = 10K V _{OC} = 2.3V

Les puissances électriques pouvant être générées (même à partir faible différences de température) peuvent satisfaire aux exigences de l'alimentation des WSN. Pour les très faibles différences de température (< 1°C) les tensions de sortie restent trop faibles (< 1V) et une électronique d'adaptation doit être utilisée. La technologie actuelle permet de fabriquer de très petits thermo-générateurs, cependant la miniaturisation des systèmes thermiques servant à guider le flux de chaleur (radiateurs, caloducs...) reste délicate (cf. photo ci-dessus).

La récupération d'énergie thermique est donc un bon candidat pour l'alimentation des WSN dès lors qu'un gradient de température (relativement constant si il est faible) facilement exploitable est disponible au niveau de chaque nœud (canalisation d'eau chaude, pot d'échappement, machine thermique...). Cependant, au regard du faible niveau de tension fourni il faudra veiller à ce que l'électronique de gestion soit capable d'exploiter la puissance ainsi récupérée (architecture élévatrice du niveau de tension).

3.1.4 L'énergie des champs radio

Parmi toutes les technologies présentées, la récupération d'énergie des ondes électromagnétiques radiofréquences est sûrement celle que nous côtoyons le plus au quotidien. Tous les systèmes de lecture sans contact (non-optique) et les tags RFID utilisent l'énergie des ondes radio émises par une base pour s'alimenter. Cette solution doit donc logiquement être envisagée pour l'alimentation des WSN. On distinguera deux philosophies d'utilisation :

- La récupération de l'énergie du rayonnement électromagnétique artificiel ambiant (GSM, FM, WiFi...);
- La transmission d'énergie sans fil par couplage électromagnétique.

La première exploite le rayonnement EM ambiant. La densité d'énergie présente dans l'environnement est cependant relativement faible car l'amplitude des signaux émis est normalisée pour chaque bande de fréquence de sorte à éviter, d'une part, les problèmes de pollution électromagnétique de l'environnement, et, d'autre part, pour protéger les populations. La seconde considère le transport d'énergie sans fil par émission d'ondes électromagnétique. Dans cette configuration un dispositif « base », connecté au réseau électrique, alimente un ou plusieurs capteurs distants.

2.45GHz Rectenna [113]	Powercast [114]
	
1.5mW @ 20cm 2.45GHz - 100mW source	40μw @ 10m 915MHz - 3W source

Les performances de tels systèmes de récupération sont assez délicates à quantifier car fortement dépendante de la nature et la puissance de la source, mais aussi de la distance et de l'environnement entre la source et l'antenne du récupérateur. M. Bellevile et al. avancent le chiffre général de $0.1\mu\text{W}/\text{cm}^2$ d'antenne dans la bande GSM (900MHz-1800MHz) [112]. La société Powercast propose un dispositif permettant de récupérer $40\mu\text{W}$ à 10 mètres d'une source de 3W à 915MHz (puissance non autorisée en Europe sur cette bande).

Le concept est intéressant. La technologie existe et son utilisation dans le cadre d'application point à point ou RFID a déjà atteint une certaine maturité. Cependant la mise en œuvre dans le cadre des WSN nécessite une étude et un design d'antenne au cas par cas en fonction de la nature des émissions présentes dans l'environnement du capteur.

3.2 Le stockage de l'énergie

Nous venons de voir que les niveaux de puissance pouvant être récupérée dans l'environnement d'un nœud-capteur sont sensiblement équivalents à la consommation moyenne du nœud (de la dizaine à la centaine de μW). Il semble donc être possible, en l'état de la technique, et lorsque les conditions sont favorables, d'alimenter un WSN grâce aux techniques de récupération d'énergie. Pourtant les niveaux de puissance instantanée requis lorsque le nœud est en mode actif sont environ 2 à 3 ordres de grandeur supérieurs (dizaine de mW). Il est donc impératif de doter le nœud d'un élément de stockage de l'énergie qui fasse tampon entre l'énergie récupérée en continu (idéalement) et la consommation cyclique du nœud. De plus, lorsque la production d'énergie est inégale dans le temps (alternance jour/nuit avec le solaire photovoltaïque par exemple) et que l'activité périodique du nœud doit être maintenue même lorsque la source d'énergie extérieure a disparue, l'utilisation d'un élément de stockage est nécessaire.

L'énergie électrique n'est intrinsèquement pas stockable. Il faut la convertir en énergie potentielle au travers d'une transformation réversible. Bien que de nombreux modes de stockage puissent être exploités à grande échelle pour stocker de l'énergie électrique sur les réseaux de distribution d'électricité par exemple [116], seul un stockage électrostatique ou électrochimique reste envisageable à l'échelle d'un réseau de capteurs.

Un bon élément de stockage doit réunir les qualités suivantes :

- Une forte densité (massique et/ou volumique) d'énergie (une grande capacité) ;
- Une forte densité (massique et/ou volumique) de puissance (une faible résistance série) ;
- Une faible autodécharge (une très grande résistance parallèle) ;
- Une bonne cyclabilité (peu de dégradation de la capacité au cyclage) ;
- Fournir un niveau de tension suffisant ($>1.5\text{V}$) et relativement constant sur l'état de charge ;
- Une utilisation possible en basse température ($<0^\circ\text{C}$) ;
- Une durée de vie, une fiabilité et une sécurité de fonctionnement importante (> 10 ans).

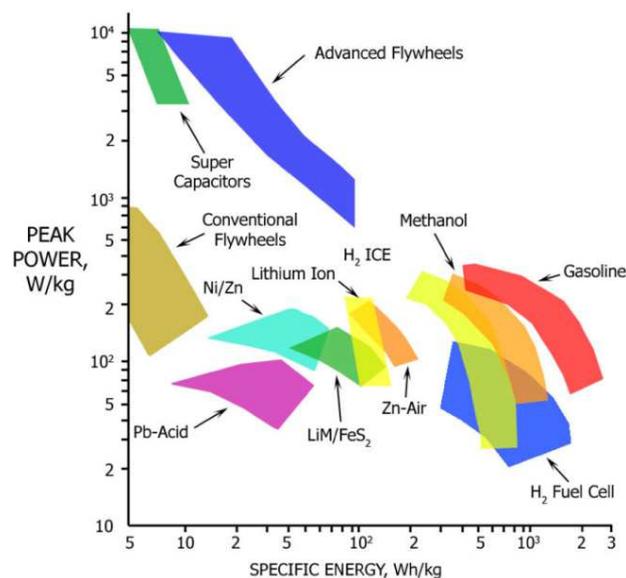


Figure I-3-10 : Diagramme de Ragone des différentes technologies de stockage de l'énergie d'après [117]

3.2.1 Super-condensateurs

Le digramme de Ragone (Figure I-3-10) permet de visualiser le compromis densité de puissance / densité d'énergie. On observe que les dispositifs électrostatiques (condensateurs, super-condensateurs) ont une très grande densité de puissance mais ne sont pas adaptés pour stocker beaucoup d'énergie. De plus, la tension aux bornes d'un condensateur, ou d'un super-condensateur, varie linéairement avec l'état de charge. Enfin l'autodécharge d'un super condensateur peut être non négligeable devant la puissance instantanée récupérée pour une application WSN. Pourtant les super-condensateurs ont de nombreux avantages. En effet, ils conservent leurs excellentes propriétés en termes de densité de puissance même à basse température, ils ont une très longue durée de vie et sont peu affectés par le cyclage, ce sont enfin des technologies fiables et sûres [115].

3.2.2 Batteries

À l'inverse les batteries électrochimiques disposent d'une plus grande capacité à stocker l'énergie. En effet tirée par le marché des systèmes embarqués (spatial, militaire, voiture, avion...) au départ, puis des dispositifs électroniques portables et aujourd'hui par le véhicule électrique, la capacité de stockage des batteries a été multipliée par 10 en 50 ans (Figure I-3-11). Il existe de nombreux types d'accumulateurs. Les plus courants sont l'accumulateur au plomb, les accumulateurs Nickel-Cadmium (NiCd), les accumulateurs Nickel Métal Hydrure (NiMH) et les accumulateurs au Lithium (Li). Ce sont les derniers, et plus particulièrement la technologie Li-ion, qui sont le plus utilisés pour l'alimentation des dispositifs électroniques nomades. En revanche la densité de puissance des accumulateurs électrochimiques est faible comparée à celle des super condensateurs (Figure I-3-10), et ce d'autant plus que la température est basse. Ce problème peut être limité en partie en réalisant un « hybride » batterie/condensateur, voire batterie/super-condensateur. Il s'agit de placer un condensateur, ou un super-condensateur, en parallèle à la batterie pour découpler la tension et suppléer aux brefs appels de courant. Il est ainsi possible de profiter de la grande densité d'énergie d'une batterie, tout en disposant d'une densité de puissance élevée [118–120].

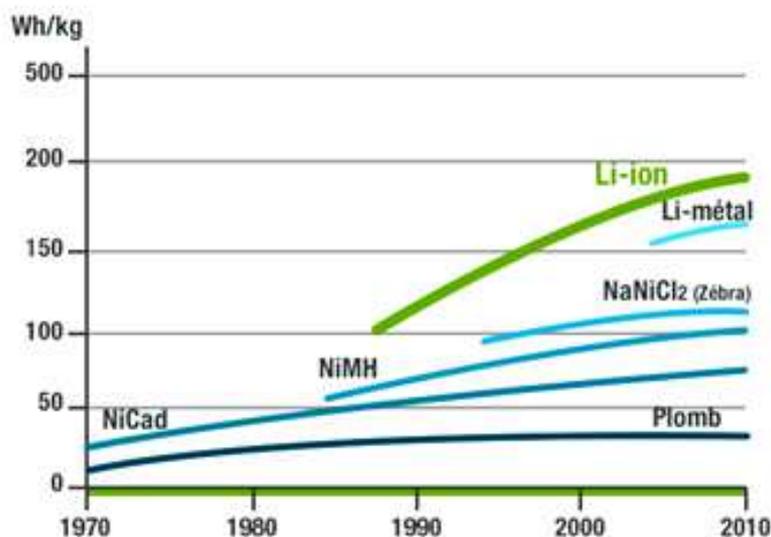


Figure I-3-11 : Évolution de la densité massique d'énergie pour les différentes technologies d'accumulateurs depuis 1970

3.2.3 Micro-batteries et batteries en couches minces

Les micro-batteries intégrées et les batteries en couches minces sont basées sur le principe de fonctionnement des accumulateurs au Lithium. Mais contrairement à la filière Lithium ion (Li-ion) ou Lithium polymère (Li-po) l'électrolyte et solide et l'anode est en lithium métallique. La batterie est donc entièrement solide ce qui limite considérablement les problèmes d'utilisation courant des accumulateurs lithium (en particulier le risque d'explosion).

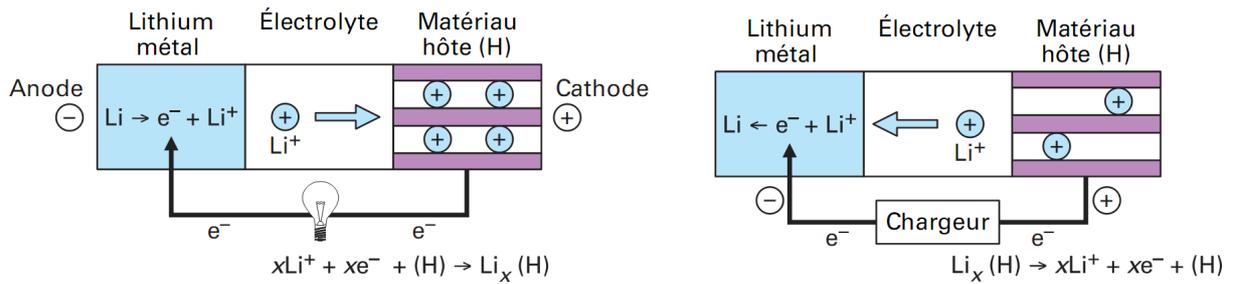
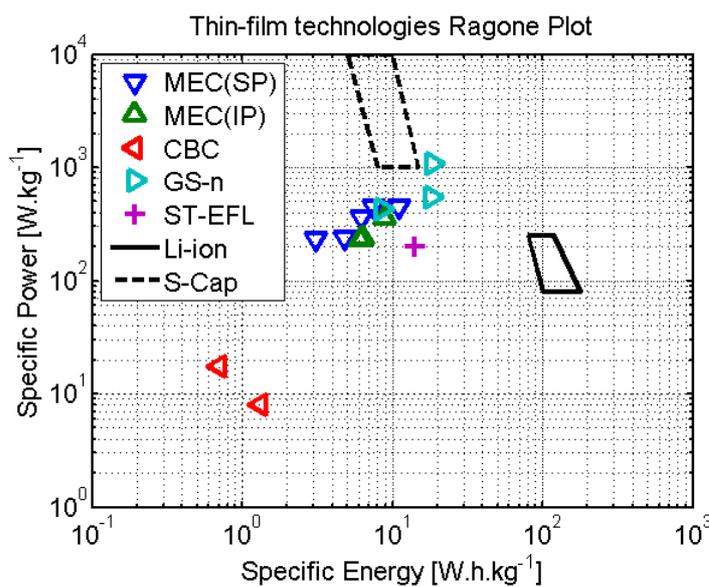


Figure I-3-12 : Schéma de fonctionnement d'un accumulateur au Lithium métal [121]

Lors de la décharge les ions lithium formés au niveau de l'électrode négative (oxydation anodique), migrent dans l'électrolyte pour s'intercaler dans le matériau hôte de l'électrode positive (réduction cathodique). Les électrons ainsi produits alimentent en énergie le circuit extérieur. Durant la charge la force électromotrice du chargeur force la circulation des électrons en sens inverse, les ions Li+ sont libérés de la cathode et retournent au niveau de l'anode pour former du lithium métallique (Figure I-3-12).



IPS Thinergy MEC	
Cymbet EnerChip CBC	
GS Nanotech Thin film battery	
FrontEdge Technology NanoEnergy	
ST Micro EnFilm™	

Figure I-3-13 : Digramme de Ragone (µBat et batteries couche mince)

Il existe de nombreux matériaux potentiellement intéressants pour former l'électrolyte. Il doit posséder une bonne conductivité ionique mais une mauvaise conductivité électronique. Au début des années 1990 il a été découvert qu'une couche mince de LiPON amorphe ($\text{Li}_x\text{PO}_y\text{N}_z$, typiquement $x = 2,1$ à $3,4$; $y = 1,3$ à $3,8$; $z = 0$ à $1,4$) réunissait toutes les qualités requises d'un bon électrolyte. Depuis ce matériau est fréquemment utilisé dans la réalisation de micro-batterie au lithium [121]. A ce jour nous avons recensé 5 fabricants de batteries au LiPON (IPS, Cymbet, ST Microelectronics, GS nanotech et FrontEdge Technology). Dans tous les cas l'électrode positive est constituée de LiCoO_2 cristallin. Ce sont donc des batteries Li/LiPON/LiCoO_2 . IPS, ST, GS et FrontEdge produisent des batteries en couche mince de capacité allant de $100 \mu\text{A.h}$ à 5mA.h ⁷. Cymbet propose des micro-batteries sur puce encapsulées dans des boîtiers de type QFN, DFN (composants montés en surface) dont la capacité varie entre $1 \mu\text{A.h}$ et $50 \mu\text{A.h}$.

Les performances de ces dispositifs, et particulièrement des batteries en couches minces, rivalisent avec les caractéristiques classiques des accumulateurs Li-ion et des super-condensateurs. Ils constituent une bonne alternative au problème de l'autodécharge des super-condensateurs. De plus l'épaisseur (~100 μm) et la flexibilité de ces batteries ouvrent des perspectives d'intégration dans les cartes électroniques qui seront explorées dans la suite de ce travail.

	SCap	Bat	μBat
Puissance	+	-	=
Énergie	-	+	=
Tension	-	+	+
Autodécharge	-	+	+
Cyclabilité	+	-	=
Durée de vie	+	-	=
Basse T°	+	-	-
Sureté	+	-	+

Table I-3-3 : Tableau comparatif des technologies usuelles de stockage de l'énergie électrique

La principale limite souvent énoncée à l'utilisation de batteries couplées aux technologies de récupération d'énergie dans le cadre des WSN est l'évolution de leurs performances dans le temps. En effet au Chapitre I-1-2-3 nous avons vu que de simples batteries primaires permettent déjà d'assurer l'alimentation d'un nœud pendant plusieurs années. L'objectif avec la récupération d'énergie ambiante est d'étendre cette durée de vie à plusieurs dizaines d'années. La durée de vie annoncée pour une batterie lithium en couche mince telle que celle que nous utiliserons dans ce travail est de 10 ans ce qui permet d'ores et déjà de tripler la durée de vie du réseau (ou de diviser le coût de maintenance du réseau par 3). Il est à noter cependant que hormis pour les cellules photovoltaïques, le recul sur la durée de vie et la fiabilité dans le temps des dispositifs de récupération d'énergie ambiante est encore limité.

⁷ La capacité d'une batterie est donnée pour une fraction du courant nominal de la batterie : si la capacité à 1C d'une batterie vaut 1mA.h cela signifie que l'on peut extraire de la batterie 1mA pendant 1 heure avant d'atteindre la tension de fin de décharge.

Année	Plateforme	PV	RF	T°	VIB	SCap	Bat	Ref ⁸
2002	GNOMES	x					x	[34]
2003	ESB/2	x				x	x	[59]
2004	CITSensor Node				x		x	[48]
2004	ZebraNet	x					x	[71]
2005	Heliomote (Mica2)	x					x	[122]
2005	SolarBiscuit	x				x		[79]
2005	Prometheus (Telos)	x				x	x	[123]
2006	Rockwell (Telos)				x	x	x	[124]
2006	Ambimax (ECO node)	x				x	x	[125]
2006	Everlast	x				x		[83]
2006	Trio (Telos, XSM, Prometheus)	x				x	x	[126]
2006	TinyNode	x					x	[42]
2006	SAND	x					x	[51]
2006	Power Cast P2110-EVAL-01 (TI ez430)		x				x	DS
2007	Enviromote (Mica2)	x					x	[127]
2007	U. of Texas (MicaZ)	x				x	x	[128]
2007	CSIRO Australia (Fleck)	x					x	[129]
2007	SquidBee	x					x	[20]
2007	EnOcean PTM 200 (RCM 120)				x			DS
2007	Cymbet EVAL-08 & 10 (TI ez430)	x					x	DS
2007	PowerCast P2110-EVAL-02 (TI ez430)		x				x	DS
2008	Waspote	x					x	[29]
2008	Joule-Thief Adaptitiv Energy (TI ez430)				x	x	x	DS
2009	Isense	x					x	[45]
2009	U. of Bologna (TmoteSky)	x				x		[130]
2009	Cymbet EVAL-11 (TI ez430)		x				x	DS
2009	Micropelt TE Power Node (TI ez430)			x				DS
2010	CapLibrate (IRIS)	x				x		[131]
2010	U. of Mid Sweden (Sentio)	x				x		[132]
2010	Cymbet EVAL-09 (TI ez430)	x	x	x	x		x	DS
2011	IPS-EVAL-EH01 (TI ez430)	x	(x)	(x)	(x)		x	DS
2011	Thermobility WPG-1S (TI ez430)			x			x	DS
2011	ENERGY-HARVEST-RD	x					x	DS

Table I-3-4 : Table des systèmes à base de récupération d'énergie pour l'alimentation des notes

⁸ DS : cf. datasheet constructeur

3.3 La récupération d'énergie pour l'alimentation des WSN – Résumé et analyse

Aujourd'hui un certain nombre de sources sont disponibles commercialement. Nous venons de voir, de plus, qu'en les couplant avec un dispositif de stockage adapté (batterie Li et/ou super-condensateur) il est théoriquement possible d'alimenter un nœud sur une dizaine d'année. Ceci explique le nombre grandissant de publications étudiant un WSN alimenté par récupération d'énergie ambiante. Cette partie propose une synthèse de l'état de l'art et en tire des conclusions concernant les enjeux futurs de la récupération d'énergie et son stockage pour l'alimentation des WSN.

La Table I-3-4 récence l'ensemble des travaux considérés. On y retrouve ici certains des notes listés au I-2-1 qui implémentent des solutions de récupération d'énergie de manière native ([20], [29], [34], [59], [48], [71], [79], [83], [51], [42], [45]). Mais aussi des travaux s'appuyant sur des notes déjà existant en leur ajoutant un module de récupération, stockage et gestion de l'énergie ([122], [123], [124], [125], [126], [127], [128], [129], [130], [131], [132]). Enfin depuis quelques années les industriels du secteur (PowerCast, Cymbet, Adaptitiv Energy, Micropelt, IPS) proposent des cartes d'évaluation implémentant une électronique de gestion pour alimenter le nœud ez430 de Texas Instrument.

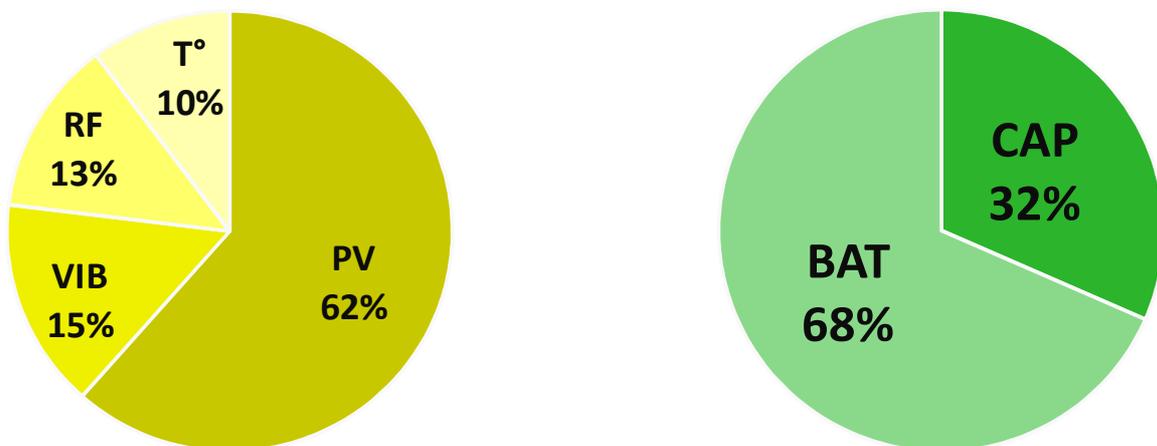


Figure I-3-14 : Évaluation de la proportion de chaque technologie de récupération/stockage sur l'ensemble des travaux listés

Les éléments de stockage utilisés sont les 2 principaux présentés dans la partie précédente (2/3 pour les batteries Li et 1/3 de super condensateur). La majorité des travaux utilisent l'un ou l'autre mais certains ([59], [123–126], [128]) utilisent les deux types de stockages pour former des hybrides batterie/super-condensateur.

Les sources utilisées reprennent les 4 grandes familles présentées précédemment : solaire (PV), vibration (VIB), radio (RF), et thermique (T°). Les 2/3 des systèmes exploitent l'énergie solaire. Le plus souvent il s'agit de cas d'utilisation réalistes voire d'expérimentations sur le terrain. Pour les 3 autres

sources les sources utilisées sont généralement artificielles : pot vibrant pour les vibrations, émetteur dédié pour les ondes RF, plaque chauffante pour les gradients de température.

La technologie de récupération d'énergie vibratoire utilisée est à chaque fois basée sur un générateur piézoélectrique mais pour la plupart l'utilisation d'un générateur électromagnétique pourrait être envisagée. Le dispositif d'EnOcean est particulier dans le sens où il s'agit de récupération mécanique impulsionnelle (appui sur un bouton) et non de vibrations continues. C'est le seul exemple d'utilisation « en situation » pour cette technologie de récupération d'énergie.

Depuis quelques années on voit naître l'idée de coupler les sources de récupération au travers de systèmes multi sources. Cymbet et IPS sont les premiers à aller dans ce sens en proposant des cartes d'évaluation permettant d'alimenter le nœud ez430 de Texas Instrument (présenté I-1-2-3).

Pour ce travail nous souhaitons développer un système générique capable de combiner l'énergie provenant de plusieurs sources. Historiquement le LAAS s'est positionné sur la récupération d'énergie vibratoire pour l'alimentation d'application de contrôle de santé de structure (SHM) dans les systèmes avion. On citera pour mémoire les travaux de thèse de Durou [133] qui a développé un générateur piézoélectrique intégré en technologie SOI (Silicon on Insulator). Nous considérerons alors un générateur piézoélectrique pour nous inscrire dans la ligne de ces travaux. Nous utiliserons aussi une cellule photovoltaïque car c'est clairement à ce jour la technologie de récupération d'énergie la plus mature. Notre élément de stockage sera une batterie fine au LIPON qui grâce à une longue durée de vie, une très faible autodécharge, une bonne densité de puissance et une capacité adaptée aux besoins d'un nœud, est le candidat idéal pour un WSN. Cette batterie sera aussi le lien avec le projet PCB² qui finance ce travail de thèse.



4 La gestion de puissance dans les WSN

L'utilisation de la récupération d'énergie ambiante couplée à un ou plusieurs éléments de stockage pour l'alimentation d'un nœud de WSN nécessite la mise en place d'un système de gestion de puissance au niveau du nœud. Dans un premier temps nous avons vu que les besoins énergétiques d'un nœud étaient de l'ordre de la centaine de μW , avec une consommation pulsée de l'ordre de la dizaine de mW pendant quelques millisecondes. Nous avons ensuite montré qu'il existait des techniques de récupération d'énergie suffisamment matures qui, couplées avec un élément de stockage (batterie et/ou super-condensateur), permettait d'assurer l'alimentation énergétique d'un WSN. Nous avons enfin recensé les différentes expériences menées en ce sens dans la dernière décennie.

Dans cette partie nous analyserons l'architecture des systèmes de gestion d'énergie mis en œuvre dans ces applications. Nous verrons qu'une communauté scientifique s'est fédérée autour de ce thème, à l'interface entre les techniques de gestion de puissance des systèmes sur puces (System on Chip, SoC) et la problématique de l'énergie dans les WSN. Nous proposerons alors une architecture de gestion avancée basée sur l'utilisation d'une classe particulière de convertisseurs DC-DC dits « Single Inductor ». Nous resserrerons finalement la problématique autour des architectures multi-sources/multi-charges pour finalement présenter l'idée centrale soutenue dans cette thèse et en donner ses objectifs de recherche.

4.1 La vision classique – L'architecture « Série »

Le système de gestion de l'énergie d'un nœud doit réaliser 3 fonctions principales :

- Placer dynamiquement les sources de récupération d'énergie proche de leur point d'émission de puissance maximal ;
- Gérer l'utilisation (charge/décharge) d'un ou plusieurs éléments de stockage de l'énergie et assurer leur protection (surcharge/décharge profonde) ;
- Fournir une ou plusieurs tensions régulées pour alimenter les consommateurs électriques du nœud (CPU, Rx/Tx, capteurs...).

Ce, en respectant les contraintes que nous avons exposées précédemment :

- Développer une électronique adaptée aux très faibles niveaux de puissance générée ($<100\mu\text{W}$) ;
- Gérer une grande dynamique de courant (jusqu'à 4 ordres de grandeurs) ;
- Fonctionner aux très basses tensions (dizaine de mV) ou à plus haute tension (dizaine de V).

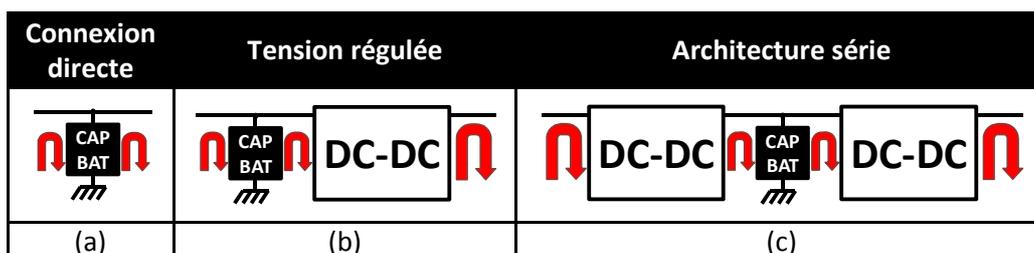


Figure I-4-1 : Architectures de base

L'architecture la plus simple consiste à connecter directement le générateur, l'élément de stockage et la charge entre eux. Dans cette configuration (Figure I-4-1-a) aucune gestion n'est cependant possible. Un équilibre dynamique se trouve entre les éléments connectés en parallèle et fixe le point de fonctionnement du circuit en fonction du courant requis par la charge et de la puissance récupérée.

En insérant un convertisseur DC-DC entre l'élément de stockage et la charge on ajoute un degré de liberté au circuit (Figure I-4-1-b). Il est alors possible de réguler la tension vue par la charge indépendamment du point de fonctionnement du circuit de récupération/stockage. On contrôle ainsi la décharge de l'élément de stockage pouvant aussi assurer sa protection contre la décharge profonde (destructrice pour les batteries au Lihium).

Si l'on veut pouvoir assurer à la fois le placement du point de fonctionnement au niveau de la source et fournir une tension régulée à la charge il faut insérer un deuxième convertisseur DC-DC entre la source et l'élément de stockage. En effet tous les récupérateurs d'énergie ambiante ont une caractéristique puissance/tension en forme de cloche. Il existe donc un point de fonctionnement pour lequel l'extraction de puissance est maximale (cf. Chapitre III-3). Le premier convertisseur DC-DC permet ainsi d'extraire le maximum de puissance de la source pour le placer dans l'élément de stockage tampon. Le second convertisseur DC-DC régule toujours la tension vue par la charge. Cette architecture à 2 convertisseurs (Figure I-4-1-c) est appelée « architecture série ».

Les convertisseurs DC-DC utilisés ci-dessus peuvent être de 3 natures différentes. On distinguera :

- Les régulateurs linéaires ou LDO (Low Drop Out). Très simple d'utilisation, ils sont capables d'assurer une très grande stabilité de la tension régulée mais ce au détriment de leur rendement. En effet l'adaptation des niveaux de tension est assurée par la dissipation d'énergie sous forme thermique dans le transistor principal du régulateur. Ce sont des convertisseurs intrinsèquement abaisseurs (tension de sortie inférieure à la tension d'entrée) ;
- Les pompes de charges capacitatives. Elles permettent l'élévation de la tension d'entrée (même faible) vers des niveaux de tension supérieurs. Leurs versions asynchrones (utilisant des diodes) sont couramment appelées multiplicateurs de tension. N'implémentant que des transistors (ou des diodes) et des condensateurs, leur intégration sur puce est possible. Toutefois le rendement de ces pompes de charges est très dépendant de la différence de tension entre entrée et sortie et est généralement optimisé pour un rapport donné. Leur utilisation est donc déconseillée avec une tension d'entrée fortement variable ;
- Les convertisseurs DC-DC inductifs. Ils peuvent être élévateurs et/ou abaisseurs. Leur rendement peut être très bon (>90%) et ce pour de grandes plages de tension d'entrée/sortie. Ils sont constitués de transistors, d'inductances et de condensateurs. Le filtre LC étant difficilement intégrables les convertisseurs DC-DC inductifs se présentent souvent sous la forme d'un circuit intégré entouré de quelques composants passifs.

Nous orienterons nos travaux vers cette dernière catégorie de convertisseurs dont le rendement et la flexibilité d'utilisation sont de réels avantages lorsque l'on considère la variété des niveaux de tensions observée dans le cadre des applications de récupération d'énergie pour l'alimentation des WSN.



Hong Kong Univ., 2008 [134]	Johns Hopkins Univ., 2003 [135]	IMEC, 2010 [136]
<p><i>Multiplieur de tension à diodes actives + pompe de charge</i></p>	<p><i>Convertisseur DC-DC inductif abaisseur (buck)</i></p>	<p><i>Convertisseur DC-DC à inductance couplées (oscillant)</i></p>

4.2 Architectures avancées – parallélisation des chaines de puissance

La grande majorité (~95%) des articles publiés sur les circuits de gestion dans le cadre d'applications de récupération d'énergie pour l'alimentation des WSN est basée sur l'architecture série. Pratique dans sa forme et simple d'implémentation, elle atteint pourtant rapidement certaines limites :

- En effet toute l'énergie récupérée doit passer par l'élément de stockage ainsi que les 2 convertisseurs DC-DC avant d'atteindre la charge. Le rendement global de la chaîne de puissance est donc limité par le rendement de chacun des éléments de la chaîne ;
- Il est de plus impossible d'imposer un mode de charge particulier pour l'élément de stockage (e.g. charge à tension constante). Dans l'architecture série les charges extraites de la source de récupération d'énergie sont placées « à la volée » dans l'élément de stockage qui assure le tampon avec la consommation du nœud.

	1 élément de stockage	2 éléments de stockage
Série		
Parallèle		
Serie/Parallèle		

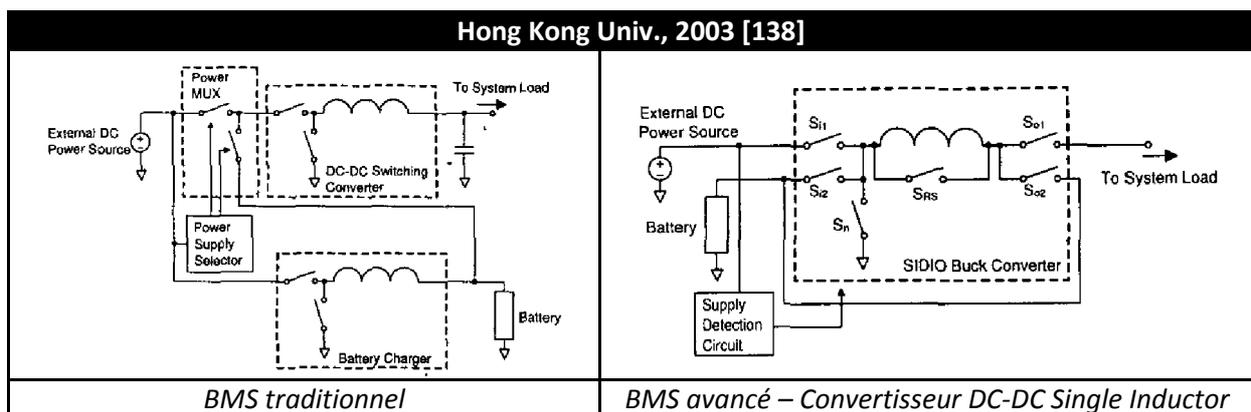
Le même genre de question s'est posé dans les années 80 avec l'optimisation des architectures de gestion d'énergie dans les satellites. La réponse proposée à l'époque fut de paralléliser les chemins de puissance. Un chemin direct de haut rendement entre la source et la charge, et un autre chemin vers le/les éléments de stockage [137].

Toutefois la multiplication des convertisseurs DC-DC engendre une grande complexité de l'architecture du système de gestion de puissance. Or la principale contrainte dans le cadre d'une application WSN est le très faible niveau de puissance mis en jeu (centaine de μW). Il n'est donc pas réaliste de complexifier autant le système de gestion car sa consommation propre doit rester négligeable face à la puissance transitant dans le circuit. Aussi les architectures les plus complexes que l'on retrouve dans la littérature sont composées d'au maximum 3 convertisseurs.

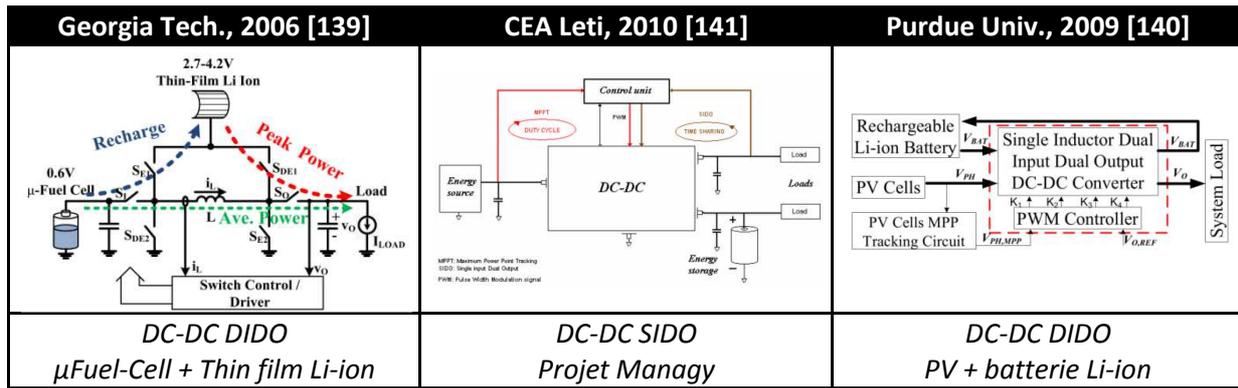
4.3 Systèmes de gestion de puissance et convertisseurs DC-DC « Single Inductor »

Parallèlement à cette réflexion, et dès le début des années 2000, on voit naître une nouvelle famille de convertisseurs DC-DC inductifs : les convertisseurs DC-DC Single Inductor. Il s'agit de convertisseurs DC-DC à plusieurs entrées et/ou plusieurs sorties n'utilisant qu'une seule inductance. Cette idée a d'abord été développée pour les systèmes de gestion de puissance dans les circuits intégrés. En effet nous avons vu plus haut que le principal inconvénient des convertisseurs DC-DC inductifs était la difficulté d'intégrer leur inductance. Ainsi en multiplexant dans le temps plusieurs convertisseurs autour d'une unique inductance on optimise au maximum l'utilisation de l'inductance et l'on réduit la taille et le volume du convertisseur.

En 2003 Lam et al. proposent d'utiliser un convertisseur DC-DC Single Inductor à deux entrées et deux sorties (Dual Inputs Dual Outputs, DIDO) pour réaliser un système de gestion de batterie (Battery Management System, BMS). Cette manière d'envisager les convertisseurs Single Inductor avec un élément de stockage connecté à la fois à l'entrée et à la sortie est la source d'inspiration primaire de l'architecture présentée dans cette thèse.



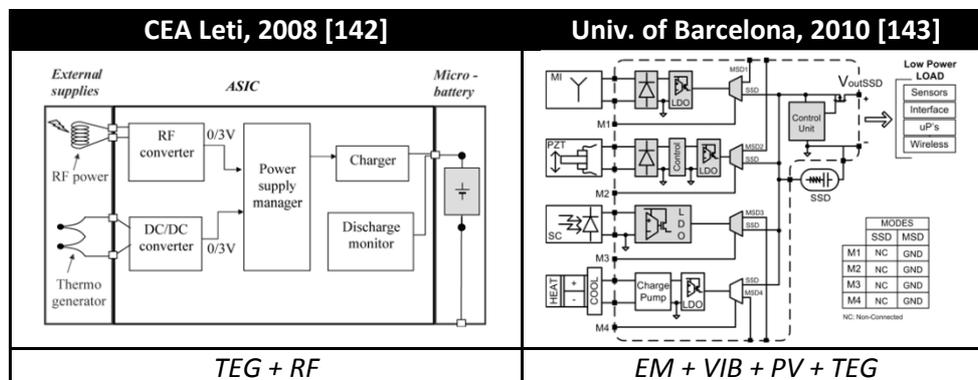
Par la suite plusieurs équipes de recherche dans le monde ont repris ce concept : en 2003, pour hybrider une micro-pile à combustible avec une batterie au Lithium en couche mince [139], en 2009 H. Shao et al. réalisent à peu près la même chose avec un module solaire photovoltaïque [140]. Le CEA Leti propose en 2010 un convertisseur DC-DC Single Inductor double sortie qui est la brique de base de leur plateforme de gestion de puissance pour les microsystèmes autonome, Managy [141].



Ces travaux montrent qu'un convertisseur DC-DC Single Inductor à deux entrées et deux sorties permet de réaliser les 3 fonctions principales d'un système de gestion de puissance dans le cadre d'application de récupération/stockage de l'énergie pour l'alimentation d'un WSN. Ce convertisseur permet de gérer la charge et la décharge de l'élément de stockage, tout en assurant le placement du point de fonctionnement en entrée au niveau de la source et la régulation de la tension de sortie vue par la charge. Cet unique convertisseur est donc à même d'assurer la fonction de 3 ou 4 convertisseurs séparés. L'avantage principal étant alors une diminution du nombre de composants passifs externes et surtout une rationalisation de la consommation du circuit de contrôle des convertisseurs. Tout cela fait du convertisseur DC-DC Single inductor le candidat idéal pour la réalisation d'un système de gestion de puissance générique.

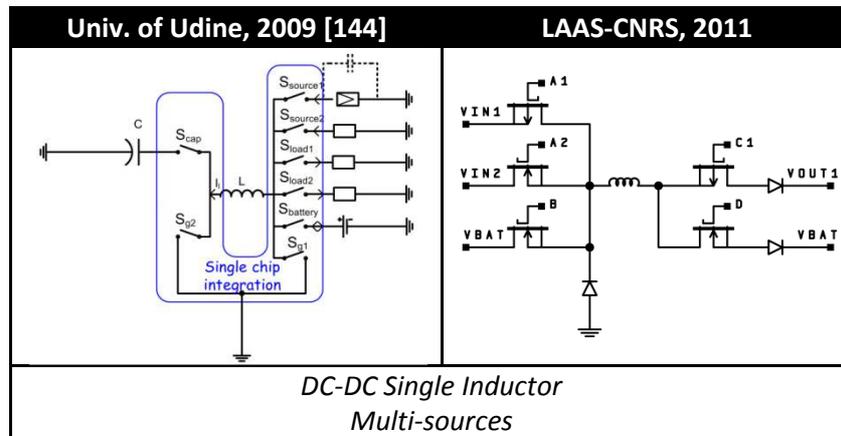
5 Enjeux et objectifs de la thèse - Vers une architecture générique multi-sources

Nous avons vu précédemment qu'étant donné le faible niveau de puissance récupérée mais aussi et surtout la nature souvent non déterministe de la présence d'énergie dans l'environnement du nœud, il pouvait être intéressant de combiner l'énergie de plusieurs sources. Les systèmes de gestion d'énergie multi-sources existants consistent, le plus souvent, en la mise en parallèle de plusieurs chaînes de puissance mono-source (généralement basée sur l'architecture série) [142], [143].



Dans ce travail nous monterons qu'un convertisseur DC/DC SI permet aussi d'hybrider efficacement plusieurs sources de récupération d'énergie. Déjà en 2009, Saggini et al. proposaient un convertisseur DC-DC Single Inductor à une entrée et multi-sorties pour la gestion de puissance multi-

sources [144]. Pourtant, bien que l'architecture présentée soit basée sur un convertisseur DC/DC SI, il s'agit simplement d'une architecture série (avec plusieurs entrées en parallèle) repliée sur elle-même autour d'une unique inductance. En effet dans leur architecture, l'élément de stockage tampon (condensateur) est connecté à l'unique entrée qui fonctionne de manière bidirectionnelle, l'ensemble des sources, des charges, et des éléments de stockage étant alors connectés en sortie du convertisseur. Ceci, en sacrifiant les chaînes parallèles directes entre les sources et les charges, fait perdre tout l'intérêt de l'utilisation d'un convertisseur DC/DC SI. Nous tacherons ici de montrer qu'une meilleure utilisation d'un convertisseur DC/DC SI est possible pour la gestion multi-sources, en connectant l'ensemble des sources en entrée, les charges en sortie, et les éléments de stockage connectés à la fois en entrée et en sortie.



L'idée principale soutenue dans cette thèse est qu'un convertisseur DC-DC Single Inductor à plusieurs entrées et plusieurs sorties permet à lui seul d'assurer le rôle d'un système gestion de l'énergie multi-sources complet. En effet nous tenterons de montrer qu'une généralisation du concept présenté précédemment est possible et que l'utilisation de cette architecture rend possible :

- ***L'hybridation de plusieurs sources de récupération d'énergie avec un ou plusieurs éléments de stockage ;***
- ***La polarisation de chacune des sources de sorte à ce qu'elles délivrent leur maximum de puissance ;***
- ***La gestion et la protection du/des éléments de stockage, tant en charge, qu'à la décharge ;***
- ***L'accès à une ou plusieurs tensions régulées en sortie pour alimenter le nœud.***

Pour cela dans la suite de ce manuscrit nous exposerons les différentes étapes du processus de la conception et de la réalisation d'un démonstrateur qui validera ces idées (Figure I-5-1).

Nous utiliserons un module photovoltaïque en silicium amorphe sur substrat verre, principalement pour l'aspect bas coût de cette technologie qui présente cependant des performances intéressantes pour des éclairagements faibles et indirects, en accord avec les spécifications d'alimentation des WSN que nous avons vues dans ce chapitre. Pour adresser la problématique de gestion multi-sources, nous utiliserons aussi un générateur piézoélectrique commercial constitué de deux couches de matériaux piézoélectrique PZT (céramique de Titano-Zirconate de Plomb) enterrées dans un assemblage fibre de verre - résine époxy (de type carte de circuit imprimé PCB FR4). On notera que, contrairement aux thermo-générateurs et aux récupérateurs d'énergie RF, la tension fournie par les deux sources choisies permet de ne considérer, dans un premier temps, que le développement d'une architecture abaisseuse de tension.

Notre élément de stockage sera une batterie fine au LIPON qui, nous l'avons vu dans ce chapitre, grâce à une longue durée de vie, une très faible autodécharge, une bonne densité de puissance, et une capacité adaptée aux besoins d'un nœud, est le candidat idéal pour l'alimentation d'un WSN. Cependant nous verrons qu'en pratique l'utilisation de cette batterie en l'état, mène directement à une perte de surface utile sur la carte, et donc, par conséquent, à une diminution de la compacité du système. Pour la réalisation du démonstrateur, nous nous appuyons donc sur une technologie d'intégration développée par CIREP dans le cadre du projet PCB², projet qui finance cette thèse. La batterie sera stratifiée dans le volume du circuit imprimé, libérant ainsi toute la surface pour l'électronique de gestion de puissance.

L'application de démonstration considérée sera l'alimentation d'un capteur enregistreur de température communicant selon le protocole 1-wire.

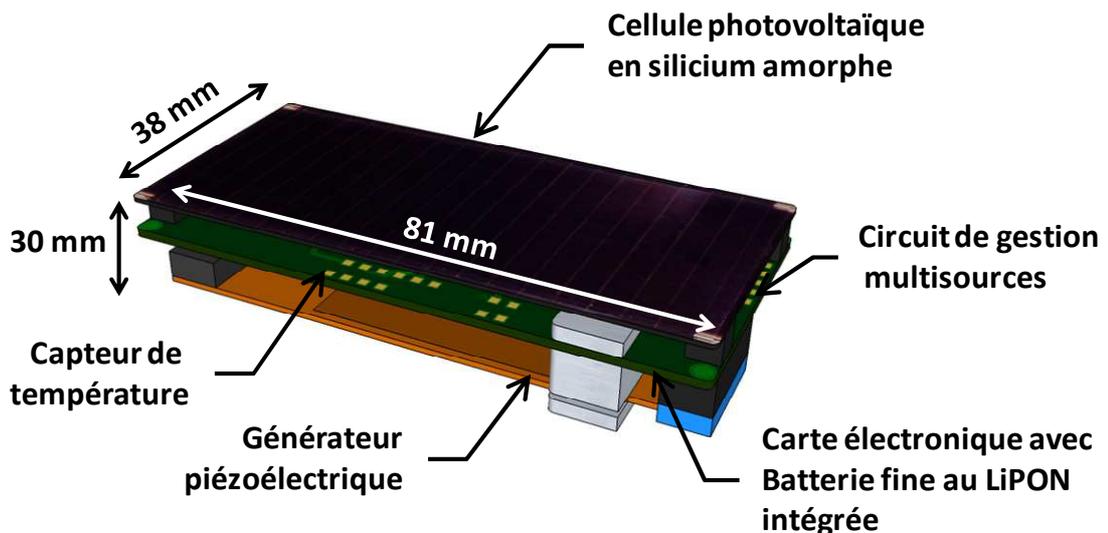


Figure I-5-1 : Schéma du démonstrateur final de la thèse

Dans la suite du manuscrit nous présenterons le détail de ces travaux :

- Dans un premier temps, le chapitre II présentera les caractérisations expérimentales des sources et stockages que nous avons choisis dans ce chapitre : le générateur piézoélectrique, la cellule solaire en silicium amorphe, et la batterie Li/LIPON/LiCoO₂ en couche mince. Pour chacun de ces dispositifs, à partir des caractérisations précédentes, nous élaborerons un modèle numérique de manière à pouvoir simuler et concevoir le convertisseur DC-DC et son circuit de commande dans son environnement fonctionnel.
- Dans un deuxième temps, en nous appuyant sur les résultats de ces simulations, nous détaillerons, dans le chapitre III, la conception de chacun des blocs du circuit de gestion de puissance dans le cadre du démonstrateur proposé. Le dimensionnement des composants du convertisseur, la technique de Maximum Power Point Tracking (placement du point de puissance des sources), la protection de la batterie et la logique de contrôle du convertisseur seront abordés.
- Enfin dans le dernier chapitre, nous caractériserons les performances obtenues par le démonstrateur conçu au chapitre précédant. Nous présenterons les résultats expérimentaux obtenus pour chaque réalisation effectuée dans ce travail. Nous terminerons en exposant les développements et les résultats obtenus pour la technologie d'intégration des batteries lithium en couche mince dans la carte électronique (PCB) du circuit de gestion de puissance.





Chapitre II

**Caractérisation et modélisation
des sources de récupération d'énergie
et de la batterie**

CHAPITRE II

1	INTRODUCTION.....	51
2	LE GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE	52
2.1	PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI	52
2.2	DESCRIPTION DU BANC DE CARACTÉRISATION.....	53
2.3	CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT	54
2.4	EXTRACTION DES PARAMÈTRES	55
2.5	RÉSULTATS ET CONCLUSION	59
3	LE GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE	60
3.1	PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI	60
3.2	DESCRIPTION DE LA PROCÉDURE DE CARACTÉRISATION	60
3.3	CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT	60
3.4	EXTRACTION DES PARAMÈTRES	62
3.5	RÉSULTATS ET CONCLUSION	63
4	LA BATTERIE FINE LIPON.....	65
4.1	PRÉSENTATION DU DISPOSITIF CHOISI	65
4.2	DESCRIPTION DES PROCÉDURES DE CARACTÉRISATION	66
4.3	CHOIX DU MODÈLE ÉQUIVALENT	68
4.4	EXTRACTION DES PARAMÈTRES	69
4.5	RÉSULTATS ET CONCLUSION	80
5	CONCLUSION.....	82

1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons choisi les 2 sources de récupération d'énergie ambiante et l'élément de stockage que nous allons considérer pour concevoir et développer un système de gestion de puissance pour l'alimentation de capteur sans fil. Il s'agit de :

- Un générateur piézoélectrique ;
- Une cellule solaire en silicium amorphe ;
- Et une batterie Li/LIPON/LiCoO₂ en couche mince.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place les modèles des sources et de la batterie qui seront ensuite utilisés pour concevoir et optimiser le système de gestion de puissance. Dans la première partie du chapitre nous donnerons une description détaillée des caractéristiques techniques de chacun de ces dispositifs. Nous présenterons ensuite les protocoles et les résultats des caractérisations. Nous ferons alors la synthèse des performances obtenues, principalement en termes d'erreur sur la puissance et sur la tension. Ces résultats serviront au développement de modèles équivalents qui seront implémentés en VHDL-AMS pour réaliser la conception globale du module de gestion de puissance. Le choix des modèles sera motivé, après un rapide état de l'art, par la nécessité d'avoir une représentation du comportement des sources et de la batterie, la plus fidèle possible à la réalité, à moindre coût de calcul, car destiné à faire de la conception système. Pour chacun des modèles choisis nous détaillerons aussi la procédure d'extraction des paramètres à partir des résultats de caractérisation. Nous concluons enfin ce chapitre par une comparaison modèle/expérience en donnant à chaque fois les performances obtenues avec nos modèles et en précisant leurs domaines de validité respectifs.



2 Le générateur piézoélectrique

Dans le chapitre précédent nous avons vu que, comparativement aux autres solutions de récupération d'énergie vibratoire (électrostatique et électromagnétique), les générateurs piézoélectriques présentaient finalement un bon compromis entre densité de puissance et possibilité d'intégration. C'est donc naturellement vers ce choix que nous orienterons ce travail de thèse. Compte tenu des dispositifs commercialement disponibles au début de la thèse, nous avons choisi de travailler avec les générateurs piézoélectriques de la société MIDÉ.

2.1 Présentation du dispositif choisi

Nous utiliserons donc deux générateurs V21BL commercialisés par la société Midé Technology Corporation. Ces générateurs sont des poutres composites de matériau FR4 (époxy et fibre de verre) et de PZT¹ (Titanate-Zirconate de Plomb – une céramique piézoélectrique). La surface des couches de PZT est de $60 \times 17 \text{ mm}^2$, et les dimensions hors-tout de la poutre sont de $80 \times 18 \text{ mm}^2$. Chaque poutre est composée de deux couches de PZT (Figure II-2-1).

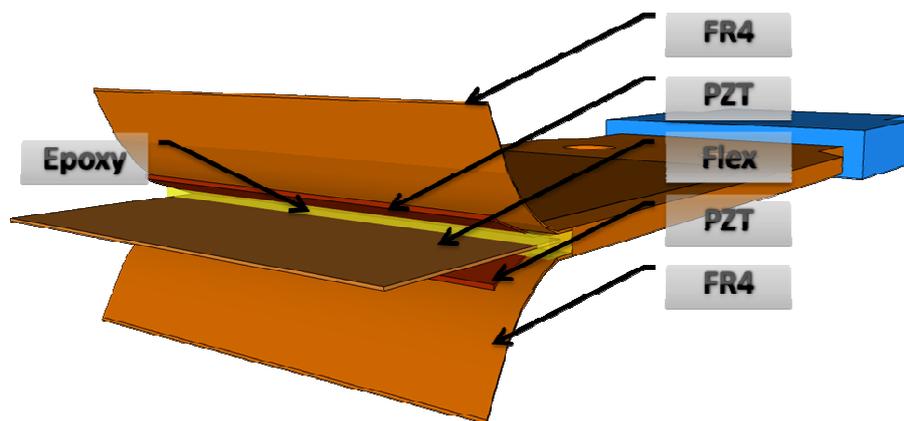


Figure II-2-1 : Schéma de la poutre Midé

4 électrodes sont disponibles au niveau du connecteur, il est donc possible de connecter les deux couches de PZT en série (pour augmenter la tension de sortie du générateur) ou en parallèle pour augmenter le courant. La fréquence de résonance des poutres est ajustée en positionnant une masse variable en bout de poutre. Pour être utilisées les poutres doivent être encastées, nous avons donc réalisé un support mécanique permettant de monter 2 poutres. Le support a été conçu de manière à équilibrer le poids pour éviter au maximum le balourd. Une cavité est prévue pour insérer un accéléromètre 3 axes (Freescale MMA7260Q) de manière à pouvoir instrumenter le support et ainsi faciliter l'exploitation des données expérimentales. Il a été usiné en aluminium par l'atelier mécanique du LAAS.

¹CTS 3195HD PZT

2.2 Description du banc de caractérisation

Un banc de caractérisation a été réalisé pour déterminer les performances des générateurs piézoélectriques choisis. La source des vibrations est un pot vibrant à aimant permanent LDS V201. Le principe de fonctionnement d'un pot vibrant est similaire à celui d'un haut parleur [1]. Une bobine cylindrique est suspendue dans un champ magnétique radial (Figure II-2-2). Lorsqu'un courant passe dans la bobine une force axiale proportionnelle à l'intensité du courant est créée. Cette force est alors transmise au support portant les générateurs piézoélectriques présentés précédemment au travers d'une fixation mécanique rigide. Un simple générateur basse fréquence (GBF) peut ainsi suffire pour produire une vibration sinusoïdale.

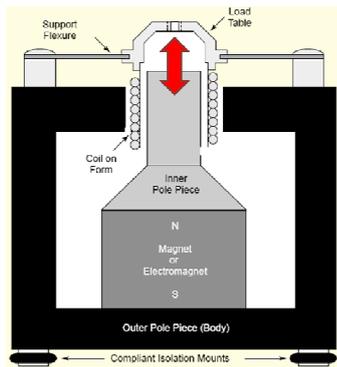


Figure II-2-2 : Schéma interne d'un pot vibrant d'après [1]



Figure II-2-3 : Photographie du support monté sur le pot vibrant

La caractérisation du générateur consiste à mesurer la tension aux bornes du générateur piézoélectrique chargé par une résistance variable. Le problème dans cette configuration est que l'amplitude des vibrations produites par une excitation électrique donnée est grandement dépendante de la charge mécanique sur le support. Il n'existe aucune correspondance directe entre la tension appliquée au pot vibrant et l'accélération finalement subie par le support. Un simple déplacement du pot sur le plan de travail peut modifier toute une série de mesures. De plus, la charge mécanique du pot vibrant est fonction de la charge électrique des générateurs piézoélectriques. Aussi pour se placer dans des conditions d'excitation constante, telles que préconisées par Ottman et al. [2], et assurer une reproductibilité des mesures, nous avons développé une électronique de contrôle du pot vibrant (Figure II-2-4).

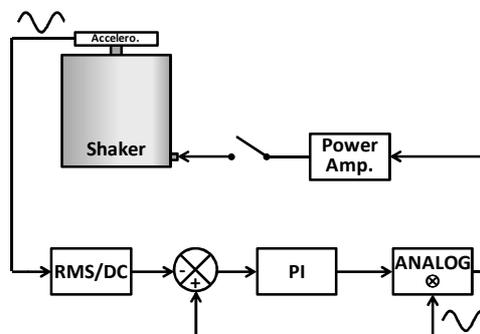


Figure II-2-4 : Schéma de l'asservissement en accélération du pot vibrant

Le pot vibrant est ainsi asservi à partir de la tension sinusoïdale fournie par l'accéléromètre (image de l'accélération subie par la partie encastrée des poutres piézoélectriques). Un étage de conversion RMS/DC permet de récupérer le niveau RMS de cette tension. L'erreur par rapport à la consigne est calculée par un sommateur. Cette erreur est transmise au correcteur PI analogique pour le calcul de la commande². La sortie du correcteur est une tension continue variable image de l'amplitude de la tension sinusoïdale à appliquer au pot vibrant. Un étage de modulation d'amplitude basse fréquence permet alors de retrouver un signal sinusoïdal. La porteuse est choisie à la fréquence de résonance du récupérateur. Enfin un étage d'amplification de classe B (push-pull + AOP pour correction de la distorsion) permet de délivrer le courant nécessaire à l'actionnement du pot vibrant.

A noter que pour les essais en température le pot vibrant a été placé dans une étuve programmable (Vötsch VT4004).

2.3 Choix du modèle équivalent

Il s'agit maintenant de choisir une modélisation capable de rendre compte fidèlement du comportement du générateur piézoélectrique dans le cadre d'une simulation du circuit de gestion complet. Comme nous l'avons vu précédemment les matériaux piézoélectriques ont de nombreuses applications, par conséquent beaucoup de modèles existent dans la littérature [3-5]. Dès 1987 la modélisation des résonateurs piézoélectriques est normalisée par l'IEEE [6]. Les modèles de générateur piézoélectrique peuvent être classés selon 3 catégories :

- Les modèles physiques numériques par éléments finis (2D/3D) ;
- Les modèles électriques équivalents basés sur l'analogie électrique/mécanique (1D) ;
- Les modèles physiques analytiques (1D/2D).

Les premiers sont généralement des modèles destinés au design et à la conception d'un générateur. Leur précision est grande mais les temps de calcul limitent leur utilisation à des horizons de simulation très courts. Bien qu'il soit possible de coupler les modèles aux éléments finis avec des simulations de circuits SPICE [7], ce n'est pas une solution adaptée pour la conception et le dimensionnement d'un système complexe.

Les modèles analytiques sont très précis tout en étant beaucoup moins coûteux en termes de temps de calcul. Toutefois ces modèles restent difficiles d'utilisation dans le cadre de simulation d'un système de gestion de puissance complet [8]. On notera ici le travail de Boussetta et al. [9] qui a porté en VHDL-AMS le modèle analytique de Marzencki et al. [10]. Cependant son utilisation reste compliquée au vu de l'important travail de caractérisation nécessaire à l'identification des nombreux paramètres du modèle.

Finalement les modèles électriques équivalents, ou modèles compacts, sont globalement bien adaptés à notre utilisation. Il s'agit pour nous d'avoir un modèle relativement simple mais qui reste suffisamment fiable et dont les paramètres peuvent être directement extraits de mesures

² Le correcteur a été réglé par la méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée : $K_c=7.4$ et $f_c=5$ Hz d'où $K_p=3.33$ et $\tau_i=166.7$ ms.

expérimentales. Durou et al. ont montré dans leurs travaux [7] que, sous l'hypothèse d'une excitation sinusoïdale à la fréquence de résonance de la poutre le plus simple des modèles électriques équivalent (Figure II-2-5) est capable de reproduire fidèlement les résultats d'un modèle aux éléments finis 3D complet. Nous montrerons ici que cette modélisation est applicable au générateur piézoélectrique Midé V21BL.

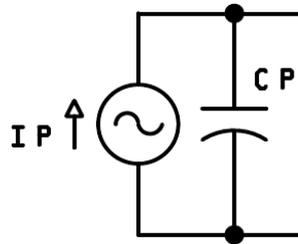


Figure II-2-5 : Circuit équivalent d'un générateur piézoélectrique à la résonance

En effet le modèle est simplement constitué d'une source de courant sinusoïdal en parallèle avec un condensateur (Figure II-2-5). On peut ainsi écrire :

$$I = C_p \frac{dV}{dt} + I_p \quad (\text{eq. II- 1})$$

Avec :

$$I_p = I_{\text{piezo}} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{\text{res}} \cdot t + \varphi_0)$$

$$f_{\text{res}} = f(G, T)$$

$$I_{\text{piezo}} = g(G)$$

G étant l'amplitude des vibrations et T la température ambiante.

2.4 Extraction des paramètres

On considère le générateur excité par une vibration sinusoïdale dont la fréquence coïncide avec la fréquence de résonance de la poutre. Cette hypothèse, bien que très forte, est admise dans la majorité des travaux traitant de générateur piézoélectrique pour la récupération d'énergie vibratoire. Nous traiterons ici des vibrations comprises entre 0.1g et 6g sur une large gamme de température (0 à 50°C). La première étape est de déterminer la loi de variation de cette fréquence de résonance en fonction de la température et du niveau de vibration. En effet la fréquence de résonance de la poutre a tendance à diminuer lorsque la température diminue et lorsque l'amplitude de l'excitation augmente (Figure II-2-6).

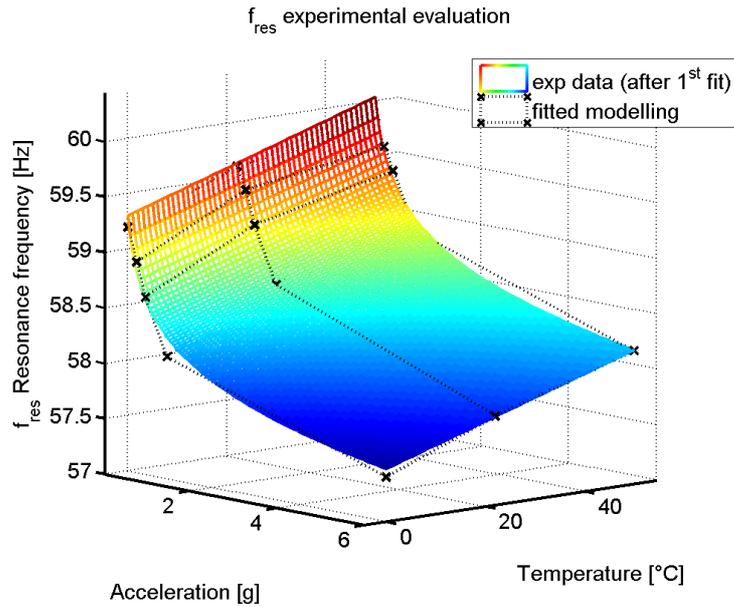


Figure II-2-6 : Évolution de la fréquence de résonance en fonction de l'accélération et de la température

Nous proposons de représenter ce phénomène par l'équation suivante :

$$f_{res} = A + B \cdot \log(G) + \Gamma T \quad (eq. II- 2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A &= 58.27 \text{ Hz} \\ B &= -0.4468 \text{ Hz} \cdot g^{-1} \\ \Gamma &= 0.0146 \text{ Hz} \cdot ^\circ C^{-1} \end{aligned}$$

Où G représente l'amplitude de l'accélération des vibrations (en g , où $g = 9,81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$) et T la température ambiante (en $^\circ C$).

Il reste maintenant à déterminer la valeur de la capacité piézoélectrique C_p et la relation liant le courant $I_{piézo}$ avec le niveau de vibration et la température. Pour ce faire, nous considérons le circuit suivant :

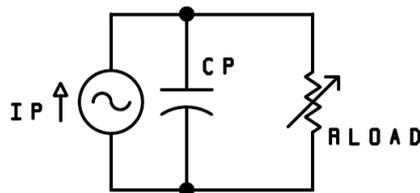


Figure II-2-7 : Schéma du circuit d'extraction des paramètres du modèle équivalent

Si le courant I_p est donné par :

$$I_p = I_{piézo}(G, T) \cdot \sin(\omega t) \quad (eq. II- 3)$$

On peut alors écrire que $V_{R_{load}}$, valeur efficace de la tension aux bornes de la résistance R_{load} est :

$$V_{R_{load}} = I_{piézo} \cdot \frac{R_{load}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot C_p \cdot R_{load})^2}} \quad (eq. II- 4)$$

Ainsi si l'on dispose de la valeur de la tension $V_{R_{load}}$ pour différentes valeurs de R_{load} , à différentes températures et valeurs d'accélération, la relation précédente permet d'extraire la valeur de C_p ainsi que la relation liant le courant $I_{piézo}$ avec G et T .

Nous avons fait l'hypothèse que C_p ne varie pas avec T et G , ce qui est vrai au premier ordre si l'on néglige la variation de la constante diélectrique des matériaux avec la température ainsi que la dilatation de la poutre. Pour plus de précision nous procéderons en 2 étapes (Figure II-2-8). Un premier ajustement du jeu de données expérimentales permettra d'extraire des valeurs de C_p et de $I_{piézo}$. Nous pourrons ainsi calculer une valeur moyenne de C_p qui sera utilisée comme paramètre pour un deuxième ajustement du modèle, avec seulement un degré de liberté cette fois ci.

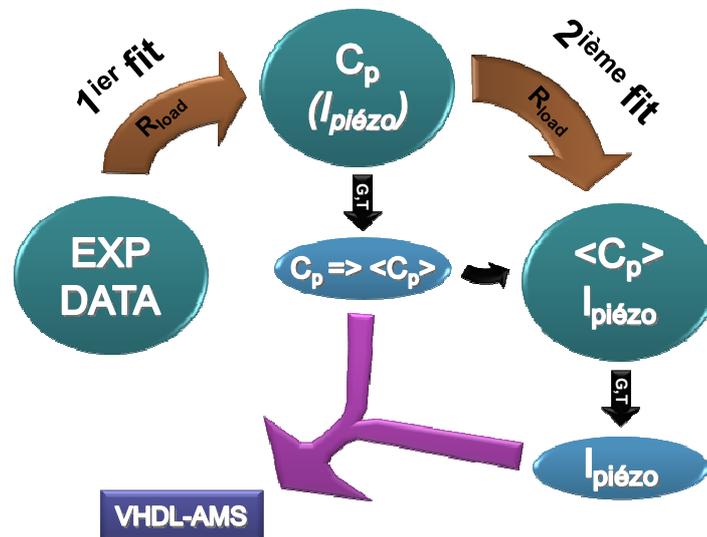


Figure II-2-8 : Procédure d'extraction des paramètres du modèle

A chaque fois, la fonction de fit est la suivante :

$$V_{rms} \cdot \sqrt{2} = \frac{\Theta \cdot X}{\sqrt{1 + \Omega^2 \cdot X^2}} \quad (eq. II- 5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} X &= R_{load} \\ \Theta &= I_{piézo} \\ \Omega &= \omega \cdot C_p = 2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot C_p \end{aligned}$$

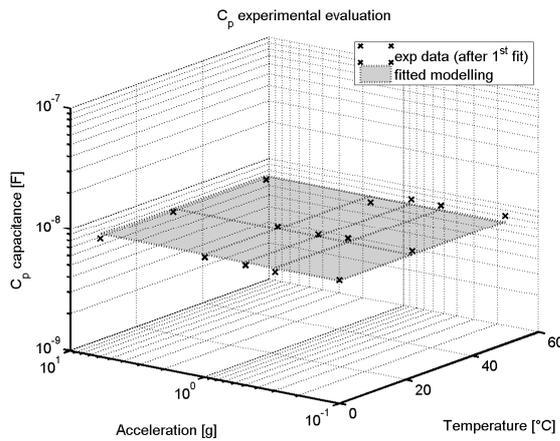


Figure II-2-9 : Extraction de Cp

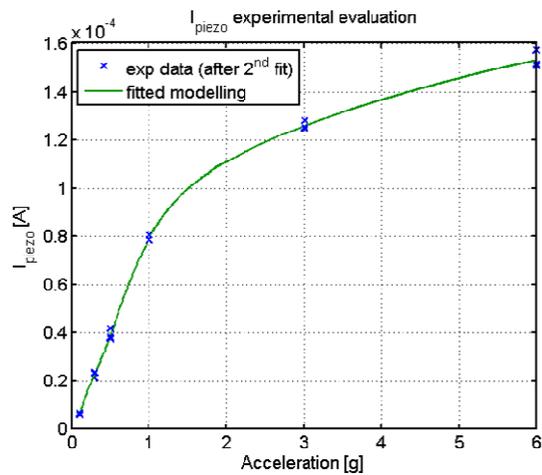


Figure II-2-10 : Extraction de Ip

Après la première extraction de paramètres, on peut vérifier que Cp est indépendante de G et de T (Figure II-2-9). Le rapport σ/μ reste inférieur à 3% pour l'ensemble des valeurs de Cp extraites après le premier ajustement. La valeur moyenne obtenue pour Cp est de :

$$\langle C_p \rangle = 10.17 \text{ nF}$$

Le deuxième ajustement permet d'obtenir une valeur de $I_{\text{piézo}}$ pour chaque couple (T,G). On observe que la variation de $I_{\text{piézo}}$ est indépendante de la température. Entre 0 et 1 g d'accélération le comportement est linéaire, au delà on observe un tassement des performances. Cela peut s'expliquer en partie par la souplesse du matériau FR4 qui a tendance à dissiper de l'énergie lorsque le débattement de la poutre augmente.

La fonction suivante permet d'interpoler les valeurs de $I_{\text{piézo}}$:

$$I_{\text{piézo}} = \frac{\alpha \cdot \log(G)^4 + \beta \cdot \log(G)^3 + \gamma \cdot \log(G)^2 + \mu \cdot \log(G) + \eta}{\log(G)^2 + \xi \cdot \log(G) + \psi} \quad (\text{eq. II- 6})$$

Avec :

$$\alpha = 41.3e-6$$

$$\beta = 340.6e-6$$

$$\gamma = 883.0e-6$$

$$\mu = 908.0e-6$$

$$\eta = 737.0e-6$$

$$\xi = 0.4501$$

$$\psi = 0.9332$$

2.5 Résultats et conclusion

Le modèle que nous avons développé ici a été publié dans PowerMEMS09 [29]. Son domaine de validité s'étend de 0.1 g à 6 g dans la gamme de température 0-50 °C. L'erreur relative moyenne sur la valeur efficace de la tension est de 8.8 %, soit 249 mV en absolu, sur l'ensemble du domaine de données expérimentales (Figure II-2-11).

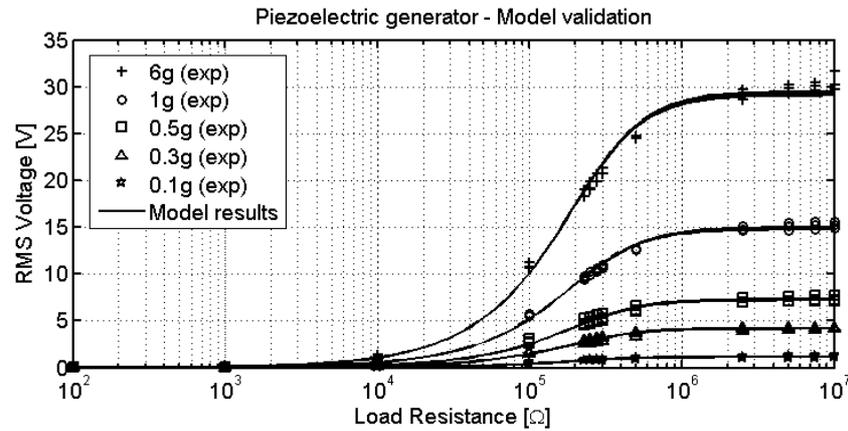


Figure II-2-11 : Comparaison modèle/expérience pour le générateur piézoélectrique Midé

La Table II-2-1 compare nos expériences et les résultats du modèle en terme de puissance maximale, pour différentes excitations. La puissance maximale délivrée ($R_{load} = 227k\Omega$) est égale à $100 \mu W$ lorsque le module est soumis à des vibrations de 0.5 g d'amplitude.

	0,1g	0,3g	0,5g	1g	6g
<i>exp</i>	2,90 μW	35,0 μW	103,2 μW	401,9 μW	1,508mW
<i>model</i>	2,65 μW	33,9 μW	100,4 μW	417,8 μW	1,596mW
<i>relative abs err</i>	8,7%	3,1%	2,7%	4,0%	5,9%

Table II-2-1 : Puissance récupérée en fonction de l'accélération (modèle et expérience)

En résumé, nous avons élaboré un modèle de générateur piézoélectrique qui permet de répondre à notre besoin :

- *Il est léger en temps de calcul car relativement simple ;*
- *Il reste fidèle aux mesures expérimentales dans la gamme de fonctionnement considérée (erreur moyenne de 8,8%) ;*
- *Les paramètres sont facilement récupérables à partir de l'expérience, et pourraient donc être étendus au besoin dans une gamme de fonctionnement plus large ;*
- *Et il est possible de l'implémenter directement en SPICE pour effectuer des simulations circuit.*

L'inconvénient de ce type de modèle est qu'il faut refaire l'extraction des paramètres à chaque fois que l'on change d'environnement d'utilisation ou de dispositif.

3 Le générateur photovoltaïque

La deuxième source que nous avons choisie d'implémenter est un générateur photovoltaïque. Après un état de l'art précis des technologies disponibles, nous avons opté pour une technologie de cellule en film mince en silicium amorphe.

3.1 Présentation du dispositif choisi

Le générateur photovoltaïque que nous avons choisi pour ce travail est le module 18/081/038xxx fabriqué par la société SOLEMS dans une technologie silicium amorphe en couche mince sur substrat verre. Les dimensions du générateur sont choisies identiques à celles du support mécanique des poutres Midé (81×38 mm) dans le but de faciliter l'interconnexion verticale dans l'empilage démonstrateur final (cf. Chapitre IV). Il s'agit de 18 jonctions PN reliées en série de manière à obtenir une tension de 7V au point de puissance maximal (garanti à 200 lux). À noter qu'aucune protection n'est intégrée au générateur, ni diodes de by-pass, ni diodes anti-retour. La reprise de contact s'effectue en face arrière grâce à 2 bandes métallisées.

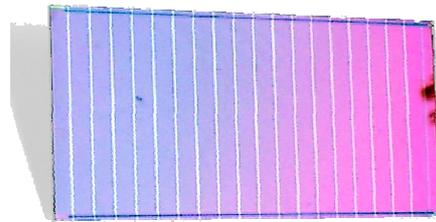


Figure II-3-1 : Photographie du module photovoltaïque en silicium amorphe SOLEMS

3.2 Description de la procédure de caractérisation

La caractérisation d'un générateur photovoltaïque consiste à tracer de ses caractéristiques courant/tension (I/V) et puissance/tension (P/V). Pour se faire on utilise traditionnellement un simulateur solaire qui reproduit en laboratoire le spectre du rayonnement solaire. La source étant calibrée, il est possible de remonter au rendement du module en mesurant la puissance électrique générée à ses bornes.

Ici le fabricant nous a fourni les caractéristiques I/V de plusieurs cellules sous différents éclairagements (200, 1000 et 20000 lux). La source utilisée était un tube fluorescent. Toutes les mesures ont été effectuées à température ambiante car le dispositif de test utilisé ne permettait pas une caractérisation en température. Le modèle du générateur ne rendra donc pas compte des variations de son fonctionnement en température.

3.3 Choix du modèle équivalent

De par leur historique les cellules solaires sont aussi des dispositifs qui ont fait l'objet de nombreux travaux de modélisation. La physique sous-jacente est bien connue car il s'agit d'une jonction PN hors équilibre thermodynamique. En fonction du but recherché la technique de modélisation adoptée sera différente. On retrouve des modèles maillés qui permettent d'optimiser

les paramètres géométriques d'une partie spécifique de la cellule [11]. Des modèles physiques implémentant des équations d'optique ainsi que les équations de l'électronique des solides semi-conducteurs [12]. Ces derniers permettent ainsi d'optimiser de manière globale les paramètres physiques et électriques d'une cellule mais restent encore trop complexes pour une simulation électrique. Dans les deux cas ces modèles s'adressent aux technologues, concepteurs de cellules. D'après Luis Castafier et al., qui dans leur livre [13] présentent une synthèse des travaux publiés dans la dernière décennie sur le sujet, et si, comme c'est le cas ici, on souhaite se servir du modèle de cellule pour simuler un circuit électrique, la technique de modélisation ad hoc est encore une fois le modèle électrique équivalent.

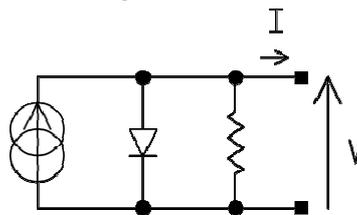
Au premier ordre, le courant fourni par une cellule solaire peut-être considéré comme la superposition de 2 contributions :

- Le courant de diffusion, fonction de la polarisation de la jonction PN comme pour une diode classique ;
- Le photocourant, fonction de l'éclairement incident.

Ainsi un modèle de cellule idéale peut-être réalisé en connectant **une source de courant** en parallèle à **une diode**. Des modèles intégrant des non-idéalités peuvent être construits sur cette base en ajoutant des éléments supplémentaires :

- **Une résistance série.** Le courant généré par la cellule traverse le matériau semi-conducteur qui a sa résistivité propre à laquelle s'ajoute celle des contacts métalliques. Dans notre cas, étant donné les faibles éclaircements considérés, la valeur du courant reste faible ce qui diminue l'importance des pertes dans la résistance série. De plus la technologie couche mince est caractérisée par une faible résistance série. Aussi nous pourrions la négliger sans engendrer d'erreur supplémentaire ;
- **Une résistance parallèle** qui représente les imperfections technologiques de la jonction introduites durant le processus de fabrication de masse (généralement de très faibles courts-circuits en périphérie du module) ;
- **Une seconde diode** peut être aussi ajoutée pour rendre compte des recombinaisons des porteurs dans la zone de charge d'espace. Ce phénomène peut être significatif aux faibles tensions de polarisation. Dans ce cas le coefficient d'idéalité de la seconde diode est choisi différent de 1 : généralement on le suppose égal à 2 [13]. Une fois encore nous négligerons cet effet pour notre modélisation.

Au final nous proposons le modèle suivant (Figure II-3-2) :



$$I = a.LUX + b.exp(c.V) + d.V$$

(eq. II- 7)

Figure II-3-2 : Schéma électrique équivalent du module photovoltaïque

3.4 Extraction des paramètres

L'étape qui suit consiste à extraire les paramètres (a, b, c et d) dans nos conditions d'utilisation. La gamme d'éclairement considérée sera 200 – 20000 lux : 200 lux correspond à l'éclairage minimal d'un couloir selon la norme européenne EN12464 et 20000 lux représente la luminosité diffuse d'une journée ensoleillé (pas d'ensoleillement direct).

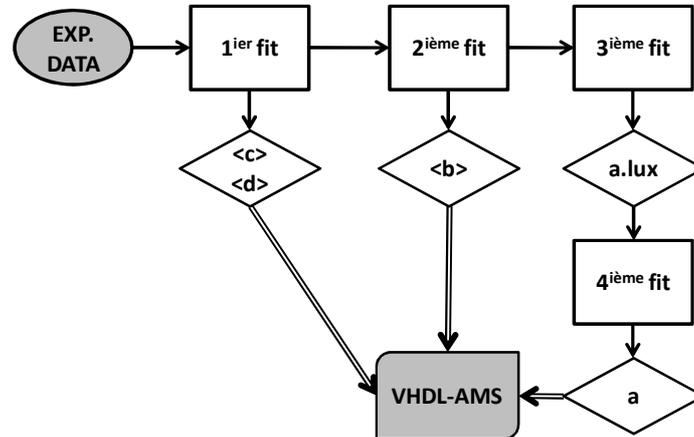


Figure II-3-3 : Procédure d'extraction des paramètres du modèle

Les seules données expérimentales en notre possession sont un ensemble de couples (I,V) pour différents éclairagements (200, 1000, 20000 lux). La démarche que nous avons adoptée pour extraire les 4 coefficients du modèle est similaire à celle suivie pour le générateur piézoélectrique. Nous procédons à plusieurs ajustements successifs (Figure II-3-3).

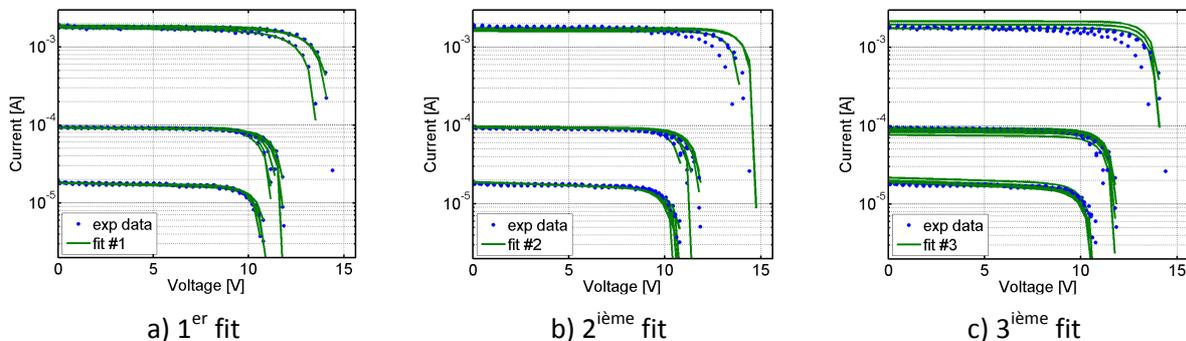


Figure II-3-4 : Résultats des ajustements successifs des caractéristiques I/V expérimentales

Un premier fit (Figure II-3-4-a) permet d'obtenir le coefficient d'idéalité de la diode, c, ainsi que la conductance parallèle, d. Chaque caractéristique expérimentale permet d'obtenir une valeur pour c et pour d. Puis, faisant l'hypothèse que ces 2 coefficients sont constants, la valeur moyenne est retenue :

$$c = 1.41$$

$$d = -3.452e-7$$

Le deuxième fit (Figure II-3-4-b) est effectué en passant en paramètres les coefficients c et d calculés. L'ajustement a donc maintenant seulement 2 degrés de liberté : le photocourant, a.lux, et le courant

de saturation sous obscurité, b . Une fois encore nous retiendrons la valeur moyenne de b (Figure II-3-5) :

$$b = -4.483e-12$$

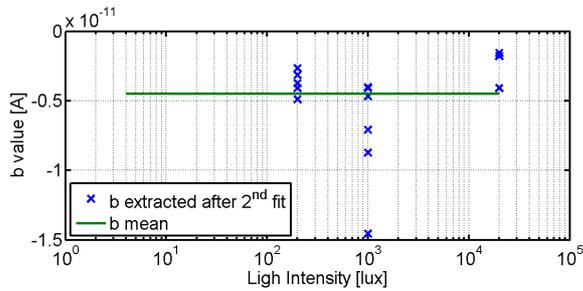


Figure II-3-5 : Extraction de b

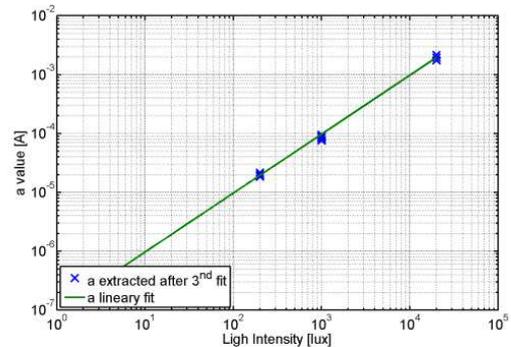


Figure II-3-6 : Extraction de a

Le troisième fit (Figure II-3-4-c) permet de récupérer un ensemble de valeurs du photocourant, a , lux, pour chaque valeur d'éclairement. Ce troisième ajustement permet aussi de confirmer que la résultante de la somme des erreurs effectuées sur les coefficients b , c et d est faible. En effet les trois groupes de points sont relativement bien alignés. La valeur de a peut donc être simplement extraite par un ajustement linéaire des points (Figure II-3-6).

$$a = 0.974e-7$$

	200 lux	1000 lux	20000 lux
V_{MPP} [V]	8,9	9,9	11,5
P_{MPP} [μ W]	141	793	18700
V_{OC} [V]	10,7	12	14,2
I_{CC} [μ A]	18,2	95,4	1900
	8,7	10,1	12,1
	135	879	22100
	10,7	12	14,1
	20,8	98,7	1940

Table II-3-1 : Grandeurs caractéristiques pour différents éclaircements (résultats du modèle en grisé)

3.5 Résultats et conclusion

Ce modèle, présenté lors des journées annuelles de l'école doctorale GEET [30], permet d'obtenir une erreur relative limitée à 11.2 % sur la puissance, 6.7 % sur le courant, 3.4% sur la tension du point de puissance maximal et seulement 0.42% sur la tension en circuit ouvert (cf. Table II-3-1). La puissance maximale générée par le module est de 141 μ W sous un éclaircissement de 200 lux (i.e. lieu de vie en intérieur). Le tableau suivant résume les valeurs expérimentales et les données issues du modèle (en grisé) pour les différentes valeurs d'éclairement : 200, 1000 et 20000 lux.

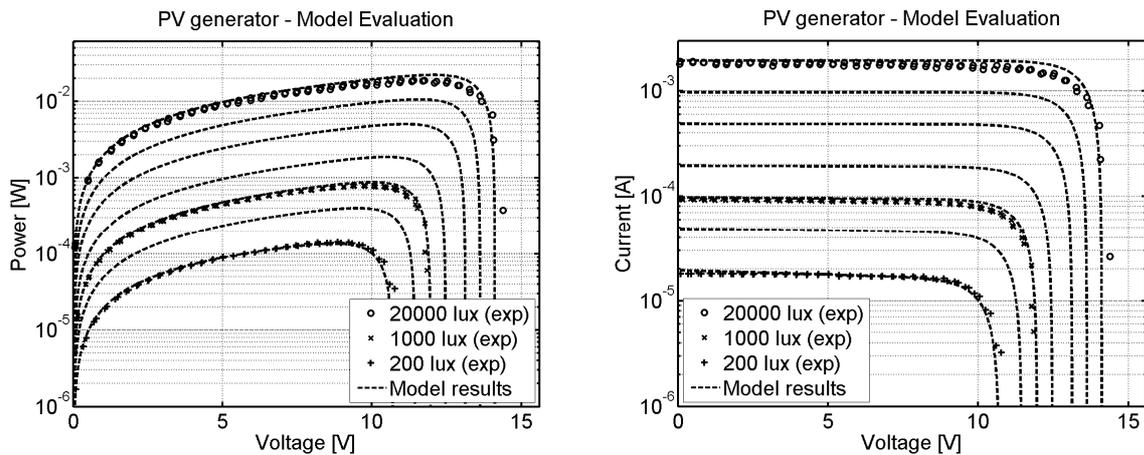


Figure II-3-7 : Comparaison modèle/expérience (P/V et I/V) pour le module photovoltaïque SOLEMS

En résumé, ce modèle permet de décrire simplement le fonctionnement du générateur photovoltaïque étudié. Il présente les avantages suivant :

- *Il est léger en temps de calcul car relativement simple ;*
- *Il est relativement fidèle aux mesures expérimentales dans la gamme d'éclairement considérée ;*
- *Ses paramètres peuvent être récupérés simplement à partir des caractéristiques I/V ;*
- *Et il est possible de l'implémenter directement en SPICE pour effectuer des simulations circuit.*

Toutefois la partie optique de la cellule n'est pas du tout adressée par ce modèle. Or au chapitre I nous avons vu l'importance de l'adéquation entre le spectre d'émission de la source de rayonnement lumineux et le spectre d'absorption de la cellule. Ici les caractérisations ont été effectuées sous tubes fluorescents. Les paramètres extraits à partir de ces caractérisations ne sont donc strictement représentatifs que de cette source d'éclairement.

4 La batterie fine LIPON

Comme nous l'avons indiqué au chapitre I, les performances en terme de densité de puissance/énergie des batteries fines en technologie couches minces sont excellentes. Elles rivalisent avec les caractéristiques classiques des accumulateurs Li-ion et des super-condensateurs. Ils constituent une bonne alternative au problème de l'autodécharge des super-condensateurs. De plus l'épaisseur et la flexibilité de ces batteries ouvrent des perspectives d'intégration dans les cartes électroniques qui seront explorées dans le dernier chapitre de ce manuscrit.

4.1 Présentation du dispositif choisi

L'élément de stockage principal choisi pour notre système est donc une batterie fine à électrolyte solide de type Li/LiPON/LiCoO₂, appelée Thinerger modèle MEC101 (Micro Energy Cell) et commercialisée par la société Infinite Power Solution. Sa capacité nominale est de 700 μ A.h à C/2 à 25°C⁽³⁾. Cette capacité est idéalement adaptée à notre application, l'autonomie théorique en veille étant ainsi supérieure à 75 jours. De plus, La conductivité électronique du LiPON étant très faible, l'autodécharge de cette batterie est annoncée inférieure à 1% par an, ce qui en fait un excellent élément de stockage pour une application WSN.

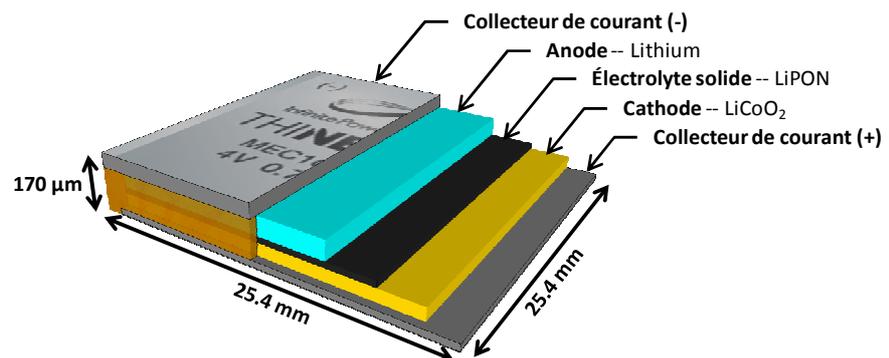


Figure II-4-1 : Schéma en coupe de la batterie fine Thinerger

Cette batterie ne mesure que 25.4 mm (1 inch) de côté et seulement 170 μ m d'épaisseur, pour un poids total de 450 mg. Elle présente ainsi la meilleure densité (massique et volumique) d'énergie pour un élément de stockage commercial (batterie et super condensateur) à dimensions comparables. Le seul point faible vient du courant maximal de décharge qui n'est que de 30 mA ce qui peut être faible comparé au courant d'émission/réception de certains modules de communication sans fil⁴. Ceci peut être résolu en mettant 2 batteries en parallèle, ce qui permet de

³ Cela correspond à une décharge totale par un courant de 350 μ A sur une durée de 2h.

⁴ Ce n'est pas le cas pour le module CC2500 du eZ430 de Texas Instrument dont le courant d'émission est de l'ordre de 20 mA (cf. Chapitre I). On notera cependant que 30mA pour une batterie de 700 μ A.h représente une décharge à près de 43C ce qui est énorme comparée à des batteries de plus gros volume généralement limité à quelques C. Cela confirme une fois encore la très grande densité de puissance de cette technologie couche mince.

doubler le courant maximal de décharge, ou plus simplement d'utiliser un condensateur de découplage adapté. On parle alors d'hybride batterie/condensateur [14-16]. Un condensateur de 500 μ F en parallèle à la batterie permet théoriquement de fournir 800 μ A.h supplémentaires tout en augmentant la densité de puissance, et donc le courant maximum disponible.

4.2 Description des procédures de caractérisation

Une fois encore nous avons été amenés à développer un banc de caractérisation pour modéliser ce composant. Les expérimentations menées se résument en un grand nombre de charges et décharges de la batterie sous différents courants et à différentes températures (cf. Table II-4-1). Pour ce faire nous avons utilisé un potentiostat/galvanostat Metrohm AUTOLAB, qui n'est autre qu'une source de tension/courant pilotée par ordinateur. Ce genre d'appareil permet ainsi de couvrir une très large gamme de tests imaginables pour les dispositifs électrochimiques. Il permet également de récupérer sous forme numérique l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la batterie sur toute la durée des expériences. Pour les caractérisations en température nous utiliserons l'étuve programmable (Vötsch VT4004) utilisée précédemment avec le générateur piézoélectrique.

		T_{amb}		
		-10°C	(23°C)	70°C
0.1C	70 μ A	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
0.5C	350 μ A	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
1C	700 μ A	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
2C	1.4mA	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
4C	2.8mA	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
8C	5.6mA	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
16C	11.2mA	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
64C	44.8mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
CV	4.1V	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Table II-4-1 : Table des caractérisations expérimentales effectuées

La procédure traditionnelle de charge d'une batterie au Lithium comporte 2 phases [17] :

- Une phase de charge à courant constant. La valeur du courant de charge préconisée par le constructeur est généralement comprise entre $C/2$ et $2C$ (une charge plus rapide pourrait endommager la batterie). Durant cette phase la tension va augmenter graduellement pour atteindre 4.1V ;
- Une phase de charge à tension constante. La tension de 4.1V est maintenue constante jusqu'à ce que le courant absorbé par la batterie passe sous la valeur $C/10$.

Un avantage de la technologie de batterie choisie pour ce travail est qu'elle supporte une simple charge à tension constante, y compris en partant d'un état faiblement chargé. Cela vient principalement du fait que les courants mis en jeu restent relativement faibles, en valeur absolue. Ainsi, bien que l'on observe un pic de courant pouvant dépasser 10mA en début de charge, la batterie couche mince n'est pas endommagée. Ceci n'est pas le cas avec des batteries de plus grande capacité, et il faut limiter le courant absorbé par la batterie à $2C$ en début de charge pour éviter leur destruction.

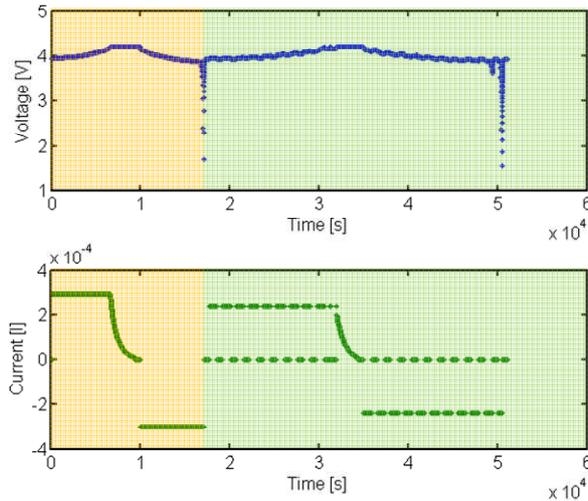


Figure II-4-2 : Cycles charge/décharge pour l'extraction des paramètres (conditionnement/caractérisation)

Le protocole de caractérisation choisi pour notre travail sera similaire à celui proposé par Abu-Sharkh et al. [18]. Il s'agit pour chaque essai de faire subir à la batterie 2 cycles charge/décharge (Figure II-4-2). Le premier cycle est identique pour toutes les expériences. C'est un cycle de conditionnement qui permet de replacer la batterie dans un état de charge connu a priori. Ce cycle est une charge/décharge à $C/2$ (ce qui correspond à $350 \mu\text{A}$) suivi d'une pause de 10 minutes. On procède ensuite au cycle charge/décharge de test. La batterie est chargée et déchargée de manière pulsée. À chaque pause on récupère des informations sur le comportement dynamique de la batterie pour des états de charges différents (Figure II-4-3). De plus, nous verrons qu'en enregistrant la tension atteinte à la fin de chaque pause il est possible de reconstruire la courbe de la tension d'équilibre en circuit ouvert en fonction de l'état de charge.

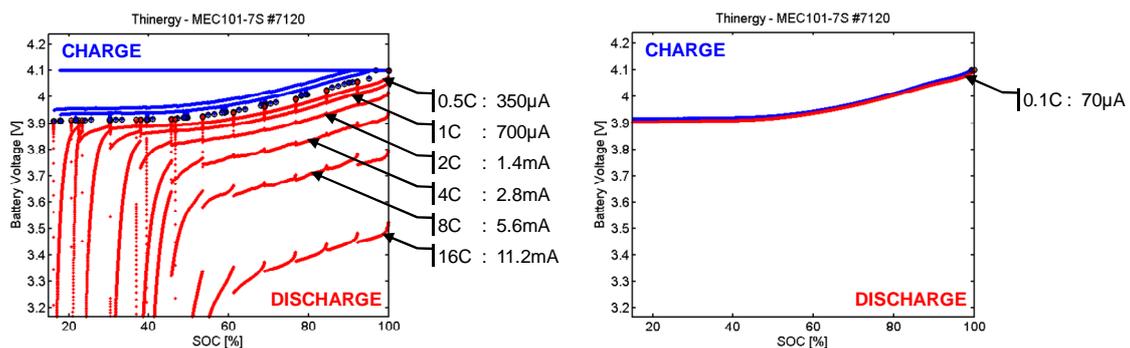


Figure II-4-3 : Évolution du niveau de tension en fonction de l'état de charge pour une charge/décharge à différents courants

Nous avons aussi procédé à un cycle charge/décharge très lent ($C/10$ ou $70 \mu\text{A}$) de manière à rester le plus proche possible de l'équilibre thermodynamique de la batterie. On observe ainsi que les courbes de charge et de décharge sont presque superposées (Figure II-4-3). De cette mesure nous tirerons la capacité intrinsèque de la batterie. Mais avant de présenter plus en détail l'exploitation de ces résultats, détaillons le modèle qui sera utilisé pour simuler la batterie dans le circuit de gestion de puissance.

4.3 Choix du modèle équivalent

Nous avons vu que la batterie est au cœur du système de gestion de puissance. Elle joue un rôle tampon entre l'énergie récupérée par les sources piézoélectriques et la cellule photovoltaïque, et les consommateurs connectés au bus de tension régulé. Aussi nous devons nous doter d'un modèle retranscrivant fidèlement le comportement complexe de la batterie tant à la charge, qu'à la décharge et, ce sur une large gamme de température et de courant.

Bien que de nombreux modèles de batterie soient disponibles dans la littérature, on ne retrouve que très peu de travaux sur la modélisation des batteries fines au lithium. Il sera donc question pour nous de trouver un modèle adapté au module Thinerhy. Une fois encore, il est possible de classer les modèles existants en 2 catégories [19], [20] :

- Les modèles électrochimiques, qui décrivent de manière détaillée les phénomènes se produisant dans la batterie. Ce sont des modèles de conception de batterie car ils permettent d'évaluer l'impact des paramètres géométriques ou physiques sur les performances de la batterie. Ils peuvent être analytiques ou aux éléments finis. Dans les deux cas ce sont des modèles lourds, complexes et difficilement intégrables dans une simulation électrique pour faire la conception « système ».
- Des modèles abstraits qui offrent une vue simplifiée du fonctionnement de la batterie en se focalisant sur une représentation comportementale des phénomènes mis en jeu. Les paramètres du modèle sont alors ajustés à partir de l'expérience.

C'est dans cette deuxième catégorie que l'on retrouve les modèles électriques équivalents. Pour les mêmes raisons que précédemment nous avons orienté notre choix vers ces modèles en particulier car ils sont simple à implémenter, légers en temps de calcul, mais restent suffisamment précis si leurs paramètres sont extraits de mesures expérimentales.

Un modèle électrique équivalent d'une batterie, dans sa version la plus simple, peut se résumer à une source de tension continue. Une résistance série permet d'ajouter un comportement dynamique lors des appels de courant mais ce genre de modélisation, bien qu'assez précis sur de courtes échelles de temps (état de charge et température connus et fixés) est trop sommaire pour représenter l'ensemble des comportements présentés dans la section précédente. Des modèles SPICE plus complexes ont été développés pour la simulation des chaînes de puissance dans les satellites [21], [22]. Nous focaliserons notre attention sur le modèle proposé par Min Chen et al. [23], validé pour une batterie Li-ion et une batterie NiMH, qui semble donc suffisamment robuste et flexible pour être adaptée à notre batterie. Dans ce modèle la température n'est pas prise en compte mais nous montrerons qu'elle peut l'être simplement en exprimant les paramètres comme des fonctions de la température.

$$V_{BAT} = V(SOC) + R.I + I \cdot \sum_{n=1}^3 R_n \cdot \left[1 - \exp\left(-t/R_n.C_n\right) \right] \quad (eq. II- 8)$$

$$V(SOC) = f(SOC) \quad (eq. II- 9)$$

$$SOC = SOC_i + \frac{1}{C} \int (I(t) - I_{LEAK}) \cdot dt \quad (eq. II- 10)$$

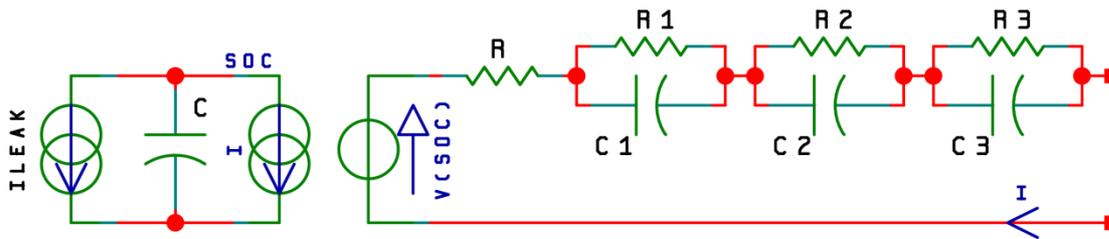


Figure II-4-4 : Schéma du modèle électrique équivalent

Le modèle reprend un concept en 2 parties présenté initialement par Bor Yann Liaw et al. [24] :

- Une partie « statique » représentant la capacité de la batterie, C , l'autodécharge, I_{LEAK} , et la tension de circuit ouvert du module, $V(SOC)$, en fonction de l'état de charge SOC ;
- Une partie « dynamique » qui modélise la cinétique chimique, la diffusion des espèces ioniques et la diffusion thermique lors des régimes transitoires [25-28].

Les hypothèses principales de ce modèle sont la réversibilité en courant du fonctionnement de la batterie (les dynamiques sont les mêmes à la charge et à la décharge pour un état de charge donné) et la conservation de la charge (l'état de charge est une fonction linéaire de l'état de charge initial, de la capacité de la batterie et de l'intégrale du courant). Nous verrons par la suite que ces hypothèses se vérifient expérimentalement pour notre batterie.

4.4 Extraction des paramètres

Le schéma ci-dessous synthétise la procédure d'extraction des paramètres du modèle présenté dans la section précédente. Nous commencerons par nous intéresser à la partie « statique » avant d'extraire les paramètres « dynamiques » du modèle.

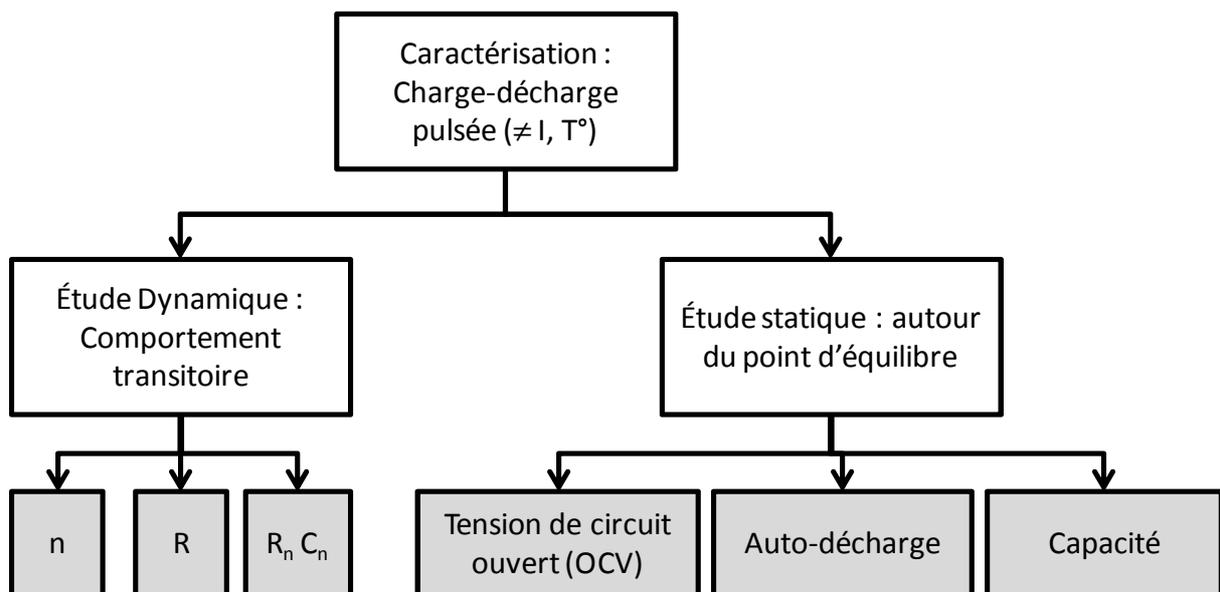


Figure II-4-5 : Procédure d'extraction des paramètres

4.4.1 Tension de circuit ouvert $V_{OC} = f(SOC)$

Il s'agit ici de déterminer la relation entre la tension de la batterie à l'équilibre thermodynamique et son état de charge. Comme préconisé par Suleiman Abu-Sharkh et al. [18] on procède à des charges et des décharges pulsées. En conservant uniquement les points correspondant à l'état d'équilibre atteint en fin de pause, il est possible de reconstruire la courbe $V_{OC} = f(SOC)$. Un polynôme d'ordre 4 permet ensuite d'interpoler ces points (Figure II-4-6).

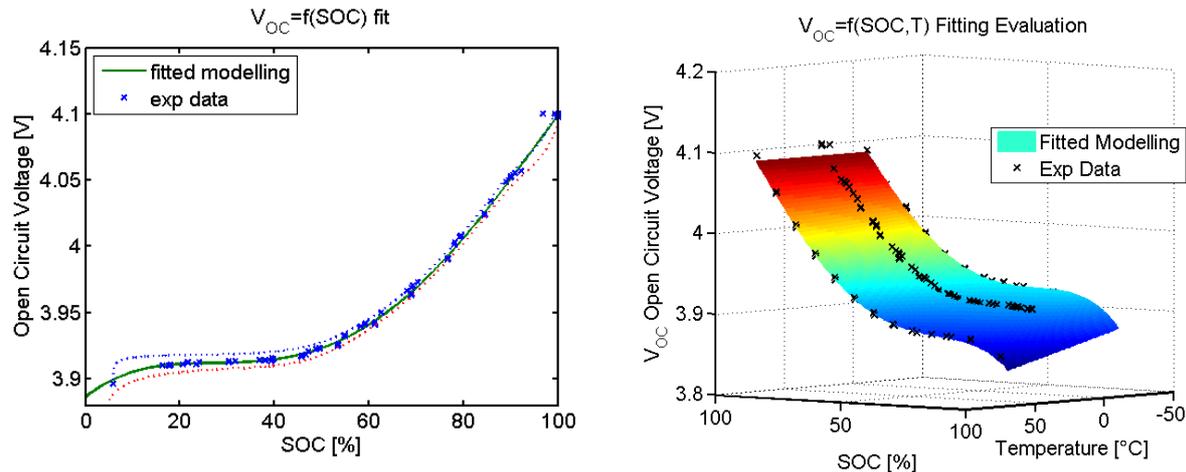


Figure II-4-6 : Extraction de la relation entre la tension en circuit ouvert de la batterie, l'état de charge et la température

Ce travail de caractérisation a été réalisé pour 3 températures : -10°C , 23°C et 70°C . Nous avons finalement interpolé l'ensemble de ces points par une fonction polynomiale à 2 variables d'ordre 4 (figure).

$$V_{OC}(x,y)=[\Lambda].[1x y x^2 xyy^2 x^3 x^2y xy^2 y^3 x^4 x^3y x^2y^2 xy^3 y^4]^T \quad (\text{eq. II- 11})$$

avec

$$[\Lambda]=\begin{bmatrix} 3.88 & 0.401 & -4.51e-4 & -1.36 & -1.04e-3 & \dots \\ \dots & 6.99e-6 & 1.87 & 3.53e-3 & -1.08e-5 & -1.87e-7 & \dots \\ \dots & -0.706 & -1.53e-3 & 2.59e-6 & 6.86e-9 & 1.47e-9 & \dots \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{cases} x = SOC & [\%] \\ y = T & [^{\circ}\text{C}] \end{cases}$$

4.4.2 Capacité de la batterie

Nous avons mesuré une capacité de la batterie à C/10 (i.e. pour un courant de décharge de $70 \mu\text{A}$) de $903 \mu\text{A.h}$. Cette valeur est 29% supérieure à la capacité donnée par le fabricant à C/2. Ceci s'explique principalement par la chute de tension due aux résistances séries internes de la batterie. En effet la

fin de décharge est seulement déterminée par le passage sous la tension de 2.5V⁵. Plus la valeur du courant de décharge est élevée, plus la chute de tension dans les résistances séries est grande, et donc plus la tension de fin de décharge est atteinte rapidement. Ainsi la capacité apparente d'une batterie est d'autant plus faible que la décharge est réalisée à fort courant. Cet effet bien connu porte le nom de « *rate-capacitance effect* » [19]. Physiquement on l'explique en considérant le gradient de concentration des espèces réactives à la surface de l'électrode. La charge non utilisée n'est pas perdue ; elle est juste indisponible car la réaction consomme les espèces chimique plus vite que les phénomènes de diffusion ne les apportent. Cet effet va de pair avec un autre effet : le « *charge recovery effect* ». Il s'agit simplement du fait que lorsque la batterie retrouve son équilibre thermodynamique une certaine partie de la charge est récupérée et devient de nouveau disponible. On notera que ces deux effets sont parfaitement décrits de manière comportementale par la partie dynamique du modèle.

La capacité de 904 $\mu\text{A.h}$ a été mesurée suite à une décharge à très faible courant (C/10). Ainsi la batterie est restée proche de son équilibre thermodynamique tout le long de l'expérience, ce qui nous permet d'obtenir une valeur assez proche de la capacité totale réelle. On notera qu'en diminuant encore le courant et/ou en augmentant la température on aurait pu mesurer une capacité légèrement plus grande.

Le calcul de la valeur de la capacité C du modèle est purement conventionnel. On choisira que la tension du nœud SOC représente la valeur de l'état de charge en pourcent. Elle peut donc varier de 0V (0% SOC) à 1V (100% SOC). En adoptant cette convention la valeur de C est donnée par :

$$C = 3600 \text{Capacité}_{(\text{en } \mu\text{A.h})} [\mu\text{F}] \quad (\text{eq. II- 12})$$

Ou encore :

$$C = 3.2544F$$

4.4.3 Autodécharge

La valeur de I_{LEAK} associée à cette capacité peut être calculée à partir des données constructeur. L'autodécharge est donnée inférieure à 1% par an, ce qui correspond à une chute de tension de 10 mV par an au nœud SOC.

Donc :

$$I_{\text{LEAK}}^{\text{max}} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T} \approx 1 \text{ nA} \quad (\text{eq. II- 13})$$

Nous avons ainsi déterminé tous les paramètres de la partie « statique » du modèle. Intéressons nous maintenant à la partie « dynamique ». Nous justifierons d'abord le choix des 3 constantes de temps, puis, à partir des données expérimentales, nous déterminerons les valeurs de

⁵ La tension ne doit impérativement jamais passer sous cette valeur sous peine d'infliger un endommagement irréversible, voire une destruction pure et simple de la batterie.

ces constantes, et enfin la relation entre les résistances et l'état de charge, la valeur du courant et la température. Le diagramme ci-dessous schématise l'ensemble de la procédure d'identification du modèle.

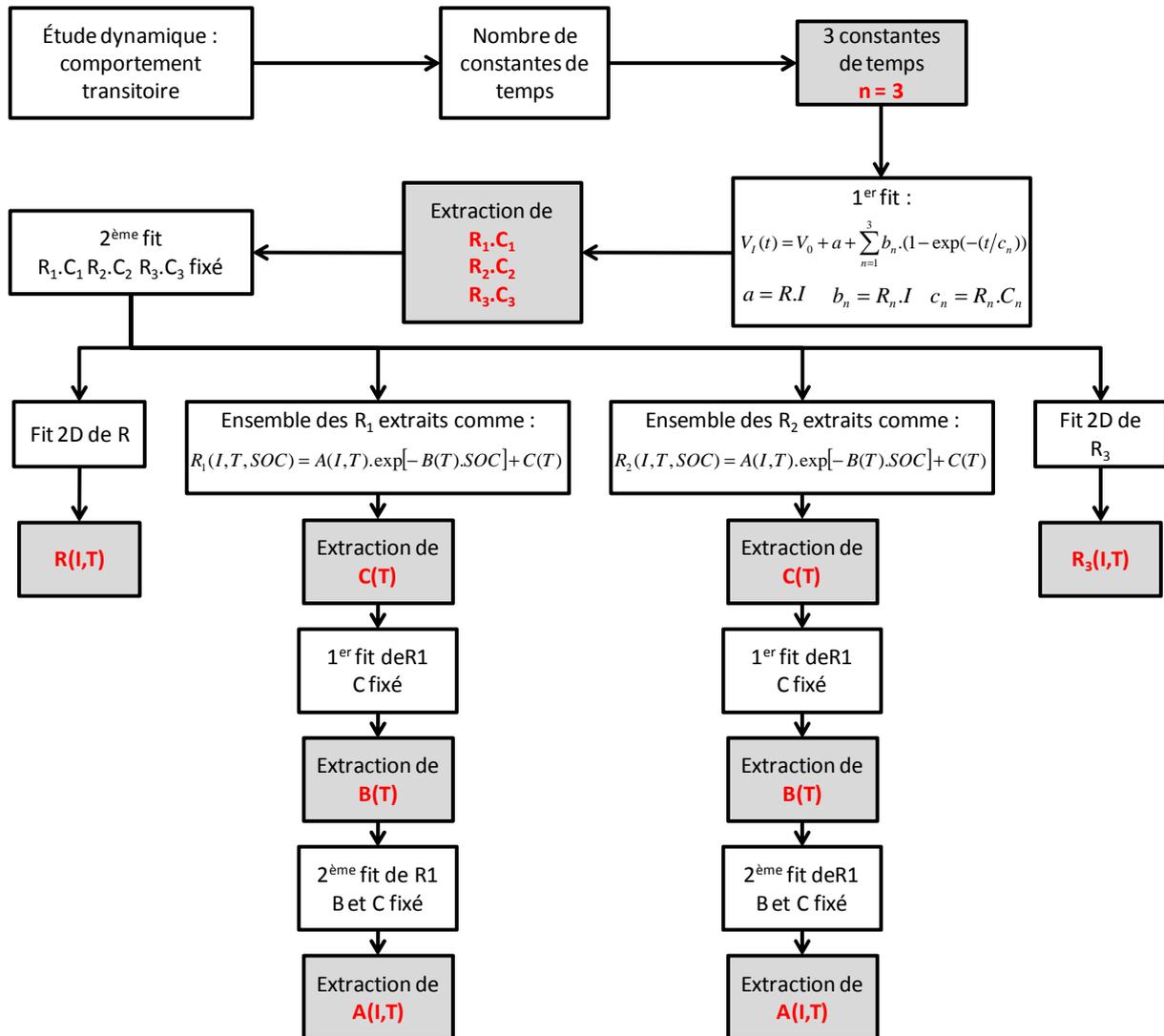


Figure II-4-7 : Procédure d'extraction des paramètres « dynamiques » du modèle équivalent

4.4.4 Détermination du nombre de constantes de temps

Dans leurs travaux [23], Chen et al. ont limité la complexité de leur modèle en n'utilisant que 2 couples RC dans le circuit électrique équivalent. D'après leurs résultats, ces deux constantes de temps suffisent à décrire le comportement dynamique d'une batterie Li-ion et NiMH. Nous allons vérifier si tel est le cas pour le module Thenergy.

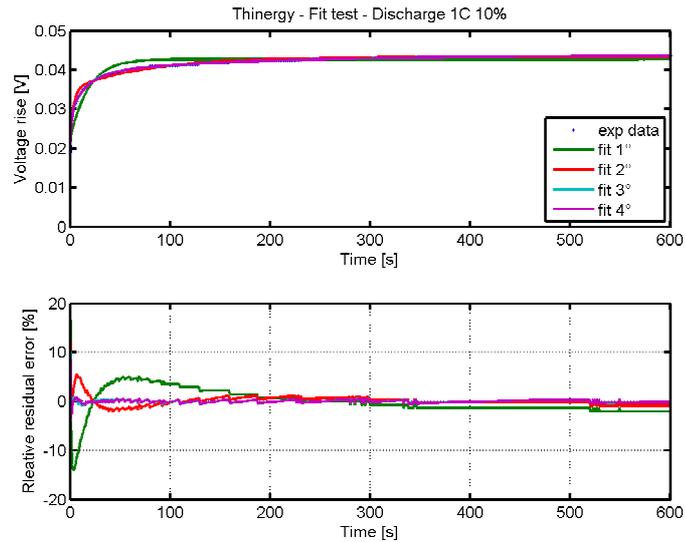


Figure II-4-8 : Choix du nombre de constantes de temps

Parmi l'ensemble des données expérimentales enregistrées, nous nous intéresserons ici aux variations transitoires de la tension au début de chaque pause, lors de la décharge. En effet, nous avons vu précédemment que lorsque l'on arrête brutalement de décharger une batterie on observe une relaxation de la tension vers la tension en circuit ouvert, $V_{oc}(SOC)$, correspondant à l'équilibre thermodynamique de la batterie. Cette relaxation est d'autant plus prononcée que le courant de décharge est élevé, c'est le « *recovery effect* ». Nous avons écrit un programme MATLAB capable de segmenter les fichiers de données expérimentales pour ne garder que les transitoires en question et de calculer les états de charge associés⁶. Toutes les courbes $V(t)$ ainsi récupérées sont ajustées par l'équation suivante (Figure II-4-8), qui correspond à l'équation de la branche dynamique du modèle électrique équivalent :

$$V(t) - V_0 = a + \sum_n b_n \cdot (1 - \exp(-t/c_n)) \quad (eq. II- 14)$$

Avec

$$\begin{aligned} a &= R \cdot I \\ b_n &= R_n \cdot I \\ c_n &= R_n \cdot C_n \end{aligned}$$

n n'étant pas connu à priori, nous avons itéré l'opération pour les valeurs croissantes de n et observé l'évolution de l'erreur relative de l'ajustement err (Table II-4-2) :

$$err = \left\langle \frac{V_{fit} - V}{V} \right\rangle \quad (eq. II- 15)$$

⁶ Étant donné que nous considérons les transitoires en début de pause lors de la décharge l'état de charge de la batterie ne varie pas au cours du transitoire ce qui permet de bien dissocier la partie « statique » de la partie « dynamique » du modèle.

L'erreur maximale de 14% obtenue avec $n=1$ confirme que les phénomènes en présence sont régis par plusieurs constantes de temps. Bien que $n=2$ permette de diminuer l'erreur de moitié, $n=3$ permet d'obtenir une erreur relative maximale de l'ordre du pourcent. Nous voyons aussi qu'utiliser plus de constantes de temps ($n>4$) n'apporte aucun gain significatif en terme de précision, au détriment d'une complexité croissante du modèle.

#	err. max.
1	14%
2	6%
3	1%
4	1%

Table II-4-2 : Erreur maximale sur la tension en fonction du nombre de constante de temps utilisées

Nous choisirons donc **3 constantes de temps** pour notre modèle.

4.4.5 Constantes de temps $R_x.C_x$

Si l'on regarde la répartition des valeurs de $c_x=R_x.C_x$ obtenues pour l'ensemble des ajustements en fonction de la valeur de l'état de charge, de la température et du courant de décharge on observe 3 nuages de points distincts (Figure II-4-9).

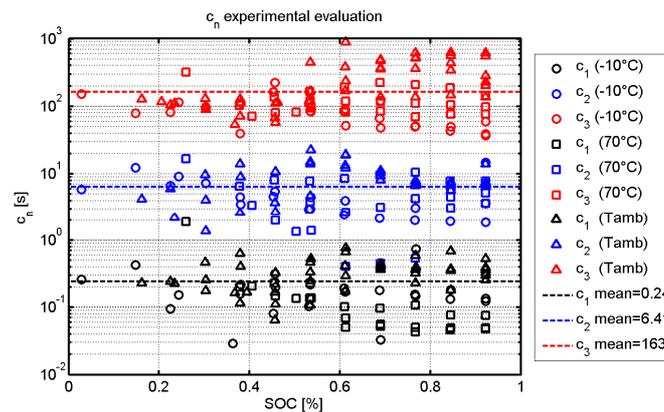


Figure II-4-9 : Extraction des $c_x=R_x.C_x$

Nous ferons l'hypothèse que les constantes de temps sont indépendantes de l'état de charge, de la température et du courant, et ne retiendrons donc que les moyennes :

$$c_1 = R_1.C_1 = 0.2424$$

$$c_2 = R_2.C_2 = 6.4074$$

$$c_3 = R_3.C_3 = 163.0025$$

Nous procéderons ensuite à un deuxième ajustement du même type, mais en fixant cette fois-ci les valeurs de c_1 , c_2 et c_3 en paramètre pour obtenir les valeurs corrigées des coefficients a , b_1 , b_2 et b_3 associés (Figure II-4-7).

4.4.6 Résistance série R

Les valeurs extraites pour a permettent de remonter directement à la valeur de la résistance série R.

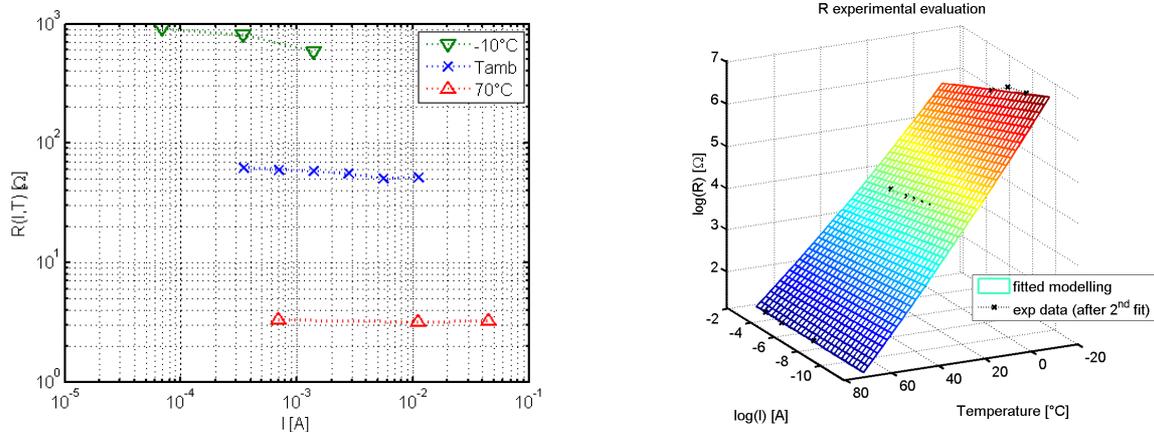


Figure II-4-10 : Extraction de R

On observe que R varie exponentiellement avec la température. Plus la température est élevée plus la résistance est faible ce qui rejoint les considérations que nous avons faites précédemment sur le « *rate capacitance effect* ». La valeur que l'on récupère à température ambiante (50-60Ω) correspond aux données fabricant. On observe aussi une légère diminution de la valeur de R lorsque le courant augmente. Ceci peut s'expliquer en partie par un accroissement de l'auto-échauffement de la batterie quand le courant augmente. Cet effet est d'ailleurs d'autant plus prononcé que la température extérieure est faible.

Au final nous avons choisi de représenter la variation de R par une fonction linéaire à 2 variables, T et $\log(I)$, comme suit :

$$R = \exp(R_\alpha) \cdot \exp(R_\gamma \cdot T) \cdot \exp(R_\beta \cdot \log(I)) \quad (\text{eq. II- 16})$$

$$R_\alpha = 5.09688$$

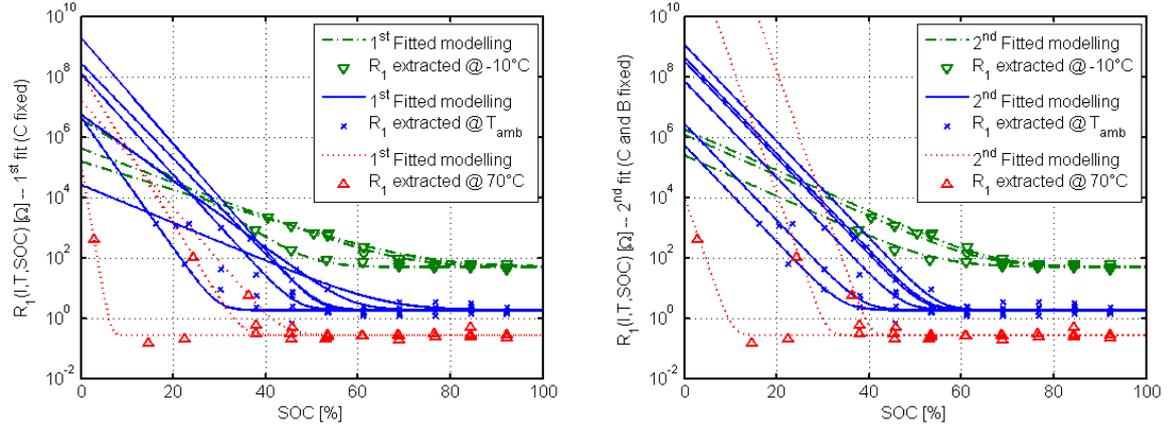
$$R_\beta = -0.0713571$$

$$R_\gamma = -0.060889$$

4.4.7 Résistance série R_1

Le coefficient a_1 nous donne l'évolution de la résistance R_1 en fonction du courant, I, de la température, T, et de l'état de charge, SOC. On retrouve une évolution de forme exponentielle (Figure II-4-11) que nous avons choisi de représenter avec la fonction suivante :

$$R_1(I, T, SOC) = A_1(I, T) \cdot \exp[-B_1(T \cdot SOC)] + \Gamma_1(T) \quad (\text{eq. II- 17})$$

Figure II-4-11 : Extraction de R_1

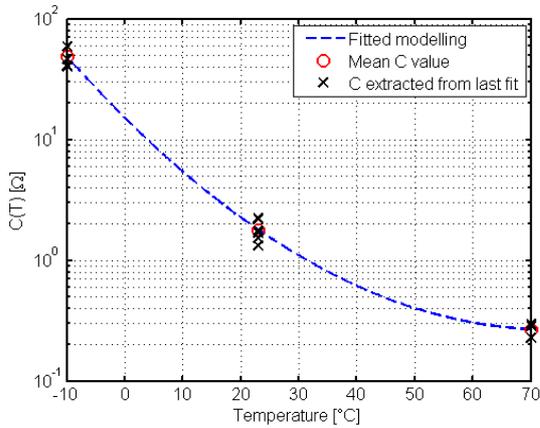
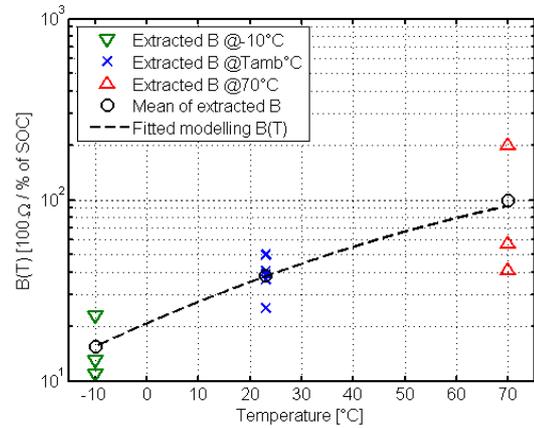
L'extraction de Γ_1 s'effectue à partir de la moyenne des valeurs de R_1 entre 80% et 100% d'état de charge. Le logarithme de Γ_1 peut être ajusté par un polynôme d'ordre 2 (Figure II-4-12) :

$$\Gamma_1(T) = \exp(R_{1c\alpha} \cdot T^2 + R_{1c\beta} \cdot T + R_{1c\gamma}) \quad (\text{eq. II-18})$$

$$R_{1c\alpha} = 7.783e - 4$$

$$R_{1c\beta} = -0.1099$$

$$R_{1c\gamma} = 2.711$$

Figure II-4-12 : Extraction de C_1 Figure II-4-13 : Extraction de B_1

Une fois la valeur de Γ_1 déterminée, on procède à un nouvel ajustement des valeurs de R_1 en fixant maintenant Γ_1 . L'objectif est de récupérer les valeurs de B_1 corrigées pour les exprimer sous la forme (Figure II-4-13) :

$$B_1(T, SOC) = \exp\left[(R_{1b\alpha} \cdot T^2 + R_{1b\beta} \cdot T + R_{1b\gamma}) \cdot SOC\right] \quad (\text{eq. II-19})$$

$$R_{1b\alpha} = -5.957e - 5$$

$$R_{1b\beta} = 2.686e - 2$$

$$R_{1b\gamma} = 3.0195$$

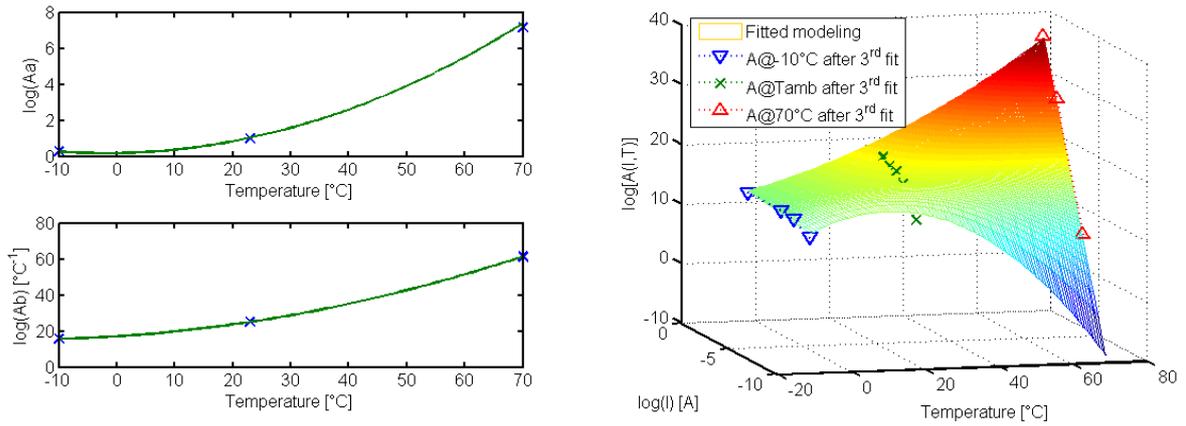


Figure II-4-14 : Extraction de A_1

Un troisième et dernier ajustement des valeurs de R_1 (avec Γ_1 et B_1 fixés) permet d’obtenir un ensemble de valeurs pour A_1 , que nous représentons par l’équation suivante (Figure II-4-14) :

$$A_1(I, T) = \exp(R_{1ab\alpha} \cdot T^2 + R_{1ab\beta} \cdot T + R_{1ab\gamma}) \exp[(R_{1aa\alpha} \cdot T^2 + R_{1aa\beta} \cdot T + R_{1aa\gamma}) \log(I)] \quad (eq. II- 20)$$

$$R_{1aa\alpha} = 0.0014$$

$$R_{1aa\beta} = 0.0048$$

$$R_{1aa\gamma} = 0.1716$$

$$R_{1ab\alpha} = 0.0061$$

$$R_{1ab\beta} = 0.2069$$

$$R_{1ab\gamma} = 17.0143$$

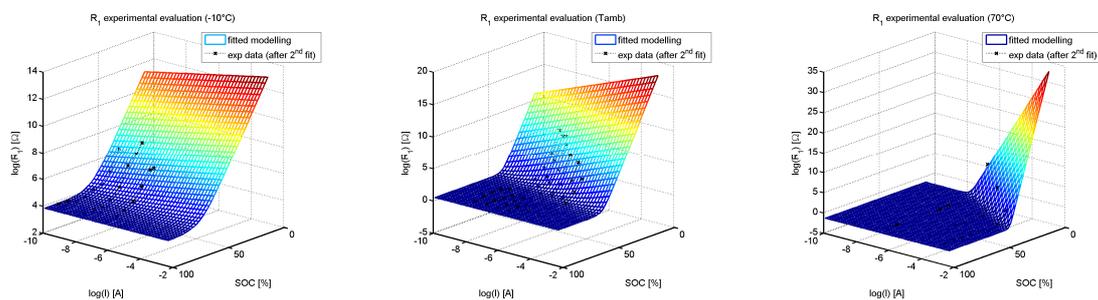


Figure II-4-15 : Évaluation de la modélisation de R_1 en fonction de I , SOC et T

Les figures ci-dessus (Figure II-4-15) comparent les valeurs de R_1 extraites à partir des points expérimentaux et ceux obtenus par le modèle. Au final le comportement complexe de R_1 est bien retranscrit par l’ensemble des équations présentées dans cette section.

4.4.8 Résistance série R₂

Nous procédons de manière identique pour la résistance R₂. Le coefficient α_2 nous donne l'évolution de la résistance R₂ en fonction du courant, I, de la température, T, et de l'état de charge, SOC. On retrouve une évolution de forme exponentielle (Figure II-4-16). Nous avons donc choisi de représenter R₂ par la fonction suivante :

$$R_2(I, T, SOC) = A_2(I, T) \cdot \exp[-B_2(T, SOC)] + \Gamma_2(T) \quad (\text{eq. II- 21})$$

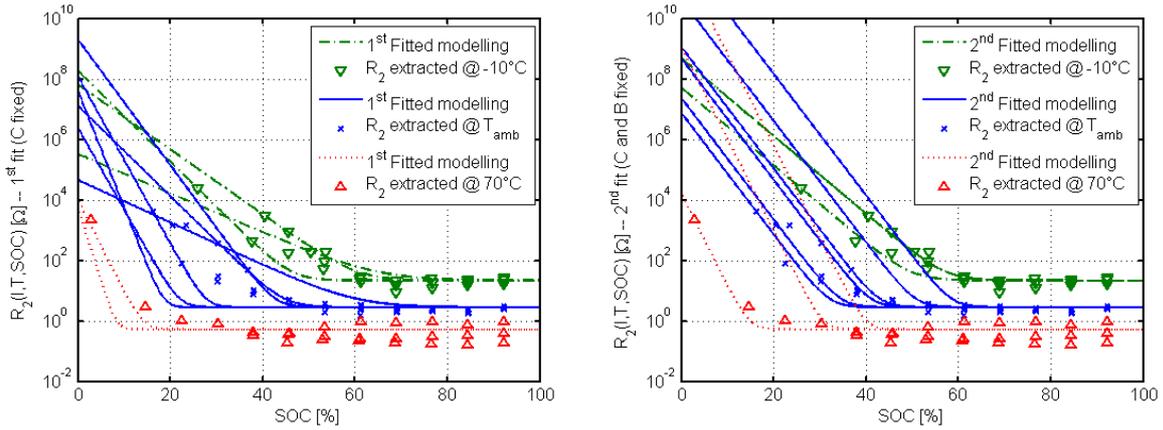


Figure II-4-16 : Extraction de R₂

L'extraction de Γ_2 s'effectue toujours à partir de la moyenne des valeurs de R₂, entre 80% et 100% d'état de charge. Le logarithme de Γ_2 peut aussi être ajusté par un polynôme d'ordre 2 (Figure II-4-17) comme suit :

$$\Gamma_2(T) = \exp(R_{2c\alpha} \cdot T^2 + R_{2c\beta} \cdot T + R_{2c\gamma}) \quad (\text{eq. II- 22})$$

$$R_{2c\alpha} = 3.3047e - 4$$

$$R_{2c\beta} = -0.0663$$

$$R_{2c\gamma} = 2.3737$$

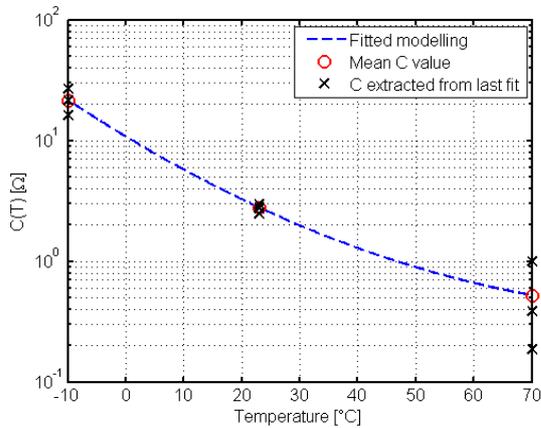


Figure II-4-17 : Extraction de C₂

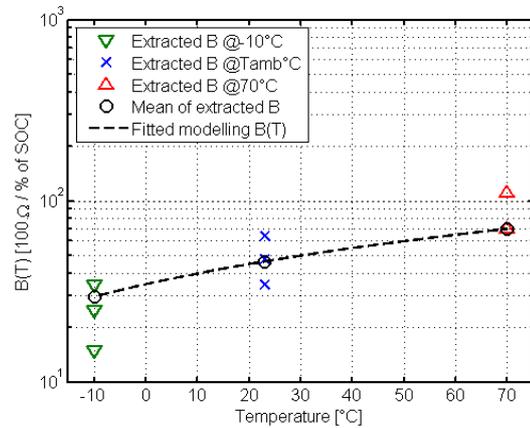


Figure II-4-18 : Extraction de B₂

Une fois la valeur de Γ_2 déterminée, on procède à un nouvel ajustement des valeurs de R_2 en fixant maintenant Γ_2 . L'objectif est de récupérer les valeurs de B_2 corrigées pour les exprimer sous la forme (Figure II-4-18) :

$$B_2(T, SOC) = (R_{2b\alpha} \cdot T + R_{2b\beta}) \cdot SOC \quad (eq. II- 23)$$

$$R_{2b\alpha} = 0.5054$$

$$R_{2b\beta} = 34.6203$$

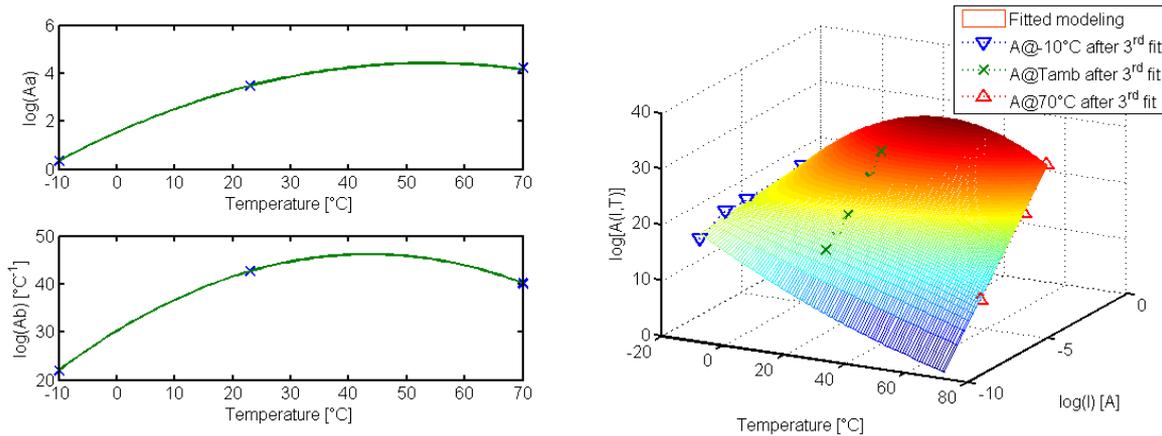


Figure II-4-19 : Extraction de A_2

Un troisième et dernier ajustement des valeurs de R_2 (avec Γ_2 et B_2 fixés) permet d'obtenir un ensemble de valeurs pour A_2 , décrit par l'équation suivante (Figure II-4-19) :

$$A_2(I, T) = \exp(R_{2ab\alpha} \cdot T^2 + R_{2ab\beta} \cdot T + R_{2ab\gamma}) \cdot \exp[(R_{2aa\alpha} T^2 + R_{2aa\beta} \cdot T + R_{2aa\gamma}) \cdot \log(I)] \quad (eq. II- 24)$$

$$R_{2aa\alpha} = -1.0e - 3$$

$$R_{2aa\beta} = 0.1075$$

$$R_{2aa\gamma} = 1.5329$$

$$R_{2ab\alpha} = -8.5e - 3$$

$$R_{2ab\beta} = 0.7373$$

$$R_{2ab\gamma} = 30.2045$$

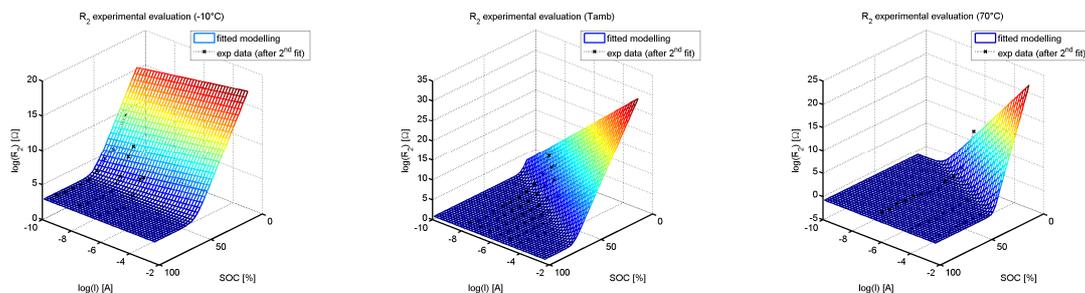


Figure II-4-20 : Évaluation de la modélisation de R_2 en fonction de I , SOC et T

Les figures ci-dessus (Figure II-4-20) comparent une nouvelle fois les valeurs de R_2 extraites des points expérimentaux et celle obtenues avec le modèle. L'évolution complexe de R_2 est là encore bien retranscrite par l'ensemble des équations présentées dans cette section.

4.4.9 Résistance série R_3

La résistance série R_3 est celle qui représente les phénomènes lents. Elle est indépendante de l'état de charge et l'on observe des variations exponentielles par rapport au courant et à la température (Figure II-4-21).

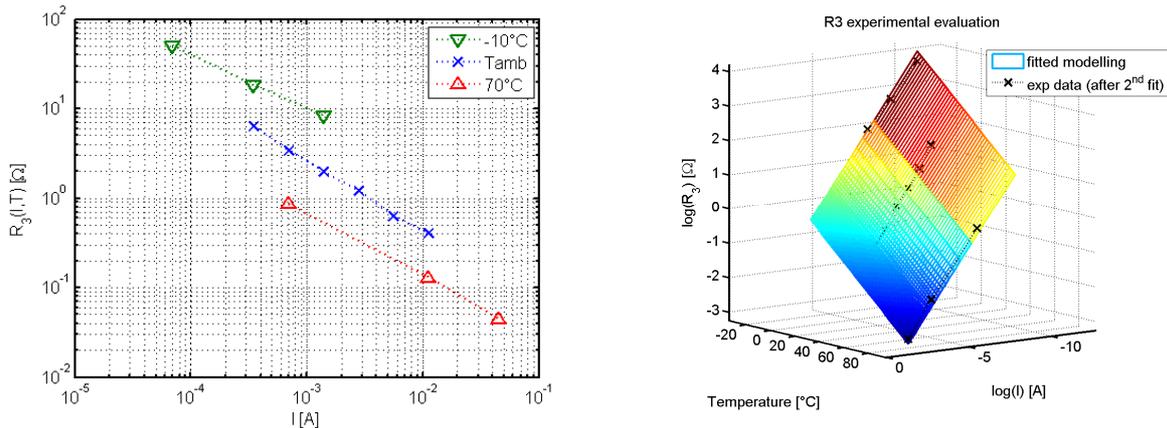


Figure II-4-21 : Extraction de R_3

On choisira donc de représenter R_3 par une fonction linéaire à 2 variables :

$$R_3 = \exp(R_{3\alpha}) \cdot \exp(R_{3\gamma} \cdot T) \cdot \exp(R_{3\beta} \cdot \log(I)) \quad (\text{eq. II- 25})$$

$$R_{3\alpha} = -2.8623$$

$$R_{3\beta} = -0.0366485$$

$$R_{3\gamma} = -0.700584$$

La Figure II-4-21 compare les points issus des données expérimentales avec ceux issus de notre modèle.

4.5 Résultats et conclusion

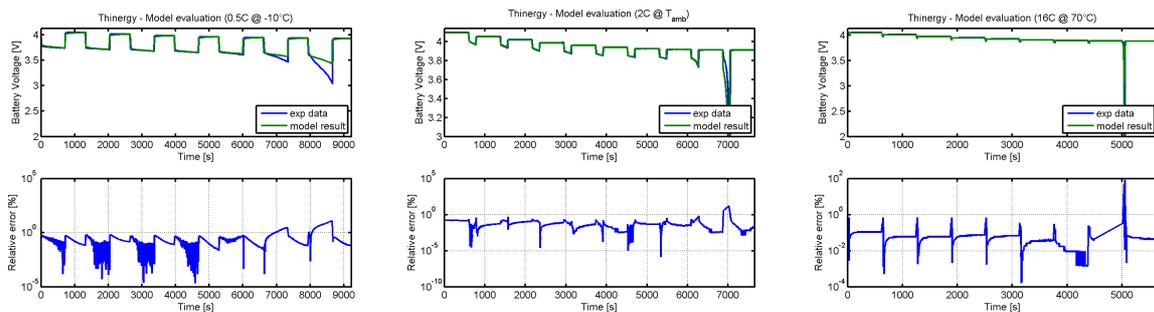


Figure II-4-22 : Comparaison modèle/expérience pour la batterie Thinerly

Le modèle que nous avons construit a fait l'objet d'une publication lors de la conférence internationale PowerMEMS1010 [31]. Des simulations effectuées à différentes températures (Figure II-4-22) montrent qu'il permet d'obtenir des résultats (tension aux bornes de la batterie) avec une erreur relative sur la tension inférieure à 1%, pour des courants allant de 0 à 100 mA et pour des températures comprises entre -20 °C et 80 °C. Cependant pour la partie du domaine de fonctionnement où le modèle extrapole à partir des points expérimentaux, en fin de décharge par exemple, les résultats ne sont plus quantitatifs mais restent tout de même qualitatifs.

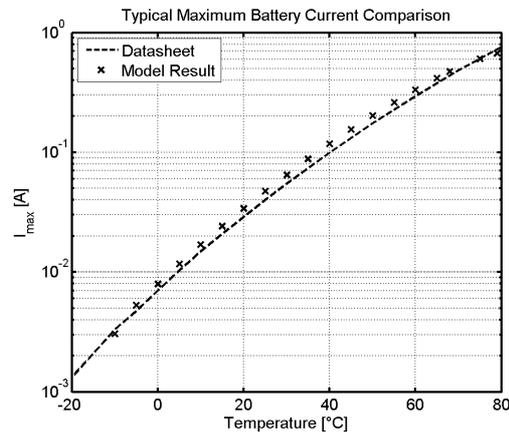


Figure II-4-23 : Courant maximal en fonction de la température

Les performances atteintes en termes de représentation du comportement en température de la batterie sont donc satisfaisantes. Comme le montre la figure ci-dessus (Figure II-4-23), seuls les 3 points de température mesurés expérimentalement (-10°C, 23°C et 70°C) suffisent à reconstruire correctement le comportement de la batterie sur l'ensemble du domaine de température. Une des principales améliorations qui pourrait être toutefois apportée est la prise en compte de l'auto-échauffement de la batterie. Pour cela des caractérisations plus précises, en mesurant notamment la température de surface de la batterie, sont nécessaires.

En résumé le modèle de batterie que nous avons choisi et implémenté satisfait à toutes nos exigences :

- *Il est léger en temps de calcul car relativement simple ;*
- *Il est fidèle à nos mesures expérimentales : erreur inférieure à 1% sur la tension, pour des courants allant jusqu'à 100mA et pour des températures comprises entre -10°C et 80°C (sauf en fin de décharge) ;*
- *Ses paramètres sont déterminés à partir de caractérisations expérimentales simples ;*
- *Et il est possible de l'implémenter directement en SPICE pour effectuer des simulations circuit.*

5 Conclusion

Le premier chapitre a présenté le choix de 2 sources de récupération d'énergie ambiante et d'un élément de stockage :

- Un générateur piézoélectrique V21BL de Midé Technologies ;
- Une cellule solaire en silicium amorphe de SOLEMS ;
- Une batterie au LIPON en couche mince Thinergy MEC de IPS.

Nous avons présenté, dans ce second chapitre, la caractérisation expérimentale de ces éléments dans le domaine de fonctionnement suivant :

- [0,1 g à 6 g] @ 60 Hz entre 0°C et 50°C pour le générateur piézoélectrique ;
- [200 lux à 20000 lux] à température ambiante pour le module photovoltaïque ;
- [0 à 100mA] entre -10°C et 80°C pour la batterie.

Les résultats de caractérisation sont satisfaisants car les deux sources choisies répondent tout à fait à nos attentes en termes de puissance récupérée :

- 100µW à 0.5g pour le générateur piézoélectrique V21BL de Midé Technologies ;
- 140µW à 200lux pour la cellule solaire en silicium amorphe de SOLEMS.

D'autre part, le module de batterie Thinergy avec une capacité nominale de 700µA.h et un courant maximum instantané de 30mA correspond parfaitement aux spécifications d'une application de type capteur autonome.

Après un rapide état de l'art des modèles développés dans la littérature, nous avons proposé pour chacun de ces éléments un modèle basé sur un circuit électrique équivalent. Les paramètres de ces modèles ont été extraits des caractérisations expérimentales pour obtenir une simulation la plus fidèle possible à la réalité à moindre coût de calcul. Nous pouvons résumer les résultats obtenus sur les domaines de fonctionnement donnés précédemment :

- Une erreur de 8.8 % pour le générateur piézoélectrique ;
- Une erreur de l'ordre de 10% pour la cellule solaire ;
- Une erreur inférieure à 1% pour la tension de batterie au LIPON.

Tous ces modèles sont compatibles SPICE et ont été implémentés dans un environnement de simulation VHDL-AMS de sorte à pouvoir être utilisés pour concevoir le système de gestion de puissance objet principal de ce travail de thèse. Ceci sera développé dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Conception et simulation du système de gestion de puissance

CHAPITRE III

1	INTRODUCTION – VUE D’ENSEMBLE DU CIRCUIT	87
2	L’ÉTAGE DE CONVERSION AC/DC	89
2.1	LES CONVERTISSEURS AC/DC ACTIFS OU SYNCHRONES	89
2.2	LES CONVERTISSEURS AC/DC PASSIFS OU ASYNCHRONES.....	91
2.3	CONCLUSION.....	94
3	MPPT : MAXIMUM POWER POINT TRACKING.....	94
3.1	CARACTÉRISTIQUE DE PUISSANCE DES SOURCES DE RÉCUPÉRATION D’ÉNERGIE.....	95
3.2	LES DIFFÉRENTES APPROCHES POSSIBLES DE MPPT	99
3.3	MPPT ULTRA-BASSE CONSOMMATION PROPOSÉ.....	101
4	CONVERTISSEUR DC/DC SINGLE INDUCTOR MULTIPLE INPUTS MULTIPLE OUTPUTS : DC/DC SI MIMO	105
4.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	105
4.2	DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR	115
4.3	CONTRÔLE DU CONVERTISSEUR DC/DC ET GESTION DE LA PUISSANCE.....	120
5	CONCLUSION.....	132



1 Introduction – Vue d'ensemble du circuit

Dans le premier chapitre nous avons présenté la problématique générale de la thèse en la plaçant en perspective dans le contexte global de l'alimentation électrique des capteurs autonomes et communicant (WSN : Wireless Sensor Node). Nous avons fait le choix d'implémenter un convertisseur DC-DC Single Inductor à plusieurs entrées et plusieurs sorties car il peut assurer la gestion d'énergie d'un système multi-sources complet, c'est-à-dire :

- L'hybridation de plusieurs sources de récupération d'énergie avec un ou plusieurs éléments de stockage ;
- La polarisation de chacune des sources de sorte qu'elle délivre son maximum de puissance ;
- La gestion et la protection du ou des éléments de stockage, tant en charge, qu'à la décharge ;
- L'accès à une ou plusieurs tensions régulées en sortie pour alimenter le nœud du réseau de capteurs.

Un démonstrateur sera conçu dans ce sens afin d'alimenter un capteur de température enregistreur (Figure III-1-1). Dans le Chapitre II nous avons modélisé les dispositifs des récupération/stockage d'énergie retenus pour ce travail : un générateur piézoélectrique V21BL de Midé Technologies, une cellule solaire en silicium amorphe de SOLEMS, et une batterie au LIPON en couche mince Thinergy MEC de IPS. Tous ces dispositifs ont été caractérisés et des modèles implémentables en VHDL-AMS ont été développés.

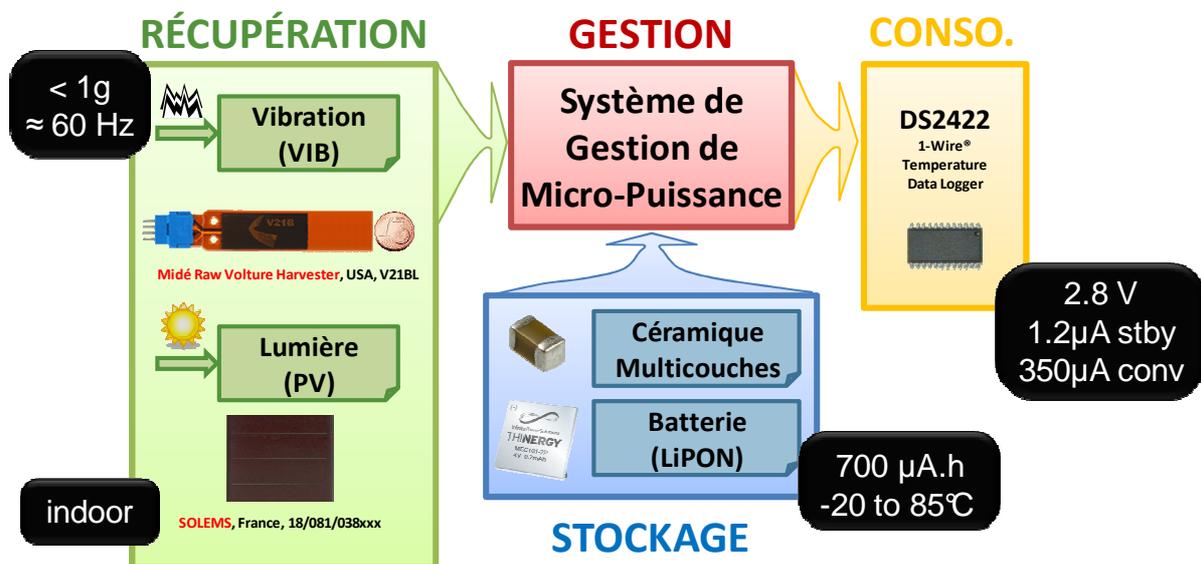


Figure III-1-1 : Vue d'ensemble du circuit de gestion de puissance multi-sources multi-charges

Il est assez difficile d'évaluer, tant de manière qualitative que quantitative, les performances d'un tel système de gestion d'énergie. Ainsi nous proposons de nous servir de la simulation comme une aide à la conception. Le langage VHDL-AMS, et particulièrement avec l'environnement SystemVision de Mentor Graphics [1], permettra de faire la passerelle entre les modèles comportementaux décrits au chapitre précédant, le modèle bas niveau du système de gestion, et l'aspect logiciel portant l'intelligence du circuit. Dans ce chapitre nous allons présenter les différentes étapes de la conception de ce système de gestion de puissance. Le schéma ci-dessous (Figure III-1-2) détaille les

différents blocs fonctionnels du circuit complet proposé. Dans la suite nous détaillerons chacun de ces blocs, les choix technologiques pris, le dimensionnement des principaux éléments, et les différents compromis effectués.

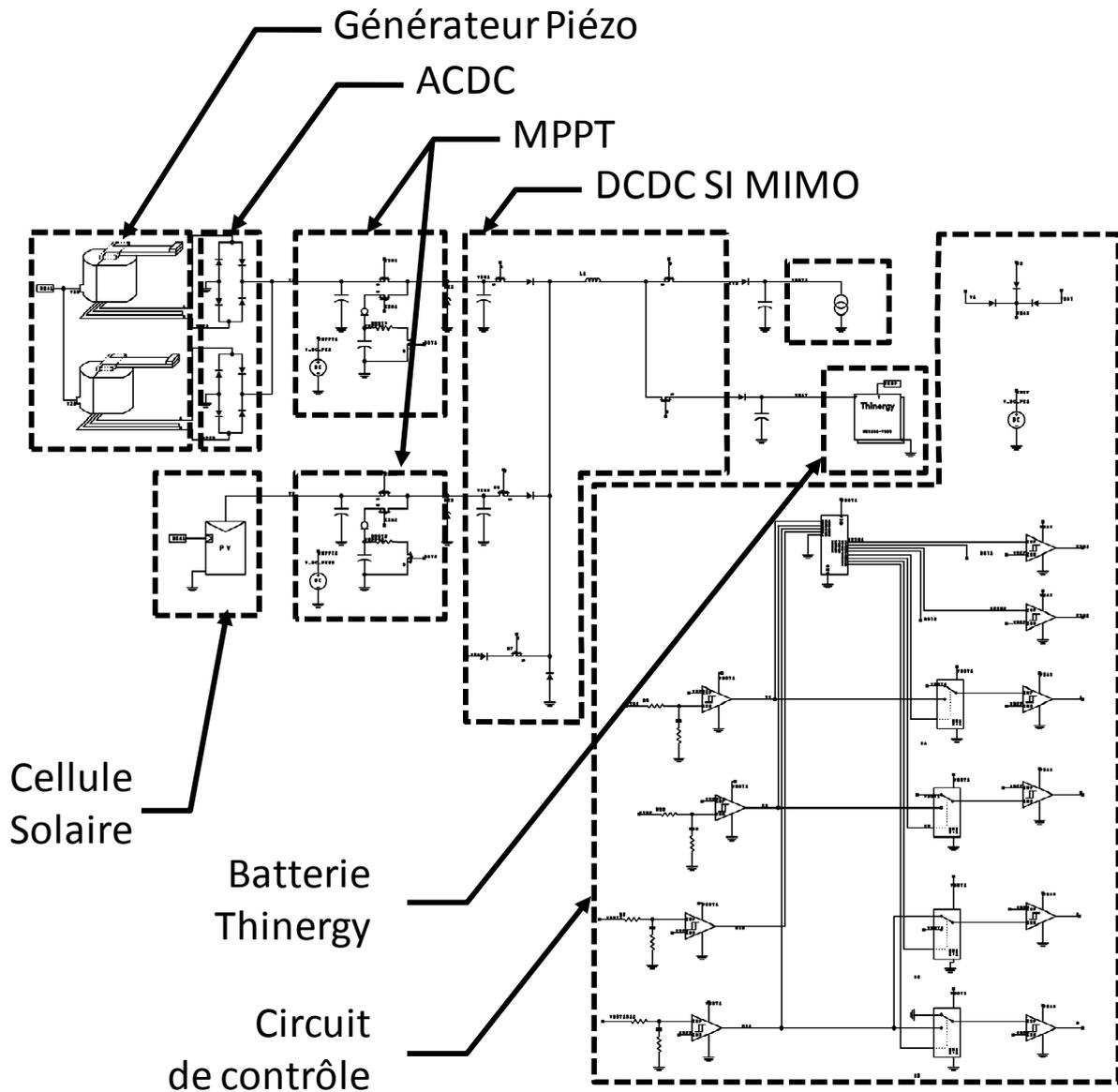


Figure III-1-2 : Schéma complet du circuit de gestion de puissance multi-sources multi-charges

Nous distinguerons 3 blocs spécifiques que nous allons détailler dans les 3 parties suivantes :

- Le convertisseur AC/DC
- L'étage de Maximum Power Point Tracking (MPPT)
- Le convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output (SI MIMO) pour lequel nous distinguerons : la chaîne de puissance, le circuit de contrôle qui la pilote, et le logiciel associé qui porte toute l'intelligence de la gestion.

2 L'étage de conversion AC/DC

Le premier bloc fonctionnel que nous allons détailler est l'étage de conversion AC/DC. Nous avons vu au chapitre précédent que lorsque le générateur piézoélectrique est soumis à une excitation sinusoïdale, le courant produit est sinusoïdal (AC, Alternating Current). Or, pour être alimenté, un WSN nécessite un ou plusieurs niveaux de tension continue (DC, Direct Current). Un étage de conversion AC/DC (ou rectifier) est donc nécessaire à l'exploitation de la puissance fournie par le générateur piézoélectrique. On distingue deux familles de convertisseurs AC/DC :

- Les convertisseurs AC/DC actifs, ou synchrones ;
- Les convertisseurs AC/DC passifs, ou asynchrones.

2.1 Les convertisseurs AC/DC actifs ou synchrones

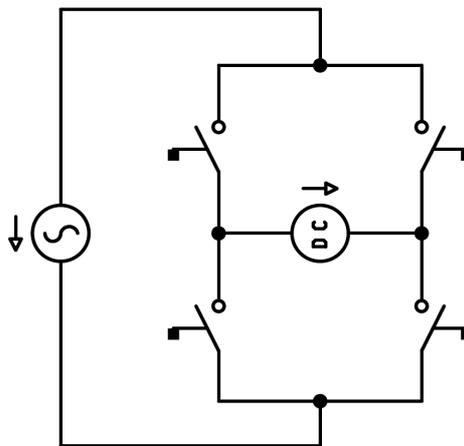


Figure III-2-1 : Pont en H pour la conversion AC/DC

Les convertisseurs AC/DC actifs sont principalement utilisés dans les applications de puissance. Ils sont basés sur un pont en H (Figure III-2-1) dont les 4 éléments de commutation peuvent être des thyristors, des IGBT, ou encore des MOSFET pour les applications basse tension (de l'ordre du volt) et moyen courant (plusieurs ampères). L'intérêt des convertisseurs actifs est leur rendement. En effet, en théorie, le rendement est de 100% car à chaque instant dans les éléments de commutation, soit la tension, soit le courant, est nul ce qui fait que la puissance dissipée dans le convertisseur est nulle. En pratique ce n'est évidemment pas le cas et les éléments de commutation doivent être dimensionnés de sorte à minimiser les pertes. La contrepartie est qu'il faut contrôler précisément le moment de commutation de chacune des branches du pont. Le calcul du rendement total doit donc tenir compte de la consommation de ce circuit de contrôle dédié.

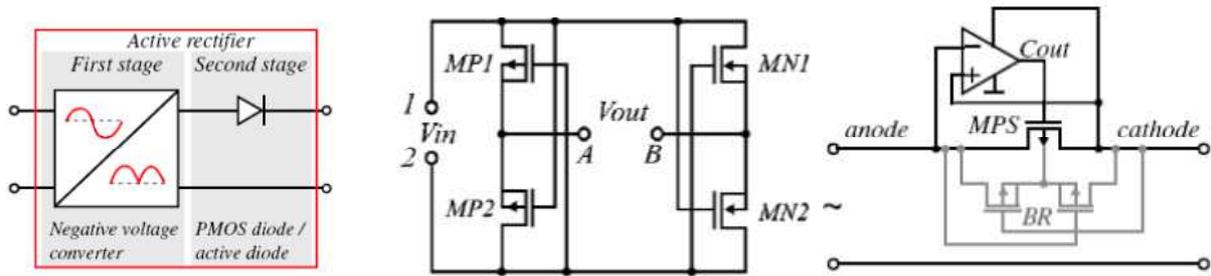


Figure III-2-2 : Convertisseur AC/DC actif par [2]

Les convertisseurs AC/DC actifs trouvent aussi leur utilisation dans les applications de récupération d'énergie. Ils sont utilisés principalement pour la récupération d'énergie RF et thermique [3], [2]. Nous avons vu en effet que les tensions produites par ces 2 modes de récupération d'énergie peuvent être très faibles. Ainsi les convertisseurs AC/DC, avec un seuil de commutation très proche de zéro, sont la seule solution permettant de redresser des tensions aussi faibles. Cependant la question de leur utilisation dans le cadre de notre application se pose. Leur rendement est-il meilleur que celui d'un étage de conversion passif malgré le très faible niveau de puissance mis en jeu ?

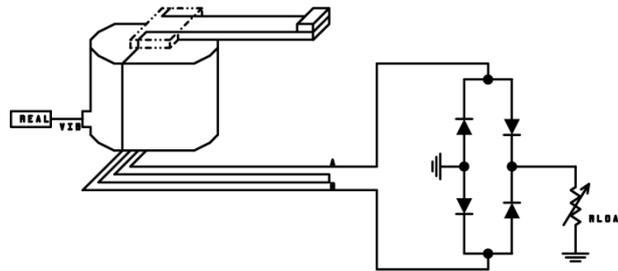


Figure III-2-3 : Schéma de simulation du convertisseur AC/DC

Pour répondre à cette question nous avons donc cherché à estimer les performances pouvant être atteinte par l'utilisation d'un convertisseur AC/DC actif pour redresser la tension fournie par un générateur piézoélectrique Midé. Pour ce faire nous avons simulé un convertisseur AC/DC parfait (seuil de commutation égal à 0, temps de réponse < 1ns, pas de perte en commutation, pas de perte statique) et observé l'effet de la consommation du circuit de contrôle du convertisseur. Le schéma simulé est présenté Figure III-2-3. Dans une première approximation cette consommation est choisie constante en laissant la possibilité de raffiner la simulation si besoin.

À mesure où la consommation de l'étage de redressement augmente on observe une diminution du rendement. Le rendement dépend alors de manière non linéaire du niveau d'accélération auquel est soumis la source piézoélectrique ainsi que du point de fonctionnement dicté par la charge électrique en sortie de l'étage AC/DC. Même avec une consommation de 800 nA on observe déjà que toute une partie du domaine de simulation correspond à un rendement égal à 0. Ceci veut dire que la puissance consommée par le convertisseur est supérieure ou égale à la puissance générée par la source piézoélectrique. Si l'on continue d'augmenter la consommation de l'étage, on observe qu'à partir de 10 μ A le rendement de convertisseur AC/DC ne dépasse plus les 50% quelque soit le niveau de vibration, ni le point de polarisation. Ces chiffres sont à comparer avec les performances pouvant être obtenues par un simple étage de conversion AC/DC passive et asynchrone.

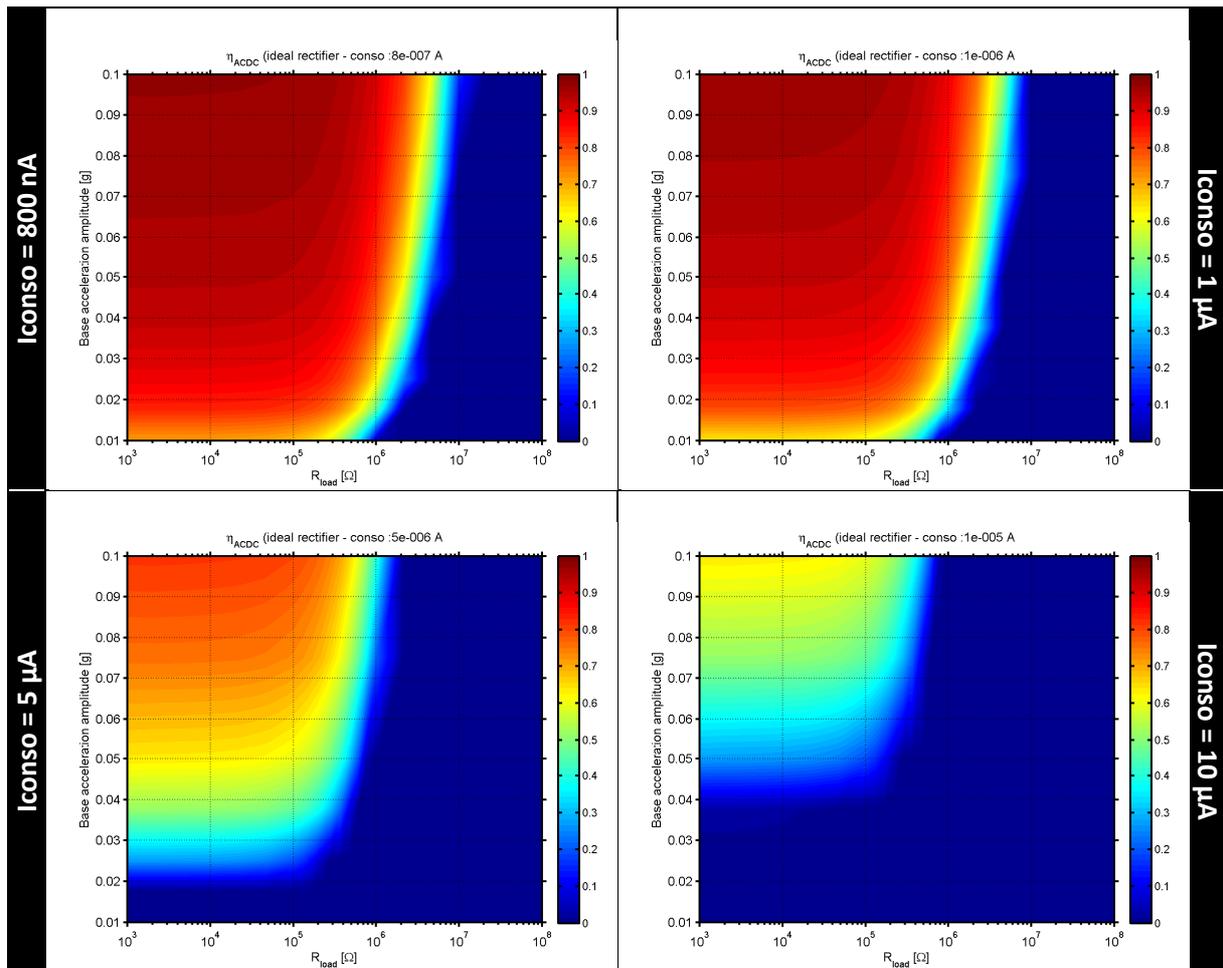


Figure III-2-4 : Rendement théorique d'un convertisseur AC/DC idéal en fonction de la consommation de son circuit de contrôle, de l'accélération des vibrations et de la charge électrique en sortie de l'étage

2.2 Les convertisseurs AC/DC passifs ou asynchrones

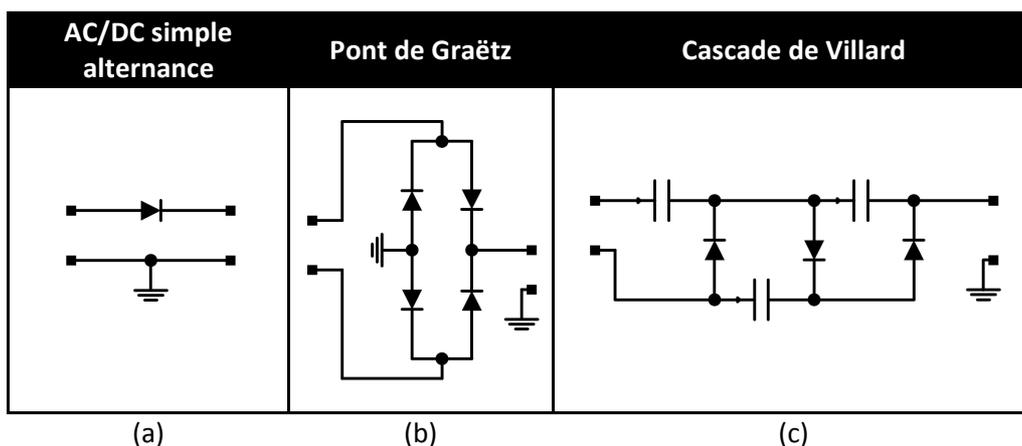


Figure III-2-5 : Les différentes structures de convertisseurs AC/DC passifs asynchrones

Les convertisseurs passifs asynchrones utilisent tous une diode comme élément de commutation. Avec une seule diode on retrouve l'étage de redressement simple alternance (Figure III-2-5-a) dont le rendement maximal théorique est de 50% car seule une alternance sur deux est redressée. Avec 4 diodes il est possible de réaliser un convertisseur AC/DC double alternance. L'architecture la plus

classique est celle du pont de Graëtz, qui reprend le pont en H présenté précédemment avec des diodes comme éléments de commutation (Figure III-2-5-b). À noter qu'il existe aussi des convertisseurs AC/DC asynchrones capable à la fois de redresser et d'élever le niveau de tension. On parle alors de multiplicateurs de tension : la cascade de Villard (Figure III-2-5-c) est le plus classique. La complexité des étages multiplicateurs de tension conduit à des rendements moindres car plus il y a de diodes, plus il y a de pertes.

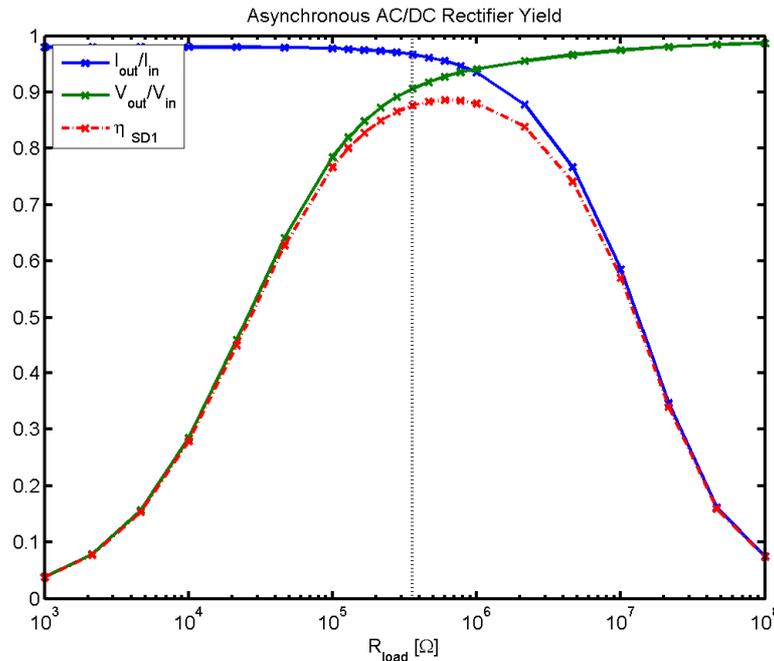


Figure III-2-6 : Courbe du rendement de l'étage AC/DC en fonction de la valeur de la résistance de charge

Le rendement du convertisseur AC/DC simple alternance étant intrinsèquement limité à 50%, nous nous intéresserons ici à l'architecture double alternance. Il s'agit donc de choisir correctement les 4 diodes du pont de Graëtz pour optimiser le rendement de l'étage. Pour nous aider dans ce choix nous avons, là encore, réalisé des simulations avec le modèle de générateur piézoélectrique présenté au Chapitre II. Les modèles SPICE des diodes sont fournis par les fabricants. Nous nous intéresserons au rendement de l'étage donné par :

$$\eta_{ACDC} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} \quad (eq. III- 1)$$

Aussi, si pour un niveau d'excitation de la source donné, on trace l'évolution du rendement d'un étage de conversion AC/DC chargé par une résistance, on obtient une courbe en cloche comme celle représentée Figure III-2-6. À faible charge, c'est-à-dire pour R_{load} très grande, le générateur piézoélectrique est presque en circuit ouvert. La tension est élevée et le courant fourni est comparable au courant inverse dans les diodes bloquées du pont ce qui dégrade fortement le rendement (Figure III-2-6). À plus forte charge, lorsque R_{load} est faible, le courant fourni par le générateur piézoélectrique est maximum mais la tension de sortie est faible. On est presque en situation de court-circuit. La tension est alors plus faible que le seuil de conduction des diodes qui

restent donc bloquées. Les pertes dans les diodes sont grandes et le rendement s'effondre (Figure III-2-6).

Il faut donc veiller à trois points concernant le choix des diodes :

- Avoir un seuil de conduction le plus faible possible pour limiter les pertes en très basse tension ;
- Avoir un courant inverse le plus faible possible pour limiter les pertes de l'étage lorsque le courant est faible ;
- Que la résistance de charge optimale du pont, i.e. le haut de la courbe en cloche du rendement, soit proche de la résistance de charge optimale du générateur piézoélectrique. Ainsi les performances de l'étage redresseur sont maximales lorsque l'émission de puissance de la source est maximale.

Ainsi, nous avons sélectionné 2 technologies pour les diodes du convertisseur :

- Des diodes semi-conducteur à jonction PN ;
- Des diodes à hétérojonction Schottky.

Les premières sont les diodes les plus classiquement utilisées car elles ont un très faible courant inverse ($< \text{nA}$) mais leur seuil de conduction est de $0.6 - 0.7 \text{ V}$. Les diodes Schottky sont utilisées dans les applications basse tension car ce sont des diodes rapides à faible tension de seuil $0.3 - 0.4 \text{ V}$, mais elles ont un courant inverse supérieur ($\approx \mu\text{A}$).

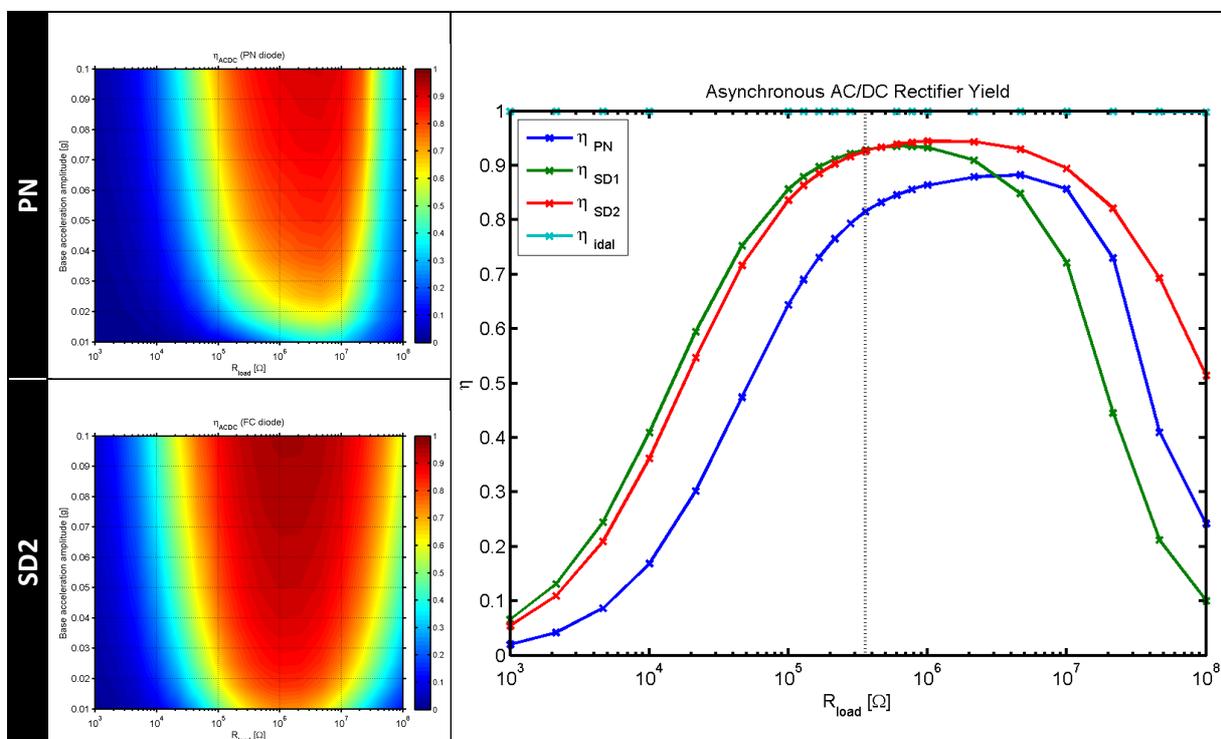


Figure III-2-7 : Comparaison du rendement de l'étage AC/DC en fonction de la technologie de diode utilisée

Nous avons comparé 3 références de diodes en terme rendement effectif obtenu au niveau de l'étage AC/DC (Figure III-2-7) :

- PN : 1N54 (PN low leakage)
- SD_1 : SDM20E40C (Schottky)
- SD_2 : BAT54 (Schottky)

Lorsque l'on observe les courbes de rendement pour PN et SD_1 on retrouve les comportements attendus : le rendement de la diode PN est supérieur à faible courant alors que la diode Schottky se comporte mieux à faible tension. Toutefois nous avons réussi à trouver un bon compromis avec la diode Schottky petits signaux BAT54 produite par Fairchild qui conduit à un rendement maximum de 97% à 0.5g (Figure III-2-7).

2.3 Conclusion

Nous montrons ici qu'un convertisseur AC/DC basé sur un pont de Graëtz à diodes Schottky permet d'atteindre un rendement moyen de 90% sur la gamme d'accélération 0.1g-0.5g. Pour obtenir un rendement similaire avec un étage actif il faudrait que la consommation du circuit de contrôle soit inférieure à 1 μ A. C'est un objectif réaliste (plus encore si l'on envisage le développement d'un ASIC¹ comme le travail de L. Assouère [4]) mais qui représente déjà un travail de conception particulièrement soigné. Déjà au Chapitre I nous argumentions sur l'avantage que représente le niveau élevé de tension fourni par le générateur piézoélectrique. Nous en apportons ici la preuve quantitative. De plus, les simulations, basées sur le modèle du dispositif piézoélectrique présenté au Chapitre II, nous ont permis de choisir la diode la plus adaptée en arbitrant entre plusieurs références. Notre choix s'est finalement porté sur la diode Schottky de type BAT54 produite par Fairchild qui offre le meilleur compromis en terme de rendement sur l'ensemble de la gamme de fonctionnement considérée.

3 MPPT : Maximum Power Point Tracking

Parmi les objectifs à atteindre pour notre circuit de gestion de puissance nous annonçons celui de polariser les sources de sorte à ce qu'elles fournissent leur maximum de puissance. C'est ce que l'on appelle du Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Dans cette partie nous présenterons des résultats fondamentaux sur la caractéristique de puissance des générateurs choisis (piézoélectrique et photovoltaïque). Ceci introduira le concept de recherche du point de puissance maximal. Nous détaillerons alors les différentes approches déjà développées dans la littérature avant de présenter la technique de MPPT très basse consommation que nous avons développée pour ce travail.

¹ ASIC : Application-Specific Integrated Circuit (circuit intégré)

3.1 Caractéristique de puissance des sources de récupération d'énergie

Dans cette partie nous introduirons le concept de recherche du point de puissance maximal. Nous montrerons que cette technique initialement introduite pour les générateurs photovoltaïques peut être généralisée à l'ensemble des sources de récupération d'énergie ce qui en fait le candidat idéal pour notre système de gestion de puissance générique.

3.1.1 Générateur piézoélectrique

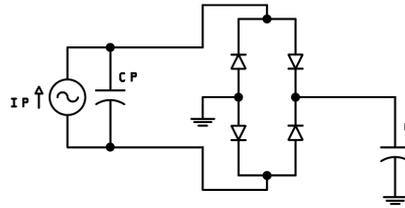


Figure III-3-1 : Générateur piézoélectrique et convertisseur AC/DC

Considérons l'établissement de la tension aux bornes du générateur piézoélectrique, soumis à une excitation sinusoïdale à sa fréquence de résonance chargé par le convertisseur AC/DC décrit ci-avant et un condensateur de filtrage C (initialement déchargé) - Figure III-3-1. Les diodes sont considérées comme idéales (pas de seuil, pas de pertes). Le générateur piézoélectrique est représenté par le modèle électrique équivalent décrit dans le chapitre II.

$$t_k = \frac{k\pi}{\omega} = k \frac{T}{2} \quad (\text{eq. III- 2})$$

Soit t_k les instants qui correspondent à l'annulation du courant piézoélectrique $\tilde{I}_p = I_p \cdot \sin(2\pi \cdot f_{res} \cdot t)$:

$$t_k = \frac{k\pi}{\omega} = k \frac{T}{2} \quad (\text{eq. III- 3})$$

Avec

$$T = \frac{1}{f_{res}} \quad (\text{eq. III- 4})$$

À chacun de ces instants la tension aux bornes du condensateur de filtrage C est donnée par (cf. [5]) :

$$V_{C,k} = \frac{B(A^k - 1)}{A - 1} \quad (\text{eq. III- 5})$$

Avec

$$A = \frac{C - C_p}{C + C_p} \text{ et } B = \frac{2 \cdot I_p(VIB)}{\omega(C + C_p)} \quad (\text{eq. III- 6) et (eq. III- 7})$$

L'énergie stockée dans le condensateur, E_C , et la puissance, P , associée peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} E_{C,k} = \frac{1}{2} C V_{C,k}^2 \\ \bar{P}_k = \frac{1}{T} C (V_{C,k}^2 - V_{C,k-1}^2) \end{cases} \quad (eq. III- 8)$$

Pour les k croissants la tension du condensateur augmente et tend vers une valeur stable (Figure III-3-2) donnée par :

$$V_{C,\infty} = \frac{B}{A-1} = \frac{Ip(VIB)}{\omega Cp} = V_{OC} \quad (eq. III- 9)$$

C'est la tension en circuit ouvert du générateur, V_{OC} .

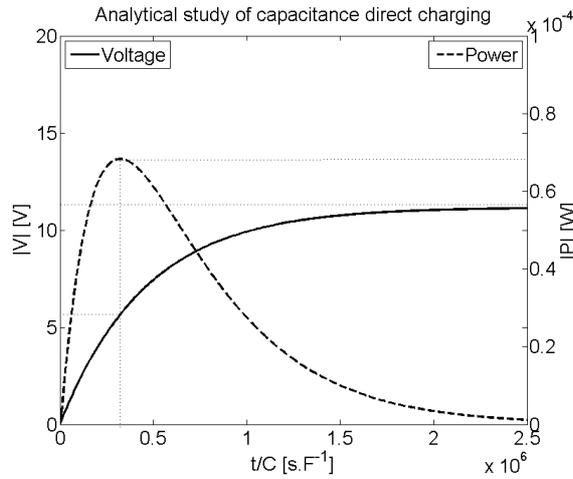


Figure III-3-2 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de filtrage en sortie de l'AC/DC

Ainsi la puissance récupérée augmente pour passer par un maximum avant de diminuer et tendre asymptotiquement vers zéro, malgré le fait que l'excitation mécanique soit restée inchangée (Figure III-3-2). Il existe donc une tension de polarisation pour laquelle le générateur produit un maximum de puissance. Dans l'optique de la récupération d'énergie pour l'alimentation d'un système autonome de type WSN, il est donc souhaitable de réguler la tension aux bornes de la source pour maximiser la production d'énergie.

Si l'on dérive l'expression de P obtenue ci-dessus (pour le détail du calcul cf. [5]), on trouve que la tension V_{MPP} (Maximum Power Point), pour laquelle la puissance est maximale, est donnée par :

$$V_{C,k,\bar{P}=\bar{P}_{max}} = \frac{Ip(VIB)}{2\omega Cp} = \frac{V_{OC}}{2} = V_{MPP} \quad (eq. III- 10)$$

Ainsi la tension du point d'émission maximal de puissance V_{MPP} est égale à la moitié de la tension en circuit ouvert. Par conséquent bien que V_{MPP} soit fortement dépendante de l'amplitude des vibrations le rapport α reste constant :

$$\alpha = \frac{V_{MPP}}{V_{OC}} = 0.5 \quad (eq. III- 11)$$

La Figure III-3-3 présente les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ du générateur piézoélectrique. Ces mesures confirment que la connaissance de la tension en circuit ouvert permet de déduire la tension du point de puissance maximal. Toutefois, le rapport α mesuré est de 0,6 (cf. Figure III-3-3). La différence avec la valeur théorique peut s'expliquer par une légère sous-estimation de la tension en circuit ouvert. En effet l'impédance interne de l'appareil de mesure utilisé est de $10\text{ M}\Omega$, ce qui conduit à un courant résiduel d'environ 2,5% du courant de court-circuit I_{SC} . Cependant le rapport α obtenu est bien constant sur l'ensemble de la gamme de vibration considérée, ce qui en fait un bon estimateur du niveau de la tension du point de puissance maximal.

	0,1 g	0,3 g	0,5 g
V_{MPP} [V]	1,26	4,02	6,83
V_{OC} [V]	2,1	6,77	11,48
V_{MPP}/V_{OC}	0,60	0,59	0,59

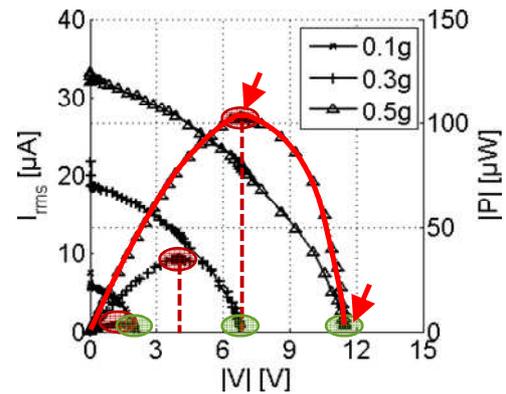


Figure III-3-3 : Évolution du rapport V_{MPP}/V_{OC} en fonction du niveau de vibration

3.1.2 Cellule photovoltaïque

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, les générateurs photovoltaïques présentent aussi une caractéristique puissance/tension en forme de cloche (Figure III-3-4). Il existe donc une tension de polarisation de la cellule pour laquelle l'émission de puissance est maximale. Cette tension évolue avec l'éclairement mais la variation est plus faible que dans le cas des générateurs piézoélectriques. Cela est directement lié à la forme exponentielle de la caractéristique courant/tension de la jonction PN.

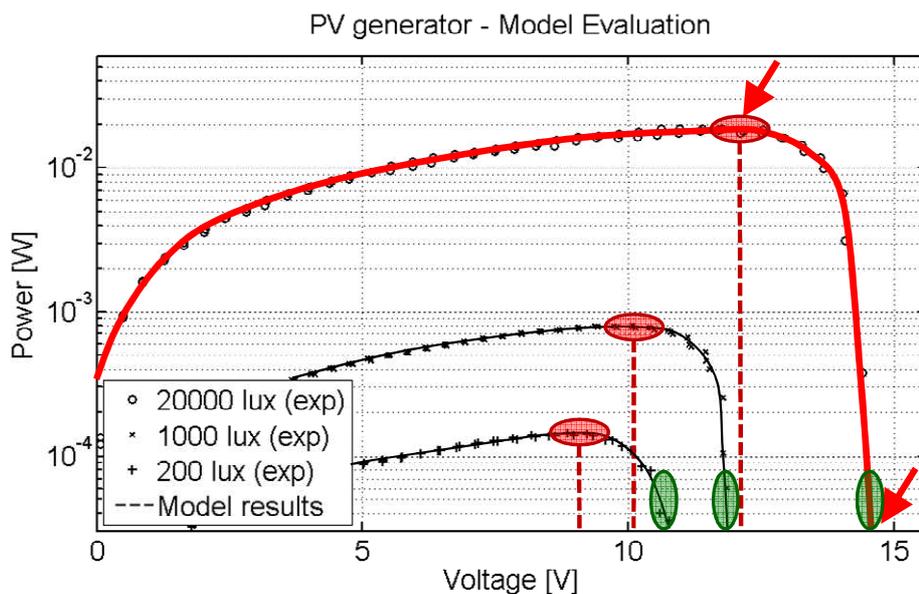


Figure III-3-4 : Tension de circuit ouvert et tension du point de puissance maximale pour la cellule solaire

Autre similitude entre les deux types de source, la tension en circuit ouvert, V_{OC} , du générateur photovoltaïque est reliée à la tension du point de puissance maximale, V_{MPP} , par une loi quasi-linéaire. Il est donc ainsi possible de calculer V_{MPP} à partir de la mesure de V_{OC} et de la donnée d'un coefficient. Celui-ci est compris entre 0,73 - 0,80 [6] et environ 0,85 [7] (dans le cas de cellules PV polycristallines). Pour notre cellule, le coefficient α a été mesuré à 0,82 de moyenne et est assez constant sur l'ensemble du domaine d'éclairement considéré (Figure III-3-5).

	200 lux	1000 lux	20000 lux
V_{MPP} [V]	8,9	9,9	11,5
V_{OC} [V]	10,7	12	14,2
V_{MPP}/V_{OC}	0,83	0,83	0,81

Figure III-3-5 : Évolution du rapport V_{MPP}/V_{OC} en fonction du niveau de luminosité

3.1.3 Conclusion

Nous venons de voir que la caractéristique puissance/tension des sources de récupération d'énergie est fortement non linéaire. Que ce soit pour le générateur piézoélectrique ou pour la cellule solaire, elle présente une forme de cloche dont le maximum varie en fonction de l'excitation. Ainsi, si l'on connecte directement une charge, c'est elle qui impose le point de fonctionnement du générateur et donc la puissance récupérée. Par exemple, si l'on considère qu'un nœud de WSN fonctionne en mode pulsé, le générateur sera polarisé proche de l'état « circuit ouvert » lorsque le nœud est en sommeil, puis en « court-circuit » lorsque l'appel de courant nécessaire au réveil du nœud viendra dépasser la capacité de production du générateur. Dans les deux cas la puissance générée est quasiment nulle.

Dans cette configuration la connexion d'un élément de stockage tampon est donc obligatoire pour maintenir le point de fonctionnement entre ces deux états où la récupération d'énergie est nulle :

- Dans le cas de l'utilisation d'une batterie comme élément de stockage la tension reste relativement constante ce qui permet de conclure directement qu'elle ne sera pas toujours ajustée sur la tension d'émission de puissance maximale du générateur qui, elle, peut varier en fonction des conditions d'excitation extérieure.
- Dans le cas d'un condensateur, ou d'un super-condensateur, la tension aux bornes de la source va directement dépendre du bilan énergétique global : si le courant produit est plus élevé que le courant consommé la tension augmentera jusqu'à atteindre la tension de circuit ouvert du générateur. À l'inverse, si le courant consommé par la charge est supérieur au courant généré, la tension baissera jusqu'à atteindre zéro. La dynamique du point de fonctionnement ne dépend alors que du rapport entre la valeur absolue des courants mis en jeu et de la capacité du condensateur. La production de puissance va par conséquent subir de larges variations allant d'une puissance nulle à une puissance maximale, sans qu'il soit réellement possible de prévoir les instants de variation ni leur amplitude.

Dans les 2 cas, la récupération d'énergie dépend du reste du circuit et les générateurs ne génèrent pas le maximum de puissance possible à chaque instant. Étant donné le faible niveau de puissance pouvant être récupéré, il n'est pas question de se contenter d'une production aléatoire des sources. Il faut pouvoir les maintenir constamment dans l'état où elles génèrent la puissance de manière optimale. Pour ce faire il faut dissocier la tension au niveau du générateur du reste du circuit en insérant un convertisseur DC-DC derrière le générateur. Ce convertisseur sera piloté de sorte à maintenir la polarisation de la source autour du point d'émission de puissance maximal. C'est ce que l'on appelle du Maximum Power Point Tracking (MPPT), ou recherche du point de puissance maximal.

3.2 Les différentes approches possibles de MPPT

Ce concept de recherche du point de puissance maximal ou Maximum Power Point Tracking n'est pas nouveau. De nombreuses publications sur des lois de commandes assurant un tel fonctionnement apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968. Bien qu'ayant à la base été développées pour les applications photovoltaïques de moyenne ou forte puissance nous allons passer rapidement en revue les différentes techniques de MPPT de manière pouvoir déterminer celles qui sont transposables à la récupération d'énergie ambiante. Nous séparerons les méthodes dites de « recherche approchée » des méthodes de « recherche directe ».

3.2.1 Les méthodes de recherche approchée

On considère comme méthode de recherche approchée toute méthode essayant de se placer proche du point de puissance optimal sans effectuer de recherche dynamique. Ces méthodes sont donc généralement fondées sur une connaissance à-priori :

- Les travaux de Takehara et Kurokami [8] se basent sur une modélisation mathématique de la puissance délivrée par la cellule. Il s'agit de calculer le point de fonctionnement idéal à partir de la mesure du courant et de la tension en sortie du générateur et d'un modèle mathématique (dans ce cas la courbe $P=f(V)$ est considérée comme un polynôme d'ordre 3). Toutefois cette approche possède plusieurs inconvénients majeurs : une connaissance à priori des paramètres physiques de la cellule et la nécessité de disposer d'un contrôleur possédant une bonne puissance de calcul. Aussi l'efficacité de tels algorithmes n'est pas réellement avérée.
- Le point de puissance maximal peut aussi être déterminé à partir de données expérimentales stockées dans une table (data lookup table). Il n'est alors plus nécessaire d'embarquer une grande puissance de calcul sur le contrôleur, mais ceci au détriment de l'augmentation de capacité mémoire pour stocker les données [9].
- De nombreuses autres méthodes de recherche approximative existent. On citera pour mémoire une technique développée par Pandey, Dasgupta et Mukerjee [10] ne nécessitant qu'une mesure périodique de la tension de fonctionnement de la cellule. Ils visent une application industrielle bas-cout, la loi est donc une commande numérique minimaliste bien adaptée à l'utilisation dans le cadre de WSN alimenté par cellule solaire [11].

3.2.2 Les méthodes de recherche directe

Les méthodes de recherche directe sont capables de s'adapter dynamiquement pour que la source travaille toujours, ou plus exactement oscille, autour du MPP. Les résultats obtenus sont très bons, les algorithmes décrits dans la suite, s'ils sont utilisés dans de bonnes conditions, ont des efficacités proche de 100 % :

- La recherche par annulation de la dérivée de la puissance : comme pour toute recherche d'extremum la solution la plus simple est de rechercher le zéro de la fonction dérivée.

$$\frac{dP_{PV}}{dt} = U_{PV} \frac{dI_{PV}}{dt} + I_{PV} \frac{dU_{PV}}{dt} = 0 \quad (\text{eq. III- 12})$$

C'est la méthode historique employée par Hartman en 1968 [12]. U_{PV} et I_{PV} sont échantillonnés régulièrement de manière à disposer des valeurs instantanées et de leurs dérivées temporelles. Le signe de dP_{PV} permet de savoir dans quel sens déplacer le point de fonctionnement. En comptant la comparaison à zéro, il faut effectuer 9 opérations à chaque cycle, ce qui requiert d'embarquer un calculateur.

- La méthode « Perturb and Observe » (P&O) : c'est sûrement la méthode la plus répandue à ce jour [13]. Le principe est identique, il s'agit encore d'annuler la dérivée, mais cette fois par une méthode de type essai-erreur. On ajoute une perturbation sur la tension de polarisation, si la puissance diminue alors cela veut dire que l'on s'éloigne du MPP on change donc le signe de la perturbation, sinon on recommence. L'algorithme est simple mais nécessite un petit microcontrôleur ou un DSP (Digital Signal Processor, processeur de calcul numérique). L'efficacité de cette technique est très bonne si les conditions environnementales ne sont pas trop changeantes.
- La méthode de la Conductance Incrémentale (IC) : pour palier à ce problème Hussein et al. [14] proposent une méthode basée sur l'équation suivante :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV} \frac{dV_{PV}}{dV_{PV}} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = 0 \Rightarrow -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = -G \quad (\text{eq. III- 13})$$

Le principe est comparable à P&O en plus complexe. Les deux algorithmes ont d'ailleurs à peu près la même efficacité en statique, même si IC oscille légèrement moins autour du MPP. Par contre IC fonctionne bien malgré des conditions atmosphériques changeantes.

- La méthode de la Capacité Parasite (PC) : le principe de base est le même que IC, mais on exprime cette fois le courant I_{PV} comme une fonction de la tension $V_{PV}(t)$, et on prend en compte la capacité parasite de la jonction PN [15].
- La méthode par oscillations forcées [16] : une perturbation petit-signal haute fréquence est ajoutée à la commande du convertisseur DC-DC. Cette perturbation haute fréquence se retrouve aussi sur la puissance délivrée par la cellule. C'est alors le déphasage entre la perturbation sur la commande et son effet sur la puissance qui permet de localiser le MPP (la fonction $P=f(V)$ étant croissante puis décroissante, cf. Figure III-3-6).
- D'autres méthodes plus complexes encore existent [18-21]. Elles sont capables de trouver le maximum de puissance global lorsqu'un module est partiellement ombragé en utilisant par exemple une suite de Fibonacci [22], de la logique floue [23], voire même des réseaux de

neurones [24]. On notera aussi une loi de commande purement analogique développée au LAAS par Angel Cid Pastor [25].

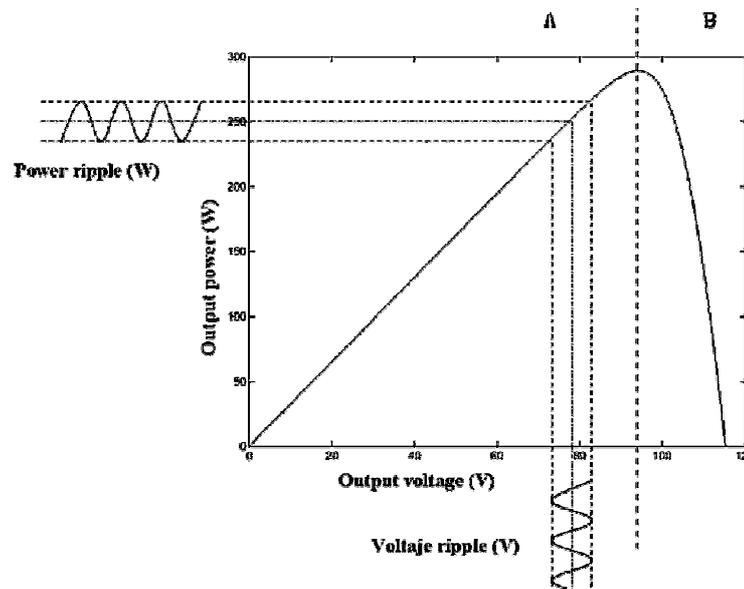


Figure III-3-6 : Détermination du MPP par oscillations forcées [17]

3.3 MPPT ultra-basse consommation proposé

Toutes les lois de commande présentées ci-dessus ont été développées pour des installations photovoltaïques récupérant une puissance minimale de quelques watts. Par conséquent, pour ces systèmes, il est très rentable d'investir plusieurs milliwatts dans l'alimentation du circuit de MPPT car le gain de puissance obtenu en proportion est gigantesque. Pour nous, la problématique est différente. La puissance récupérée ne dépassant pas le milliwatt, il faut choisir une loi de commande capable d'effectuer ce passage à l'échelle (du W au μ W).

Nous avons considéré les éléments suivants :

- Pour rester rentable, la surconsommation induite par le circuit de MPPT doit être minimale (au plus de l'ordre de quelques microwatts) ;
- Il n'est pas envisageable d'implémenter des méthodes nécessitant une grande puissance de calcul ;
- Nous nous limiterons aux méthodes basées uniquement sur l'observation de la tension ;
- On évitera l'utilisation de convertisseur analogique numérique et on privilégiera les architectures analogiques ;
- La méthode utilisée devra être suffisamment générique pour s'adapter aux différents types de source de récupération d'énergie.

Au final aucun des systèmes de MPPT présentés précédemment ne remplit l'ensemble de ces critères. Nous avons donc décidé de repartir du constat fait par Schoeman et. Van Wyk [6] selon lequel la tension de circuit ouvert, V_{OC} , d'une cellule solaire et sa tension d'émission maximale de puissance, V_{MPP} , sont reliées par un coefficient de proportionnalité constant et dépendant

uniquement de la technologie de la cellule. Ainsi à partir de la simple mesure de V_{OC} , il est possible de déduire la valeur de V_{MPP} . Nous avons vérifié expérimentalement cette propriété pour le module photovoltaïque SOLEMS et pour le générateur piezoelectrique Midé (cf. III-3-1 et III-3-2).

Contrairement à Brunelli et al. qui proposent de dédier une partie du module de récupération à la mesure en continu de V_{OC} [26], nous opterons pour une mesure périodique de V_{OC} par déconnection de la source. Le transfert de puissance est donc totalement coupé durant le temps de la mesure, mais le reste du temps la totalité du volume est utilisé pour la récupération d'énergie.

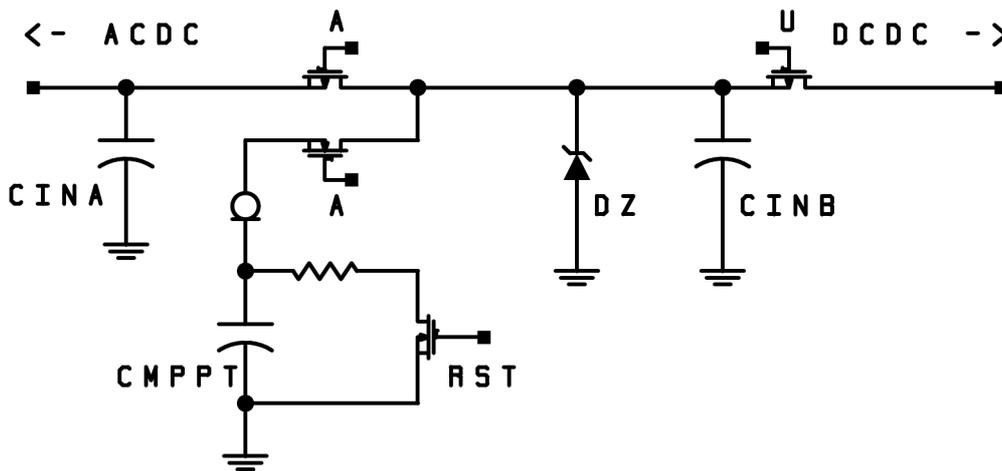


Figure III-3-7 : Schéma électrique de l'échantillonneur bloqueur MPPT proposé

La Figure III-3-7 présente l'implémentation physique proposé pour la méthode de MPPT décrite ci-dessus. On retrouve C_{INA} , le condensateur de filtrage en sortie du redresseur, et C_{INB} , le condensateur d'entrée du convertisseur DC/DC. Une diode Zener (BZX84C16V) limite la tension redressée 16V (tension maximale tolérée par le circuit de contrôle cf III-4-3). L'objectif de ce module MPPT est d'échantillonner et de bloquer périodiquement une fraction de la tension de circuit ouvert de la source, tel que, lorsque $V_{OC} = V_{OCmax} = 16V$, on soit en limite haute de la tension d'entrée du comparateur : c'est à dire $V_{MPPT} = V_{COMP} = 2.5V$. Pour ce faire nous allons procéder à un échange de charge entre les condensateurs C_{INB} et C_{MPPT} :

- Dans un premier temps une impulsion est envoyée sur la grille du nMOS RST pour décharger complètement le condensateur C_{MPPT} , c'est la phase de « reset » du MPPT.
- Ensuite l'entrée du convertisseur DC/DC est inhibée par l'ouverture du MOS U ce qui a pour effet d'isoler la source du reste du circuit. La tension aux bornes des condensateurs $C_{INA,B}$ augmente donc jusqu'à atteindre V_{OC} , c'est la phase de « charge ».
- À ce moment là on commute l'interrupteur SPDT (Single Pole Double Throw) formé par les deux MOS A. Le condensateur C_{INB} est donc isolé de la source pour être connecté à C_{MPPT} , c'est la phase « d'échange ».
- Enfin en rétablissant les MOS A et U, C_{MPPT} est finalement isolé du reste du circuit et la chaîne de puissance est reformée. La régulation de la tension aux bornes de C_{INB} autour d'une fraction de la tension stockée dans C_{MPPT} peut reprendre (cf III-4-1), c'est le mode de fonctionnement normal du convertisseur DC/DC.

Une diode limitatrice de courant (CLD : Current Limiting Diode) est introduite entre C_{INB} et C_{MPPT} pour limiter le courant lors de la phase d'échange et protéger ainsi le MOS A. Si l'on considère la conservation de la charge lors de la phase d'échange entre C_{IN} et C_{MPPT} , on peut écrire :

$$Qi = Qf \quad (eq. III- 14)$$

Avec :

$$Qi = C_{INB} \cdot V_{OC} \quad (eq. III- 15)$$

Et :

$$Qf = (C_{INB} + C_{MPPT}) \cdot V_{MPPT} \quad (eq. III- 16)$$

Si l'on pose :

$$r = \frac{V_{MPPT}}{V_{OC}} = \frac{2,5}{16} \quad (eq. III- 17)$$

On en déduit :

$$C_{MPPT} = \frac{1-r}{r} \cdot C_{INB} = 5,4 \cdot C_{INB} \quad (eq. III- 18)$$

Ainsi si l'on choisit :

$$C_{INB} = 4,7 \mu F$$

On obtient :

$$C_{MPPT} = 25,38 \mu F$$

D'après la définition de α (eq. III-11) on a alors :

$$V_{MPP} \approx \frac{\alpha}{r} \cdot V_{MPPT} \quad (eq. III- 19)$$

Avec :

	PZ	PV
α	0,59	0,83
r	0,16	
α/r	3,78	5,31
α/r (simu)	3,60	5,35

Figure III-3-8 : Comparaison des rapports α/r

Comme le montre la Figure III-3-9, les résultats obtenus sont conformes à nos attentes. L'étage d'échantillonnage-blocage fonctionne correctement et présente un caractère linéaire dès 0.3g pour

le générateur piézoélectrique et dès 200lux pour le module photovoltaïque. Aussi il est possible d'évaluer efficacement la tension du MPP à partir de la tension « stockée » dans le condensateur C_{MPPT} multipliée par le rapport calculé dans la Figure III-3-8 ci-dessus. L'efficacité du positionnement du MPP est donnée par :

$$\eta_{MPPT} = \frac{\left| \frac{\alpha}{r} \cdot V_{MPPT} - V_{MPP} \right|}{V_{MPP}} \quad (\text{eq. III- 20})$$

η_{MPPT} est supérieur à 99% pour le module photovoltaïque et dépasse 90%, entre 0.3 g et 0.9 g, pour le générateur piézoélectrique (Figure III-3-9). Au-delà de 0.75g, la tension de circuit ouvert du générateur dépasse 16V la diode Zener D_z écrête alors V_{OC} . Ceci explique la diminution de η_{MPPT} pour les fortes excitations. Une solution envisageable pourrait-être une reconfiguration série/parallèle dynamique des couches piézoélectriques du générateur de manière à augmenter le domaine de fonctionnement du MPPT.

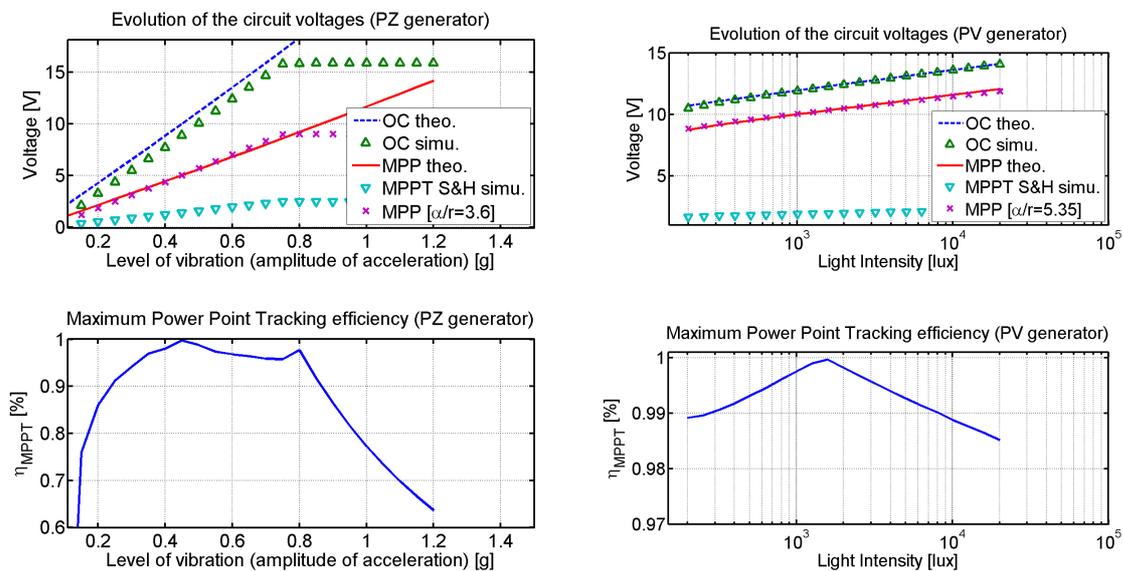


Figure III-3-9 : Résultats de simulation et rendement associé pour la procédure de MPPT proposée

Au final, la surconsommation induite par le circuit de MPPT proposé est minimale. Il n'y a aucune consommation active en continu, si ce n'est celle du comparateur à hystérésis nécessaire au fonctionnement du convertisseur DC/DC. Les seules pertes introduites sont celles générées par la résistance série du MOS lorsqu'il est passant et surtout l'absence totale de puissance récupérée durant la phase d'échantillonnage de V_{OC} .

4 Convertisseur DC/DC Single Inductor Multiple Inputs Multiple Outputs : DC/DC SI MIMO

Dans cette quatrième et dernière partie du Chapitre III, nous présenterons le cœur du système de gestion de puissance développé dans cette thèse, à savoir le convertisseur DC/DC Single Inductor à plusieurs entrées, plusieurs sorties :

- Dans un premier temps nous détaillerons le principe de son fonctionnement en nous basant sur des résultats de simulation.
- Nous argumenterons ensuite les choix technologiques et les dimensionnements pour les différents composants de la chaîne de puissance du convertisseur : l'inductance du filtre de puissance et les transistors utilisés en commutation.
- Nous procéderons enfin à une description détaillée au niveau matériel et logiciel du circuit de commande du convertisseur qui mettra effectivement en œuvre la gestion intelligente de la puissance dans le circuit.

4.1 Principe de fonctionnement

Dans ce premier paragraphe nous allons développer en détail le principe du fonctionnement du convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output (SI MIMO) qui forme le cœur du système de gestion de puissance présenté dans cette thèse. Pour ce faire nous procéderons en 3 temps :

- Nous présenterons d'abord le fonctionnement d'un convertisseur DC/DC Single Inductor Dual-Output (SI DO) double sorties ;
- Nous verrons qu'un convertisseur DC/DC SI DO n'est pas en mesure de répondre à lui seul à la totalité des fonctions attendues pour un système de gestion de puissance mono-source complet. Nous introduirons alors le convertisseur DC/DC SI DIDO (Dual-Input Dual-Output) ;
- Enfin nous détaillerons la nécessité de passer à une architecture de type SI MIMO (Multi-Input Multi-Output) pour prendre en charge plusieurs sources de récupération d'énergie.

4.1.1 Convertisseur DC/DC simple inductance double sortie : DC/DC SI DO

Le convertisseur DC/DC SI DO buck est la brique de base du système de gestion de puissance présenté dans cette thèse. C'est un convertisseur DC/DC abaisseur (buck) à une entrée et deux sorties. L'entrée (IN) est connectée à une source de récupération d'énergie ambiante (pour l'instant nous considérerons le cas d'un système mono-source). Une des sorties (OUT1) est connectée à la charge, l'autre (OUT2) à un élément de stockage. Le caractère abaisseur du convertisseur impose la relation suivante :

$$V_{IN} > V_{OUT_{1,2}} \quad (\text{eq. III- 21})$$

L'objectif de cet étage de conversion est triple :

- Réguler la tension V_{OUT1} autour d'une valeur de consigne (ici 2.8V) ;
- Assurer d'autre part la régulation de la tension V_{IN} autour de la tension du point d'émission de puissance maximale de la source ;
- « Router » de manière contrôlée la puissance entre la source, le stockage et la charge.

Dans cette configuration la charge ne peut pas être directement alimentée par l'élément de stockage. Cette fonction ne pourra être assurée qu'avec le DC/DC SI DIDO (Dual-Input Dual-Output) présenté ensuite. Nous nous plaçons donc dans le cas où $P_{recup} > P_{conso}$.

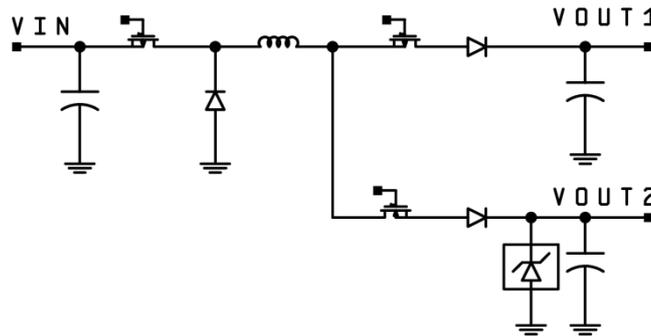


Figure III-4-1 : Convertisseur SIDO buck

Nous allons voir que le fonctionnement d'un convertisseur DC/DC SIDO buck se rapproche de celui du buck traditionnel à la différence près que ce n'est pas une, mais deux sorties qui sont connectées à l'inductance L (Figure III-4-1). Pourtant l'utilisation qui en est faite ici n'est pas traditionnelle. Généralement la tension d'entrée du convertisseur est lentement variable et l'on régule la tension de sortie à un niveau différent. Ici, l'objectif est de réguler à la fois la tension d'entrée V_{IN} pour assurer le MPPT, et la tension de sortie V_{OUT1} pour respecter les conditions d'alimentation de la charge. Or dans un convertisseur classique (1 entrée et 1 sortie) il n'est physiquement pas possible de vouloir forcer l'extraction d'une certaine puissance en entrée tout en tentant d'imposer une tension fixe quelconque en sortie. En effet, si la tension de sortie est fixée, pour une charge donnée, la puissance de sortie est fixée. Ainsi, comme la puissance de sortie et celle à l'entrée du DC/DC sont directement liées par le rendement de conversion, la puissance à l'entrée est nécessairement fonction de la charge en sortie. Ceci n'est plus le cas pour un convertisseur à 2 sorties, la deuxième sortie permettant de router le surplus de puissance vers l'élément de stockage. Comme pour un convertisseur buck classique, le hacheur du DCDC SIDO buck (Figure III-4-2) est composé d'un élément de commutation, le transistor MOS M_{P1} (partagé avec l'étage MPPT S&H présenté précédemment) et une diode de roue libre, D_{FW} .

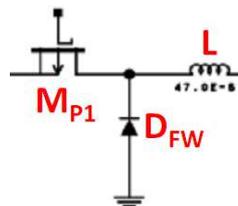


Figure III-4-2 : Hacheur du DCDC SIDO buck

Le MOS M_{p1} est piloté par hystérésis de sorte que la tension V_{IN} soit régulée autour de V_{MPP} : Lorsque M_{p1} est passant la source est connectée à l'inductance. Étant donné que $V_{OUT1} < V_{IN}$ (ou $V_{OUT2} < V_{IN}$) le courant dans l'inductance augmente, $di/dt = (V_{IN} - V_{OUT1,2})/L > 0$. La tension V_{IN} commence alors à diminuer jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur limite basse $(V_{MPP} - HYST_{IN})/2$. On ouvre alors M_{p1} . La source est déconnectée et V_{IN} remonte. L'inductance est maintenant reliée à la masse par la diode de roue libre, et le courant dans l'inductance diminue ($di/dt = -V_{OUT1,2}/L$). Le courant ne peut pas devenir négatif à cause de la diode de roue libre D_{FW} . Il y a donc un temps mort dans l'inductance ($i=0$) jusqu'à ce que la tension V_{IN} atteigne la valeur limite haute $(V_{MPP} + HYST_{IN})/2$ et le cycle recommence. La Figure III-4-3 montre l'évolution des différentes tensions et du courant dans l'inductance lors d'un cycle de hachage.

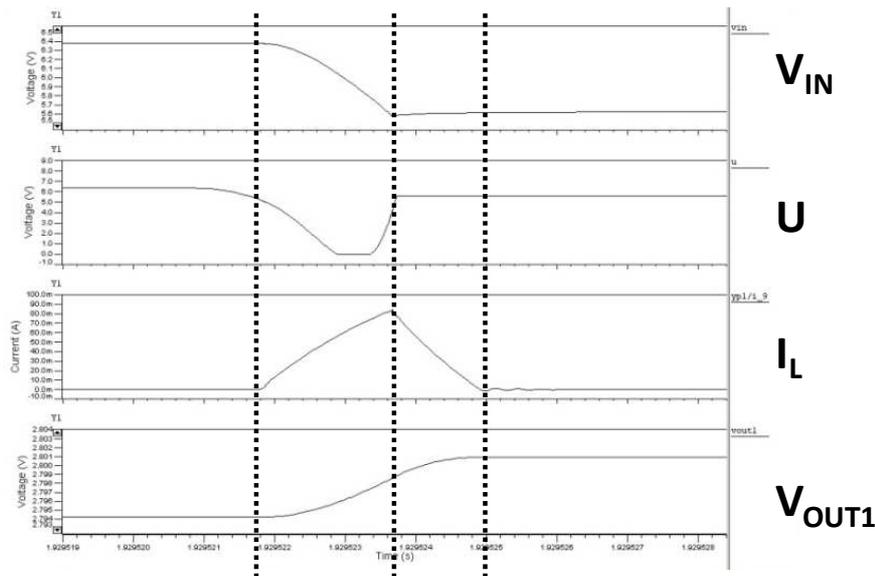


Figure III-4-3 : Évolution des différentes tensions et du courant dans l'inductance lors d'un cycle de hachage

Parallèlement, et de manière totalement indépendante, l'étage de sortie du convertisseur (Figure III-4-4) route la puissance, soit vers la sortie 1 régulée en tension, soit vers l'élément de stockage. De manière pratique cela est réalisé par une paire de transistors MOS complémentaires (M_{p2} et M_{n3}). Ces deux transistors sont pilotés par un autre comparateur à hystérésis qui asservit la tension V_{OUT1} autour de la tension de consigne. Lorsque $V_{OUT1} < (V_{REF} - HYST_{OUT})/2$ la puissance incidente est dirigée vers la sortie 1. Lorsque $V_{OUT1} > (V_{REF} + HYST_{OUT})/2$ la puissance incidente est alors dirigée vers l'élément de stockage.

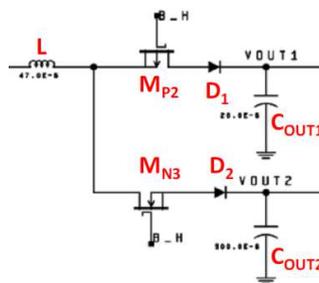


Figure III-4-4 : Étage de sortie du DCDC SIDO buck

La Figure III-4-5 simule un exemple où l'énergie incidente est partagée entre les deux sorties lors de la phase de charge de l'inductance. V_{OUT1} atteint la tension limite maximale alors que la source est connectée à l'inductance. La sortie 2 prend alors le relais pour extraire les charges supplémentaires. Ce mode de fonctionnement est appelé « Ordered Power Distributive Control » (OPDC) [27]. Le changement de sortie peut tout aussi bien se produire lors de la phase de roue libre. Cela n'a pas d'incidence sur le bon fonctionnement du hacheur asynchrone décrit au dessus. Les diodes D_1 et D_2 évitent tout retour de courant ou court-circuit entre les deux sorties, elles pourraient de plus être mises à profit dans le cadre d'une architecture buck-boost (abaisseur-élevateur).

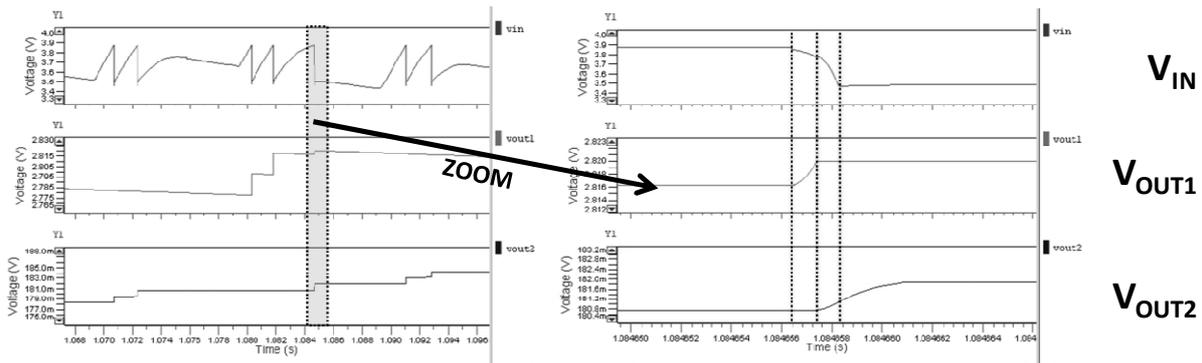


Figure III-4-5 : Exemple où l'énergie incidente est partagée entre les deux sorties lors de la phase de charge de l'inductance

Au final le fonctionnement du DCDC SIDO buck peut être décrit simplement par deux commandes par hystérésis fonctionnant en parallèle et pouvant être représentées par une machine à état à 2 entrées (la sortie des 2 comparateurs à hystérésis) et 3 sorties (les signaux de commandes des grilles des transistors du convertisseur) :

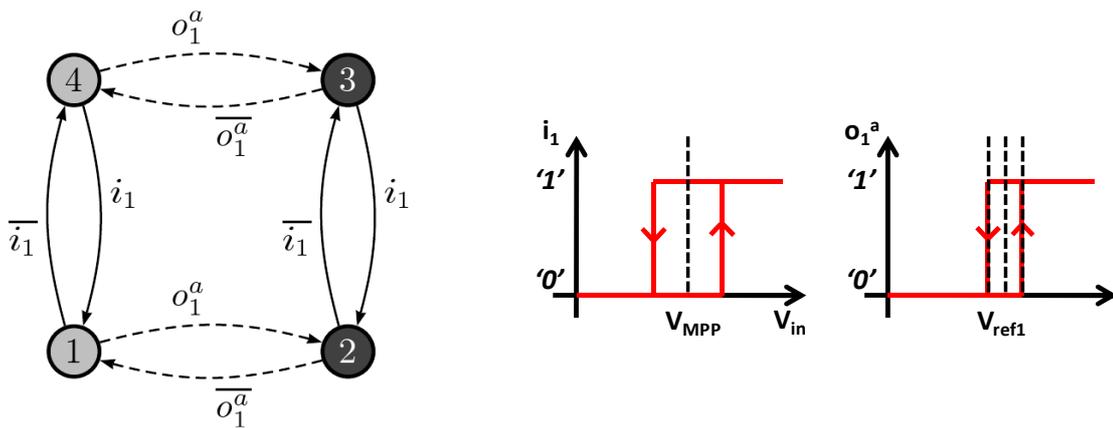


Figure III-4-6 : Graphe de fluxes de la machine à état du convertisseur DC/DC SIDO

Les conditions de transition entre 2 états sont notées sur la flèche correspondante. Les états correspondants sont donnés par la Figure III-4-7. La convention adoptée pour le vecteur de sortie [A B C] est : '1' transistor passant, '0' transistor bloqué.

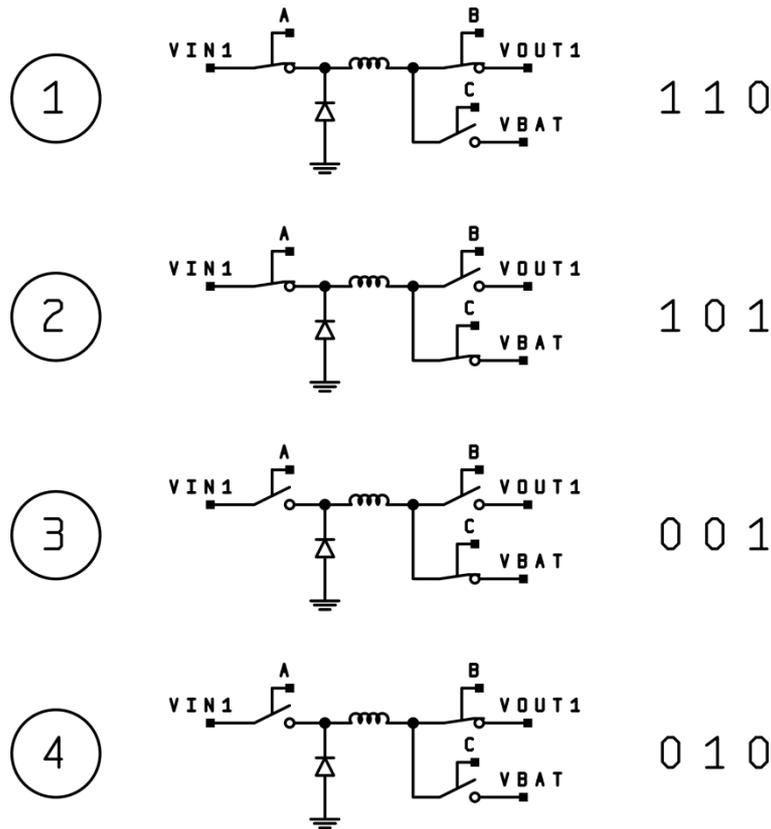


Figure III-4-7 : États et combinaison de sortie pour la machine à états du convertisseur DC/DC SIDO

Nous verrons dans la suite que cette représentation sous forme de machine à état est très puissante et permet facilement de décrire et de simuler des systèmes aux comportements complexes. Ce point sera abordé lorsque nous détaillerons le circuit de contrôle du convertisseur au Chapitre III-4-3.

4.1.2 Convertisseur DC/DC simple inductance double-entrées double-sorties :DC/DC SI DIDO

Nous venons de voir qu'un convertisseur SIDO est capable de :

- Réguler la tension V_{OUT1} ;
- Réguler la tension V_{IN} de manière à assurer la fonction de MPPT ;
- Router de manière contrôlée le surplus de puissance récupérée vers l'élément de stockage dans le cas où $P_{recup} > P_{conso}$.

Mais le convertisseur SIDO ne permet pas de réutiliser l'énergie stockée dans la batterie pour alimenter la charge dans le cas où $P_{recup} < P_{conso}$. Pour ce faire il faut utiliser un deuxième convertisseur reliant directement l'élément de stockage à la charge (Figure III-4-8-a).

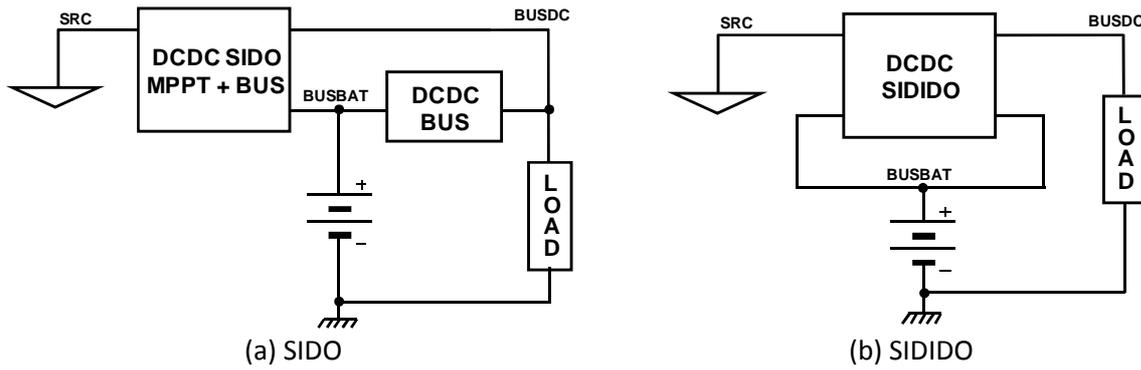


Figure III-4-8 : Architecture SIDO vs SIDIDO

Comme nous l'avons introduit au Chapitre I, en 2003 Lam et al. [28] ont proposé d'utiliser un convertisseur DC-DC Single Inductor à deux entrées et deux sorties (Dual Inputs Dual Outputs, DIDO) pour réaliser un système de gestion de batterie (Battery Management System, BMS). L'idée avancée est de connecter l'élément de stockage à la fois en entrée et en sortie du convertisseur (Figure III-4-8-b). En effet nous venons de montrer que le courant dans l'inductance du convertisseur SIDO présente de longues phases de « temps mort » (courant nul). Il est donc possible de « réutiliser » cette inductance pour un autre convertisseur DC/DC. Cela revient ainsi à multiplexer temporellement un convertisseur DC/DC SIDO et un convertisseur DC/DC classique autour de la même inductance. Ceci peut être réalisé en rajoutant simplement un transistor à la structure du convertisseur SIDO :

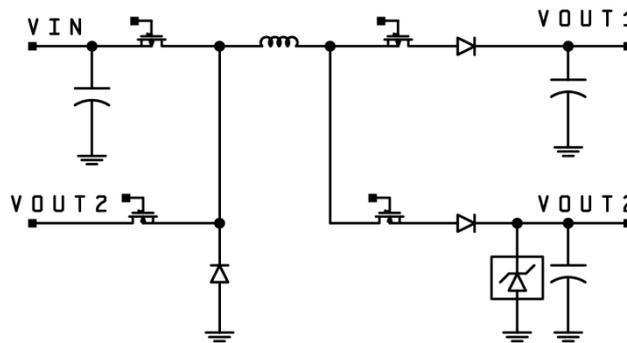


Figure III-4-9 : Convertisseur DC/DC SI DIDO buck

Il reste donc à trouver une solution pour déterminer dans quel état se trouve le système :

- Faible charge : $P_{\text{recup}} > P_{\text{conso}}$ (batterie en charge) ;
- Forte charge : $P_{\text{recup}} < P_{\text{conso}}$ (décharge de la batterie).

Pour déterminer le mode de fonctionnement dans lequel le circuit se trouve, nous utiliserons la tension aux bornes du condensateur de découplage de la sortie 1.

En effet, considérons le circuit suivant :

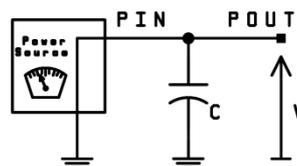


Figure III-4-10 : Bilan de puissance aux bornes d'un condensateur

On peut écrire :

$$P_{OUT} = P_{IN} - CV \frac{dV}{dt} \tag{eq. III- 22}$$

On en déduit donc que :

$$(P_{OUT} - P_{IN}) \propto \frac{dV}{dt} \tag{eq. III- 23}$$

Ainsi le sens de variation de la tension aux bornes d'un condensateur est l'image du bilan de puissance du nœud du circuit auquel il est connecté. Par conséquent, la sortie 1 étant toujours la sortie prioritaire dans le mode de fonctionnement OPDC décrit précédemment (III-4-1-1), si la tension V_{OUT1} passe sous la tension $V_{REF1} - HYST_{OUT}/2$ c'est que la puissance récupérée est inférieure à la puissance consommée par la charge et il faut alors utiliser la batterie pour alimenter la charge. On peut ainsi se servir de ce niveau de tension pour déclencher la transition du mode de charge à celui de décharge de la batterie. Un comparateur supplémentaire suffit donc pour déterminer le mode de fonctionnement adéquat. Ce mécanisme peut-être décrit par une machine à états qui comporte maintenant 3 entrées (les sorties des 3 comparateurs) et 4 sorties (les 4 signaux de commande des grilles des transistors du convertisseur). On retrouve les 4 états correspondant au fonctionnement SIDO (mode faible charge) auxquels se rajoutent 5 autres états pour régir l'utilisation de la batterie (Figure III-4-11). À noter que la protection contre la décharge profonde de la batterie peut être simplement réalisée en inhibant la transition vers le mode forte charge lorsque la tension de batterie est inférieure à un certain seuil (signal LBO : Low Battery Output).

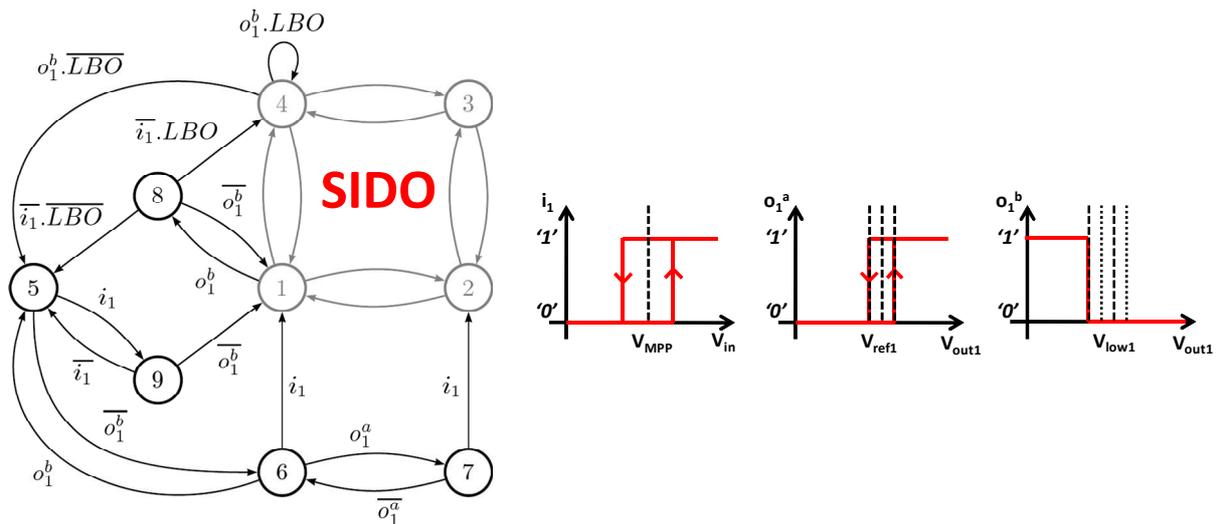


Figure III-4-11 : Graphe de fluences de la machine à état du convertisseur DC/DC SI DIDO

Le vecteur de sortie [A B C D] est codé selon la même convention que précédemment ('1' : transistor passant, '0' : transistor bloqué)

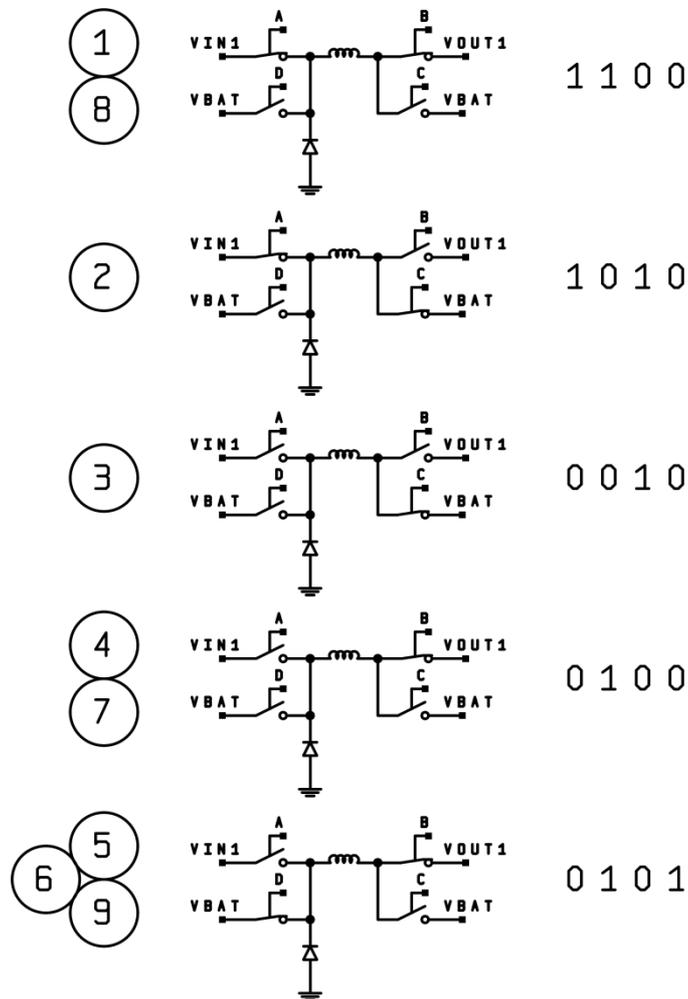


Figure III-4-12 : États et valeurs de sorties de la machine à états du convertisseur SI DIDO

4.1.3 DC/DC SI MIMO : Convertisseur DC/DC simple inductance multi-entrées multi-sorties

Nous avons vu qu'un convertisseur DC/DC SI DIDO permet de réaliser toutes les tâches d'un système de gestion de puissance mono source, en multiplexant dans le temps un convertisseur DC/DC SI DO et un convertisseur DC/DC classique. En ajoutant encore un transistor supplémentaire, on autorise l'hybridation de deux sources de récupération d'énergie. On parle alors de convertisseur DC/DC SI MIMO (Figure III-4-13).

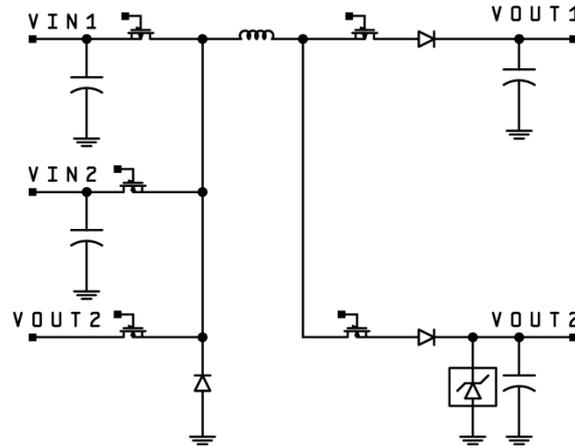


Figure III-4-13: Convertisseur DC/DC SI MIMO buck

En définitive, avec un DC/DC SI MIMO, il est ainsi possible de multiplexer dans le temps 3 convertisseurs :

- Deux convertisseurs DC.DC SI DO, connectés chacun à une des deux sources (respectivement V_{IN1} le générateur piézoélectrique et V_{IN2} la cellule photovoltaïque) et partageant le même élément de stockage (la batterie fine au LIPON V_{OUT2}) ;
- Et un convertisseur DC/DC classique reliant la batterie (V_{OUT2}) à la charge (V_{OUT1}).

Dans notre cas, ces 3 convertisseurs sont abaisseurs (architecture buck) ce qui implique la limitation suivant sur les tensions :

$$V_{IN_{1,2}} > V_{OUT_2} > V_{OUT_1} \quad (eq. III- 24)$$

La machine à état du convertisseur DC/DC SI MIMO est plus compliquée. Une représentation sous forme de table en est donnée en Annexe 2. Nous étudierons aussi en détail les différentes étapes de sa synthèse dans la section suivante (Chapitre III-4-3).

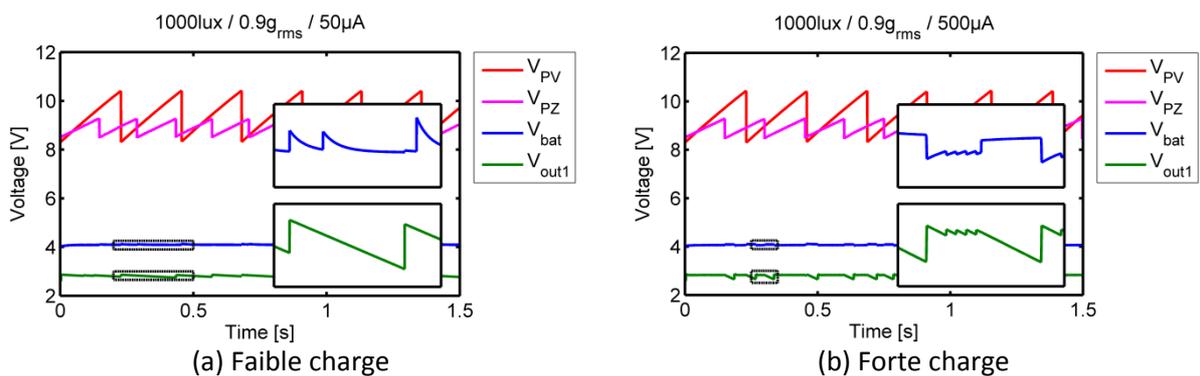


Figure III-4-14 : Résultats de simulation du convertisseur DC/DC SI MIMO buck

La Figure III-4-14 résume les différents modes de fonctionnement du convertisseur DC/DC SI MIMO. Figure III-4-14-a représente le mode de fonctionnement sur charge faible (50 µA). On observe que les deux entrées V_{PV} et V_{PZ} sont bien régulées autour de leur point d'émission de puissance maximal respectif. La tension de sortie V_{OUT1} est bien régulée autour de 2.8V, et le surplus d'énergie est convenablement routé vers la batterie (cf. les élévations brusques de tension au niveau du nœud

V_{BAT}). Dans la partie « zoomée » de la courbe, on voit aussi que le partage entre la sortie 1 et la sortie 2 est bien assuré. La Figure III-4-14-b représente le mode de fonctionnement sur forte charge. Le courant consommé par la charge est de $500 \mu A$, ce qui représente une puissance supérieure à la puissance récupérée par les 2 sources de récupération. La batterie est donc périodiquement utilisée dans le but de toujours assurer la régulation de la tension V_{OUT1} autour de $2.8V$ (cf les brusques chutes de tensions au niveau du nœud V_{BAT}). On observe là encore que les tensions d'entrée V_{PV} et V_{PZ} sont régulées autour des points de puissance maximum respectifs. Dans la partie « zoomée » on peut voir que, bien que l'on soit en mode forte charge, l'énergie provenant des sources de récupération est toujours utilisée, le système repasse même temporairement en mode faible charge suite à l'absorption d'un lot de charge provenant du module piézo. La tension de seuil basse est volontairement choisie éloignée de V_{OUT1} pour mettre facilement en évidence les transitions entre le mode faible charge et forte charge.

4.1.4 Conclusion

Ces résultats confirment qu'un convertisseur DC/DC SI MIMO, associé à l'étage d'échantillonnage blocage de la tension de MPP décrit précédemment, permet de remplir tous les objectifs que nous avons fixés pour notre système de gestion de puissance pour l'alimentation électrique d'un WSN, à savoir :

- *L'hybridation de plusieurs sources de récupération d'énergie avec un élément de stockage ;*
- *La polarisation de chacune des sources de sorte qu'elles délivrent leur puissance maximale ;*
- *La gestion de l'élément de stockage, tant à la charge qu'à la décharge ;*
- *Une régulation de la tension de sortie pour alimenter le nœud.*

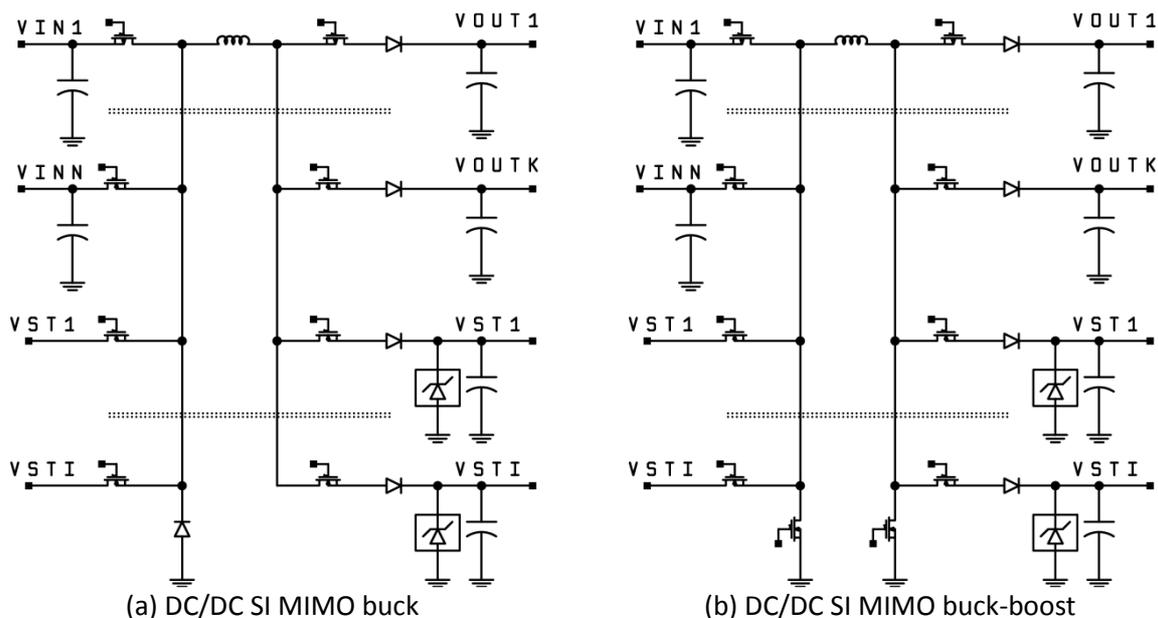


Figure III-4-15 : Perspectives d'évolution de l'architecture de convertisseur DC/DC SI pour la gestion de puissance

À noter que l'on peut généraliser le concept pour obtenir un système de gestion de puissance pour N sources de récupération d'énergie, I éléments de stockages, et K tensions régulées (Figure III-4-15-a). Il est même possible de s'affranchir de la limitation sur les tensions ($V_{IN} > V_{BAT} > V_{OUT}$) en implémentant une architecture buck-boost (abaisseur-élevateur) pour chacun des convertisseurs DC/DC composant le convertisseur DC/DC SI MIMO (Figure III-4-15-b).

4.2 Dimensionnement du convertisseur

Nous venons de voir que la structure interne du convertisseur DC/DC SI MIMO n'est composée que d'interrupteurs, d'inductances et de condensateurs. Un bon dimensionnement de ces éléments est donc essentiel pour optimiser le rendement du convertisseur. Dans cette partie, nous énoncerons les arguments et les différents compromis qui ont mené aux choix technologiques effectués.

Nous commencerons par présenter le dimensionnement du filtre de puissance (inductance, condensateurs), puis nous justifierons le choix des transistors utilisés comme éléments de commutation.

4.2.1 Le filtre de puissance (LC)

Le rôle du filtre LC dans une alimentation à découpage est essentiel. De son dimensionnement découlent toutes les grandeurs importantes du convertisseur (fréquence de fonctionnement, oscillation résiduelle du courant et de la tension, rendement etc..). Les condensateurs peuvent être considérés comme découplant chacune des tensions d'entrées/sorties du convertisseur. L'inductance est quant à elle le composant qui permet de lisser les variations de courant lors des commutations des transistors du convertisseur.

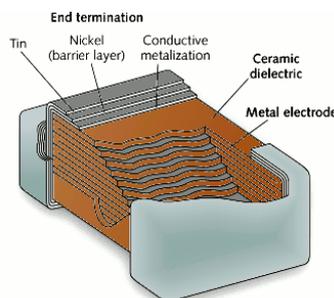


Figure III-4-16 : Condensateur céramique multicouches CMS

Nous utiliserons des condensateurs céramiques multicouches montés en surface (Figure III-4-16). Cette technologie permet d'atteindre de très bonnes densités de puissance et une très faible autodécharge. Ce sont des composants couramment utilisés sur les circuits électroniques il est donc facile d'approvisionner des condensateurs dont la capacité peut aller jusqu'à la centaine de μF pour des volumes de quelques millimètres cubes. On choisira des condensateurs dont la tension maximale est de 16V pour les entrées et de 6.3V pour les sorties. Le diélectrique sera de préférence choisi de type « X5R » pour limiter les dérives de la capacité avec la température.

Comme nous le mentionnions auparavant, le temps mis par chacune des sources de récupération pour atteindre sa tension de circuit ouvert dépend de la capacité des condensateurs sur les entrées

correspondantes du convertisseur DC/DC. Plus cette capacité est grande, plus la dynamique du nœud est lente. Par conséquent, une capacité trop grande nuira au rendement du MPPT, en augmentant la durée du processus d'échantillonnage de la tension en circuit ouvert, et donc la durée pendant laquelle la source est déconnectée du circuit. D'un autre côté nous avons vu que les entrées du convertisseur DC/DC associées aux sources de récupération sont pilotés par une commande à hystérésis. Ainsi, les fréquences de fonctionnement de ces entrées vont directement dépendre de la taille des condensateurs associés. Plus la capacité est faible, plus la fréquence de commutation est élevée, et donc les pertes par commutation aussi. Une capacité trop faible engendrera par conséquent une diminution du rendement du convertisseur.

Au final, nous avons choisi $9,4 \mu\text{F}$ (2 condensateurs de $4,7\mu\text{F}$) pour les entrées connectés aux sources de récupération, $100\mu\text{F}$ pour la sortie régulée, et $500\mu\text{F}$ en parallèle avec la batterie (cf. Chapitre II).

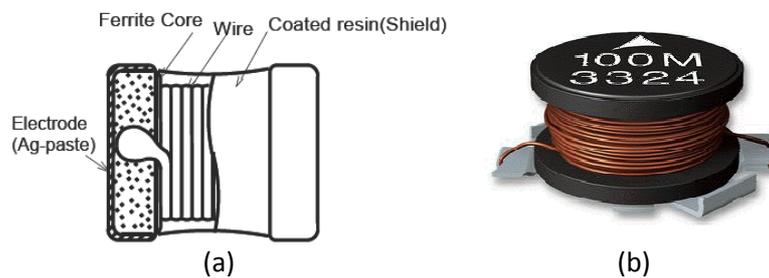


Figure III-4-17 : Inductance CMS

Le choix de l'inductance est là encore le résultat d'un compromis entre plusieurs facteurs : la taille, les spécifications requises pour la conversion de puissance, et le coût du composant. Une inductance de faible valeur coûte moins cher, mais conduira à une plus grande ondulation du courant, avec le risque de saturer le circuit magnétique, ce qui diminue la valeur de l'inductance. À volume constant, plus la valeur de l'inductance est grande, plus sa résistance série augmente, et plus le courant maximum diminue. En considérant les courants mis en jeu dans notre application, il est possible de trouver des inductances de quelques dizaines de millimètres cubes (Figure III-4-17-a) dont la valeur peut s'élever jusqu'à $100\mu\text{H}$, pour une résistance série de l'ordre de l'Ohm. Au-delà, jusqu'à 1 mH , pour obtenir les mêmes caractéristiques, on ne trouvera que des inductances de type « wire wound » (Figure III-4-17-b) dont le volume est supérieur.

Dans le chapitre suivant nous verrons que, pour les premiers prototypes, nous avons choisi une inductance de $47 \mu\text{H}$ dont la résistance série n'est que $670 \text{ m}\Omega$, pour un courant maximum toléré de 400 mA et un volume de 20 mm^3 (KEMET - L1210R470M). Celle-ci nous semblait être le meilleur compromis possible entre les différentes contraintes évoquées ci-dessus. Mais ce raisonnement ne tient pas compte d'un point important qui est la dynamique de la commande. En effet, le couple LC du filtre de puissance, formé par le condensateur du port d'entrée et l'inductance du convertisseur, fixe la dynamique de la tension sur le nœud d'entrée lors de la commutation du MOS amont. Ainsi il faut que la dynamique de ce nœud soit compatible avec la rapidité du comparateur à hystérésis faute de quoi la commande MPPT ne peut fonctionner correctement.

Aussi on peut considérer le circuit suivant :

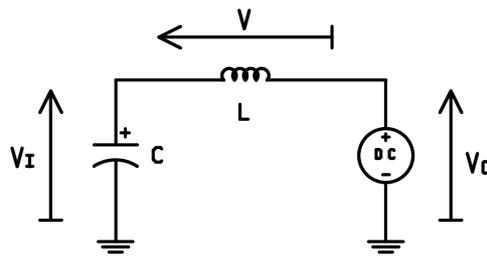


Figure III-4-18 : Schéma équivalent du convertisseur DC/DC lors de la phase de transfert de la puissance récupérée

Où C correspond à la capacité reportée sur l'entrée du convertisseur DC/DC, L est l'inductance du convertisseur, et V_O est considérée constante (2.8V ou 4V selon la sortie considérée, mais cette valeur n'a pas d'importance dans le calcul). On a donc un vison simplifiée du convertisseur DC/DC pendant la phase de commutation lorsque le MOS amont est passant (i.e. $V_{MPP} + HYST_{IN}/2 > V_I > V_{MPP} - HYST_{IN}/2$) et on peut écrire :

$$\frac{d^2V_I}{dt^2} + \frac{1}{LC} \cdot V_I = \frac{V_O}{LC} \tag{eq. III- 25}$$

La solution de cette équation différentielle :

$$V_I(t) = (V_{I_0} - V_O) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot t\right) + V_O \tag{eq. III- 26}$$

L'instant t_t tel que $V_I(t_t) = V_O$, est alors donné par :

$$t_t = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{LC} \quad \text{ou} \quad L = \frac{4t_t^2}{\pi^2 \cdot C} \tag{eq. III- 27) ou (eq. III- 28)}$$

Si l'on analyse l'évolution du temps de transition des comparateurs disponibles dans le commerce, on observe une évolution exponentielle de cette dernière (Figure III-4-19). Plus un comparateur est rapide, plus il consomme. Ceci s'explique principalement par l'augmentation du courant de polarisation de l'étage différentiel du comparateur.

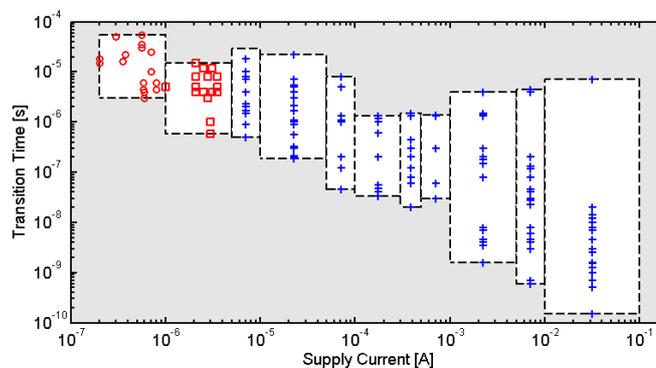


Figure III-4-19 : Évolution du temps de transition des comparateurs en fonction de leur consommation

Pour éviter de diminuer le rendement du convertisseur DC/DC nous avons choisi des composants très basse consommation dans le circuit de contrôle (cf. Chapitre IV). Les comparateurs dont la consommation statique n'excède pas $1\mu\text{A}$ ont un temps de transition de l'ordre de $10\mu\text{s}$. Par conséquent, même en prenant une inductance de 1 mH , on obtient une dynamique de l'entrée du convertisseur seulement 10 fois plus lente que la vitesse moyenne des comparateurs « ultra-low power », ce qui, nous verrons dans le dernier chapitre de cette thèse, n'est pas suffisant pour assurer la régulation MPPT de manière satisfaisante. L'inductance de 1 mH finalement choisie est le modèle EPCOS - B82477G4105M : $1.68\ \Omega$ de résistance série, un courant maximum de 550mA , et un volume de 1.31cm^3 .

4.2.2 Les transistors

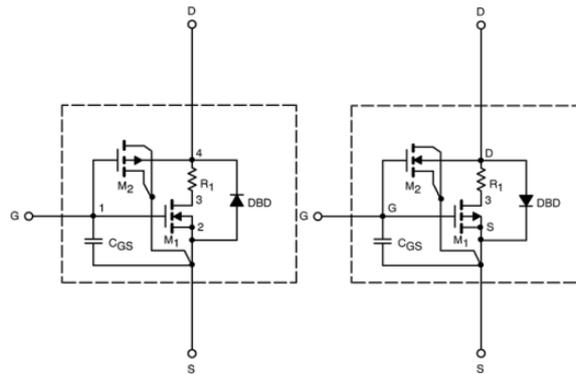


Figure III-4-20 : Schéma du modèle SPICE level 3 des transistor Si1551(P&N)

Lorsque l'on conçoit une alimentation à découpage, le choix et le dimensionnement des éléments de commutation est critique. En théorie il existe un point de dimensionnement idéal pour minimiser la puissance dissipée et donc optimiser le rendement du convertisseur [29]. La puissance dissipée peut être exprimée comme la somme de la puissance statique et de la puissance dynamique :

$$P_{loss} = P_{stat} + P_{dyn} \quad (eq. III- 29)$$

Avec :

$$P_{stat} = \sum_i R_{on}^{(i)} \cdot I_{rms}^{(i)2} \quad (eq. III- 30)$$

Et

$$P_{dyn} = \sum_i C_{gg}^{(i)} \cdot V^2 \cdot fs \quad (eq. III- 31)$$

Où R_{ON} correspond à la résistance des transistors à l'état passant et C_{gg} la capacité rapportée à la grille. Lorsque l'on conçoit un ASIC de puissance, on a directement accès au dimensionnement géométrique des transistors. En augmentant la largeur de la grille (W) on diminue R_{on} , par contre, on augmente aussi C_{gg} , qui est proportionnel au produit $W.L$ (largeur x longueur). Ainsi en connaissant la fréquence de commutation et le courant rms dans les transistors, on peut choisir les transistors de manière à minimiser les pertes.

I_{LOAD} [A]	0,9 g / 1000 sun				0,9 g / 200 sun				0,5 g / 1000 sun			
	0	50 μ	500 μ	5m	0	50 μ	500 μ	5m	0	50 μ	500 μ	5m
f_A [Hz]	7,1	7,2	6	5,9	7	8	8	7,8	3,3	3,2	3,2	2,9
f_B [Hz]	4,5	4,4	4,3	4,2	0,9	0,9	0,8	0,8	4,4	4,3	4,4	4,3
f_C [Hz]	0	0	112	1167	0	0	133	1365	0	0	107	1067
$I_{L(rms)}$ [A]	5,20E-03	5,3E-3	7,1E-3	14,8E-3	3,6E-3	3,9E-3	5,9E-3	14,5E-3	4,3E-3	4,5E-3	6,3E-3	14,3E-3
$I_{L(max)}$ [A]	234,0E-3	247,0E-3	268,0E-3	248,0E-3	219,0E-3	247,0E-3	259,0E-3	232,0E-3	235,0E-3	285,0E-3	290,0E-3	273,0E-3

Figure III-4-21 : Évolution de la fréquence de commutation et du courant dans l'inductance en fonction de la puissance récupérée et du courant de charge

Dans le cas de notre circuit, la fréquence de commutation n'est pas fixée (Figure III-4-21). Elle dépend principalement de la puissance récupérée, de la largeur de l'hystérésis autour de la tension de référence V_{MPPT} et de la capacité du condensateur C_{IN} . Plus la puissance récupérée est grande, plus l'hystérésis est étroite, et plus la capacité est petite, plus la fréquence de fonctionnement augmente. De plus le courant qui passe dans les transistors est fonction de la charge (Figure III-4-21). Or nous avons vu dans les chapitres précédents que la consommation d'un nœud de WSN varie de plusieurs ordres de grandeurs dans le temps (mode sleep / mode actif). Il est donc impossible de trouver un unique point de fonctionnement nominal pour le convertisseur. Waltisperger et al. proposent de segmenter les transistors du convertisseur de manière à pouvoir moduler dynamiquement les paramètres physiques des éléments de commutation du convertisseur [11]. L'utilisation de transistors discrets ne nous permet pas de contrôler directement les paramètres géométriques. La seule optimisation possible à ce niveau reste alors le choix de la référence du composant. Nous avons simulé plusieurs transistors MOS pour finalement arrêter notre choix sur les modèles Si1551(P&N) et Si1300BDL de Vishay. Ces transistors, de par leur faible capacité de grille, permettent de limiter les pertes en commutation. La contrepartie est une résistance à l'état passant, et donc des pertes statiques, plus élevées.

Ref.	$R_{DS(ON)}$ @ $V_{DS}=4,5V$ [Ω]	$ I_D $ [A]	Q_g [nC]
Si1551N	1,9	0,3	0,72
Si1551P	0,995	0,44	0,52
Si1300BDL	0,85	0,4	0,335

Figure III-4-22 : Paramètres électriques des transistors choisis

4.2.3 Conclusion

Le dimensionnement des composants constituant la chaîne de puissance d'un convertisseur DC/DC n'est pas un problème simple. Les compromis effectués sont déterminants au regard du rendement final de l'étage de conversion. La simulation a permis de guider nos choix en nous permettant d'arbitrer entre plusieurs références de composants. Au final nous nous sommes arrêtés sur l'utilisation des Si1551(P&N) et du Si1300BDL pour les transistors et d'une inductance de 1 mH (B82477G4105M). Ces choix seront validés expérimentalement dans le Chapitre IV.

4.3 Contrôle du convertisseur DC/DC et gestion de la puissance

Depuis le début de ce chapitre nous n'avons décrit que le fonctionnement attendu du convertisseur DC/DC SI MIMO. Dans cette section, nous allons présenter en détail la conception du circuit de contrôle qui mettra effectivement en œuvre la gestion intelligente de la puissance entre les sources, le stockage, et les charges. Cette partie sera divisée en trois temps :

- Nous présenterons dans un premier temps l'architecture matérielle du circuit de contrôle ;
- Dans un deuxième temps, nous décrirons l'aspect logiciel de la commande en détaillant la machine à états que nous avons développée ;
- Enfin nous verrons les différentes étapes de la réduction de la machine à état, en vue de son implémentation dans le microcontrôleur.

Nous mettrons là encore l'accent sur l'intérêt et la puissance d'une simulation globale dans un environnement de simulation VHDL-AMS. Cette démarche prenant alors tout son sens par la nature mixte du système simulé : matériel/logiciel, analogique/numérique, électrique/multi-physique.

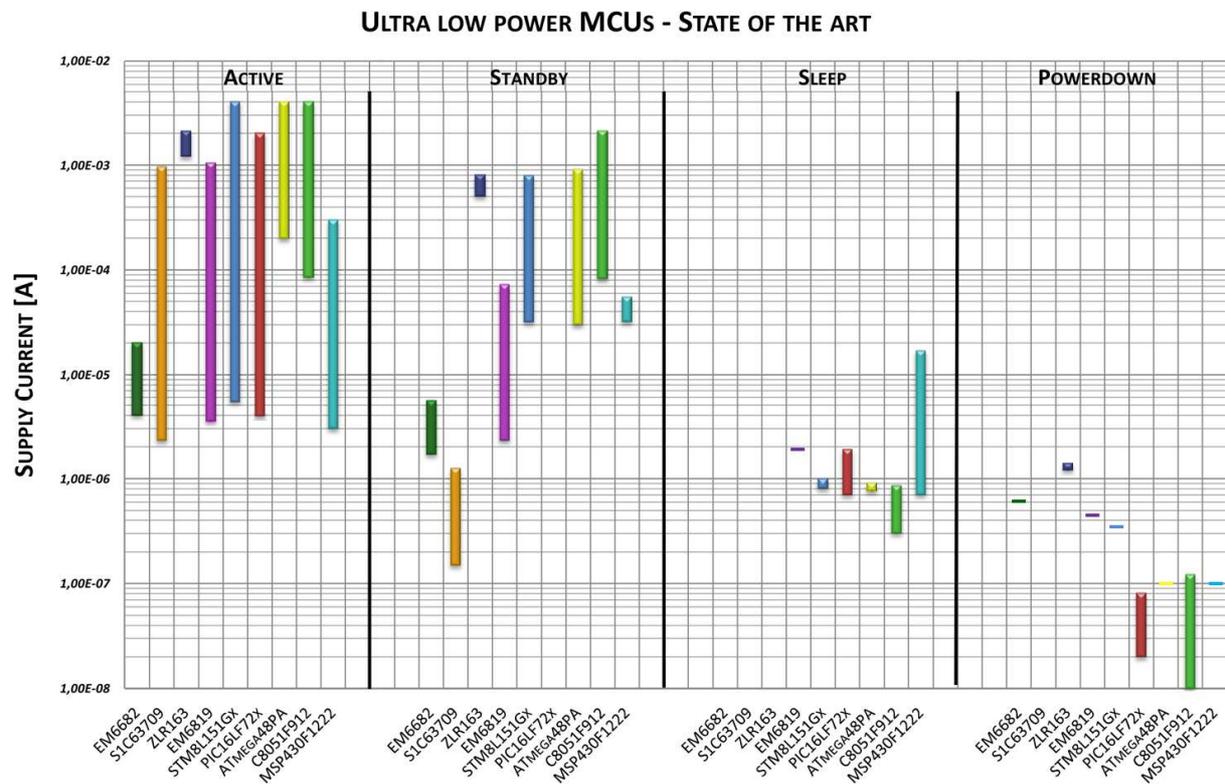


Figure III-4-23 : État de l'art de la consommation des principaux microcontrôleurs ultra-basse consommation dans leurs différents modes de fonctionnement

4.3.1 Architecture matérielle du circuit de contrôle et de gestion

Le rôle du circuit de contrôle et de gestion est d'assurer la commande des grilles des différents transistors de manière à, d'une part séquencer correctement la procédure de MPPT décrite au III-3-4, et, d'autre part, assurer le fonctionnement du convertisseur DC/DC SI MIMO comme décrit au III-4-1-3.

Au début de ce travail de thèse, nous envisagions de concevoir le circuit de contrôle uniquement à base de composants analogiques basse consommation et de portes logiques discrètes. Mais, rapidement le choix de l'utilisation d'un microcontrôleur s'est imposé. En effet, après analyse des principaux microcontrôleurs alors disponibles dans le commerce, il est apparu que, pour les meilleurs d'entre eux, la consommation minimale en mode actif s'élevait seulement à quelques microampères (Figure III-4-23), ce qui, selon nos mesures, est équivalent à la consommation de quelques portes logiques discrètes². Avec un microcontrôleur, on dispose en outre, de modules de temporisation et de séquençement fiables et simples d'utilisation (timer), mais aussi et surtout du caractère reprogrammable qui permet de dissocier clairement la partie logicielle de la partie matérielle du circuit de gestion. La contrepartie à cela est que, pour consommer peu, la fréquence de fonctionnement du microcontrôleur doit être choisie la plus basse possible.

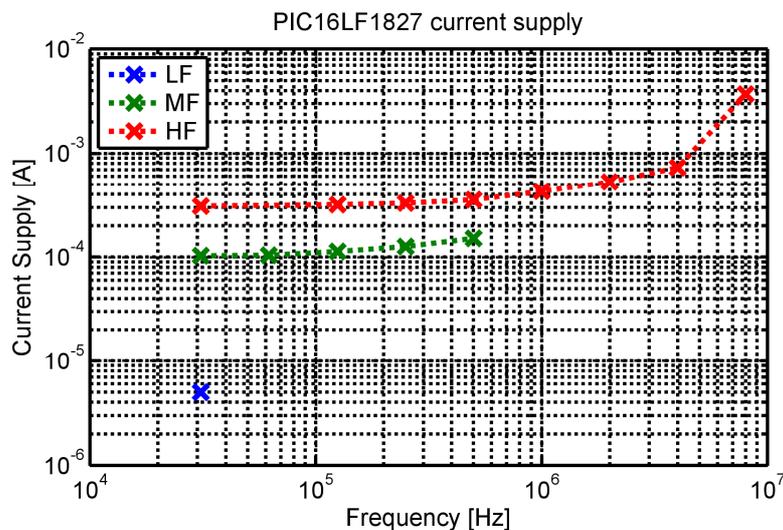


Figure III-4-24 : Évolution du courant d'alimentation d'un PIC16LF en fonction de la fréquence d'horloge

Nous avons arrêté notre choix sur un microcontrôleur PIC de la famille 16LF, le PIC16LF1827. Sa consommation n'est que de $4.8 \mu\text{A}$ en mode actif lorsque l'horloge LF à 31kHz est sélectionnée (Figure III-4-24). De plus, ce microcontrôleur 8 bits dispose de 2 comparateurs basse consommation, d'un convertisseur analogique-numérique, ainsi que tous les périphériques classiques associés à la famille 16F (un jeu complet d'interruptions, une liaison série asynchrone, une horloge temps réel...). Bien que dans notre application le microcontrôleur doit toujours être en mode actif, on notera une consommation record en mode sommeil de seulement 30nA. Au chapitre I, nous avons vu que ceci était un avantage décisif lorsque l'on choisit d'adopter un fonctionnement en mode pulsé pour diminuer la consommation moyenne. Aussi tout le travail effectué sur ce microcontrôleur dans cette thèse assure pour le laboratoire la mise à disposition d'une chaîne de développement logicielle sur un microcontrôleur adaptée pour d'autres projets très basse consommation.

² Mesures effectuées sur différents composants de la famille AUP commercialisée par NXP.

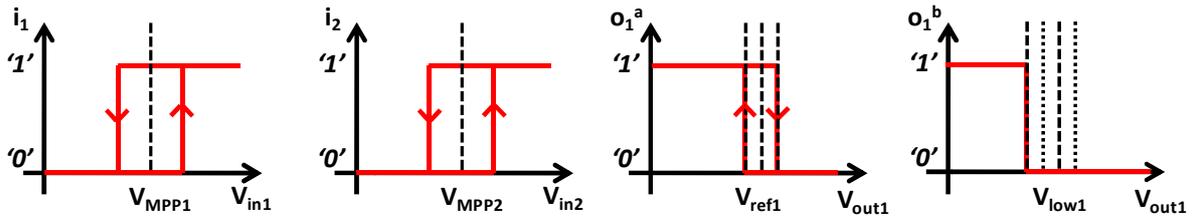


Figure III-4-25 : Fonctions de transfert des différents comparateurs utilisés pour le circuit de gestion de puissance

Déjà au III-4-1-3 nous annonçons l'utilisation de comparateurs pour surveiller le franchissement de seuils sur les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur (Figure III-4-25). Les résultats de ces comparaisons constitueront les entrées d'une machine à états capable de fournir les signaux de contrôle des grilles du transistor du convertisseur DC/DC. Cette machine à états, ainsi que son implémentation dans le microcontrôleur, seront détaillés plus loin dans cette partie. Les comparateurs et que le microcontrôleur sont alimentés par la sortie V_{OUT1} . La dynamique des signaux de sortie du microcontrôleur est donc de 0 – 2,8V ce qui n'est pas suffisant pour piloter de manière satisfaisante les transistors MOS. Il faut donc un étage de « driver » de MOS capable de faire commuter les transistors à partir de la commande 0 – 2,8V. Pour ce faire, nous utiliserons là encore des comparateurs. La tension d'alimentation V_{MAX} de ces comparateurs est la tension maximale disponible dans le circuit. Elle est donnée par un réseau de diodes (Figure III-4-27). Selon le mode de fonctionnement ce sera V_{BAT} , V_{IN1} et V_{IN2} . Ainsi le changement de niveau de logique (level-shift) est assuré en comparant la commande 0 – 2,8V avec une tension de référence de 1,2V.

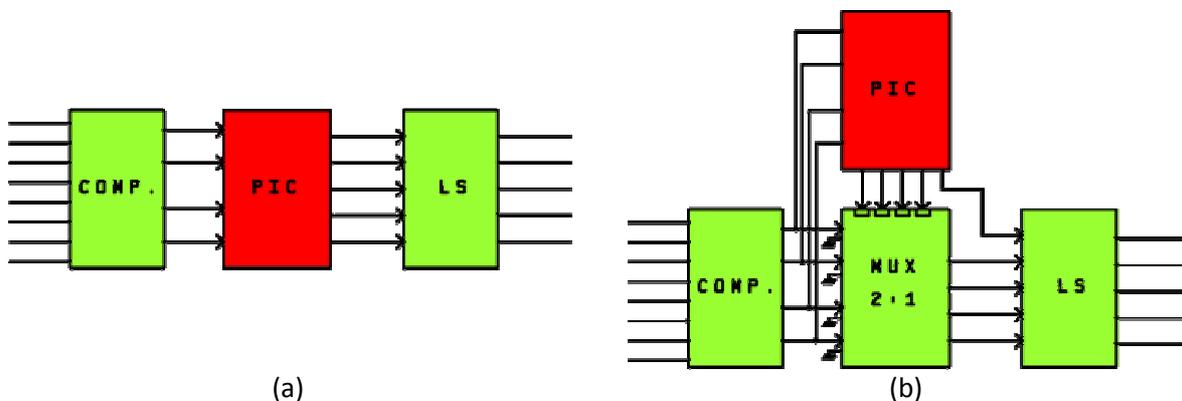


Figure III-4-26 : Architectures possibles pour le circuit de contrôle du circuit de gestion de puissance

Nous venons de voir que l'utilisation d'un microcontrôleur est possible à la seule condition de sélectionner la fréquence d'horloge la plus basse. À 31kHz l'exécution d'une instruction dure 130 μ s ce qui est un ordre de grandeur supérieur au temps de transition classique d'un comparateur très basse consommation. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser directement le microcontrôleur pour calculer les signaux de commande des level-shifter car le temps de propagation dans la chaîne comparateur-microcontrôleur-levelshifter serait bien trop important. Nous avons donc décidé d'utiliser le microcontrôleur pour activer ou inhiber des chaînes analogiques « rapides » grâce à un étage supplémentaire composé de multiplexeurs analogiques 2:1 (Figure III-4-26-b).

Au final, le schéma complet du circuit de contrôle est le suivant :

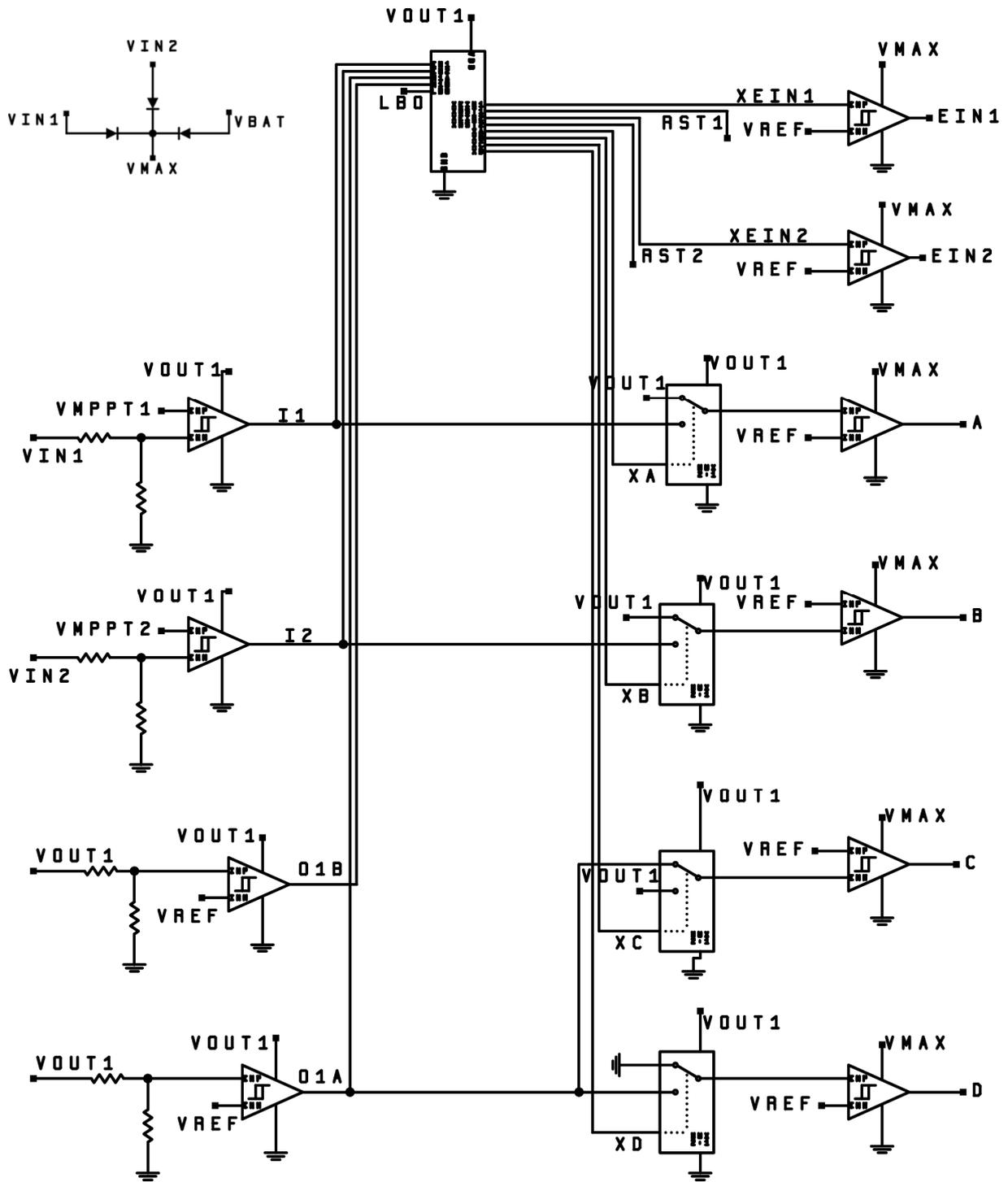


Figure III-4-27 : Schéma complet du circuit de contrôle

4.3.2 Le logiciel du circuit de contrôle et de gestion

Après avoir présenté l'aspect matériel du circuit de contrôle qui pilote les transistors de la chaîne de puissance du convertisseur DC/DC SI MIMO, intéressons nous maintenant à l'aspect logiciel associé qui porte toute l'intelligence de la gestion de puissance :

- Nous introduirons d'abord le concept de logique séquentielle. Ce faisant nous montrerons comment l'utilisation d'une machine à états est toute indiquée pour le support de l'intelligence du circuit de gestion de puissance.
- Nous donnerons ensuite les différentes étapes du processus d'encodage de cette machine à état de manière à pouvoir l'implémenter efficacement dans un microcontrôleur.

4.3.2.1 Logique séquentielle et machine à états

D'une façon complémentaire à la logique combinatoire, la logique séquentielle permet d'organiser les calculs booléens dans le temps. Elle permet ainsi de concevoir des algorithmes de calculs puissants et des machines à calculer génériques comme les processeurs et, ce qui nous intéresse ici en particulier, les machines à états [30]. En effet, contrairement à un circuit combinatoire où la connaissance des valeurs d'entrées à un instant donné suffit à déterminer les valeurs de sorties (Figure III-4-28-a), les sorties d'un circuit séquentiel peuvent être aussi fonction de l'évolution des valeurs d'entrées. Par conséquent une même combinaison présentée à plusieurs reprises aux entrées d'un circuit séquentiel peut conduire à des résultats différents (Figure III-4-28-b).

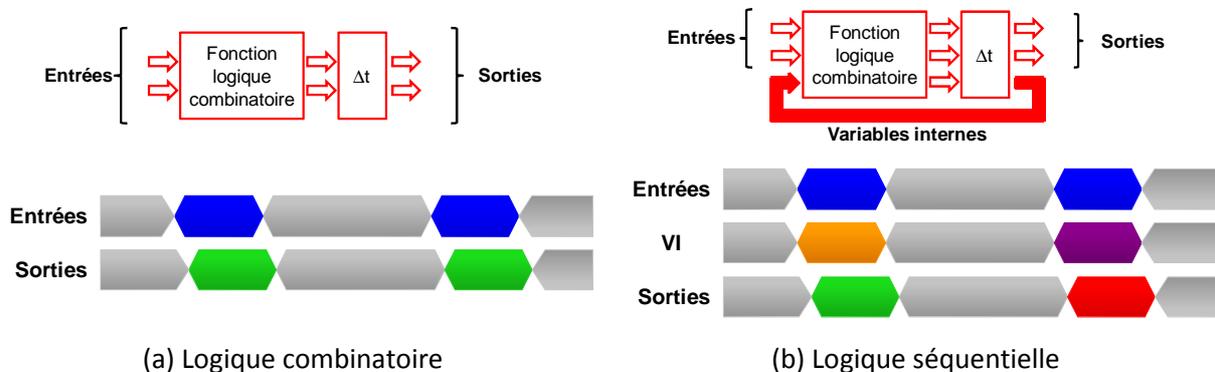


Figure III-4-28 : Logique séquentielle vs. logique combinatoire

Ce non-déterminisme apparent prend sa source dans une fonction propre à la logique séquentielle : la mémorisation. En effet la valeur de la sortie ne dépend plus uniquement des entrées, mais aussi de « l'état du système » porté par une ou plusieurs variables internes (VI). La valeur de ces variables dépend du séquençement des valeurs des entrées, c'est-à-dire des valeurs actuelles, mais aussi des valeurs passées. Ainsi ces variables internes mémorisent une partie de l'histoire du circuit. Un circuit logique séquentiel est donc un circuit combinatoire qui détermine les sorties et les variables internes, à partir des entrées et des variables internes. C'est ce rebouclage, illustré dans la Figure III-4-28-b, qui réalise la fonction de mémorisation propre à la logique séquentielle.

Dans notre travail, nous utilisons de manière couplée plusieurs circuits séquentiels : une machine à états et des comparateurs à hystérésis³. L'intelligence de l'algorithme de gestion de l'énergie est en grande partie portée par la fonction de mémorisation induite par l'utilisation d'un circuit séquentiel. Ceci nous permet d'obtenir un comportement complexe avec un circuit relativement simple, et donc un coût énergétique réduit.

La machine à états utilisée pour le convertisseur DC/DC SI MIMO comporte 6 entrées : 2 entrées logicielles (y_1 et y_2), internes au microcontrôleur, permettant de faire communiquer les procédures de MPPT de chacune des sources avec la machine à états, et les 4 sorties des comparateurs à hystérésis (i_1 , i_2 , o_1^a et o_1^b), et 8 sorties : 4 sorties pour le pilotage des transistors de l'étage MPPT (EIN1,2 et RST1,2) et 4 sorties pour le pilotage des transistors du convertisseur DC/DC (X_A , X_B , X_C et X_D). Il n'est pas aisé de donner une représentation graphique de cette machine à état comme nous l'avons fait au III-4-1-1 et au III-4-1-2 pour les convertisseurs SI DO et DIDO. Nous donnerons ici la matrice des phases (Figure III-4-29) qui correspond à une représentation matricielle de la machine à états.

À chaque ligne correspond un état du système. Cet état, dit stable, est représenté en rouge sur la Figure III-4-29. À chacun de ces 52 états stables correspond une configuration des variables de sorties (cf Annexe 2). Sur chaque ligne on représente aussi les transitions possibles entre l'état présent du système et l'état suivant en fonction de l'évolution des entrées. Ces transitions sont matérialisées par des états représentés en bleu sur la Figure III-4-29. Ces états sont dits instables car durant un laps de temps Δt , les valeurs en entrée et en sortie des lignes à retard (Figure III-4-28-b) sont différentes. Un état instable peut mener soit à un nouvel état stable, soit à un autre état instable, on parle alors de course ou de cycle. Lorsque l'on conçoit une machine il faut s'assurer que ces courses soient finies, et que le système atteigne toujours un état stable. À noter que dans la théorie de la logique séquentielle asynchrone [30], on considère qu'il est impossible de modifier simultanément l'état de deux variables. Dans ces conditions, pour lever toute ambiguïté lors de la synthèse d'une machine à états, il est nécessaire de définir le comportement du système selon l'ordre dans lequel les variables changent d'état. On remarquera de plus que certaines configurations du vecteur d'entrées ne correspondent à aucun état. Il s'agit de configurations interdites, normalement impossibles à atteindre à cause du lien qu'il existe entre o_1^a et o_1^b (il est impossible que $V_{OUT1} > V_{REF1}$ et $V_{OUT1} < V_{LOW1}$ en même temps cf. Figure III-4-25).

4.3.2.2 Réduction et codage de la machine à états de commande du convertisseur DC/DC SI MIMO

Bien qu'il soit tout à fait possible de coder directement une telle machine ce n'est pas la solution la plus avantageuse en termes de ressources. Dans ce paragraphe nous détaillerons les différentes étapes du processus de réduction de la machine à états qui permettra de l'implémenter de manière optimale dans le microcontrôleur. En effet, nous avons vu que, dans la logique séquentielle, l'état du système était porté par les variables internes (VI). L'objectif pour nous ici est donc de trouver le codage optimal qui simplifiera au maximum la représentation de ces VI dans le microcontrôleur.

³ Les comparateurs à hystérésis sont aussi des composants séquentiels : un même niveau d'entrée peut correspondre aux deux états de sortie, ce n'est que l'histoire de l'évolution de la tension différentielle en entrée qui permet de donner le niveau de sortie.

MATRICE DES PHASES

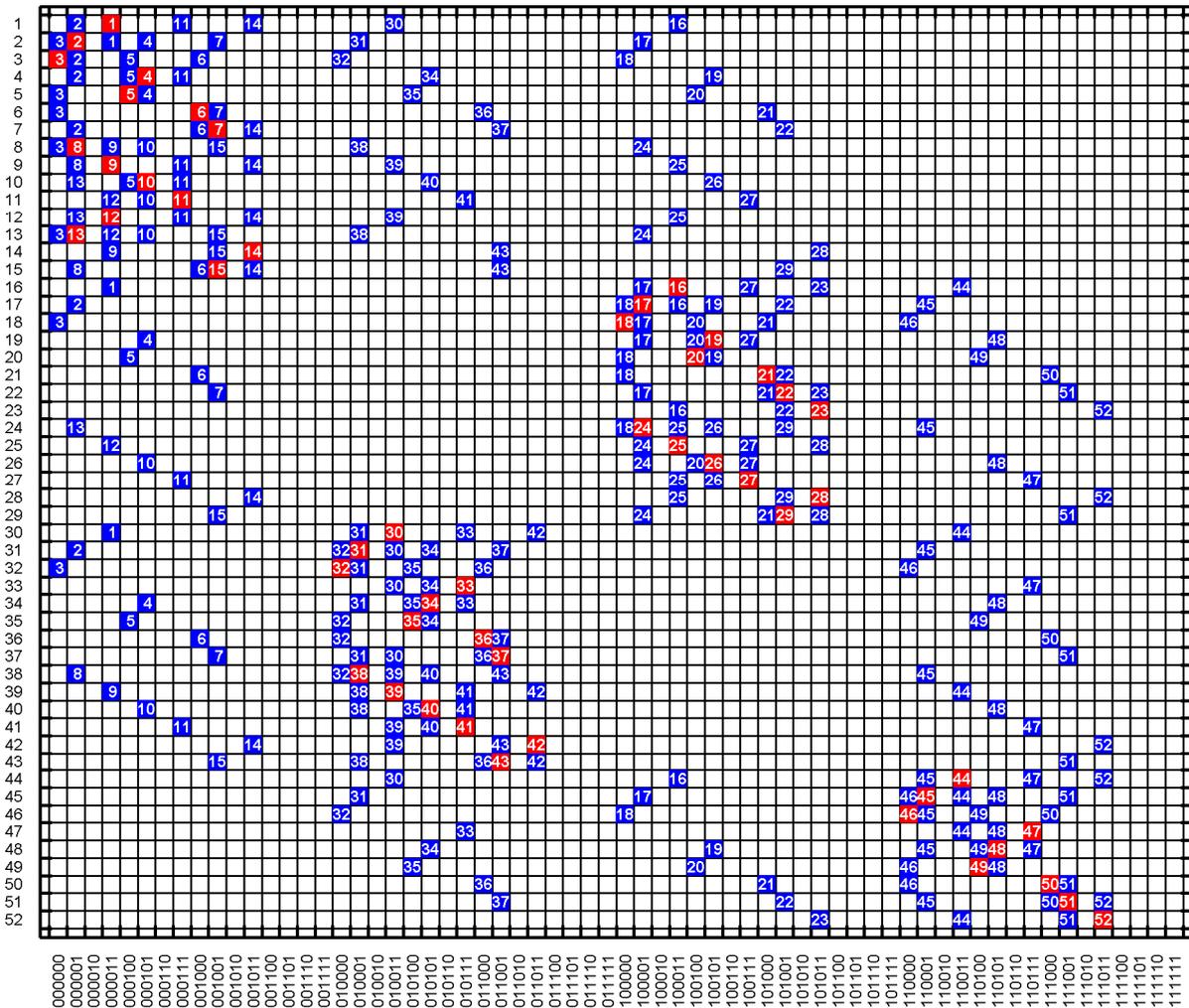


Figure III-4-29 : Matrice des phases de la machine à états du convertisseur DC/DC SI MIMO

La solution la plus simple consiste à attribuer une variable interne par état. Par exemple pour trois états on pourra utiliser les valeurs binaires 001, 010, 100 (soit 3 VI). Cette méthode est appelée encodage « one-hot ». L'avantage principal de cet encodage est que pour passer d'un état à un autre, seules deux transitions, changement de 2 VI, sont nécessaires. Ceci simplifie considérablement les problèmes pouvant apparaître lors de l'attribution des VI⁴, et permet ainsi une optimisation pour la synthèse automatique. Son inconvénient est qu'il faut au n VI pour représenter n états, ce qui conduit à une augmentation linéaire du nombre de VI par rapport au nombre d'états.

Un encodage de type énuméré, utilisant toutes les valeurs binaires existantes, a quant à lui une augmentation logarithmique du nombre de VI : par exemple pour trois états, on pourrait utiliser les valeurs binaires 00, 01, 11 (soit 2 VI). Si l'on applique cet encodage sur la matrice des phases du DC/DC SI MIMO on aboutit à l'utilisation de 6 VI. C'est moins que pour la méthode « one-hot », mais

⁴ Ces problèmes seront détaillés plus loin en nous appuyant sur le cas concret de la machine à états du convertisseur DC/DC SI MIMO.

c'est au détriment d'une complexité accrue pour l'attribution des VI. Avec cet encodage, il n'est d'ailleurs pas exclu qu'il faille réintroduire des VI supplémentaires.

Dans notre cas au vu du nombre très limité de ressources dont nous disposons (microcontrôleur 8 bits), il est primordial d'optimiser l'encodage de la machine à état. Pour accélérer les opérations de lecture et d'écriture en mémoire, nous devons donc limiter la longueur des mots utilisés à 8 bits. C'est déjà le cas pour le vecteur de sortie de la machine à états qui est justement de longueur 8. Avec les 6 bits correspondant aux 6 entrées de la machine à états il ne reste donc que 2 bits pour les VI. L'idéal serait donc de limiter le nombre de VI à 2. Pour limiter le nombre de VI nous venons de voir qu'il faut limiter le nombre d'états stables. Or il est possible que, lors de la synthèse de la machine, nous ayons, par commodité, défini plus d'états stables que nécessaire. Nous allons donc procéder à la réduction de la matrice des phases. En effet deux lignes de la matrice des phases peuvent être réduites si :

- Les états stables à regrouper sont dans des colonnes différentes.
- Les deux lignes concernées sont identiques aux indifférences près (cases blanches sur la Figure III-4-29).

À noter que contrairement à la simplification de la matrice des phases au sens de Huffman (qui fait en plus intervenir la matrice de sortie de la machine à états), la réduction n'est pas unique. Pour déterminer la réduction optimale il faut dresser un arbre de réduction. Nous avons donc écrit un algorithme sous MATLAB, qui, pour chaque état, vérifie les conditions mentionnées ci-dessus. Pour représenter le fonctionnement de cet algorithme, nous avons opté pour une représentation matricielle de l'arbre de réduction (Figure III-4-30). Si deux états sont réductibles, la case correspondante de la matrice est marquée de bleu (la matrice est donc symétrique). Après avoir déterminé la compatibilité des états entre eux (Figure III-4-30-a), l'algorithme cherche à former les plus grands groupes d'états compatibles (Figure III-4-30-b). À chaque sommet de l'arbre, l'ordre des états est modifié de manière aléatoire. Ensuite l'algorithme est de type glouton, les états sont évalués de proche en proche. La procédure boucle sur elle-même et ne conserve, après chaque itération, que la solution qui a obtenu le moins de groupes (l'arrêt de la boucle peut être conditionné ou laissé libre à l'utilisateur). Le meilleur résultat obtenu pour cette machine à état est de 3 groupes (Figure III-4-30-c).

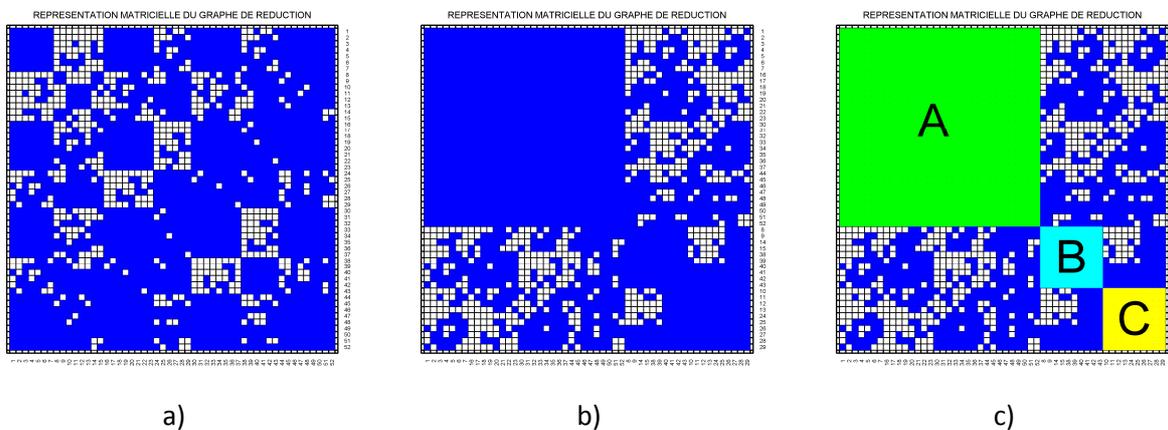


Figure III-4-30 : Représentation matricielle du graphe de réduction de la matrice des phases

Une fois les groupes obtenus, les règles de production de la matrice des phases réduite sont les suivantes [30]. Pour chaque paire de lignes au sein d'un groupe :

- Remplacer toute paire d'un même état instable par cet état instable.
- Remplacer toute paire d'états indifférents par un état indifférent.
- Si un des deux états de la paire est stable, l'état résultant est stable.
- Si un des états de la paire est indifférent et l'autre non, remplacer la paire par l'état non indifférent correspondant (stable ou instable).

On obtient ainsi la matrice des phases réduite présentée Figure III-4-31.

Nous avons donc obtenu une matrice des phases équivalente, mais comportant un nombre minimal de ligne. Il y a maintenant plusieurs états stables par ligne. Une lettre est attribuée à chaque ligne (A, B et C). On remarquera que chacune d'entre-elles correspond à un mode de fonctionnement particulier du circuit :

- A : Utilisation de la batterie. Soit, lié au fait que la puissance récupérée par les sources de récupération d'énergie n'est pas suffisante, soit car la procédure de MPPT est en cours sur l'une et/ou l'autre sources ;
- B : Utilisation de la puissance fournie par la source n°1 ;
- C : Utilisation de la puissance fournie par la source n°2.

Avec seulement trois lignes, en utilisant un encodage de type énuméré, nous respectons notre contrainte de 2 VI. Cependant l'attribution des VI doit être effectuée avec précaution. En effet, une des hypothèses de base de la théorie de la logique séquentielle est qu'il est impossible que 2 variables changent de valeur au même moment. De plus, nous avons vu plus haut que, pour transiter d'un état stable vers un autre état stable, le système pouvait passer par plusieurs états instables. C'est ce que l'on appelle une course. Si au moins une des transitions de la course impose la modification de plusieurs VI, la course devient critique. Lorsque l'on conçoit une machine à état, il faut éliminer tous problèmes de course critique, car ils peuvent mener à un comportement erratique du système. Pour cela, il faut attribuer les VI de sorte que pour toutes les transitions entre états stables et instables et entre états instables, seulement une VI change de valeur. Si c'est impossible, il faudra ajouter une ou plusieurs VI supplémentaires. Dans cette recherche, on peut donc éliminer les colonnes de la matrice des phases réduite où il n'y a aucun état, celles où il n'y a qu'un état stable, ou les colonnes complètes (3 états stables), cf. Figure III-4-32 [30]. Dans notre cas les seules des transitions entre états stables et instables des lignes B et C peuvent être problématiques (il n'y a pas de transition entre états instables). Ainsi, il faut attribuer les VI de sorte que pour passer de la ligne B à la ligne C seulement une VI soit modifiée.

On choisira de coder les lignes par :

- A : 0 0
- B : 0 1
- C : 1 1

4.3.3 Conclusion

Après avoir décrit l'architecture matérielle du circuit de gestion nous avons décrit l'aspect logiciel associé. La gestion des chemins de puissance dans le circuit est basée autour d'un microcontrôleur ultra basse consommation qui active ou inhibe des chaînes de commande analogiques formées par des comparateurs basse consommation. La décision de l'activation ou non de ces chaînes est pilotée par une machine à états implémentée dans le microcontrôleur sous la forme d'une table. Au final le système possède 52 états possibles qui peuvent être regroupés en 3 groupes selon le fait que la source principale d'énergie soit la batterie, le générateur piézoélectrique, ou la cellule photovoltaïque.

On notera que dans le cadre de la réalisation d'un ASIC, la machine à états pourrait être synthétisée sous forme de portes logiques directement à partir du code VHDL grâce à un outil comme Xilinx ISE Design Suite. Dans notre cas, nous avons écrit un code MATLAB qui génère 2 fichiers texte : l'un avec le code C à intégrer dans la mémoire du microcontrôleur, l'autre avec le code VHDL équivalent pour intégrer la machine à états dans la simulation du circuit complet.

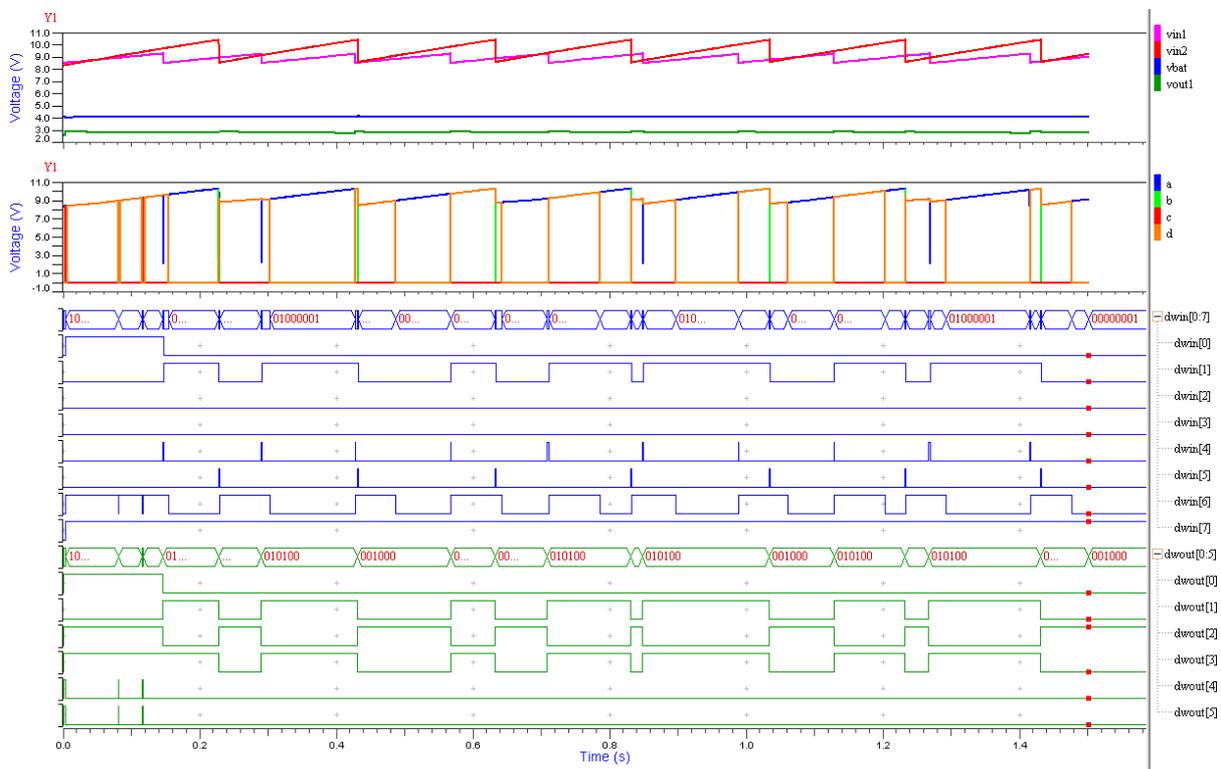


Figure III-4-33 : Résultat de simulation du circuit de gestion de puissance complet sous SystemVision

La Figure III-4-33 montre le résultat d'une simulation du convertisseur DC/DC SI MIMO avec le générateur piézoélectrique (sous 0,5g) et la cellule solaire (sous 200 lux). Le comportement de la machine à états est détaillé par les chronogrammes des variables d'entrées (dwin) et de sorties (dwout). Figurent aussi les signaux de commande des grilles des MOS (A, B, C, D). Cette simulation permet, entre autre de valider les dimensionnements des composants, de confirmer le bon fonctionnement de la machine à état et d'estimer le rendement du convertisseur.

La puissance totale entrante est ici de 288 μW , et la puissance utile en sortie est de 159 μW . Ceci donne un rendement de 55,2%. La répartition de ces pertes dans le système est détaillée dans la Figure III-4-34 :

- 48% (62,1 μW) sont dissipés dans les résistances des transistors à l'état passant ;
- 22% (28,2 μW) correspondent à la consommation des level-shifter, il s'agit donc des pertes en commutation ;
- 16% (20,6 μW) sont utilisés pour l'alimentation du circuit de contrôle (microcontrôleur, comparateurs à hystérésis, et multiplexeurs 2:1) ;
- On retrouve enfin 8% de perte (10,4 μW) dans l'étage AC/DC et 4% (5.6 μW) dans la résistance série de l'inductance.

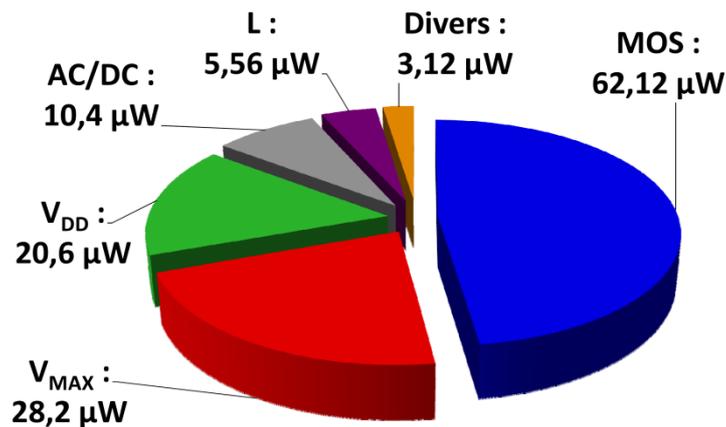


Figure III-4-34 : Répartition des pertes simulée dans le circuit de gestion de puissance

5 Conclusion

Nous confirmons une fois encore la puissance de notre approche de conception par simulation analogique et mixte en VHDL-AMS. En effet dans le chapitre précédent nous avons mis l'accent sur une modélisation analogique compatible SPICE. Ces modèles ont été réutilisés dans ce chapitre pour réaliser des simulations de la chaîne de puissance du circuit de gestion d'énergie (AC/DC, MPPT, DC/DC). Tous les composants de la partie puissance sont simulés grâce aux modèles SPICE fournis par les fabricants. La commande du convertisseur DC/DC et le séquençement du MPPT sont assurés par un circuit numérique. L'interfaçage avec la chaîne de puissance est assuré par des comparateurs très basse consommation jouant, d'un côté, le rôle de convertisseur analogique numérique 1 bit et, de l'autre, celui de driver de MOS.

Nous venons de voir que l'utilisation d'une machine à états est toute indiquée pour supporter le logiciel de contrôle de la gestion de puissance. Le logiciel SyssemVision de MentoGraphics, basé sur la norme VHDL-AMS IEEE 1076.1, permet de simuler ces 2 aspects : analogique et numérique (puissance et logiciel). Sa force tient du fait qu'il met à disposition de l'utilisateur 2 cœurs de simulation :

- Un simulateur analogique performant (Eldo) capable de résoudre les problèmes d'équations différentielles ordinaires (simulations de type SPICE). La norme VHDL-AMS (IEEE 1076.1-2004) propose aussi ensemble de bibliothèques mettant à profit les différentes analogies électriques pour permettre de simuler des problèmes multi-physique (thermique, mécanique, fluide...);
- Un simulateur événementiel (Modelsim ou Questa) capable de simuler des circuits numériques dont le comportement est décrit par du code VHDL.

À cela s'ajoute un jeu d'instructions permettant à l'utilisateur de contrôler la communication entre ces deux simulateurs. SystemVision accepte aussi les langages VERILOG, C, IBIS, et propose une solution de cosimulation, grâce au serveur SVX, permettant de communiquer avec d'autres logiciels, comme Simulink et Labview par exemple.

Tout cela confirme qu'une architecture de gestion de puissance basée sur un convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-output permet d'atteindre les objectifs que nous nous étions fixés, à savoir :

- ***Hybrider efficacement plusieurs sources de récupération d'énergie avec un ou plusieurs éléments de stockage ;***
- ***Polariser chacune de ces sources de sorte à ce qu'elle délivre son maximum de puissance ;***
- ***Gérer et protéger le ou les éléments de stockage, tant en charge, qu'à la décharge ;***
- ***Fournir une ou plusieurs tensions régulées en sortie pour alimenter le nœud du réseau de capteurs.***

Le quatrième et dernier chapitre de cette thèse va maintenant confronter nos simulations à la réalité en présentant les différentes réalisations que nous avons produites pour valider expérimentalement ces conclusions.



Chapitre IV

**Réalisation et test
du système de
gestion de puissance**

CHAPITRE IV

1	INTRODUCTION.....	137
2	MPMS : MICRO-POWER MANAGEMENT SYSTEM.....	138
2.1	CARTE 1 : PREUVE DE CONCEPT	138
2.2	CARTE 2 : CONVERTISSEUR DC/DC SI DIDO + MPPT	141
2.3	CARTE 3 : CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO + MPPT	144
3	VERS L'INTÉGRATION DE LA BATTERIE DANS LE DÉMONSTRATEUR	152
3.1	PRÉSENTATION DU PROJET PCB ²	152
3.2	INTÉGRATION DANS LE PCB	154
3.3	FABRICATION DU DÉMONSTRATEUR.....	157
4	CONCLUSION.....	159



1 Introduction

Les simulations menées au Chapitre III amènent deux conclusions principales : un convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output permet de réaliser l'ensemble des fonctions requises pour un système de gestion de puissance ; un circuit de commande basé autour d'un microcontrôleur ultra basse consommation implémentant une machine à états permet d'atteindre l'autonomie complète (énergétique et décisionnelle) de ce système.

Ce quatrième et dernier chapitre adressera l'ensemble des réalisations qui nous ont permis de vérifier expérimentalement ces conclusions.

En effet, dès le début de ce travail, l'ambition que nous nous sommes fixée était de couvrir la totalité du processus de développement, du concept jusqu'à la réalisation d'un prototype. Cet objectif final constitue de plus un livrable du projet PCB², principal support financier des activités de recherche présentées dans cette thèse. Ce projet vise à développer une filière technologique émergente dans le domaine de l'intégration sur circuit imprimé. Le LAAS a été l'animateur du groupe de travail dont l'objectif était l'intégration d'une batterie fine au PCB (Printed Circuit Board, circuit imprimé). La technologie ainsi développée sera le support d'intégration du système de gestion de puissance multi-sources (piézoélectrique et solaire) que nous avons conçu dans cette thèse et présenté au chapitre précédent.

Nous présenterons d'abord, de manière détaillée, les 3 cartes que nous avons réalisées ainsi que les résultats des caractérisations associées :

- Une première carte servira à valider le concept. Le circuit de contrôle est déporté sur une carte de développement alimentée en externe ;
- La deuxième carte implémente un système mono-source avec uniquement le générateur piézoélectrique. Le microcontrôleur ultra-basse consommation choisi et présenté au Chapitre III (PIC16LF1827) est utilisé pour commander un convertisseur DC/DC Single Inductor Dual-Input Dual-Output ;
- Le troisième démonstrateur met en œuvre un convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output. Le système est alors multi-sources (piézoélectrique + solaire). La carte a de plus été fabriquée pour accueillir les sources de récupération obtenir un système de manière la plus compacte possible (81x38x30 mm³).

Nous présenterons ensuite l'action menée dans le cadre du projet PCB², ainsi que les principaux résultats obtenus concernant la technologie d'intégration de la batterie dans le circuit imprimé (dans la limite des accords de confidentialité passés avec les partenaires du projet). Nous terminerons alors en présentant la conception et la réalisation du démonstrateur final implémentant le convertisseur DC/DC SI MIMO sur une carte avec une batterie fine enterrée servant d'élément de stockage de l'énergie.



2 MPMS : Micro-Power Management System

Pour chacune de ces cartes nous donnerons tour à tour une description détaillée suivie des résultats de caractérisations électriques.

2.1 CARTE 1 : Preuve de concept

2.1.1 Description

La première carte que nous avons réalisée met en œuvre le convertisseur DC/DC SI DIDO et la commande de MPPT présentée au Chapitre III. Le système est mono-source, la source utilisée est le générateur piézoélectrique. Le schéma électrique de la carte est le suivant :

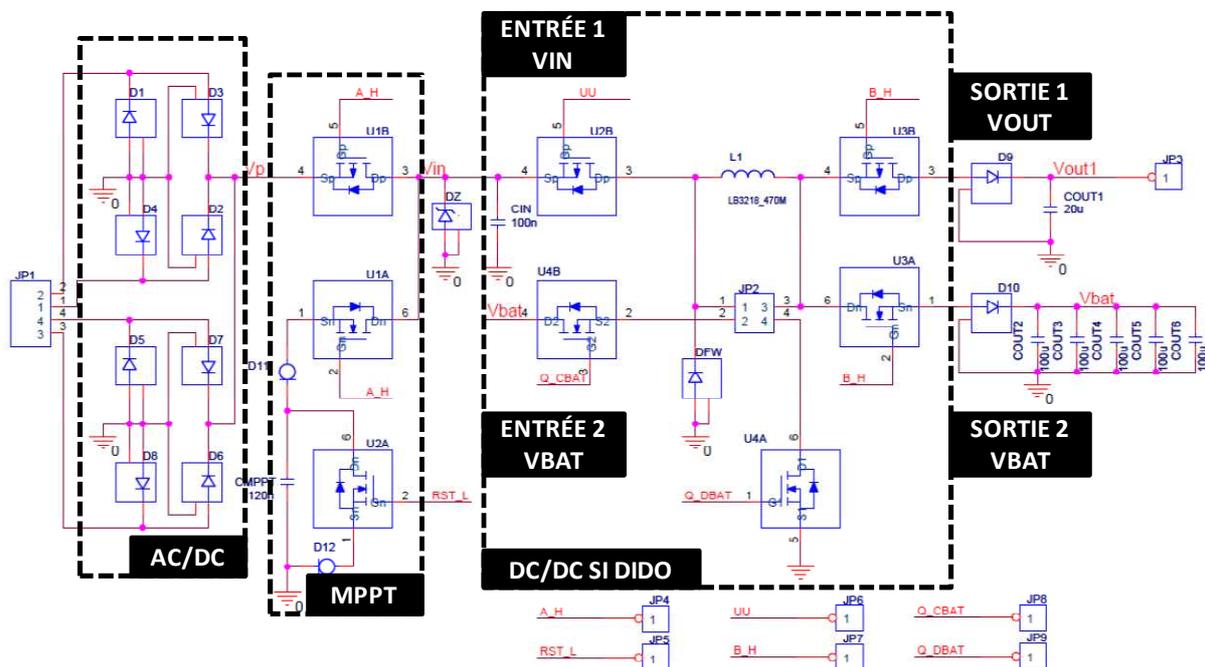


Figure IV-2-1 : Schéma électrique de la carte N°1

On retrouve un étage de conversion AC/DC ainsi qu'un échantillonneur/bloqueur MPPT au niveau de la première entrée du convertisseur. La première sortie du convertisseur est reliée à un condensateur céramique multicouche de 20 μF . La deuxième sortie est découplée par 5 condensateurs céramiques multicouches de 100 μF chacun. L'équipotentielle de la deuxième sortie est connectée à la deuxième entrée du convertisseur SI DIDO. On notera que seule la chaîne de puissance est implémentée sur la carte. Des connecteurs sont disposés au niveau des entrées et des sorties de manière à pouvoir brancher le générateur piézoélectrique, la charge, et la batterie. Sur cette première carte nous avons choisi une inductance de 47 μH et la capacité du condensateur de l'entrée 1 n'est que de 100 nF (cf chapitre III-4-2).

Le placement et le routage de la carte ont été effectués sous Allegro Orcad Capture CIS et Layout. La carte est double face et un plan de masse est présent sur chaque face (Figure IV-2-2).

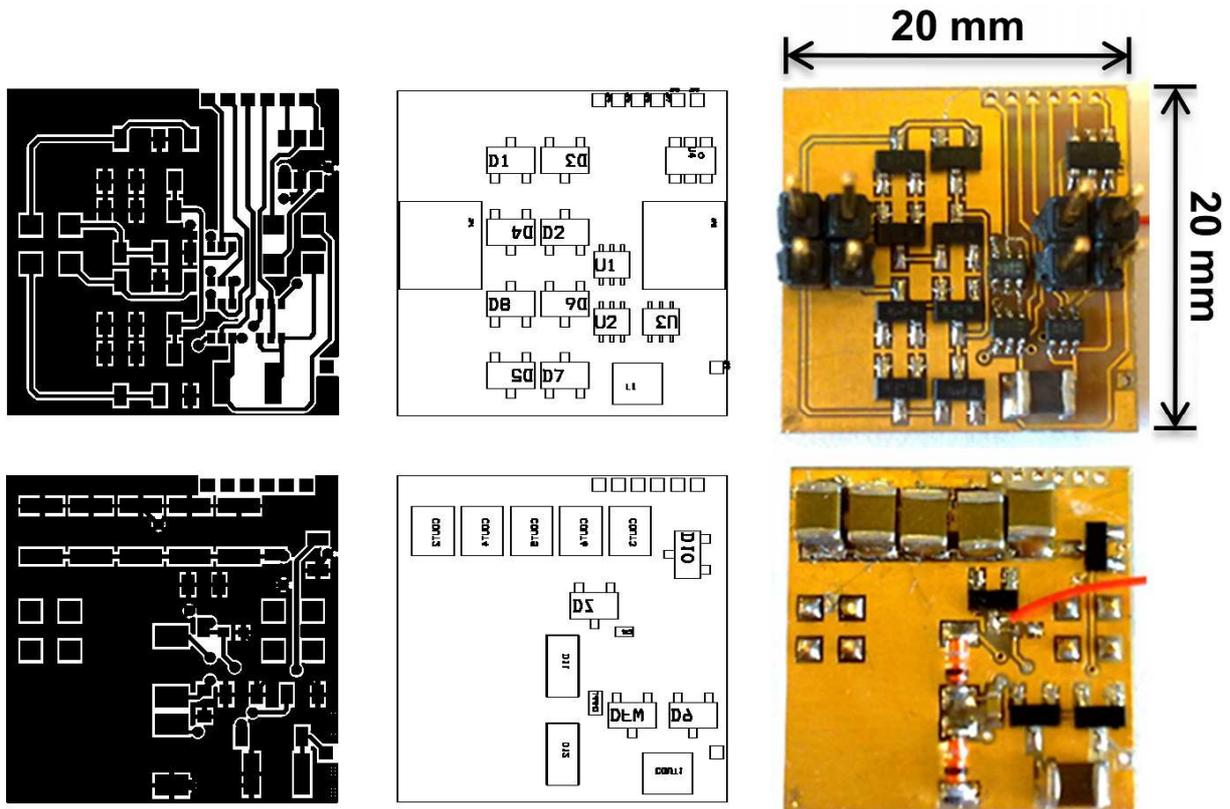


Figure IV-2-2 : Layout cuivre, schéma d'implantation et photographie de la carte N°1 (TOP et BOTTOM)

2.1.2 Caractérisation

La commande des grilles des transistors du convertisseur est réalisée par une carte de développement d'un PIC18F4525. La fréquence de fonctionnement du microcontrôleur est fixée à 250 kHz pour une consommation effective de 2,5 mA. Les deux comparateurs internes du microcontrôleur sont utilisés pour obtenir les signaux de commande i_1 et o_1 ^a (cf Chapitre III-4-3). Le séquençage de la procédure d'échantillonnage du MPPT est aussi assuré par le PIC et les interruptions associées aux timers.

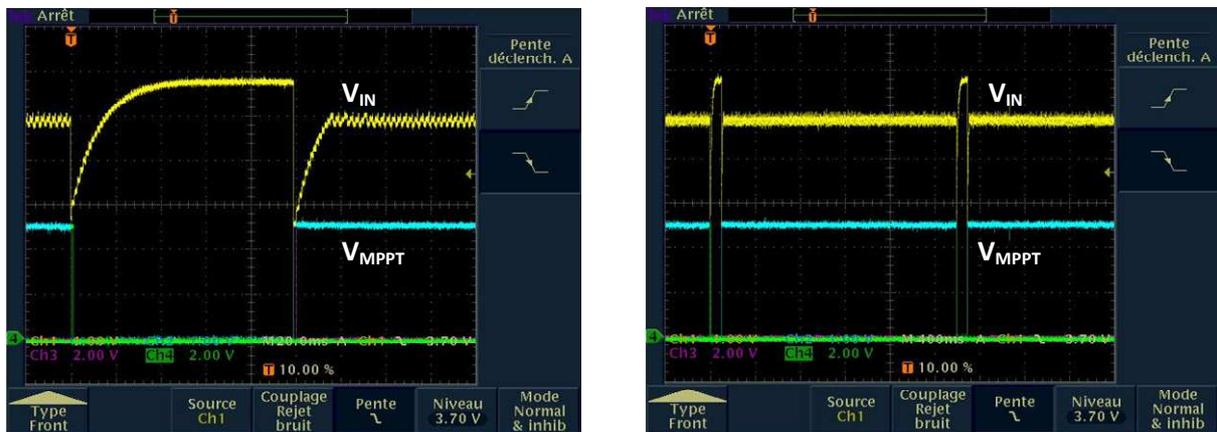


Figure IV-2-3 : Échantillonnage de la tension référence pour le Maximum Power Point Tracking (MPPT)

La Figure IV-2-3 présente les signaux observés à l'oscilloscope. La tension V_{MPPT} (cyan) est mise à zéro lorsque la commande RST = '1'. Le circuit s'ouvre et le condensateur C_{IN} se charge (jaune) jusqu'à la tension de circuit ouvert V_{OC} lorsque A = '1'. L'échange entre les condensateurs C_{IN} et C_{MPPT} a lieu lorsque EIN = '1'. Les résultats de la fonction de MPPT correspondent aux attentes, une fraction connue de la tension de circuit ouvert est stockée dans C_{MPPT} , son fonctionnement est donc validé.

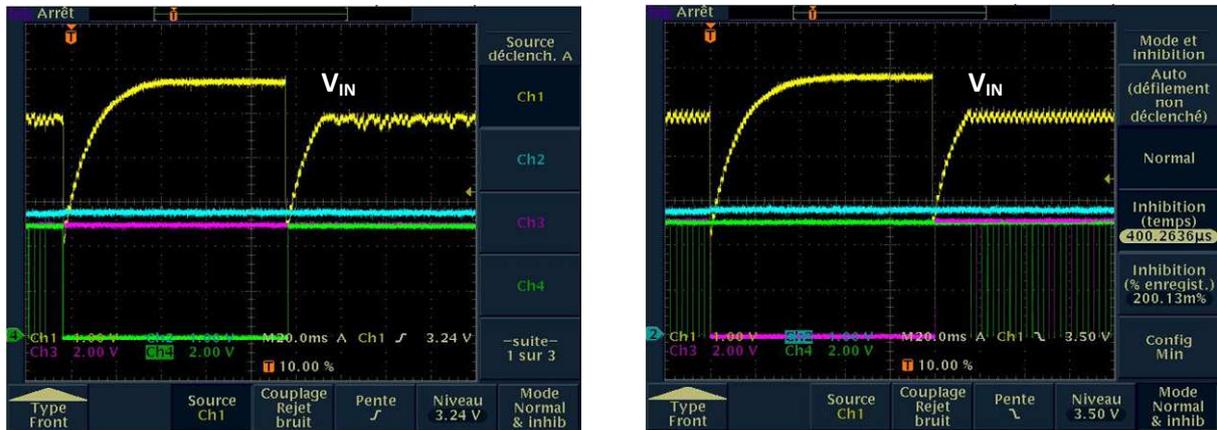


Figure IV-2-4 : MPPT sans et avec fenêtre d'hystérésis

Les deux figures ci-dessus montrent le fonctionnement classique du convertisseur. À la fin du processus d'échantillonnage de la tension du MPP, la tension V_{IN} (jaune) est régulée autour de la valeur mémorisée (ici 5V). On remarquera l'importance de l'hystérésis au niveau du comparateur produisant la commande i_1 . En effet sur les comparateurs intégrés au PIC18F l'hystérésis peut être désactivée. Contrairement à la figure de gauche qui représente le fonctionnement sans hystérésis, la fréquence de commutation du convertisseur sur la figure de droite est stabilisée par la présence d'une hystérésis sur la commande i_1 . On notera aussi que la tension de sortie V_{OUT} (cyan) est régulée comme attendu autour de 2,8V.

2.1.3 Conclusions

Cette première carte permet de valider le concept du système de gestion de puissance que nous proposons dans cette thèse. Le fonctionnement de la chaîne de puissance présentée au chapitre III-4 est validé. Expérimentalement nous avons vérifié que le convertisseur DC/DC SI DIDO permettait de :

- *Hybrider une source de récupération d'énergie (ici le générateur piézoélectrique) avec un élément de stockage (un condensateur de 500µF) ;*
- *Polariser la source de sorte à ce qu'elle délivre son maximum de puissance (Maximum Power Point Tracking) ;*
- *Gérer l'élément de stockage, tant à la charge, qu'à la décharge ;*
- *Fournir une tension régulée en sortie, V_{OUT} régulée de 2,8V.*

Le fonctionnement de la technique de MPPT ultra basse consommation présentée au Chapitre III-3 est aussi validé. On notera, cependant, la nécessité de générer périodiquement les signaux de contrôle appropriés, ce qui implique l'utilisation d'un élément de temporisation (astable analogique ou timer numérique).

Cependant, bien que fonctionnel, le circuit de contrôle alimenté en externe sur une carte de développement consomme une puissance (≈ 7 mW) supérieure à celle qui peut être récupérée dans des conditions d'utilisation réalistes (cf Chapitre II). Le rendement global du système est donc négatif.

2.2 CARTE 2 : Convertisseur DC/DC SI DIDO + MPPT

L'objectif que nous nous sommes fixé avec cette deuxième carte, est d'embarquer le circuit de contrôle et d'en réduire sa consommation de manière à rendre le système autonome en énergie.

2.2.1 Description

Sur le schéma électrique de cette seconde carte (Figure IV-2-6), on retrouve l'ensemble de la chaîne de puissance déjà implémentée sur la première carte (AC/DC, MPPT, DC/DC SI). On notera l'ajout du capteur de température enregistreur DS2422 qui fera office de charge pour le circuit, et du circuit de protection de la batterie (LT4070). Une troisième entrée a été prévue pour pouvoir passer en mode multi-sources avec la cellule solaire (DC/DC SI MIMO). La présence d'un cavalier permet d'isoler, dans un premier temps, physiquement cette partie du circuit pour caractériser le fonctionnement en mode mono-source (DC/DC SI DIDO). Outre ces modifications, on trouve aussi maintenant sur la carte, tout un ensemble de composants dédiés à la commande des transistors de la chaîne de puissance :

- Un microcontrôleur PIC16LF1827 qui pilote la procédure de MPPT et qui implémente la machine à états présentée au chapitre III-4-1-2) ;
- 3 comparateurs ultra basse consommation LTC1540. Ces comparateurs ont une référence intégrée et leur hystérésis est fixée par un réseau de résistances. Ils fournissent les 3 entrées de la machine à états (i_1 , o_1^a et o_1^b) ;
- 4 comparateurs ultra basse consommation (LTC1540) faisant office de « level shifter » (adaptation des niveaux logiques) pour piloter les grilles des transistors MOS de la chaîne de puissance ;
- 3 comparateurs LTC1540 supplémentaires, câblés en prévision de l'utilisation en mode multi-sources.

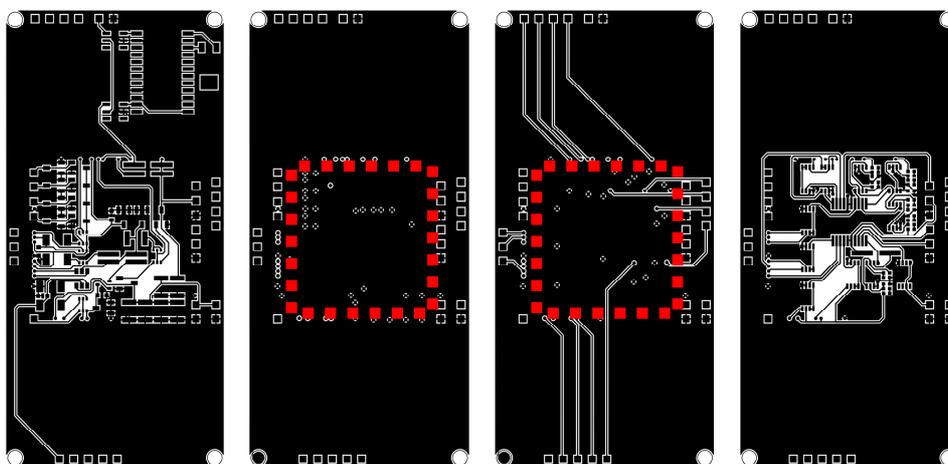


Figure IV-2-5 : Layout cuivre des 4 couches de la carte N°2

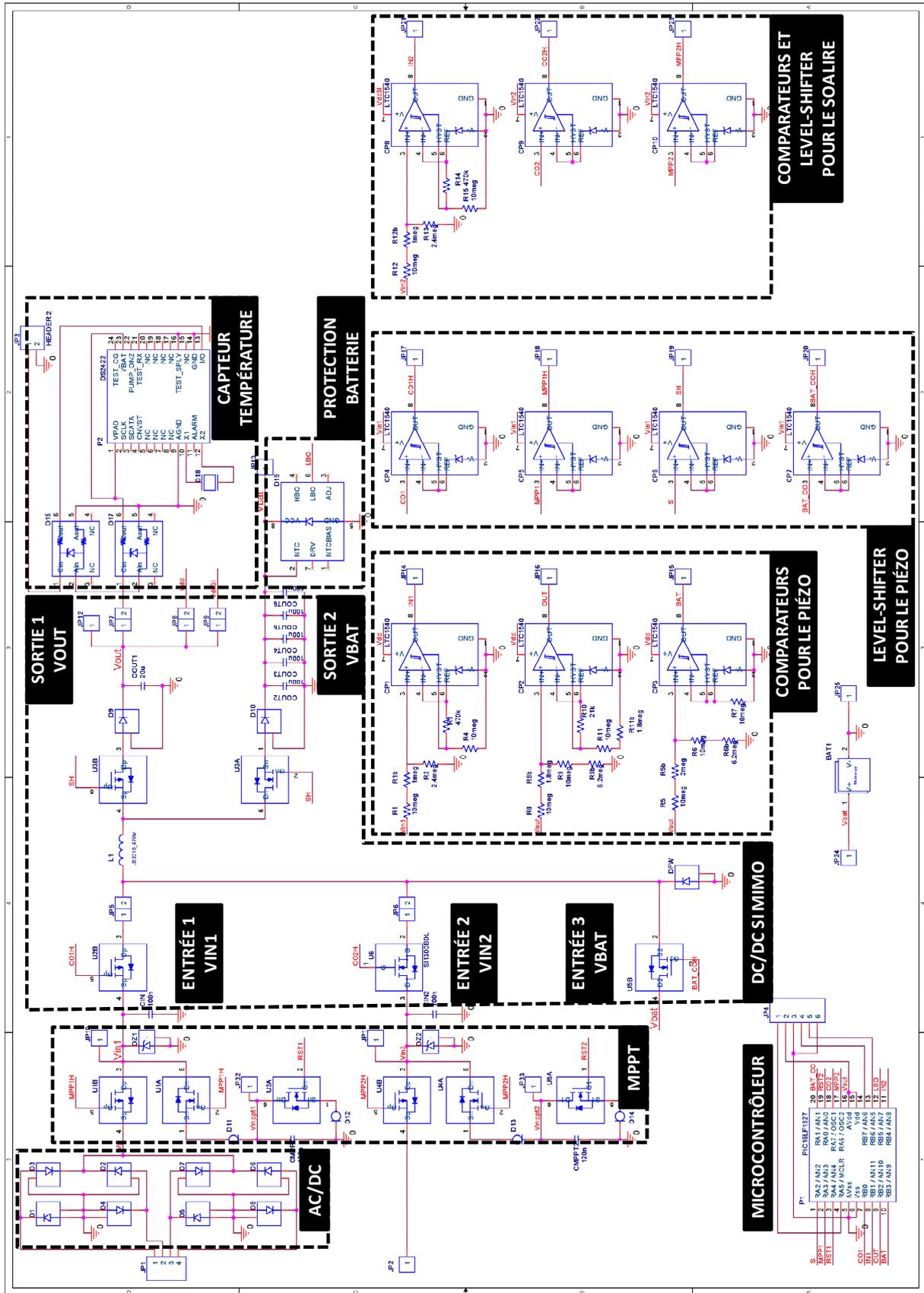


Figure IV-2-6 : Schéma électrique de la carte N°2

Le placement et le routage de cette carte ont là encore été réalisés sous Allegro Orcad Capture CIS et Layout. Il s'agit d'une carte 4 couches. La chaîne de puissance est placée sur la couche « top », les composants du circuit de commande sont sur la couche « bottom ». Ces deux couches communiquent par des vias traversants. Dans l'optique d'intégrer une batterie dans cette carte, les vias traversants ont été disposés de manière à réserver un emplacement pour la batterie (**en pointillés rouges**). De plus, la carte a été routée de manière à ce que les deux couches internes soient optionnelles. Dans cette version elles sont utilisées pour améliorer la qualité de l'équipotentialité de la masse, mais aussi, et surtout, pour router des signaux internes vers des plots de test, en périphérie de la carte pour faciliter la caractérisation. Nous avons ainsi autorisé l'utilisation de vias borgnes pour les couches 1 à 2 et 3 à 4.

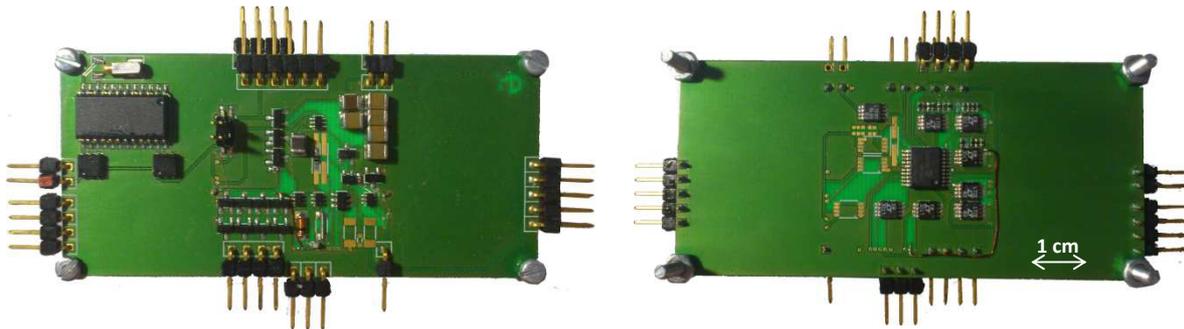


Figure IV-2-7 : Photographie de la carte N°2

2.2.2 Caractérisation

Le microcontrôleur PIC16LF1827 a d'abord été programmé avec le code de séquençement du MPPT et la machine à états présentée au chapitre III-4-1-2. Nous avons ensuite caractérisé la carte de la même manière que la précédente, c'est-à-dire en mode mono-source avec le générateur piézoélectrique.

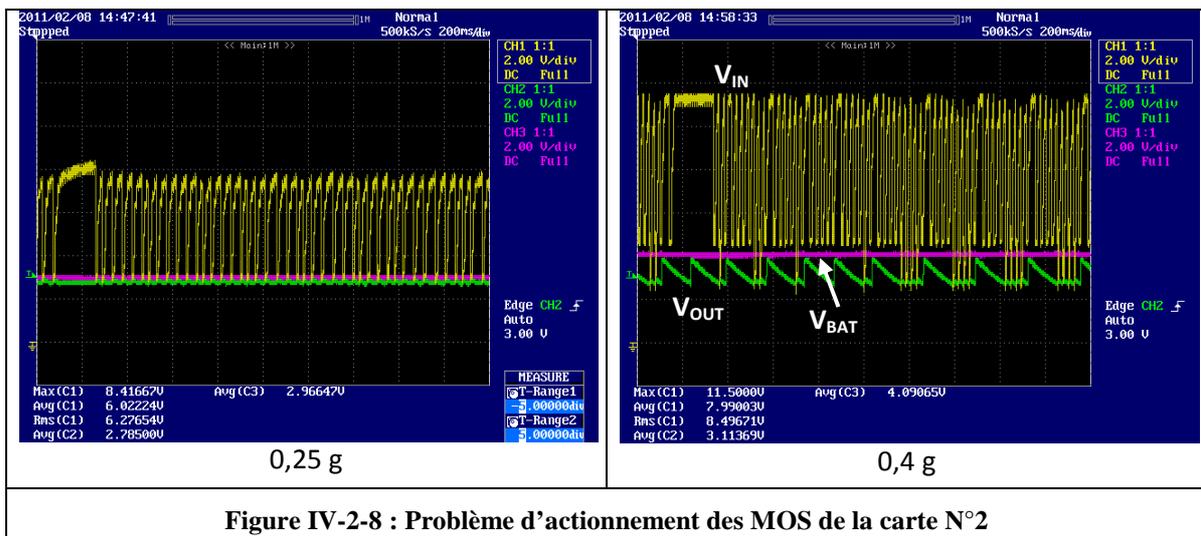


Figure IV-2-8 : Problème d'actionnement des MOS de la carte N°2

Comme le montre la figure ci-dessus, la procédure d'échantillonnage de la tension du MPP fonctionne correctement, mais la commande du MOS U2B (Figure IV-2-8) n'assure plus le suivi du MPP par hystérésis sur la tension V_{IN} (jaune). En effet, une fois le transistor U2B passant, la tension V_{IN} diminue car les charges sont transférées dans l'inductance du convertisseur DC/DC vers les sorties. Le délai mis alors par le circuit de contrôle pour le rebloquer le transistor est trop long, la

tension V_{IN} s'effondre et n'est pas régulée autour du point d'émission de puissance maximal de la source. Ceci est dû au fait que la commande des MOS est dictée directement (au travers de l'étage de « level-shifter ») par les sorties de la machine à états implémentée dans le PIC. Or l'horloge du microcontrôleur est réglée à 31kHz pour minimiser sa consommation. Ainsi, le cycle d'instruction minimal, qui dure 4 coups d'horloge, s'étale par conséquent sur près de 130 μ s. La machine à états dans le microcontrôleur consiste à lire un registre des entrées de la machine et à états les valeurs correspondante dans le registre de sortie. Ceci est réalisé en continu dans une boucle while (interrupible par la procédure d'échantillonnage du MPPT). Le code de la machine à états a été écrit en C, puis compilé grâce au compilateur Hitech. Au final le code en langage machine comporte 101 instructions d'assembleur, ce qui implique un délai minimal de 1.31 ms entre deux changements du vecteur de sortie. Ce délai est bien trop grand au regard des valeurs choisies pour le filtre LC : 47 μ H / 100 nF (cf. la discussion du chapitre III-4-2-1). On observe un problème similaire sur la tension de sortie régulée V_{OUT} , qui, lors du passage en mode forte charge (utilisation de la batterie comme source) s'élève jusqu'à la tension de batterie.

2.2.3 Conclusion

Cette deuxième carte avait pour but de valider l'utilisation du microcontrôleur très basse consommation présenté au chapitre III-4-3, pour piloter le convertisseur DC/DC SI. La nécessité de diminuer au maximum la consommation du circuit de commande impose d'utiliser la plus basse fréquence de fonctionnement du microcontrôleur (31 kHz). Ceci amène trois constats :

- ***Le séquençement des signaux de commande du module de MPPT est validé. L'utilisation des timers internes du microcontrôleur simplifie considérablement le circuit par rapport à la mise en œuvre d'astables analogiques. De plus le caractère reprogrammable du microcontrôleur permet une plus grande flexibilité et ouvre même des perspectives de développement intéressantes : modification de la fréquence de rafraîchissement de la tension du MPP en fonction d'une estimation de la variabilité des conditions environnementales, ou encore le déclenchement forcé d'une procédure de MPPT lorsque la puissance récupérée vient à varier brusquement... ;***
- ***La lenteur du microcontrôleur ne permet pas un pilotage direct (via les level-shifter) des grilles des transistors. Il faut modifier l'architecture du circuit de contrôle pour le rendre fonctionnel ;***
- ***L'implémentation d'une machine à états dans un microcontrôleur est simple, et pratique d'utilisation.***

2.3 CARTE 3 : Convertisseur DC/DC SI MIMO + MPPT

Le dysfonctionnement du module de commande par hystérésis ne peut être résolu uniquement en redimensionnant le filtre LC, car cela conduirait à l'utilisation d'inductance trop volumineuse. Il nous a donc fallu repenser l'architecture du circuit de commande du convertisseur dans sa globalité. Le problème vient de la position centrale du microcontrôleur qui ralentit la totalité de la chaîne de commande des transistors. L'idée que nous proposons de valider avec cette troisième carte est d'utiliser des multiplexeurs 2:1 pilotés par le microcontrôleur pour inhiber ou activer des chaînes de commande « rapide » composées seulement de comparateurs basse consommation (cf. Chapitre III-4-3-1).

2.3.1 Description

Cette troisième et dernière carte a été conçue pour être le démonstrateur du projet PCB². Nous implémenterons le système complet multi-sources présenté au Chapitre III. La carte électronique sera aussi le support mécanique de la cellule photovoltaïque et des poutres du générateur piézoélectrique (Figure IV-2-9).

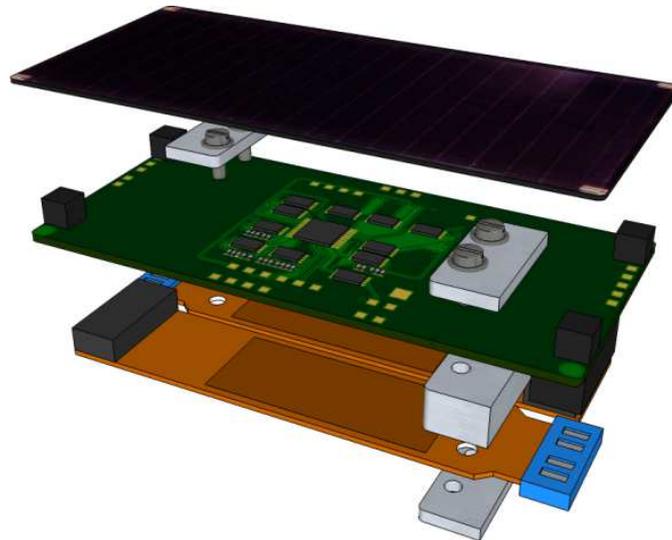


Figure IV-2-9 : Schéma éclaté du dispositif final de la thèse (cellule photovoltaïque, circuit de gestion et générateur piézoélectrique)

Sur le schéma ci-après (Figure IV-2-11), on retrouve la chaîne de puissance complète du convertisseur DC/DC SI MIMO. La valeur de la capacité associée à chacune des entrées de récupération d'énergie est maintenant de $9,4 \mu\text{F}$, et l'inductance est choisie de 1 mH (cf. Chapitre III-4-2). Le circuit de contrôle est composé de :

- 4 comparateurs ultra-basse consommation (LMC7215) pour générer les signaux d'entrée de la machine à états ;
- 6 comparateurs ultra-basse consommation (LPV370x) pour assurer le pilotage des grilles des transistors du convertisseur (level-shifter) ;
- 1 microcontrôleur PIC16LF1827 pour gérer le séquençage de la procédure de MPPT et implémenter la machine à états ;
- 4 multiplexeurs analogiques (ADG734) pour activer ou inhiber les chaînes analogiques formées par les comparateurs en fonction des sorties de la machine à états ;
- 1 référence de tension ultra basse consommation (ISL60002).

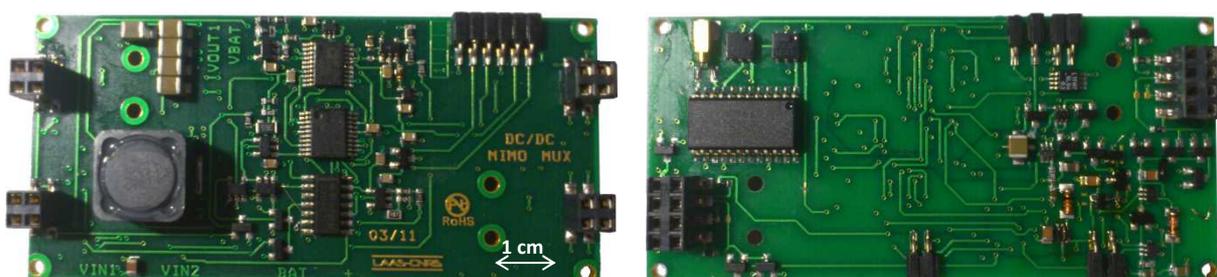


Figure IV-2-10 : Photographie de la version 4 couches avec batterie externe de la carte N°3

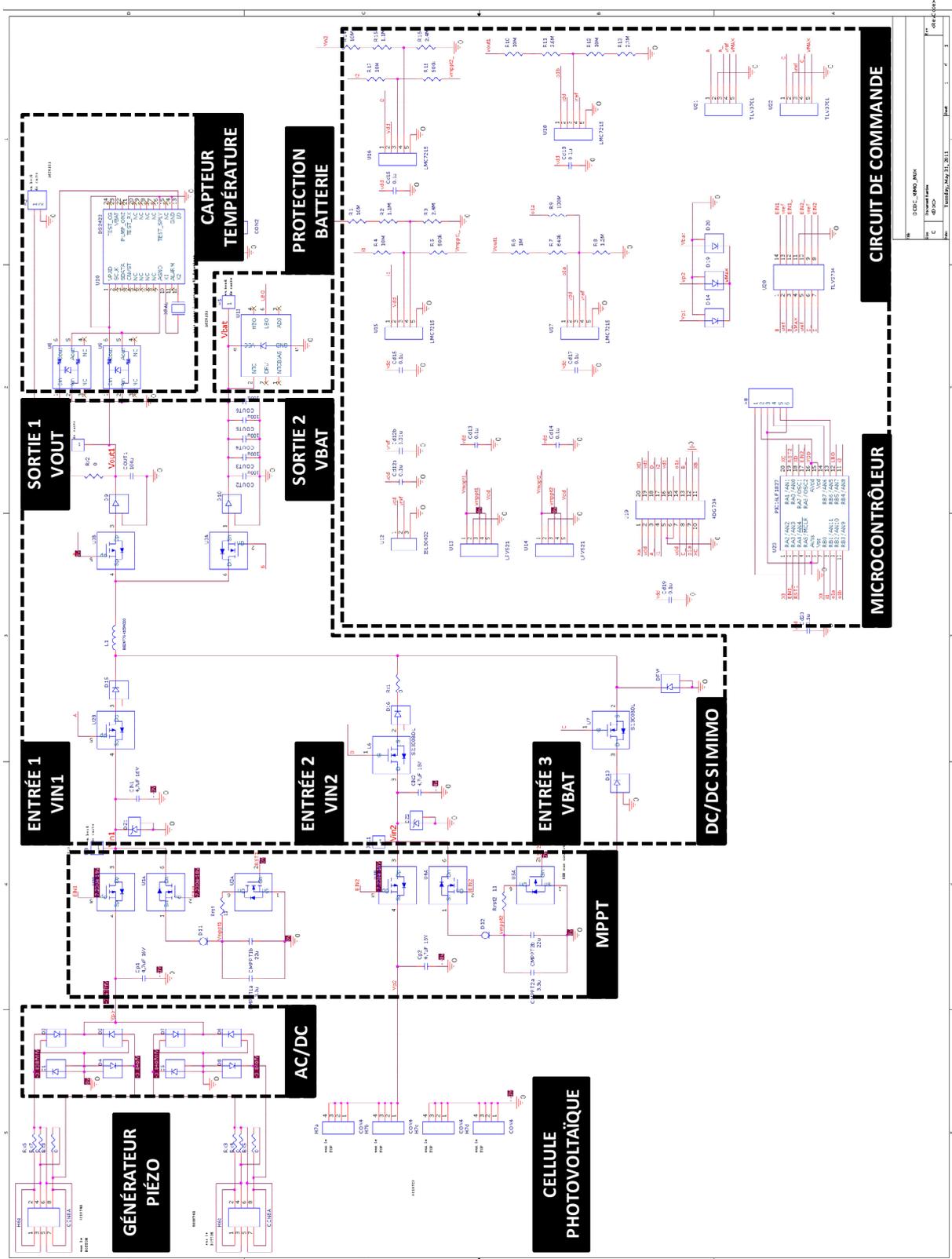


Figure IV-2-11 : Schéma électrique de la carte N°3

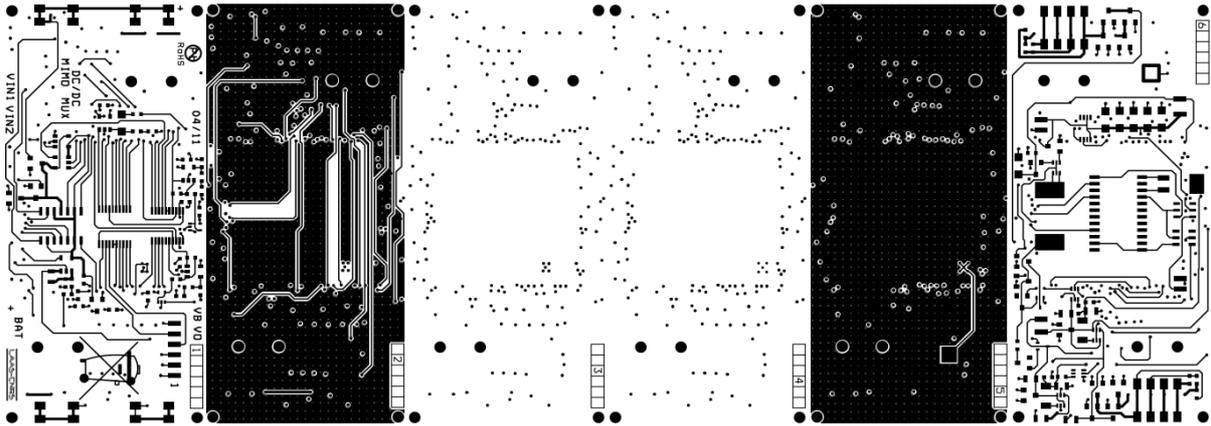


Figure IV-2-12 : Layout cuivre de la version 6 couche de la carte N°3

Le placement et le routage de cette carte ont une nouvelle fois été réalisés sous Allegro Orcad Capture CIS et Layout. Deux versions de la carte ont été générées :

- Et une version 4 couches avec batterie externe (Figure IV-2-10).
- Une version 6 couches avec batterie enterrée, qui sera présentée plus en détail dans la dernière partie de ce chapitre (cf. IV-3.2.2 ;

2.3.2 Caractérisation

Au moment où nous rédigeons ces lignes, la version 6 couches avec batterie interne est en cours de réalisation. Nous avons donc caractérisé la version 4 couches avec batterie externe, dont le schéma électrique est strictement identique. Dans la suite nous détaillerons les résultats obtenus pour la procédure de MPPT sur le générateur photovoltaïque, puis pour le générateur piézoélectrique, et enfin sur le convertisseur DC/DC. À chaque fois, nous comparerons les mesures expérimentales avec les résultats des simulations effectuées au Chapitre III.

2.3.2.1 MPPT S&H – Générateur photovoltaïque

La figure ci-dessous représente la fin de la procédure de MPPT sur le générateur photovoltaïque. La tension V_{IN} (en vert) a atteint la tension de circuit ouvert. La tension V_{MPPT} (en violet) est alors remise à zéro avant de procéder à l'échange de charges entre le condensateur C_{IN2} et C_{MPPT2} . Une fraction connue de la tension en circuit ouvert est ainsi stockée dans C_{MPPT} pour servir de référence au pilotage du MOS U6 par hystérésis (cf. chapitre III-3-4).



Figure IV-2-13 : Reset et échantillonnage de la tension de référence du MPPT (source photovoltaïque)

Nous avons effectué une série de mesures en faisant varier l'éclairement de la cellule. Pour chaque valeur d'éclairement la valeur de la tension en circuit ouvert du générateur (OC), ainsi que sa fraction stockée dans C_{MPPT} ($MPPT\ S\&H$) sont relevées. La Figure IV-2-14 compare l'évolution de ces grandeurs avec celles obtenues par simulation au Chapitre III. On constate que la tension du générateur en circuit ouvert est conforme à nos attentes.

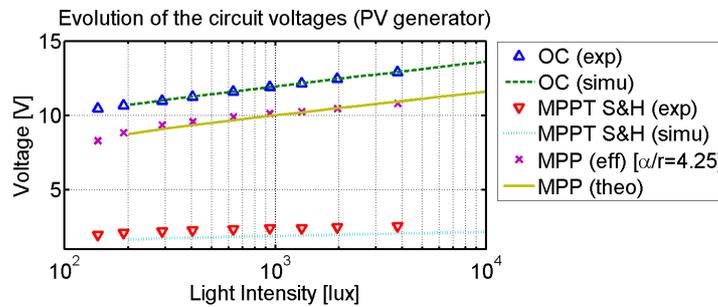


Figure IV-2-14 : Comparaison mesure/expérience de l'évolution des tensions en fonction de l'éclairement MPPT (générateur photovoltaïque)

La tension V_{MPPT} est, elle, sous-estimée en simulation. La Figure IV-2-15-b montre un phénomène parasite qui explique que la valeur mesurée soit légèrement supérieure à celle attendue. En effet, on observe une légère augmentation de V_{MPPT} (en violet) à la reprise du mode de fonctionnement normal. Ce phénomène n'apparaît que pour des éclairements supérieurs à 200 lux. La cause la plus probable est un chevauchement des commandes lors de la remise en conduction du PMOS U4B et du NMOS U6 et du blocage du NMOS U4B en fin de séquence MPPT. Pour éviter cela il faudrait pouvoir utiliser 3 signaux de commande distincts et non 2 comme c'est le cas ici, et générer une commande non chevauchante avec un temps mort entre le blocage du NMOS et l'ouverture du PMOS. Ceci est impossible dans la configuration actuelle de la carte car toutes les broches d'entrées/sorties du microcontrôleur sont déjà utilisées (boîtier SSOP 20 pins).

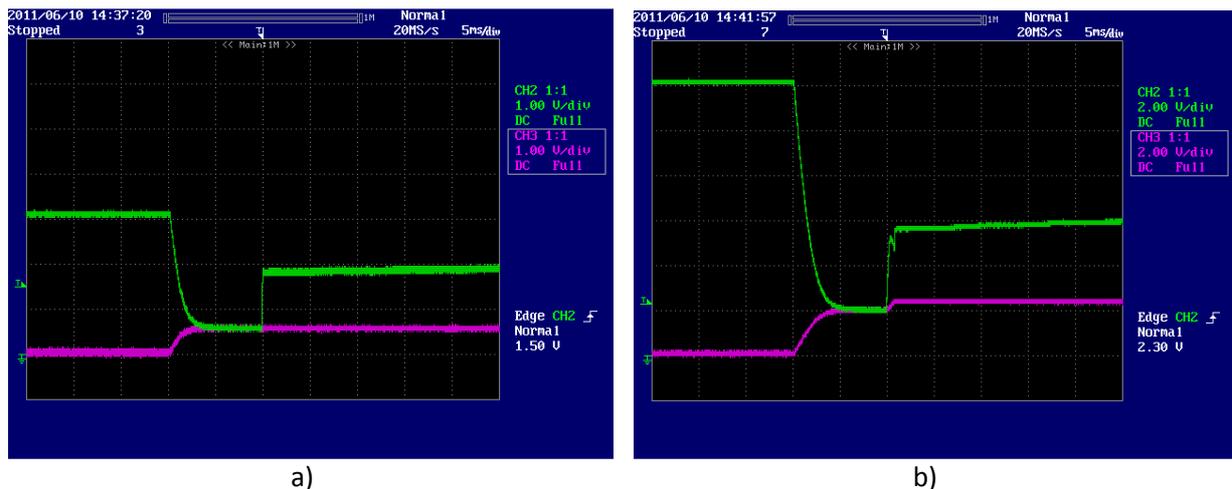


Figure IV-2-15 : Détail de la phase d'échantillonnage du MPPT (générateur photovoltaïque)

Implémenter un échantillonneur bloqueur MPPT, comme proposée au chapitre III-3-4, permet de résoudre facilement ce problème en recalculant empiriquement le rapport α/r de sorte que la tension échantillonnée reste l'image de la tension d'émission du point de puissance maximum. Dans ce cas, il s'agit de jouer sur le rapport des résistances R14, R15 et R16 pour obtenir le rapport optimal de 4.25 (cf. Figure IV-2-11). Ainsi le rendement moyen du placement de point de puissance est de 97,6 % sur la gamme d'éclairement (200 lux – 4000 lux)¹.

$$\eta_{MPP}^{PV} = \frac{\left(\left(\frac{\alpha}{r} \right)^{PV} \cdot V_{MPPT2} - V_{MPP}^{PV} \right)}{V_{MPP}^{PV}} \quad (eq. IV- 1)$$

2.3.2.2 MPPT S&H – Générateur piézoélectrique

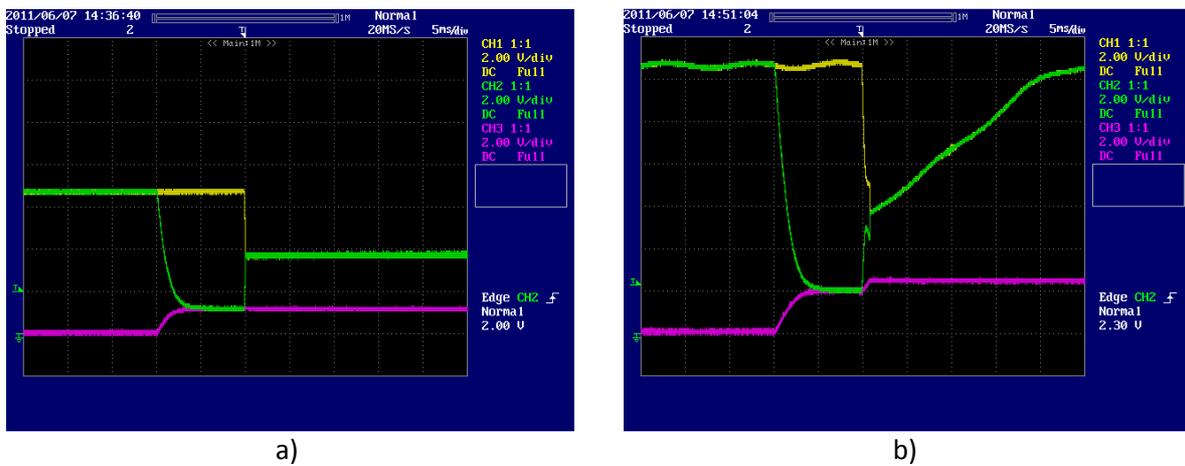


Figure IV-2-16 : Détail de la phase d'échantillonnage du MPPT (générateur piézoélectrique)

Nous pouvons dresser le même constat pour l'étage d'échantillonnage MPPT associé au générateur piézoélectrique. On retrouve, là encore, une légère sur estimation de la tension du point de puissance maximal pour les vibrations supérieures à 0,3g (Figure IV-2-16), ce qui impose une modification du rapport des résistances R1, R2 et R3.

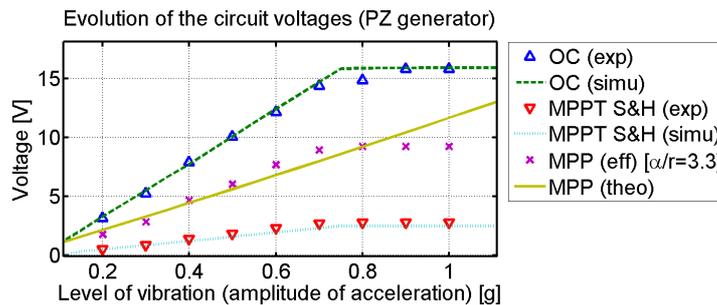


Figure IV-2-17 : Comparaison mesure/expérience de l'évolution des tensions en fonction de l'éclairement (générateur piézoélectrique)

¹ Nous n'avons pas pu obtenir un éclairement supérieur à 4000 lux avec l'éclairage utilisé pour la caractérisation.

Au final le rapport α/r optimal est de 3.3 (cf. Figure IV-2-17). Ainsi, le rendement moyen du placement de point de puissance est de 88,8 % sur la gamme d'accélération (0,2 g – 1 g).

$$\eta_{MPP}^{PZ} = \frac{\left(\frac{\alpha}{r} \right)_{\exp}^{PZ} \cdot V_{MPPT1}^{PZ} - V_{MPP}^{PZ}}{V_{MPP}^{PZ}} \quad (\text{eq. IV- 2})$$

2.3.2.3 Convertisseur DC/DC SI MIMO

Pour caractériser le convertisseur DC/DC nous nous intéresserons séparément aux deux modes de fonctionnement suivants :

- Mode forte charge pour lequel la batterie est utilisée pour alimenter la charge ;
- Mode faible charge pour lequel l'une et l'autre des sources de récupération d'énergie sont utilisées pour alimenter la charge et/ou la batterie.

Sur faible charge, les sources de récupération d'énergies sont utilisées. On rencontre cependant le même problème que pour la carte précédente, à savoir le MPPT fonctionne en mode dégradé. La dynamique de la chaîne de commande analogique, formée par le comparateur suivi du multiplexeur et du level-shifter, est encore trop lente et le transistor d'entrée ne se bloque pas suffisamment tôt pour assurer la commande par hystérésis. Pourtant le filtre LC du convertisseur DC/DC a été redimensionné de sorte à ralentir au maximum le temps de commutation, et les simulations du circuit complet annonçaient un fonctionnement correct. Il semblerait que le modèle SPICE du comparateur très basse consommation que nous avons utilisé ne soit pas suffisamment fiable pour donner des résultats quantitatifs, tout du moins pour une utilisation comme driver de MOS.

Pour caractériser le mode forte charge, nous avons fait varier le courant de charge de 10 μA à 1 mA, et mesuré la puissance extraite de la batterie, et celle effectivement fournie à la charge. Comme attendu, la fréquence de fonctionnement du NMOS U7 dépend directement de la puissance demandée par la charge. La tension reste bien régulée autour de 2,8V, avec une oscillation résiduelle d'environ 60 mV, soit environ 2% (Figure IV-2-18).

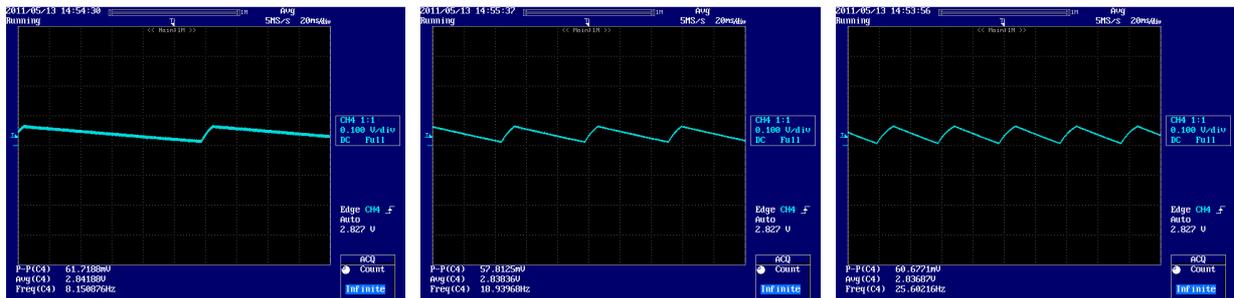


Figure IV-2-18 : Évolution de la tension de sortie en fonction du courant de charge

La figure ci-dessous présente le rendement du convertisseur en fonction du courant de charge. Celui-ci est inférieur à 60% pour les courants inférieurs à 100 μA , et tend vers 75% lorsque le courant dépasse 1mA (Figure IV-2-19).

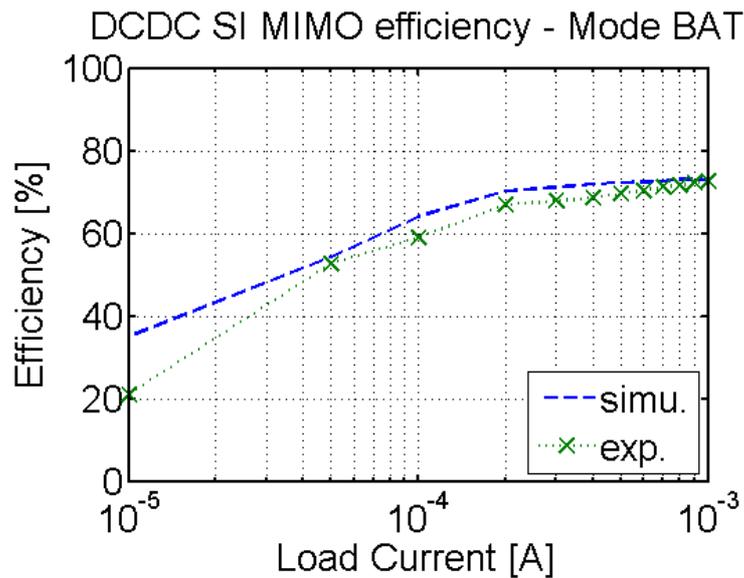


Figure IV-2-19 : Évolution du rendement du convertisseur en mode forte charge en fonction du courant de charge

2.3.3 Conclusion

Cette troisième carte avait pour objectif de valider l'architecture du circuit de contrôle (présentée au chapitre III-4-3) basée sur l'utilisation couplée d'un microcontrôleur basse consommation et de multiplexeurs 2:1 analogiques.

Avec la seconde carte nous avons vu que le microcontrôleur n'était pas suffisamment rapide pour piloter les grilles des transistors du convertisseur DC/DC SI au travers des level-shifters. L'idée avec l'utilisation des multiplexeurs analogiques 2:1 est que le microcontrôleur ne contrôle plus directement le convertisseur DC/DC, mais qu'il inhibe ou active des chaînes de commande analogique. La dynamique des signaux de commande n'est alors plus limitée par la fréquence d'horloge du microcontrôleur, mais seulement par le temps de propagation dans les comparateurs. Or, nous avons vu que, plus un comparateur est rapide, plus il consomme. Toujours dans l'optique de minimiser la consommation du circuit de commande, nous avons déterminé en simulation, le meilleur compromis entre consommation et rapidité (cf chapitre III-4-3). Il se trouve que sur ce point particulier les résultats obtenus expérimentalement ne concordent pas avec nos simulations. L'explication la plus probable est que le modèle SPICE des comparateurs utilisés n'est pas suffisamment fiable pour obtenir des résultats quantitatifs. Nous aurions dû, dans un premier temps, valider le modèle au travers de quelques caractérisations.

Pour le reste, le comportement global du système de gestion de puissance multi-sources est validé. La procédure de MPPT permet d'atteindre une précision du placement du point de fonctionnement de 88,8 % pour le générateur piézoélectrique et de 97,6 % pour la cellule photovoltaïque. Le rendement du convertisseur DC/DC SI MIMO en mode forte charge (utilisation de la batterie comme source d'énergie principale) a été mesuré à 60% pour les courants de 100 μ A et tend vers 75% lorsque le courant dépasse 1mA ce qui corrobore nos simulations.

3 Vers l'intégration de la batterie dans le démonstrateur

Depuis le début de ce manuscrit nous avons mentionné à plusieurs reprises la très faible épaisseur de la batterie que nous avons utilisée dans ce travail (170 μm). Cette finesse ouvre d'intéressantes perspectives d'intégration qui ont été étudiées dans le cadre du projet PCB². Dans ce projet, le LAAS-CNRS est leader du groupe de travail qui vise à intégrer une batterie Thinerly dans le PCB. Le lancement du projet coïncidant avec le début de cette thèse, ce fut une bonne opportunité de coupler ces objectifs, en proposant d'appuyer le démonstrateur de la thèse sur la technologie développée dans le projet, pour réaliser l'intégration physique de la batterie Thinerly dans le circuit imprimé du système de gestion de puissance proposé dans cette thèse. C'est de ce point dont il va être question dans cette dernière partie.

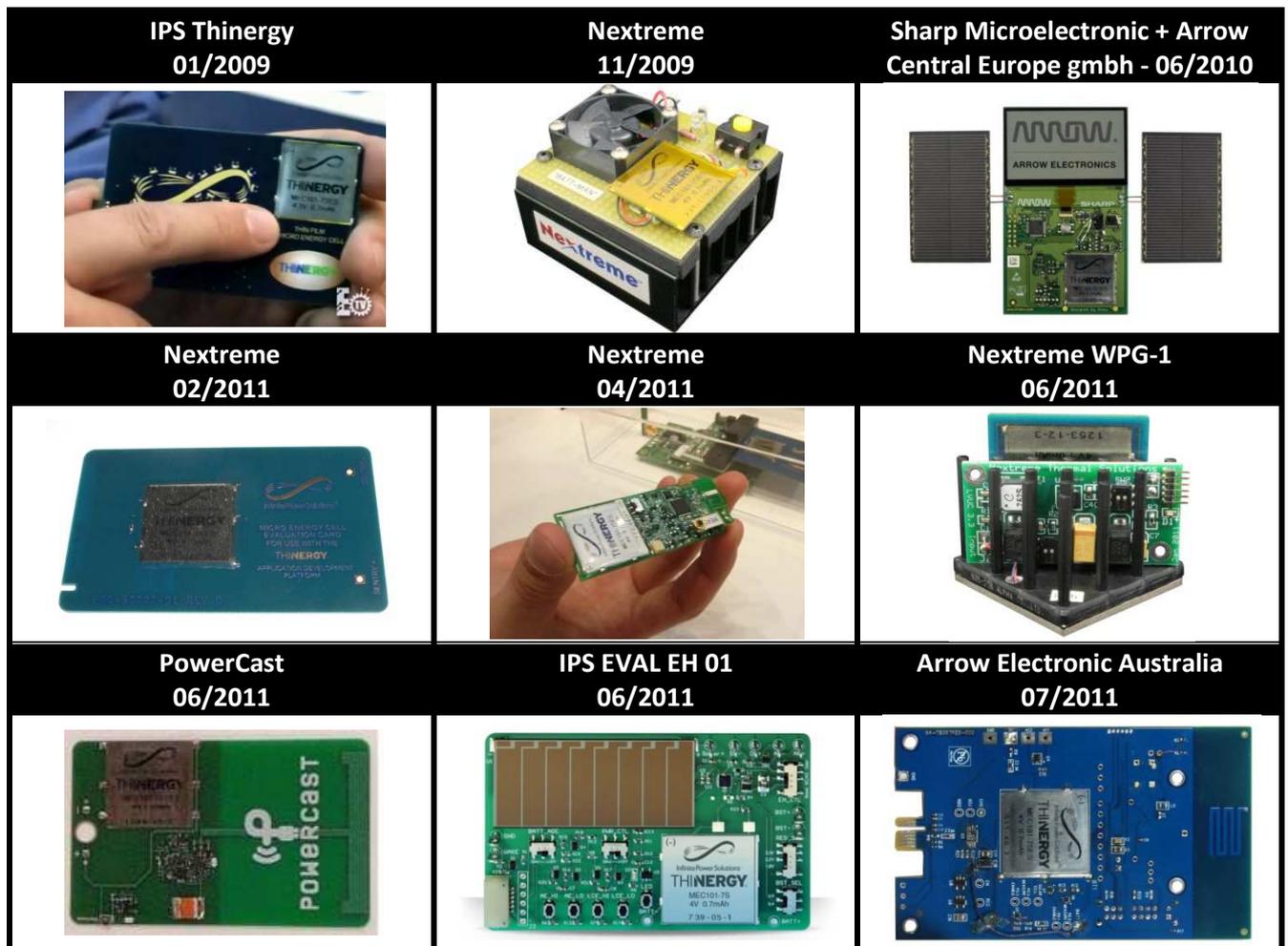
Nous introduirons d'abord les objectifs et les enjeux associés au projet PCB², en particulier sur l'aspect intégration de l'énergie dans le circuit imprimé. Nous présenterons ensuite une synthèse des différentes actions menées en ce sens avec une batterie Thinerly au cours des 3 dernières années. Puis nous détaillerons (dans la limite des accords de confidentialité passés avec les partenaires du projet) les résultats obtenus sur l'intégration de la batterie dans un PCB (Printed Circuit Board, circuit imprimé). Nous terminerons, enfin, en présentant le démonstrateur final implémentant le circuit présenté ci-avant (au chapitre IV-2-3).

3.1 Présentation du projet PCB²

Le projet PCB² (Passive and power Component on Board in Printed Circuit Board) est un projet de R&D industriel financé par la DGCI (Direction générale de la compétitivité de l'industrie et des services). Il vise à développer une filière technologique émergente dans le domaine de l'intégration sur circuit imprimé. Il fédère les principaux acteurs autour d'une filière technologique répondants aux besoins spécifiques de l'embarqué (fiabilité, vibrations, cycles thermiques, et bien sur énergie...). Parmi ceux-ci on compte 5 PME : CIREP, FEDD, NEXIO, SERMA Technologies et STUDELEC, 3 grands groupes : AIRBUS, EADS et THALES et CONTINENTAL et 3 laboratoires de recherche : IMS, EADS IW et le LAAS-CNRS. C'est CIREP, au travers du groupe CIRE (grand fabricant national de circuits imprimés) qui est le porteur de projet. Au point de vue technique les objectifs sont multiples mais tendent tous à répondre aux besoins d'intégration croissante par des technologies d'intégration physique dans le PCB :

- Suivre l'évolution des technologies HDI (Haute Densité d'Interconnexions) ;
- Maîtriser la tenue CEM par l'utilisation de composants passifs enterrés (condensateurs et résistances) ;
- Permettre l'augmentation de la fréquence de fonctionnement de l'électronique (de 300MHz jusqu'à 5 GHz, impédance contrôlée...) ;
- Améliorer la dissipation thermique au sein de cartes de plus en plus denses ;
- Et, ce qui nous intéresse ici plus particulièrement, proposer une solution technologique pour l'autonomie énergétique de l'électronique embarquée par l'intégration d'une batterie dans la carte.

Le tableau ci-dessous rassemble l'ensemble des initiatives industrielles intégrant une batterie en couches minces dans une carte électronique comportant un circuit de gestion de puissance. Elles sont, pour la plupart, portées par des entreprises que nous avons déjà mentionnées au Chapitre I (IPS, Nextreme, PowerCast...). De nombreux nouveaux produits ont été annoncés à la conférence IDTechEx « Energy Harvesting & Wireless Sensor Network (WSN) – Europe » à Munich lors du mois de juin 2011. On notera d'ailleurs qu'IPS a remporté le « Best in show Award » à cette occasion. Toutes ces cartes embarquent une batterie Thinyergy, identique à celle que nous avons choisie.



À chaque fois, la batterie est directement soudée sur une des faces du PCB. Pour certains démonstrateurs, l'ensemble de la carte a ensuite été plastifiée par laminage basse température, de manière à protéger la batterie. Ce sont donc 6,45 cm² de carte qui sont abandonnés à l'usage de la batterie. Ceci n'est pas tolérable dans une optique de densification des circuits imprimés.

C'est partant de ce constat, et du réel besoin de puissance au plus proche des éléments consommateurs dans les circuits embarqués, que la nécessité d'intégrer la batterie dans le PCB est apparue comme un enjeu majeur de l'utilisation de cette technologie en couches minces. Cette problématique est adressée par le 5^{ième} axe de travail du projet PCB².

En septembre 2008, lors du lancement du projet aucun acteur de la filière fabrication de circuit imprimé n'était en mesure de fournir ce service. Pourtant dès juin 2010, le groupe asiatique OKI annonçait avoir réussi à intégrer une batterie Thinerger dans un PCB (Figure IV-3-1), sans pour autant proposer cette technologie en catalogue depuis.



Figure IV-3-1 : Intégration d'une batterie fine dans le PCB par la société asiatique OKI (juin 2010)

Nous allons détailler les différents résultats obtenus dans le cadre du projet PCB² avant de présenter le démonstrateur final qui implémente le circuit présenté au IV-2-3 avec une carte dans laquelle est enterrée une batterie.

3.2 Intégration dans le PCB

Un circuit imprimé est un empilage alterné de couches diélectriques polymérisées laminées de cuivre, sur lesquelles sont gravées les pistes internes, et de couches « prepreg » pré-polymérisée, le tout refermé par deux feuillets de cuivre, sur lesquels seront gravés les pistes externes de la carte (Figure IV-3-2).

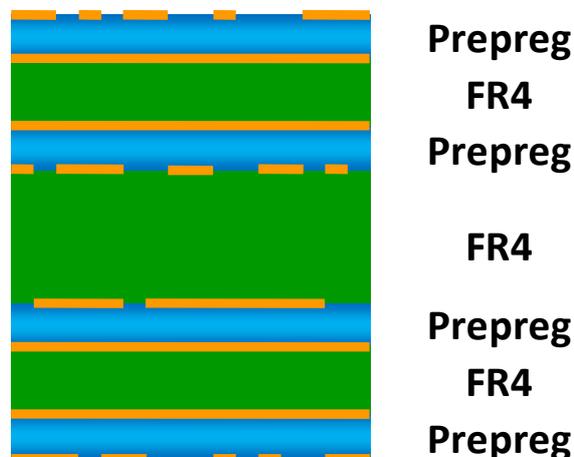


Figure IV-3-2 : Schéma en coupe d'un circuit imprimé classique (8 couches)

Le diélectrique utilisé va dépendre de l'application et du coût visé. On retrouve principalement les matériaux dit FR (Flame Resistant), le téflon ou le polyimide. Le diélectrique retenu pour le projet est un FR4 haut Tg². Il s'agit d'un tissu de verre enrobé d'une résine époxyde dont la température de transition vitreuse est de 160-180°C (contre 130°C pour du FR4 standard). Pour polymériser la résine des prepreg, et assurer ainsi la cohésion mécanique de l'empilage, il faut stratifier la carte en la passant sous presse chauffante. Les 3 principaux paramètres influents pour cette étape sont :

- La température de stratification ;
- La pression de la presse ;
- La durée de l'opération.

Ces paramètres sont généralement fixés en regard des spécifications requises pour la polymérisation de la résine des films « prepreg ». Nous avons vu que la température de transition vitreuse d'un FR4 haut Tg est de l'ordre de 180°C. Or, les spécifications de la batterie limitent son utilisation à des températures inférieures à 80°C. On rappellera aussi que la batterie contient du lithium métal dont la température de fusion est de 180°C. La première étape a donc été de déterminer les paramètres de stratification qui détériorent le moins possible les performances de la batterie, tout en garantissant la tenue mécanique de la carte. Pour ce faire, avec les partenaires du WP5, nous avons mis en place un plan d'expériences. Chaque batterie est testée nue avant d'être stratifiée. La batterie enterrée est alors caractérisée une nouvelle fois, pour suivre l'évolution de la capacité et de la résistance série (Figure IV-3-3). La carte est enfin soumise à un test de Tg pour vérifier la cuisson de la résine.

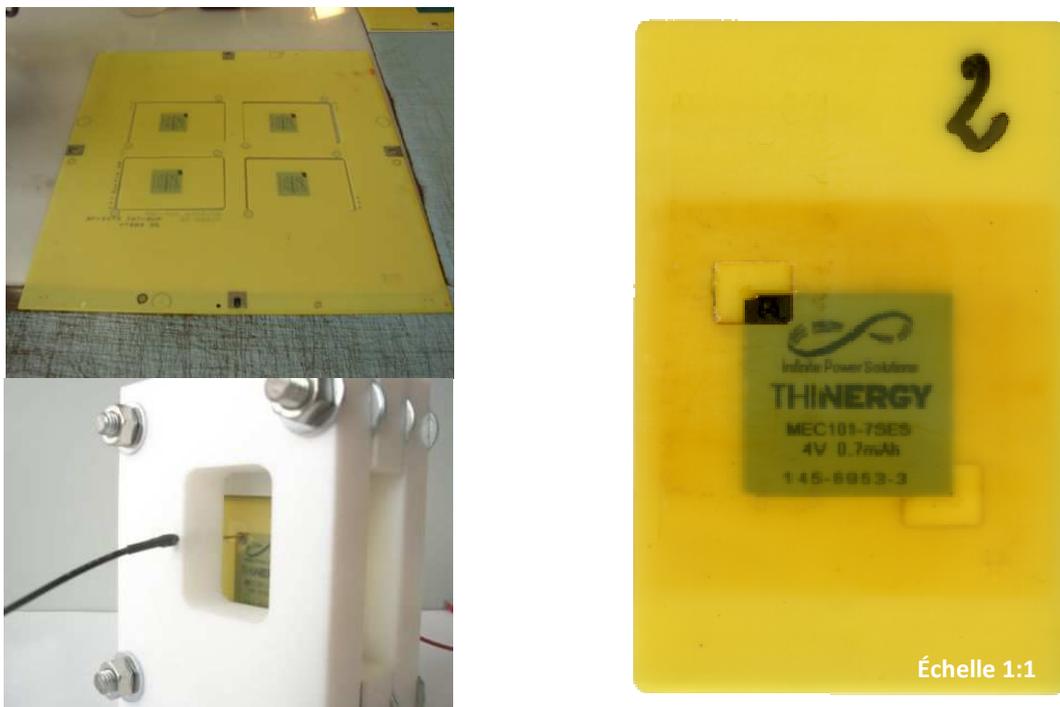


Figure IV-3-3 : Différentes vues d'un échantillon de test pour le plan d'expériences de l'intégration des batteries fine dans le PCB

² La « Tg » est la température de transition vitreuse. Elle traduit le passage d'une matière à l'état vitreux.

Pour des raisons de confidentialité, les résultats et la synthèse de ce plan d'expériences ne peuvent figurer dans ce manuscrit. Nous pouvons tout de même observer une coupe réalisée sur une des cartes de test. On voit la batterie stratifiée dans la carte dont on distingue nettement la trame de tissu en fibre de verre.

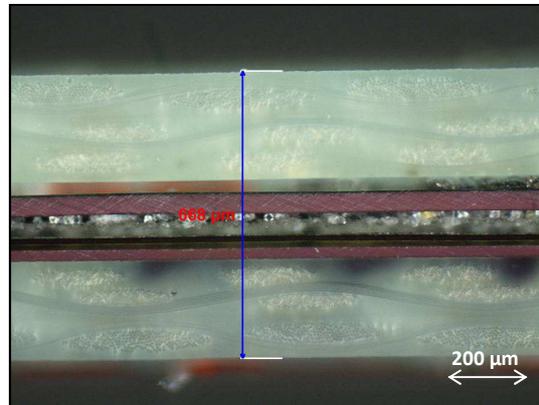
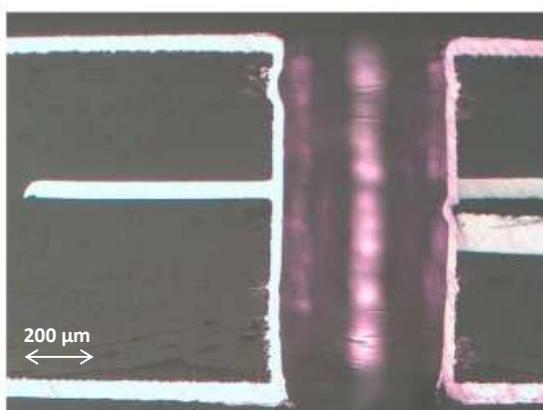


Figure IV-3-4 : Coupe d'un PCB avec batterie enterrée

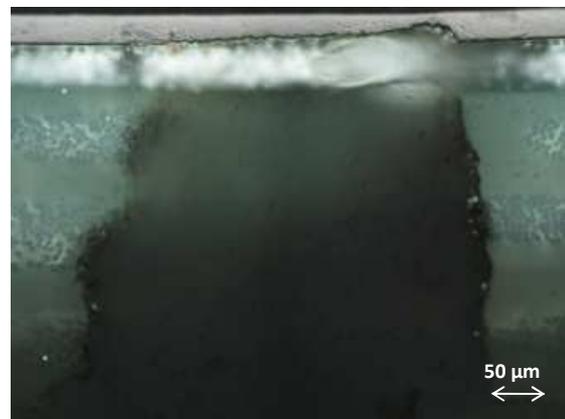
Une fois la batterie enterrée, nous avons envisagé deux possibilités pour assurer la reprise de contact sur les électrodes positive et négative :

- Soit par perçage traversant ;
- Soit par perçage micro-via laser.

La solution du perçage traversant est moins couteuse, mais assez difficile à mettre en œuvre au regard de la précision à atteindre face aux tolérances de placement de la batterie dans la carte. Si la batterie est percée les électrodes sont mises en court-circuit, ce qui provoque sa destruction (Figure IV-3-5-a). La technique de micro via laser est utilisée sur les cartes HDI (Haute Densité d'Interconnexions). Bien que plus onéreuse, elle semble être plus indiquée que le perçage traversant. En effet le laser s'arrête sur les couches métalliques, la carte n'est pas traversée il n'est donc plus possible de détruire la batterie (Figure IV-3-5-b). De plus toute la surface des électrodes, de chaque côté de la batterie, peut être utilisée. Pour l'une ou l'autre des techniques, la métallisation des vias ne pose pas de problème particulier. L'accroche du cuivre s'effectue de manière correcte sur les électrodes de la batterie.



(a) Via traversant



(b) Micro-via LASER

Figure IV-3-5 : Reprises de contact sur la batterie enterrée

3.3 Fabrication du démonstrateur

Bien que nous ayons réussi à fabriquer plusieurs cartes FR4 haut Tg avec une batterie intégrée fonctionnelle, les résultats ne sont globalement pas concluants pour une production industrielle : mauvaise reproductibilité, environ 35% de cartes défilantes, et une réduction moyenne de 65% de la capacité sur les cartes fonctionnelles. Nous avons tout de même décidé de réaliser le démonstrateur implémentant le circuit proposé au chapitre IV-2-3. Pour ce faire nous nous sommes fixés les règles de dessins présentées ci-dessous (Figure IV-3-6).

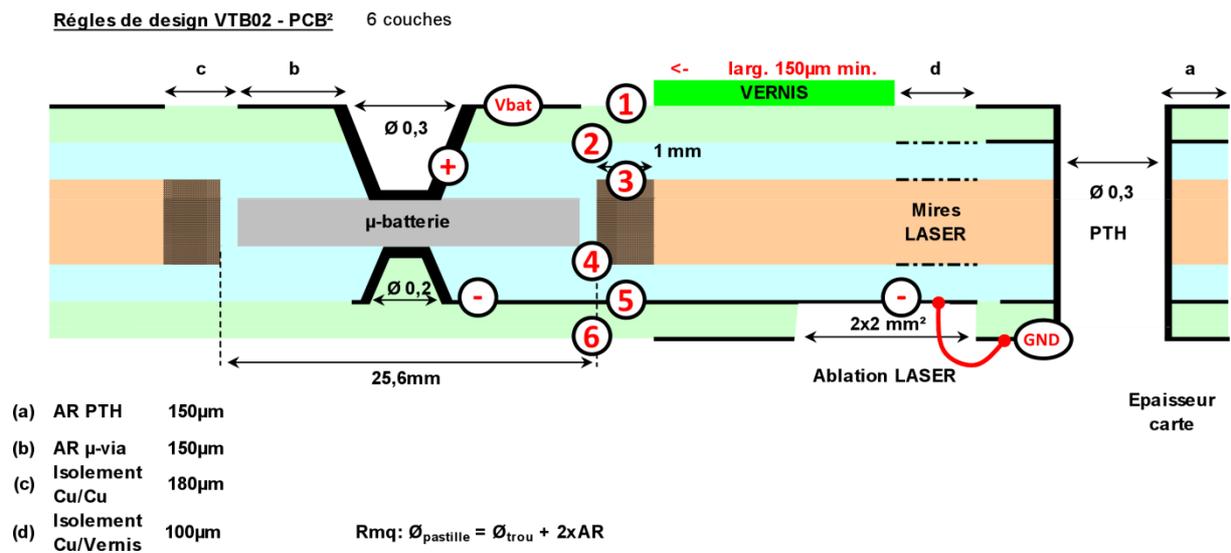


Figure IV-3-6 : Règles de dessin adoptées pour le démonstrateur final du projet (carte N°3 version 6 couches)

La batterie est enterrée dans une carte 6 couches. Tous les vias de la carte sont traversants sauf pour les 10 (2x5) microvias laser qui assurent la reprise de contact sur les faces de la batterie. Le routage de la carte a été réalisé de sorte qu'aucun via traversant ne soit localisé dans la zone de la batterie (Figure IV-3-7). L'espace correspondant sur les faces de la carte reste cependant disponible pour le placement et le routage des composants.

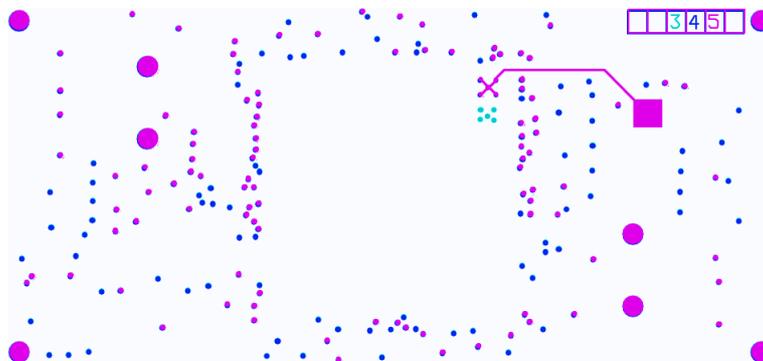


Figure IV-3-7 : Implantation des vias dans la carte

La Figure IV-3-8 présente l'implémentation de la batterie, et indique dans quel sens elle doit être positionnée dans l'empilage. On distingue nettement la reprise de contact négative (en violet) vers la plage d'accueil du strap, et la reprise de contact positive (en rouge) vers le nœud V_{BAT} avec les 5 condensateurs de 100 μF connectés en parallèle.

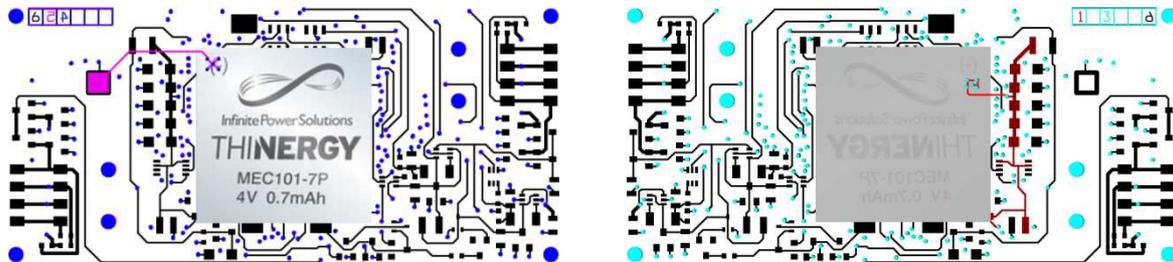


Figure IV-3-8 : Positionnement et reprise de contact sur la batterie dans la carte

Au moment où nous écrivons ce manuscrit la carte avec batterie enterrée est encore en cours de fabrication. Sur les 15 cartes prévues nous avons décidé d'en fabriquer la moitié dans du FR4 haut Tg et l'autre dans du FR4 bas Tg standard pour lequel nous avons vu plus haut que les contraintes en terme de température de stratification sont bien plus basses. Le circuit est strictement identique du point de vue électrique à celui présenté au 4-2-3 les résultats attendus devraient donc être sensiblement les mêmes. Le démonstrateur complet, câblé et assemblé avec la batterie enterré devrait être livré avant la fin du projet et sera présenté le jour de la soutenance de cette thèse.

4 Conclusion

Ce chapitre vient sanctionner l'ensemble du travail de conception réalisé dans cette thèse. Notre objectif était de fabriquer un circuit imprimé intégrant le système de gestion de puissance multi-sources présenté précédemment dans ce manuscrit. Les trois démonstrateurs réalisés ont permis de valider les réflexions menées au chapitre précédant :

- Le système de recherche du point de puissance maximal (MPPT) très basse consommation basé sur l'échantillonnage d'une fraction de la tension en circuit ouvert de la source est validé. Le rendement moyen en terme de positionnement du point de fonctionnement est de 97,6 % pour le générateur photovoltaïque sur la gamme 200– 400 lux, et de 88,8 % pour le générateur piézoélectrique sur la gamme 0,2 – 1 g ;*
- Le principe de l'utilisation couplée d'un microcontrôleur très basse consommation fonctionnant à basse fréquence (31 kHz) et de multiplexeurs analogiques pour implémenter une machine à états contrôlant les différents modes de fonctionnement du convertisseur DC/DC est validé ;*
- L'utilisation proposée de comparateurs très basse consommation pour réaliser le pilotage des grilles des transistors ne permet cependant pas d'atteindre le comportement souhaité. La raison principale de cet échec est la dynamique trop faible des comparateurs très basse consommation disponible dans le commerce. Bien que cela soit directement préjudiciable au rendement global du convertisseur, la seule solution envisageable en l'état est d'accepter d'utiliser des comparateurs plus rapides consommant par conséquent plus ;*
- Le fonctionnement du convertisseur DC/DC en mode forte charge fonctionne quant à lui comme attendu. Le rendement est inférieur à 60% pour les courants inférieurs à 100µA et tend vers 75% lorsque le courant transitant dans le convertisseur dépasse 1mA.*

Parallèlement à cela, dans le cadre du projet PCB², nous avons validé la technologie d'intégration des batteries fines dans le PCB proposée par CIREP. Un démonstrateur complet et fonctionnel sur FR4 haut-Tg est en cours de réalisation, et sera livré avant la fin du projet. Il intégrera la batterie et supportera mécaniquement la cellule photovoltaïque et les deux poutres du générateur piézoélectrique dans des dimensions réduites (81x38x30 mm³). Ce travail confirme donc que la réalisation d'un circuit très basse consommation (en continu) à base de composants discrets sur circuit imprimé reste un travail délicat, et qu'il est difficile de garder des performances satisfaisantes en dessous de la centaine de µW.

Le circuit présenté ici est transposable sur silicium pour la réalisation d'un ASIC dédié à la gestion de puissance multi-sources. La plus grande marge de manœuvre ainsi obtenue dans le dimensionnement des transistors de la chaîne de puissance, la possibilité de concevoir les comparateurs et les drivers de MOS au niveau transistor, ainsi que la possibilité de la synthèse logique d'un circuit asynchrone équivalent à la machine à états, sont autant d'avantages comparatifs de la technologie intégrée face à un circuit sur carte. Moyennant un redesign de certaines parties du circuit (comparateurs, level-shifter et machine à état), cette solution devrait permettre d'améliorer les performances de l'architecture ici présentée.



Conclusion générale

Un réseau de capteurs autonomes et communicant sans fil (Wireless Sensor Network : WSN) est une interconnexion de nœuds actifs qui peuvent capter, stocker, créer, mettre en forme, et partager de l'information de manière totalement autonome. Ces WSN, en servant d'interface invisible et omniprésente avec le réseau internet, seront à n'en pas douter une des briques de base de l'internet des objets de demain. Depuis plus de 10 ans, des équipes de chercheurs ont su mettre à profit l'évolution de la technique pour donner réalité à ce concept. Aujourd'hui des solutions commerciales sont disponibles et les exemples de déploiement se multiplient : habitat intelligent, surveillance des structures, des personnes, des réseaux de transport et de distribution, etc... Pourtant la question de l'autonomie énergétique de ces réseaux reste centrale. En effet, comment peut-on, sur de longues, voire très longues, périodes de fonctionnement, assurer l'alimentation électrique des nœuds de ces réseaux, qui, par définition, sont enfouis dans l'environnement, sans aucun lien physique entre eux, ni avec le réseau de distribution électrique ?

L'utilisation d'éléments de stockage de l'énergie tel que les batteries et les super-condensateurs limite de fait l'autonomie du réseau. Finalement, il n'est pas économiquement rentable d'assurer une maintenance périodique pour changer les batteries sur un réseau de grande envergure. Seule une production d'énergie électrique au niveau du nœud permet théoriquement d'allonger à l'infini la durée de fonctionnement du réseau. Ainsi il est possible d'utiliser l'énergie présente dans l'environnement (vibration, lumière, gradient thermique, champs électromagnétique) pour alimenter le nœud. On parle alors de récupération d'énergie ambiante. Cependant, pour rendre exploitable l'énergie récupérée, il est nécessaire de doter le nœud d'un organe de gestion capable de faire l'interface entre les différentes sources de récupération, les éléments de stockage, et les consommateurs. Ce système de gestion d'énergie doit pouvoir réaliser 3 fonctions principales pour hybrider efficacement une ou plusieurs sources avec un élément de stockage :

- Placer dynamiquement les sources de récupération proche de leur point d'émission de puissance maximal ;
- Gérer l'utilisation (charge/décharge) d'un ou plusieurs éléments de stockage et assurer leur protection (surcharge/décharge profonde) ;
- Fournir une ou plusieurs tensions régulées pour alimenter les consommateurs du nœud (CPU, Rx/Tx, capteurs...).

C'est sur ces aspects qu'a porté le travail présenté dans ce manuscrit. La thèse que nous soutenons ici est qu'un convertisseur DC-DC Single Inductor à plusieurs entrées et plusieurs sorties (DC/DC SI MIMO), associé à un circuit de recherche du point de puissance maximal (MPPT) très basse consommation, permet de gérer l'énergie dans un système multi-sources.

Un démonstrateur a été conçu dans ce sens afin d'alimenter un capteur de température enregistreur. Il interface deux sources de récupération : un générateur piézoélectrique V21BL de Midé Technologies et une cellule solaire en silicium amorphe de SOLEMS, et une batterie au LIPON en couche mince de Infinite Power Solution. Le convertisseur DC/DC est piloté par une machine à états implémentée dans un microcontrôleur PIC16LF très basse consommation.

Ce démonstrateur a de plus servi de support à notre approche de conception par prototypage virtuel. En effet, étant donné la complexité et l'hétérogénéité d'un tel système, il est assez difficile d'évaluer les performances en terme d'énergie utile disponible au niveau du nœud. Tous les éléments du

système ont été caractérisés puis modélisés en VHDL-AMS. Ces modèles ont ensuite été utilisés pour simuler le système de gestion d'énergie dans son environnement de fonctionnement. Ces simulations ont permis, entre autre, de valider le dimensionnement des composants, le code de la machine à état, et d'estimer le rendement du système.

Cette thèse de doctorat a été menée dans le cadre du projet PCB² (Passive and power Component on Board in Printed Circuit Board), projet de recherche et développement financé par la direction générale de la compétitivité de l'industrie et des services (DGCIS). Lancé en septembre 2008, à l'initiative de CIREP, une PME toulousaine, ce projet avait pour objectif de développer une filière technologique émergente dans le domaine de l'intégration sur circuit imprimé. Dans ce cadre le LAAS-CNRS a été leader du groupe de travail qui vise à intégrer une batterie Thinergy dans un circuit imprimé. Le démonstrateur final de cette thèse s'est donc naturellement appuyé sur le procédé ainsi développé pour proposer un système compact intégrant l'ensemble des composants de manière hétérogène sur carte PCB.

Ce travail a été reportés dans ce manuscrit selon 4 chapitres :

- Le premier chapitre introduit la problématique de la gestion de l'énergie au sein des réseaux de capteurs (WSN), et dresse un état de l'art complet permettant de situer les travaux présentés dans cette thèse. Dans une première partie, après avoir donné la définition d'un réseau de capteurs autonomes et communicant sans fil, nous avons, au travers de l'exemple du réseau SimpliCI, mis en avant la nécessité de récupérer l'énergie pour alimenter les nœuds de tels réseaux. Dans un second temps nous avons identifié les solutions existantes en matière de récupération d'énergie et de stockage, et choisi à chaque fois les plus adaptées à l'application visée. Dans une troisième partie, nous avons analysé les différentes architectures possibles pour un système de gestion d'énergie, pour finalement nous focaliser sur les systèmes multi-sources basés sur d'un convertisseur DC/DC Single Inductor Multi Input Multi Output.
- Le deuxième chapitre donne une description détaillée des caractéristiques techniques des deux sources de récupération d'énergie ambiante et de l'élément de stockage choisis au chapitre précédant : un générateur piézoélectrique, une cellule solaire en silicium amorphe, et une batterie au LIPON en couche mince. Pour chacun de ces éléments, nous avons présenté des résultats de caractérisation dans les domaines de fonctionnement suivants : [0,1 g 6 g] @ 60 Hz entre 0°C et 50°C pour le générateur piézoélectrique, [200 lux à 20000 lux] à température ambiante pour le module photovoltaïque, et [0 à 100mA] entre -10°C et 80°C pour la batterie. C'est sur ces résultats que nous avons basé le développement des modèles électriques comportementaux. Les erreurs obtenues entre modèle et expérience sur les domaines de fonctionnement donnés précédemment sont : de l'ordre de 10% pour le générateur piézoélectrique et pour la cellule solaire, et inférieure à 1% pour la batterie.
- Le troisième chapitre présente les différentes étapes de la conception du système de gestion de puissance. L'accent est mis sur une méthodologie de conception basée sur des simulations VHDL-AMS au niveau circuit électrique. Dans une première partie de ce chapitre nous détaillons les choix effectués sur le design de l'étage AC/DC du générateur piézoélectrique. Nous montrons qu'un convertisseur AC/DC basé sur un pont de Graëtz à diodes Schottky permet d'atteindre un rendement moyen de 90% sur la gamme d'accélération 0.1g-0.5g. Dans une deuxième partie, après un rapide état de l'art, nous

présentons le système de Maximum Power Point Tracking (MPPT) générique et ultra-basse consommation que nous avons conçu. Le rendement du placement de point de puissance est supérieur à 99% pour le module photovoltaïque et dépasse 90%, entre 0.3 g et 0.9 g, pour le générateur piézoélectrique. La troisième partie du chapitre détaille en trois temps la conception du convertisseur DC/DC Single Inductor à plusieurs entrées, plusieurs sorties : nous présentons, d'abord, son principe de fonctionnement, puis nous argumentons, ensuite, sur les choix technologiques et le dimensionnement des différents composants de la chaîne de puissance (inductance, condensateurs et transistor), pour finalement détailler, tant au niveau matériel que logiciel, le circuit de commande du convertisseur. En simulation, le rendement du convertisseur DC/DC SI MIMO, avec le générateur piézoélectrique sous 0,5g et la cellule solaire sous 200 lux, est de 57,3%, toutes pertes comprises.

- Le quatrième et dernier chapitre de cette thèse adresse l'ensemble des réalisations que nous avons produites pour valider les conclusions dressées dans le chapitre précédent. Dans une première partie nous présentons d'abord, de manière détaillée, les 3 cartes que nous avons réalisées, ainsi que les résultats des caractérisations associées : la première carte sert de preuve de concept, la deuxième implémente un système mono-source avec uniquement le générateur piézoélectrique, la troisième implémente le système multi-sources (piézoélectrique + solaire). Les résultats obtenus sont, dans l'ensemble, conformes à nos simulations. La procédure de MPPT permet d'atteindre une précision du placement du point de fonctionnement de 88,8 % pour le générateur piézoélectrique (entre 0,2 g et 1 g), et de 97,6 % pour la cellule photovoltaïque (entre 200 lux et 4000 lux). Le rendement du convertisseur DC/DC SI MIMO en mode forte charge (utilisation de la batterie comme source d'énergie principale) a été mesuré à 60% pour un courant de 100 μ A, et tend vers 75% lorsque le courant dépasse 1mA. Pourtant la dynamique des level-shifter est telle que, malgré nos efforts, les entrées du convertisseur DC/DC associées aux sources de récupération fonctionnent en mode dégradé. Dans la deuxième partie du chapitre nous présentons l'action menée dans le cadre du projet PCB². Nous avons réussi à fabriquer plusieurs cartes FR4 haut Tg avec une batterie intégrée fonctionnelle. Cependant, la technologie d'intégration n'est pas assez mature pour envisager une exploitation commerciale : mauvaise reproductibilité avec environ 35% de cartes défailtantes et une perte moyenne de 65% de la capacité sur les cartes fonctionnelles. Nous sommes toutefois allés jusqu'au bout de notre démarche, en utilisant cette technologie pour réaliser In démonstrateur complet du circuit de gestion de puissance présenté dans ce manuscrit.

En résumé, le concept de base du système de gestion de puissance multi-sources que nous proposons dans cette thèse est validé. L'architecture basée sur un convertisseur DC/DC SI MIMO valide chacun des objectifs que nous avons fixés. Nous avons confirmé que l'utilisation d'une machine à état est un support approprié pour la logique de gestion d'un tel système. Nous avons aussi validé l'implémentation ultra basse consommation d'une technique de MPPT fondée sur l'observation de la tension en circuit ouvert des sources. Bien que la réalisation d'un circuit très basse consommation à basse de composants discrets soit un travail délicat, nous avons montré qu'il est possible de garder des performances intéressantes en dessous de la centaine de μ W. Cela confirme, là encore, la nécessité d'une méthodologie de conception efficace.



Dans le prolongement de ces travaux, il pourrait être intéressant d'adresser les développements suivants :

- À notre connaissance, nous présentons l'unique réalisation d'un convertisseur DC/DC SI MIMO à base de composants discrets ultra basse consommation sur PCB mais une intégration sur silicium, sous forme d'ASIC (Application Specific Integrated Circuit), du circuit présenté ici semble être une suite naturelle. En effet, à plusieurs reprises dans le manuscrit nous avons présenté les avantages de l'intégration monolithique de la chaîne de puissance et du circuit de contrôle du convertisseur DC/DC SI MIMO ;
- Le passage à une architecture de type buck-boost (abaisseur-élevateur) paraît nécessaire pour permettre l'utilisation de sources de récupération d'énergie thermique et RF, voire de micro pile à combustible (à hydrogène ou même microbiennes), dont la tension de sortie est généralement inférieure à la tension de batterie. Cela permettrait aussi l'utilisation d'un stockage capacitif pur (condensateur et/ou super-condensateur) dont la tension varie beaucoup plus avec l'état de charge que celle d'une batterie au lithium ;
- Dans ce travail nous avons considéré une loi de commande de type MPPT. L'avantage de cette loi de commande est d'être suffisamment générique pour pouvoir être appliqué à l'ensemble des sources de récupération d'énergie (vibratoire, solaire, thermique et RF). Pourtant, de récents développements prouvent que des techniques d'extraction de charge non linéaire permettent d'atteindre des rendements supérieurs [1]. Ces techniques ciblent spécifiquement les applications de récupération d'énergie vibratoire continue. Il s'agit de synchroniser sur la vibration l'extraction des charges produites par le générateur. On pourra s'intéresser aussi aux architectures de conversion raisonnantes bien adaptées à la récupération d'énergie sous très basse tension (thermique, RF, μ PAC...) [2]. Dans les deux cas, ces convertisseurs pourraient servir de port d'entrée (en remplaçant par exemple le couple AC/DC + MPPT) au convertisseur DC/DC SI MIMO présenté dans cette thèse.





ANNEXES

Annexe 1 : Table détaillée des notes

Year		Platform	CPU	Clock (MHz)	RAM / Flash / EEPROM	Radio Transceiver	BW (kbps)
1998		WeC	Atmel AT90LS8535	4	512 / 8K / 32K	RFM TR1000	10
1998		Rene1	Atmel AT90LS8535	4	512 / 8K / 32K	RFM TR1000	10
1999		AWAIRS1	Intel StrongARM SA1100	59-206	1M / 4M	Conexant RDSSS9M	100
1999		μAMPS	Intel StrongARM SA1100	59-206	1M / 4M	National LMX3162	1000
2000		Dot	Atmel Atmega 163	8	1K / 16K / 32K	RFM TR1000	10
2000		Rene2	Atmel Atmega 163	8	1K / 16K / 32K	RFM TR1000	10
2001	x	BTNode	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K / 4K	CC1000	77
2001		Mica	Atmel Atmega 128L	4	4K / 128K / 512K	RFM TR1000	40
2001		Smart-its (Teco)	PIC 16F87x	20	4k / 128k	Ericson BT	-
2001		SpotON	Dragonball EZ	16	2M / 2M	RFM TR1000	10
2001		WINS NG 2.0	Hitachi SH-4	80	16k / 256k + 16M	Sensoria WINS NG RF 2.0	-
2002		CENS Medusa MK2	Atmel Atmega 128L / Atmel AT91FR4081	4/40	4K / 32K / 136K / 1M	RFM TR1000	10
2002		GNOMES	Texas Instruments MSP430F149	8	2K / 60K / 32K	National LMX9820	721
2002		iBadge	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K	Ericsson ROK101007 BT	1000
2002	x	Mica2	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K / 512K	Chipcon CC1000	38,4
2002		Mica2Dot	Atmel Atmega 128L	4	4K / 128K / 512K	Chipcon CC1000	38,4
2002		PicoNode	Intel SA-1100 + XILINX FPGA	-	512k + 4M / 512k + 4M	Ericsson ROK101007	-
2002		PushPin	Cygnal C8051F016	22	2,25k / 32k	Newark 83F8851	166
2003		ESB/2	MSP430F149	1	2k / 60k / -	TR1001	115,2
2003		Glacsweb Probe	Microchip PIC18F876	-	4k / 64k	Radiometrix TX1H	9,6
2003		HiDRA	StrongARM 1100	59-133	1M / 4M / -	Rockwell proprietary	-
2003		iMote	Zeevo ZV4002 (ARM)	12-48	64K / 512K	Zeevo BT	720

Freq. MHz	OS	sleep (uA)	Tx		Rx (mA)	Note
916,5	TinyOS	45	24 active		-	
916,5	TinyOS	45	24 active		-	
900	MicroC / OS	800	60 active		-	
2400	iOS	-	-	-	-	3.6V DC single lithium-ion cell or three NiCD or NiMH cells
916,5	TinyOS	45	24 active		-	
916,5	TinyOS	45	24 active		-	
868	BTnut	3,3m	35,2	35,2	165	2 x AA type batteries
916,5	TinyOS	18	28,0	26,2	-	2 AA batteries
868	Smart-its	-	-	-	-	3V lithium cel
916,5	dedicated firmware	1,5m	32,8	21,6	120	two lithium coin cell batteries 180mAh
2400	-	-	-	-	-	
916	Palos	6	27,0	22,0	-	540mAh lithium-ion rechargeable battery
2400	GNOMES OS	-	55 active		-	two AA NiMH cells (3700mAh) + solar charger
2400	Palos	-	-	-	-	Battery 3.6 V 700 mAh
900	TinyOS	16	35,0	18,0	169	2 x AA type batteries
900	TinyOS	16	35,0	18,0	142	CR2354
2400	Angel RTOS	-	-	-	-	
IR	Bertha	10	10 active		-	Two AAA batteries in series
868	Contiki	8	8,0	8,0	149	Three AAA batteries /solar panels Supercap capacitor
433	-	10	-	-	-	3.6V Lithium Thionyl Chloride batteries
900	PASTA	50m	300 active		-	
2400	TinyOS	3m	20,7	20,7		4 C-cells ~9100mAh at 6V nominal.

2003		MANTIS Nymph	Atmel Atmega 128L	4	4K / 128K / 512K	Chipcon CC1000	38,4
2003		RFRAIN	Chipcon CC1010 (8051)	3-24	2K / 32K	Chipcon CC1010	76,8
2003		Spec	8-bit AVR-like RISC	4-8	3K	FSK Transmitter	100
2003		U3	PIC 18F452	10	1K / 32K / 256	CDC-TR3001	100
2003		Wisenet	Chipcon CC1010 (8051 core)	-	2k+128 / 32k	Chipcon CC1010	-
2004		BEAN	Texas Instruments MSP430F169	1	2k / 60k	Chipcon CC1000	76,8
2004		BSNnode	TI MSP430F149	8	2K / 60K / 512K	Chipcon CC2420	250
2004		CITSensor Node	PIC 16F877	20	368 / 8K	Nordic nRF903	76,8
2004		DSYS25	Atmel Atmega 128L	4	4K / 128K	Nordic nRF2401	1000
2004	x	MicaZ	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K	Chipcon CC2420	250
2004		MITes	nRF24E1 (8051)	16	4K / 512	Nordic nRF24E1	1000
2004		Particle	PIC 18F6720	20	4K / 128K / 512K	RFM TR1001	125
2004		Pluto70	TI MSP430F149	8	4K / 60K / 512K	Chipcon CC2420	250
2004		RISE	Chipcon CC1010 EM (8051)	3-24	2K / 32K	Chipcon CC1010 EM	76,8
2004		Sentio	Atmel Mega 128L	8	8k + 32k / 128k / 4k	CC2420	-
2004		SPIDER-NET	TI MSP430F149	8	2k / 60k /	Chipcon CC1000	16,2
2004		Telos	TI MSP430F149	8	2K / 60K / 512K	Chipcon CC2420	250
2004		ZebraNet	Texas Instruments MSP430F149	8	2k / 60k + 4M	MaxStream 9xStream	19,2
2005		AVM Demonstrator	Texas Instruments MSP430F149	-	-	Nordic nRF2401	-
2005		Cookie	ADUC841 (8052) + XC3S200 Spartan 3	-	-	Telegesis ETRX2	-
2005	x	ETRX1	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K	Ember EM2420	250
2005		eyesIFxv2	TI MSP430F1611	8	10K / 48K 4M	Infineon TDA 5250	19,2
2005		Fleck	Atmel Atmega 128L	8	4K / 128K / 512K	Nordic nRF903	76,8
2005		Imote2/ Stargate 2	Intel PXA 271	13-416	256K+32M / 32M	Chipcon CC2420	250
2005		MASS	Cygnal C8051F125	-	7k / - / 32k	-	-
2005		Mulle	Renesas M16C/62P	10	20k / 256k / 256 k	Mitsumi WML-C10AHR	-
2005		Parasiticnode	C8051F311	25	512 / 16M /	BR-C11A Class 1	-
2005		ProSpeckz II	Cypress CY8C2764	12	256 / 16K	Chipcon CC2420	250
2005		SolarBiscuit	Microchip PIC18LF452	7,3	-	Chipcon CC1020	-

900	Mantis	<1m	73,0	40,0	-		
0,3 - 1000	RFRAIN Libraries	-	-	-	65	four AAA batteries	
900	TinyOS	300	7,0	5,0	<1	CR2032, 3V, 255 mAh	
315	Pavenet	-	-	-	-	three AAA 700 mAh NiMH batteries	
868	TinyOS	30	31,8	26,7	-	2xAA batteries	
868	BEAN_API	10,5	32,1	25,2	70		
2400	TinyOS	8	-	-	-	rechargeable battery	
868	TinyOS	9	17,0	14,0	-	Energizer CR2450 575mAh, 3V miniature li battery + piezoelectric converter (opt.)	
2400	TinyOS	-	-	-	-		
2400	TinyOS	16	27,7	25,4	169	2 x AA type batteries	
2400	-	-	-	-	41	CR2032 coin battery	
868,35	Smart-its	-	-	-	-	Single AAA battery	
2400	TinyOS	-	25 active		-	rechargeable 120 mAh lithium polymer battery	
0,3 - 1000	TinyOS	-	11,9	26,7	-		
2400	Proto-threads	-	-	-	-	5V power supply	
433	-	2	27,0	9,0	-	NiCd 1,2V 160mAh	
2400	TinyOS	10	21,1	22,8	-		
900	-	20	0,8	0,3	-	2mA-h lithium-ion battery + solar charger	
2400	-	-	-	-	-		
-	-	-	-	-	-		
2400	EmberNet	15	30,0	30,0	20	2 x AA Battery	
868	TinyOS	8	43,0	35,0	-	Battery Capacity: 2500 mAh	
902-928	TinyOS	-	26,7	26,7	-	rechargeable battery 2000 mAh + solar charger	
2400	TinyOS	200	12,0	9,0	60	Liion / Li-Poly / 3xAAA NiMH / standard cells (via daughter board)	
-	µC/OS-II	-	-	-	-		
2400	Tiny Timber	-	-	-	-		
-	-	-	-	-	-	3.5 gram Lithium Polymer 145	
2400	Speckle net	300	24,5	24,5	-	3V lithium button cell or 3.6V Varta Mempac	
315	-	-	-	-	-	Battery less, 5V 1F super-capacitor	

2005		SunSpot	Atmel AT91FR40162S	75	256K / 2M	Chipcon CC2420	250
2005	x	TelosB/ TmoteSky	TI MSP430F1611	8	10k / 48k 1M / -	CC2420	250
2005		T-nodes	Atmega 128L	4	4k / 512k (opt.) / 128k	CC1000	52
2005		TyndallMote	Atmega 128L	4	4k / 128k /	nRF2401	-
2005		uPart 014xilmt	rfPIC 16F675	4	64 / 1K	rfPIC 16F675	19,2
2005		XSM	Atmel ATmega128L	8	4K / 128k + 4M / 512K	Chipcon CC1000	-
2005		XYZsensornode	OKI ML67Q500x (ARM/THUMB)	1,8-57,6	32K+2M / 256K / 4K	TI CC2420	250
2006		µNode	TI MSP430	4,6	10k / 48k 4M / -		50
2006		DIY Smart-its (Lancaster)	PIC18F252	8	3K / 48K / 64K 8kFRAM	Radiometrix	160
2006		ECO Node	nRF24E1 (8051)	16	132K / - / 32K	Nordic nRF24E1	1000
2006	x	EnOceanTCM12 0	PIC 18F452	10	1,5K / 32K / 256	Infineon TDA 5200	120
2006		Everlast	PIC16LF747	8	4k / - / 64k	Nordic nRF2401	25,6
2006	x	ez430-RF2480	Texas Instruments MSP430F2274	8	1k / 32k	CC2480	-
2006		FireFly	ATmega32	8	2k / - / 32k	Chipcon CC2420	250
2006	x	NXP JN5148-EK010					
2006		SAND	CoolFlux DSP	10	- / 1M / -	TI CC2420	
2006		SHIMMER	TI MSP430F1611	4/8	10K / 2G	WML-C46A BT/ CC2420	250
2006		Snows5	TI MSP430F1611	8	10k / 48k 16M	ChipCon CC1100	250
2006	x	SoftBaughDZM D1612-RF	MSP430F1612	-	-	ZMD44102	-
2006		TinyNode	MSP430F1611	8	10k / 48k / 512k	XE1205	152
2006		ZN1	H8S/2218	4	12k / 128k	CC2420	
2007	x	ANT AT3	TI MSP430F1232	8	256 / 8K	Nordic nRF24L01	1000
2007		FantasticDatano de	Atmel AT91SAM7S256	50	64k / 128k	Chipcon CC2500	1000
2007	x	IRIS	Atmel ATmega 1281	8	8K / 640K / 4K	Atmel ATRF230	250

2400	Squawk VM (Java)	426	17,4	18,8		2 AA batteries / 3.6v lithium-ion battery
2400	TinyOS	5,1	19,5	21,8	130	2 AA battery
868	TinyOS	20	25,0	12,0	-	
2400	TinyOS	-	-	-	-	slim line battery packs
868	Smart-its	340	20,7 max		-	Lithium Coin cell types CR1620, BR1620, CR1632, BR1632
433	TinyOS	15	24,0	16,0	-	2 x AA type batteries
2400	SOS	30	7 to 160 mW		-	3xAA 1.2 V Ni-MH rechargeable cells
868-915	AmbientRT	2,5	9,0	12,5	-	2 AA batteries
433	Smart-its	-	-	-	-	3V lithium cel
2400	-	2	22,0	16,0	-	3V Li coin
868	TinyOS	40	23,3	29,2	62	
2400	-	280	1,8	21,7	-	450mW Solar Cell +
2400	ZASA	<1	23,9	21,5	100	2 AAA eZ430 Battery Boards + solar charger (SEH Development Tool) + RF energy harvesting (P2110-EVAL) + thermoharvester
2400	Nano-RK	-	-	-	-	2 AA Li-ion batteries
2400	FreeRTOS	11	19,7	-	-	CR1225 Lithium Coin Cell Battery / 1,3cm ² solar cell & 22mAh Lithylene battery
2400	TinyOS	-	-	-	-	Li-ion 250mAH battery
433	SmartOS	10	24,1	22,5	-	1.8 to 3.6 V
915	Airbee-OS	-	-	-	170	dual AAA supply
868	TinyOS	5	25,0	16,0	-	2 x AA alkaline cells, 2000mAh / solar suply
2400	-	1	24,9	25,5	-	internal Li-ion rechargeable battery 30mAh
2400	Ant	1,1	13,0	13,0	45	
2400	-	48	51,0	38,0	260	2 AA batteries
2400	TinyOS	11	25,0	24,0	119	2 AA batteries 2200 mA-h

2007	x	KMote	Texas Instruments MSP430F1611	8	10k / 48k	Chipcon CC2420	250
2007		mPlatform	MSP430F1611 (OKI ML67Q5003 opt.) + Xilinx XC2C512	6 (60) + 32	10k / 48k (32k / 512k)	CC2420	75 (390)
2007		Plug	Atmel AT91SAM7S64	48	16k / 64k + 4M	Chipcon CC2500	500
2007		ScatterWeb	TI MSP430F1612	10	5k / 55k / 256	Chipcon CC1020	153
2007	x	SquidBee	ATmega168 (Arduino)	16	1k / 16k / 512	Xbee Maxstream	
2007		WeBeeThree	Chipcon CC2431 8051 Core	32	8k / 128k / -	TI-Chipcon CC2431	250
2007	x	ZigBit	Atmel ATmega1281V	4	8k / 128k / 4k	Atmel AT86RF230	250
2008	x	CC2531EMK	Texas Instruments CC2531F256	-	-	Texas Instruments CC2531F256	-
2008		Eco	Nordic nRF24E1 (DW8051 MCU)	-	4k / - / 512+32k	Nordic nRF24E1	1000
2008	x	Epic	Texas Instruments MSP430F1611	4/8	10k / 48k + 16M / -	Chipcon CC2420	250
2008	x	Raven	Atmel ATmega3290P + ATmega1284P	-	- / - / 2k	Atmel AT86RF230	-
2008		Sensinodenano stack	TI MSP430F54xx	8	16k / 192k / -	CC2430/RC1180HP	
2008	x	Waspote	ATmega1281	8	8k / 128k + 2G / 4k	XBee-802.15.4 (XBee-xxx)	37,5
2009	x	CoronisWavecard	TI MSP430F149	4	2k / 64k / 128k	ASIC Wavenis	20
2009	x	deUSB2400	Atmel AT91SAM7S256	-	64k / 256k	Atmel AT86RF231	2000
2009	x	FreeStar PRO	Freescale MC13224V	32	96k / 128k / 80k	Freescale MC13224V	250
2009	x	Isense	Jennic JN5139	16	96k / 128k	Jennic JN5139	250
2009		SuperNode	TI MSP430F1611	8	10k / 48k / -	UZ2400	
2010		CM5000	TI MSP430F1611	8	10k / 1M / 48k	CC2420	-
2010	x	EconoTAG	Freescale MC13224V	24	96k / 128k / 80k	Freescale MC13224V	250
2010	x	Shimmer2R	Texas Instruments MSP430F1611	8	10k / 48k + SD card	Rowing Networks RN-42	250
2010	x	SOWNet G-Node G301	Texas Instruments MSP430F2418	8	8k / 8M / 116k	Texas Instruments CC1101	500
2010	x	SuRF	Texas Instruments CC430F5137	-	4k / 128k + 1M / 32k	Texas Instruments CC430F5137	500
2011	x	Lotus	Cortex® M3	10-100	64k / 64k + 512k	Atmel RF231	250

2400	TinyOS	6,7	19,3	21,1	80		
2400	proprietary	-	-	-	-		
2400	Bertha	-	-	-	-	Inside a plug	
868	Contiki	250	115,0	25,0	-	3 AAA batteries	
2400	Xbee firmware	14m	70m active		150	solar module (opt)	
2400	-	0,5	25,0	27,0	-		
2400	BitCloud	6	18,0	19,0	40		
2400	SmartRF	-	-	-	57	USB	
2400	none	-	10,0	22,0	-	CR1225 Lithium battery	
2400	TinyOS	9	17,4	19,7	70		
2400	Contiki	-	-	-	39	two 1.5V LR44 battery cells	
2400/868	-	-	-	-	-	2 x AA rechargeable NiMH batteries	
2400	Wasp mote IDE	62	49,6	50,3	200	1150mA, 2300mA and 6600mA Li-Ion rechargeable, 13000mAh non-rechargeable, flexible or rigid solar panel	
433-868-915	none	3	45,0	18,0	60	1 AA battery, 3.6 V / 3200mA	
2400	-	-	45,0	-	35	USB	
2400	Freescale Beestack	1,1	193,0	30,0	26		
2400	TinyOS	6	39,9	44,0	-	2 AA batteries or Solar Power Module (SPM10X) + 1,6W 8V solar cell + Li-ion battery 6750mAh	
2400	TinyOS		51,0	29,0	-		
2400	TinyOS	5,1	1,8m active		-	2.1V~3.6V	
2400	Contiki	2	29,0	22,0	55		
2400	TinyOS	-	-	-	200	450mAh battery	
868	TinyOS 2.1	30	50,0	35,0	68		
900	OSHAN	6	-	-	200	2 AAA batteries	
2400	TinyOS	10	67,0	66,0	-	2 AA batteries	

Annexe 1 : Machine à états du DC/DC SI MIMO

N°	dwIN	dwOUT	Transitions ¹					
1	000011	1100	2	11	14	30	16	
2	000001	1111	1	3	4	7	31	17
3	000000	1111	2	5	6	18	32	
4	000101	1111	2	11	5	19	34	
5	000100	1111	4	3	20	35		
6	001000	1111	7	3	21	36		
7	001001	1111	6	2	14	22	37	
8	000001	0100	3	9	15	10	24	38
9	000011	0100	8	14	11	25	39	
10	000101	1000	5	11	13	26	40	
11	000111	1000	10	12	27	41		
12	000011	1000	11	13	14	25	39	
13	000001	1000	12	10	15	3	24	38
14	001011	0100	9	15	28	43		
15	001001	0100	14	6	8	29	43	
16	100011	1100	27	23	17	1	44	
17	100001	1111	16	22	19	18	2	45
18	100000	1111	17	20	21	3	46	
19	100101	1111	27	17	20	4	48	
20	100100	1111	19	18	5	49		
21	101000	1111	18	22	6	50		
22	101001	1111	21	23	17	7	51	
23	101011	1100	22	16	52			
24	100001	1000	18	29	26	25	13	45
25	100011	1000	24	27	28	12	25	
26	100101	1000	20	27	24	10	48	

27	100111	1000	26	25	11	47		
28	101011	1000	25	29	14	52		
29	101001	1000	21	28	24	15	51	
30	010011	1100	42	33	31	1	44	
31	010001	1111	30	37	34	32	2	45
32	010000	1111	31	35	36	3	46	
33	010111	1100	30	34	47			
34	010101	1111	33	31	35	4	48	
35	010100	1111	34	32	5	49		
36	011000	1111	37	32	6	50		
37	011001	1111	36	31	30	7	51	
38	010001	0100	32	40	39	43	8	45
39	010011	0100	38	41	42	9	44	
40	010101	0100	35	38	41	10	48	
41	010111	0100	40	39	11	47		
42	011011	0100	39	43	14	52		
43	011001	0100	42	38	36	15	51	
44	110011	1100	47	45	52	30	16	
45	110001	1111	48	46	44	51	31	17
46	110000	1110	45	49	50	32	18	
47	110111	1100	44	48	33			
48	110101	1111	45	49	47	34	19	
49	110100	1111	48	46	35	20		
50	111000	1111	46	51	36	21		
51	111001	1111	50	52	45	37	22	
52	111011	1100	51	44	23			

¹N° : Numéro de l'état
dwIN : Mot d'entrée (y1 y2 IN1 IN2 o1a o1b)
dwOUT : Mot de sortie (A B C D)
Transitions : États vers lequel une transition est possible

Liste des tables

Tables du Chapitre I :

TABLE I 2 1 : HISTORIQUE DES « MOTES »	15
TABLE I 2 2 : TABLE DES CONSOMMATIONS DU NŒUD EZ430-RF2500 EN MODE END DEVICE [88].....	16
TABLE I 3 1 : TABLEAU COMPARATIF DES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES DE L'INDUSTRIE PHOTOVOLTAÏQUE D'APRÈS [95] ET [90]	22
TABLE I 3 2 : TABLEAU COMPARATIF DES MODES DE TRANSDUCTION POUR LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE MÉCANIQUE	27
TABLE I 3 3 : TABLEAU COMPARATIF DES TECHNOLOGIES USUELLES DE STOCKAGE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE..	34
TABLE I 3 4 : TABLE DES SYSTÈMES À BASE DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE POUR L'ALIMENTATION DES MOTES .	37

Tables du Chapitre II :

TABLE II 2 1 : PUISSANCE RÉCUPÉRÉE EN FONCTION DE L'ACCÉLÉRATION (MODÈLE ET EXPÉRIENCE).....	57
TABLE II 3 1 : GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES POUR DIFFÉRENTS ÉCLAIREMENTS (RÉSULTATS DU MODÈLE EN GRISÉ)	62
TABLE II 4 1 : TABLE DES CARACTÉRISATIONS EXPÉRIMENTALES EFFECTUÉES	64
TABLE II 4 2 : ERREUR MAXIMALE SUR LA TENSION EN FONCTION DU NOMBRE DE CONSTANCE DE TEMPS UTILISÉES	72

Liste des figures

Figures du Chapitre I :

FIGURE I 2 1 : LA PLACE DES RÉSEAUX DE CAPTEURS AUTONOMES COMMUNICANTS SANS FILS DANS L'INTERNET DES OBJETS	12
FIGURE I 2 2 : ARCHITECTURE STANDARD D'UN WSN	13
FIGURE I 2 3 : LES WSN : UN EXEMPLE DE TRANSFERT DE TECHNOLOGIE ENTRE RECHERCHE ET INDUSTRIE	13
FIGURE I 2 4 : HISTORIQUE DES « MOTES » LES PLUS REPRÉSENTATIFS	15
FIGURE I 2 5 : PROFIL DE CONSOMMATION DU NŒUD EZ430-RF2500 EN MODE END DEVICE [88]	16
FIGURE I 3 1 : LES TECHNOLOGIES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE D'APRÈS [89]	18
FIGURE I 3 2 : ÉVOLUTION DE L'EFFICACITÉ NORMALISÉE DES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES PHOTOVOLTAÏQUES DEPUIS 1975	19
FIGURE I 3 3 : CELLULE C-SI DÉTENTRICE DU RECORD DE RENDEMENT [92]	20
FIGURE I 3 4 : CELLULE EN SILICIUM POLYCRISTALIN [93]	20
FIGURE I 3 5 : SPECTRES D'ABSORPTION DES CELLULES SOLAIRES A-SI ET C-SI COMPARÉS AUX SPECTRES DE LA LUMIÈRE SOLAIRE DIFFUSE ET AM1.5	23
FIGURE I 3 6 : MODÈLE DE PRINCIPE D'UN GÉNÉRATEUR INERTIEL RÉSONANT POUR LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE MÉCANIQUE	24
FIGURE I 3 7 : MONTRE THERMATRON DE LA SOCIÉTÉ BULOVA (1982) [111]	28
FIGURE I 3 8 : SCHÉMA ÉCORCHÉ D'UN THERMO GÉNÉRATEUR	29
FIGURE I 3 9 : RENDEMENT DE CARNOT DES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES	29
FIGURE I 3 10 : DIAGRAMME DE RAGONE DES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES DE STOCKAGE DE L'ÉNERGIE D'APRÈS [117]	31
FIGURE I 3 11 : ÉVOLUTION DE LA DENSITÉ MASSIQUE D'ÉNERGIE POUR LES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES D'ACCUMULATEURS DEPUIS 1970	32
FIGURE I 3 12 : SCHÉMA DE FONCTIONNEMENT D'UN ACCUMULATEUR AU LITHIUM MÉTAL [121]	33
FIGURE I 3 13 : DIGRAMME DE RAGONE (μ BAT ET BATTERIES COUCHE MINCE)	34
FIGURE I 3 14 : ÉVALUATION DE LA PROPORTION DE CHAQUE TECHNOLOGIE DE RÉCUPÉRATION/STOCKAGE SUR L'ENSEMBLE DES TRAVAUX LISTÉS	35
FIGURE I 4 1 : ARCHITECTURES DE BASE	38
FIGURE I 5 1 : SCHÉMA DU DÉMONSTRATEUR FINAL DE LA THÈSE	44

Figures du Chapitre II :

FIGURE II 2 1 : SCHÉMA ÉCORCHÉ DE LA POUTRE MIDÉ	52
FIGURE II 2 2 : SCHÉMA INTERNE D'UN POT VIBRANT D'APRÈS [1]	53
FIGURE II 2 3 : PHOTOGRAPHIE DU SUPPORT MONTÉ SUR LE POT VIBRANT	53
FIGURE II 2 4 : SCHÉMA DE L'ASSERVISSEMENT EN ACCÉLÉRATION DU POT VIBRANT	53
FIGURE II 2 5 : CIRCUIT ÉQUIVALENT D'UN GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE À LA RÉSONANCE	55
FIGURE II 2 6 : ÉVOLUTION DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE EN FONCTION DE L'ACCÉLÉRATION ET DE LA TEMPÉRATURE	56
FIGURE II 2 7 : SCHÉMA DU CIRCUIT D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE ÉQUIVALENT	56

FIGURE II 2 8 : PROCÉDURE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE	57
FIGURE II 2 9 : EXTRACTION DE CP	58
FIGURE II 2 10 : EXTRACTION DE IP	58
FIGURE II 2 11 : COMPARAISON MODÈLE/EXPÉRIENCE POUR LE GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE MIDÉ	59
FIGURE II 3 1 : PHOTOGRAPHIE DU MODULE PHOTOVOLTAÏQUE EN SILICIUM AMORPHE SOLEMS	60
FIGURE II 3 2 : SCHÉMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT DU MODULE PHOTOVOLTAÏQUE	61
FIGURE II 3 3 : PROCÉDURE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE	62
FIGURE II 3 4 : RÉSULTATS DES AJUSTEMENTS SUCCESSIFS DES CARACTÉRISTIQUES I/V EXPÉRIMENTALES	62
FIGURE II 3 5 : EXTRACTION DE B	63
FIGURE II 3 6 : EXTRACTION DE A	63
FIGURE II 3 7 : COMPARAISON MODÈLE/EXPÉRIENCE (P/V ET I/V) POUR LE MODULE PHOTOVOLTAÏQUE SOLEMS	63
FIGURE II 4 1 : SCHÉMA EN COUPE DE LA BATTERIE FINE THINERGY	65
FIGURE II 4 2 : CYCLES CHARGE/DÉCHARGE POUR L'EXTRACTION DES PARAMÈTRES (CONDITIONNEMENT/CARACTÉRISATION)	67
FIGURE II 4 3 : ÉVOLUTION DU NIVEAU DE TENSION EN FONCTION DE L'ÉTAT DE CHARGE POUR UNE CHARGE/DÉCHARGE À DIFFÉRENTS COURANTS	67
FIGURE II 4 4 : SCHÉMA DU MODÈLE ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT	69
FIGURE II 4 5 : PROCÉDURE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES	69
FIGURE II 4 6 : EXTRACTION DE LA RELATION ENTRE LA TENSION EN CIRCUIT OUVERT DE LA BATTERIE, L'ÉTAT DE CHARGE ET LA TEMPÉRATURE	70
FIGURE II 4 7 : PROCÉDURE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES « DYNAMIQUES » DU MODÈLE EQUIVALENT	72
FIGURE II 4 8 : CHOIX DU NOMBRE DE CONSTANTES DE TEMPS	73
FIGURE II 4 9 : EXTRACTION DES $CX=RX.CX$	75
FIGURE II 4 10 : EXTRACTION DE R	75
FIGURE II 4 11 : EXTRACTION DE R1	76
FIGURE II 4 12 : EXTRACTION DE C1	76
FIGURE II 4 13 : EXTRACTION DE B1	76
FIGURE II 4 14 : EXTRACTION DE A1	77
FIGURE II 4 15 : ÉVALUATION DE LA MODÉLISATION DE R1 EN FONCTION DE I, SOC ET T	77
FIGURE II 4 16 : EXTRACTION DE R2	78
FIGURE II 4 17 : EXTRACTION DE C2	78
FIGURE II 4 18 : EXTRACTION DE B2	78
FIGURE II 4 19 : EXTRACTION DE A2	79
FIGURE II 4 20 : ÉVALUATION DE LA MODÉLISATION DE R2 EN FONCTION DE I, SOC ET T	79
FIGURE II 4 21 : EXTRACTION DE R3	80
FIGURE II 4 22 : COMPARAISON MODÈLE/EXPÉRIENCE POUR LA BATTERIE THINERGY	80
FIGURE II 4 23 : COURANT MAXIMAL EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE	81

Figures du Chapitre III :

FIGURE III 1 1 : VUE D'ENSEMBLE DU CIRCUIT DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE MULTI-SOURCES MULTI- CHARGES	87
FIGURE III 1 2 : SCHÉMA COMPLET DU CIRCUIT DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE MULTI-SOURCES MULTI- CHARGES	88
FIGURE III 2 1 : PONT EN H POUR LA CONVERSION AC/DC	89

FIGURE III 2 2 : CONVERTISSEUR AC/DC ACTIF PAR [2]	90
FIGURE III 2 3 : SCHÉMA DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR AC/DC.....	90
FIGURE III 2 4 : RENDEMENT THÉORIQUE D'UN CONVERTISSEUR AC/DC IDÉAL EN FONCTION DE LA CONSUMMATION DE SON CIRCUIT DE CONTRÔLE, DE L'ACCÉLÉRATION DES VIBRATIONS ET DE LA CHARGE ÉLECTRIQUE EN SORTIE DE L'ÉTAGE	91
FIGURE III 2 5 : LES DIFFÉRENTES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS AC/DC PASSIFS ASYNCHRONES	91
FIGURE III 2 6 : COURBE DU RENDEMENT DE L'ÉTAGE AC/DC EN FONCTION DE LA VALEUR DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE	92
FIGURE III 2 7 : COMPARAISON DU RENDEMENT DE L'ÉTAGE AC/DC EN FONCTION DE LA TECHNOLOGIE DE DIODE UTILISÉE	93
FIGURE III 3 1 : GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE ET CONVERTISSEUR AC/DC	95
FIGURE III 3 2 : ÉVOLUTION DE LA TENSION AUX BORNES DU CONDENSATEUR DE FILTRAGE EN SORTIE DE L'AC/DC.....	96
FIGURE III 3 3 : ÉVOLUTION DU RAPPORT VMPP/VOC EN FONCTION DU NIVEAU DE VIBRATION	97
FIGURE III 3 4 : TENSION DE CIRCUIT OUVERT ET TENSION DU POINT DE PUISSANCE MAXIMAL POUR LA CELLULE SOLAIRE	97
FIGURE III 3 5 : ÉVOLUTION DU RAPPORT VMPP/VOC EN FONCTION DU NIVEAU DE LUMINOSITÉ	98
FIGURE III 3 6 : DÉTERMINATION DU MPP PAR OSCILLATIONS FORCÉES [17].....	101
FIGURE III 3 7 : SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE L'ÉCHANTILLONNEUR BLOQUEUR MPPT PROPOSÉ	102
FIGURE III 3 8 : COMPARAISON DES RAPPORTS A/R	104
FIGURE III 3 9 : RÉSULTATS DE SIMULATION ET RENDEMENT ASSOCIÉ POUR LA PROCÉDURE DE MPPT PROPOSÉE	104
FIGURE III 4 1 : CONVERTISSEUR SIDO BUCK.....	104
FIGURE III 4 2 : HACHEUR DU DCDC SIDO BUCK	106
FIGURE III 4 3 : ÉVOLUTION DES DIFFÉRENTES TENSIONS ET DU COURANT DANS L'INDUCTANCE LORS D'UN CYCLE DE HACHAGE.....	107
FIGURE III 4 4 : ÉTAGE DE SORTIE DU DCDC SIDO BUCK	107
FIGURE III 4 5 : EXEMPLE OÙ L'ÉNERGIE INCIDENTE EST PARTAGÉE ENTRE LES DEUX SORTIES LORS DE LA PHASE DE CHARGE DE L'INDUCTANCE	108
FIGURE III 4 6 : GRAPHE DE FLUENCES DE LA MACHINE À ÉTAT DU CONVERTISSEUR DC/DC SIDO	108
FIGURE III 4 7 : ÉTATS ET COMBINAISON DE SORTIE POUR LA MACHINE À ÉTATS DU CONVERTISSEUR DC/DC SIDO	109
FIGURE III 4 8 : ARCHITECTURE SIDO VS SIDIDO.....	110
FIGURE III 4 9 : CONVERTISSEUR DC/DC SI DIDO BUCK	110
FIGURE III 4 10 : BILAN DE PUISSANCE AUX BORNES D'UN CONDENSATEUR.....	110
FIGURE III 4 11 : GRAPHE DE FLUENCES DE LA MACHINE À ÉTAT DU CONVERTISSEUR DC/DC SI DIDO.....	111
FIGURE III 4 12 : ÉTATS ET VALEURS DE SORTIES DE LA MACHINE À ÉTATS DU CONVERTISSEUR SI DIDO.....	112
FIGURE III 4 13 : CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO BUCK	113
FIGURE III 4 14 : RÉSULTATS DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO BUCK	113
FIGURE III 4 15 : PERSPECTIVES D'ÉVOLUTION DE L'ARCHITECTURE DE CONVERTISSEUR DC/DC SI POUR LA GESTION DE MICRO-PUISSANCE	114
FIGURE III 4 16 : CONDENSATEUR CÉRAMIQUE MULTICOUCHES CMS	115
FIGURE III 4 17 : INDUCTANCE CMS	117
FIGURE III 4 18 : SCHÉMA ÉQUIVALENT DU CONVERTISSEUR DC/DC LORS DE LA PHASE DE TRANSFET DE LA PUISSANCE RÉCUPÉRÉE	117
FIGURE III 4 19 : ÉVOLUTION DU TEMPS DE TRANSITION DES COMPARATEURS EN FONCTION DE LEUR CONSUMMATION	118
FIGURE III 4 20 : SCHÉMA DU MODÈLE SPICE LEVEL 3 DES TRANSISTOR SI1551(P&N).....	118
FIGURE III 4 21 : ÉVOLUTION DE LA FRÉQUENCE DE COMMUTATION ET DU COURANT DANS L'INDUCTANCE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RÉCUPÉRÉE ET DU COURANT DE CHARGE.....	119

FIGURE III 4 22 : PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES DES TRANSISTORS CHOISIS	120
FIGURE III 4 23 : ÉTAT DE L'ART DE LA CONSOMMATION DES PRINCIPAUX MICROCONTRÔLEURS ULTRA-BASSE CONSOMMATION DANS LEURS DIFFÉRENTS MODES DE FONCTIONNEMENT.....	121
FIGURE III 4 24 : ÉVOLUTION DU COURANT D'ALIMENTATION D'UN PIC16LF EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE D'HORLOGE	122
FIGURE III 4 25 : FONCTIONS DE TRANSFERT DES DIFFÉRENTS COMPARATEURS UTILISÉS POUR LE CIRCUIT DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE	122
FIGURE III 4 26 : ARCHITECTURES POSSIBLES POUR LE CIRCUIT DE CONTRÔLE DU CIRCUIT DE GESTION DE MICRO- PUISSANCE.....	123
FIGURE III 4 27 : SCHÉMA COMPLET DU CIRCUIT DE CONTRÔLE.....	124
FIGURE III 4 28 : LOGIQUE SÉQUENTIELLE VS. LOGIQUE COMBINATOIRE	125
FIGURE III 4 29 : MATRICE DES PHASES DE LA MACHINE À ÉTATS DU CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO.....	127
FIGURE III 4 30 : REPRÉSENTATION MATRICIELLE DU GRAPHE DE RÉDUCTION DE LA MATRICE DES PHASES.....	128
FIGURE III 4 31 : MATRICE DES PHASES RÉDUITE POUR LE CONVERTISSEUR DC/DC SI MIMO	130
FIGURE III 4 32 : RECHERCHE DES COURSES CRITIQUE ET ATTRIBUTION DES VARIABLES INTERNES	130
FIGURE III 5 1 : RÉSULTAT DE SIMULATION DU CIRCUIT DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE COMPLET SOUS SYSTEMVISION.....	132
FIGURE III 5 2 : RÉPARTITION DES PERTES SIMULÉE DANS LE CIRCUIT DE GESTION DE MICRO-PUISSANCE	133

Figures du Chapitre IV :

FIGURE IV 2 1 : SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE LA CARTE N°1	138
FIGURE IV 2 2 : LAYOUT CUIVRE, SCHÉMA D'IMPLANTATION ET PHOTOGRAPHIE DE LA CARTE N°1 (TOP ET BOTTOM).....	139
FIGURE IV 2 3 : ÉCHANTILLONNAGE DE LA TENSION RÉFÉRENCE POUR LE MAXIMUM POWER POINT TRACKING (MPPT).....	139
FIGURE IV 2 4 : MPPT SANS ET AVEC FENÊTRE D'HYSTÉRÉSIS	140
FIGURE IV 2 5 : LAYOUT CUIVRE DES 4 COUCHES DE LA CARTE N°2	141
FIGURE IV 2 6 : SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE LA CARTE N°2	142
FIGURE IV 2 7 : PHOTOGRAPHIE DE LA CARTE N°2.....	143
FIGURE IV 2 8 : PROBLÈME D'ACTIONNEMENT DES MOS DE LA CARTE N°2.....	143
FIGURE IV 2 9 : SCHÉMA ÉCLATÉ DU DISPOSITIF FINAL DE LA THÈSE (CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE, CIRCUIT DE GESTION ET GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE).....	145
FIGURE IV 2 10 : PHOTOGRAPHIE DE LA VERSION 4 COUCHES AVEC BATTERIE EXTERNE DE LA CARTE N°3	145
FIGURE IV 2 11 : SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE LA CARTE N°3	146
FIGURE IV 2 12 : LAYOUT CUIVRE DE LA VERSION 6 COUCHE DE LA CARTE N°3	147
FIGURE IV 2 13 : RESET ET ÉCHANTILLONNAGE DE LA TENSION DE RÉFÉRENCE DU MPPT (SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE).....	147
FIGURE IV 2 14 : COMPARAISON MESURE/EXPÉRIENCE DE L'ÉVOLUTION DES TENSIONS EN FONCTION DE L'ÉCLAIREMENT MPPT (GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE).....	148
FIGURE IV 2 15 : DÉTAIL DE LA PHASE D'ÉCHANTILLONNAGE DU MPPT (GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE).....	148
FIGURE IV 2 16 : DÉTAIL DE LA PHASE D'ÉCHANTILLONNAGE DU MPPT (GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE).....	149
FIGURE IV 2 17 : COMPARAISON MESURE/EXPÉRIENCE DE L'ÉVOLUTION DES TENSIONS EN FONCTION DE L'ÉCLAIREMENT (GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE).....	149
FIGURE IV 2 18 : ÉVOLUTION DE LA TENSION DE SORTIE EN FONCTION DU COURANT DE CHARGE	150

FIGURE IV 2 19 : ÉVOLUTION DU RENDEMENT DU CONVERTISSEUR EN MODE FORTE CHARGE EN FONCTION DU COURANT DE CHARGE	151
FIGURE IV 3 1 : INTÉGRATION D'UNE BATTERIE FINE DANS LE PCB PAR LA SOCIÉTÉ ASIATIQUE OKI (JUN 2010)	154
FIGURE IV 3 2 : SCHÉMA EN COUPE D'UN CIRCUIT IMPRIMÉ CLASSIQUE (8 COUCHES).....	154
FIGURE IV 3 3 : DIFFÉRENTES VUES D'UN ÉCHANTILLON DE TEST POUR LE PLAN D'EXPÉRIENCES DE L'INTÉGRATION DES BATTERIES FINE DANS LE PCB	155
FIGURE IV 3 4 : COUPE D'UN PCB AVEC BATTERIE ENTERRÉE	156
FIGURE IV 3 5 : REPRISES DE CONTACT SUR LA BATTERIE ENTERRÉE	156
FIGURE IV 3 6 : RÈGLES DE DESSIN ADOPTÉES POUR LE DÉMONSTRATEUR FINAL DU PROJET (CARTE N°3 VERSION 6 COUCHES)	157
FIGURE IV 3 7 : IMPLANTATION DES VIAS DANS LA CARTE.....	157
FIGURE IV 3 8 : POSITIONNEMENT ET REPRISE DE CONTACT SUR LA BATTERIE DANS LA CARTE	158

RÉFÉRENCES

Références de l'Introduction générale :

- [1] A. Dufour et S. Ghernaoui-Hélie, Internet, 10e éd. Presses Universitaires de France - PUF, 2006.
- [2] D. Fayon, Web 2.0 et au-delà. Economica, 2008.
- [3] ITU, ITU Internet Reports 2005: The Internet of Things, 7e éd. Geneva: International Telecommunication Union, 2005.
- [4] R. Briand et al., « white paper smart networked object & internet of things ». Instituts CARNOT, janvier 2011.
- [5] J. M. Kahn, R. H. Katz, et K. S. Pister, « Next century challenges: mobile networking for “Smart Dust” », in Proceedings of the 5th annual ACM/IEEE international conference on Mobile computing and networking, 1999, p. 271–278.

Références du Chapitre I :

- [1] « Wireless Sensor Monitor Using the eZ430-RF2500 ». .
- [2] « CC2531 USB Hardware User’s Guide ». .
- [3] « Datasheet - Freestar Pro Series Transceiver Modules ». .
- [4] « Freescale Semiconductor Technical Data - MC1322x ». .
- [5] Jennic, « JN5148-EK010 Evaluation Kit User Guide ». NXP, nov-2010.
- [6] R. Briand et al., « white paper smart networked object & internet of things ». Instituts CARNOT, janvier 2011.
- [7] J. M. Kahn, R. H. Katz, et K. S. . Pister, « Next century challenges: mobile networking for “Smart Dust” », in Proceedings of the 5th annual ACM/IEEE international conference on Mobile computing and networking, 1999, p. 271–278.
- [8] Atmel Corporation, « AVR2016: RZRAVEN Hardware User’s Guide ». .
- [9] D. Lymberopoulos, N. B. Priyantha, et F. Zhao, « mPlatform: a reconfigurable architecture and efficient data sharing mechanism for modular sensor nodes », in Proceedings of the 6th international conference on Information processing in sensor networks, 2007, p. 128-137.
- [10] Y. E. Krasteva, J. Portilla, J. M. Carnicer, E. de la Torre, et T. Riesgo, « Remote HW-SW Reconfigurable Wireless Sensor Nodes », in Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 2008, p. 2483-2488.
- [11] « PicoNode ». .
- [12] J. Beutel, O. Kasten, F. Mattern, K. Römer, F. Siegemund, et L. Thiele, « Prototyping wireless sensor network applications with BTnodes », Wireless Sensor Networks, p. 323-338, 2004.
- [13] J. L. Hill et D. E. Culler, « Mica: a wireless platform for deeply embedded networks », Micro, IEEE, vol. 22, no. 6, p. 12-24, 2002.
- [14] J. Polastre, R. Szewczyk, et D. Culler, « Telos: enabling ultra-low power wireless research », in Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks, 2005, p. 48-es.
- [15] H. Körber, H. Wattar, G. Scholl, et W. Heller, « Embedding a Microchip PIC18F452 based commercial platform into TinyOS », in Workshop on Real-World Wireless Sensor Networks (REALWSN’05). Stockholm, Sweden, 2005.
- [16] « ETRX1 Wireless Mesh Networking Module Product Manual ». .
- [17] Dynastream Innovations Inc., « ANT AT3 Transceiver Module Datasheet ». .
- [18] « ZigBitTM 2.4 GHz Wireless Modules ATZB-24-A2/B0 Datasheet ». .

- [19] A. Sivagami, K. Pavai, D. Sridharan, et S. A. V. . Murty, « Estimating The Energy Consumption Of Wireless Sensor Node: IRIS », *International J. of Recent Trends in Engineering and Technology*, vol. 3, no. 4, 2010.
- [20] « SquidBee Data Sheet ». 2007.
- [21] N. Madabhushi, « KMote-Design and Implementation of a Low Cost, Low Power Hardware Platform for Wireless Sensor Networks », 2007.
- [22] « Epic Core Datasheet - Rev. A ». .
- [23] « Dresden Elektronik - Radio Modules USB Sticksdevelopment boards & development kits ». .
- [24] « SuRF Developer's Kit Datasheet ». .
- [25] « Shimmer – Wireless Sensor Platfor ». .
- [26] B. Kuris et T. Dishongh, « SHIMMER Hardware Guide », Intel Digital Health Group.
- [27] « LOTUS - High-performance Wireless sensor network platform ». .
- [28] « Airbee-ZNS Lite Version ZMD1.1 - Getting Started Manual ». Softbaugh, Inc., juin-2006.
- [29] « Waspnote - Datasheet v1.2 ». Libelium, juin-2011.
- [30] « Coronis Wavocard Product Datasheet ». Coronis, mars-2010.
- [31] « SOWNet Technologies G-Node G301Wireless Sensor Node ». SOWNet Technologies, févr-2010.
- [32] R. Min et al., « An architecture for a power-aware distributed microsensor node », in *Signal Processing Systems, 2000. SiPS 2000. 2000 IEEE Workshop on*, 2000, p. 581-590.
- [33] J. Hightower, G. Borriello, et R. Want, « SpotON: An Indoor 3D Location Sensing Technology Based on RF Signal Strength », 2000.
- [34] E. Welsh, W. Fish, et J. P. Frantz, « GNOMES: A testbed for low power heterogeneous wireless sensor networks », in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, 2003, vol. 4, p. IV-836-IV-839 vol. 4.
- [35] J. Lifton, D. Seetharam, M. Broxton, et J. Paradiso, « Pushpin computing system overview: A platform for distributed, embedded, ubiquitous sensor networks », *Pervasive Computing*, p. 605-614, 2002.
- [36] S. Saruwatari, T. Kashima, M. Minami, H. Morikawa, et T. Aoyama, « Pavenet: A hardware and software framework for wireless sensor networks ».
- [37] M. Laibowitz et J. A. Paradiso, « The UbER-Badge, a versatile platform at the juncture between wearable and social computing », 2004.
- [38] D. Patnode et J. Dunne, « Wisenet Final Report », 2003.
- [39] C. Decker, A. Krohn, M. Beigl, et T. Zimmer, « The particle computer system », in *Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on*, 2005, p. 443-448.
- [40] SUN LABS RESEARCH, « Sun SPOT System:Turning Vision into Reality ». .
- [41] A. Rowe, R. Mangharam, et R. Rajkumar, « FireFly: A time synchronized real-time sensor networking platform », *Wireless Ad Hoc Networking: Personal-Area, Local-Area, and the Sensory-Area Networks*, CRC Press Book Chapter, 2006.
- [42] H. Dubois-Ferrière, L. Fabre, R. Meier, et P. Metrailler, « TinyNode: a comprehensive platform for wireless sensor network applications », in *Proceedings of the 5th international conference on Information processing in sensor networks*, 2006, p. 358-365.
- [43] T. Hammel et M. Rich, « A higher capability sensor node platform suitable for demanding applications », in *Proceedings of the 6th international conference on Information processing in sensor networks*, 2007, p. 138-147.
- [44] « SENSINODE NanoStack TM 2.0 ». 21-sept-2008.
- [45] « iSense Core Module CM10C, CM10S Preliminary Data Sheet ». .
- [46] P. Dutta, M. Grimmer, A. Arora, S. Bibyk, et D. Culler, « Design of a wireless sensor network platform for detecting rare, random, and ephemeral events », in *Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, 2005, p. 70–es.
- [47] J. L. Hill, « System Architecture for Wireless Sensor Networks », University of California, 2003.

- [48] C. Lynch et F. O'Reilly, « PIC-based TinyOS implementation », in *Wireless Sensor Networks*, 2005. Proceedings of the Second European Workshop on, p. 378-385.
- [49] B. Lo et G. Z. Yang, « Architecture for body sensor networks », in *Perspectives in Pervasive Computing*, 2005, p. 23-28.
- [50] « Integrate uPart with light, movement, temperature measurementuPart 014xilmt ». .
- [51] M. Ouwerkerk, F. Pasveer, et N. Engin, « SAND: a modular application development platform for miniature wireless sensors », 2006.
- [52] A. Seema et M. Reisslein, « Towards Efficient Wireless Video Sensor Networks: A Survey of Existing Node Architectures and Proposal for A Flexi-WVSNP Design », *Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, no. 99, p. 1-25.
- [53] « Development platform for self-organizing wireless sensor networks ».
- [54] H. Gellersen, G. Kortuem, A. Schmidt, et M. Beigl, « Physical prototyping with smart-its », *IEEE Pervasive Computing*, p. 74-82, 2004.
- [55] D. C. Gelvin et al., *Method for collecting data using compact internetworked wireless integrated network sensors (WINS)*. Google Patents, 2004.
- [56] A. Savvides et M. B. Srivastava, « A distributed computation platform for wireless embedded sensing », in *Computer Design: VLSI in Computers and Processors*, 2002. Proceedings. 2002 IEEE International Conference on, 2002, p. 220-225.
- [57] A. Chen, R. R. Muntz, S. Yuen, I. Locher, S. I. Sung, et M. B. Srivastava, « A support infrastructure for the smart kindergarten », *Pervasive Computing*, IEEE, vol. 1, no. 2, p. 49-57, 2002.
- [58] J. Zhou, « Design and Implementation of PicoRadio Data Link Layer », Citeseer, 2004.
- [59] C. Basaran et al., « Research Integration: Platform Survey Critical evaluation of platforms commonly used in embedded wisents research », Technical University of Berlin, Tech. Rep, 2006.
- [60] K. Martinez, R. Ong, et J. Hart, « Glacsweb: a sensor network for hostile environments », in *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, 2004. IEEE SECON 2004. 2004 First Annual IEEE Communications Society Conference on, 2004, p. 81-87.
- [61] R. Riley, B. Schott, J. Czarnaski, et S. Thakkar, « Power-aware acoustic processing », in *Information Processing in Sensor Networks*, 2003, p. 554-554.
- [62] L. Nachman, R. Kling, R. Adler, J. Huang, et V. Hummel, « The Intel® Mote platform: a Bluetooth-based sensor network for industrial monitoring », in *Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, 2005, p. 61-es.
- [63] H. Abrach et al., « Mantis: System support for multimodal networks of in-situ sensors », in *Proceedings of the 2nd ACM international conference on Wireless sensor networks and applications*, 2003, p. 50-59.
- [64] B. Horizonte, « BEAN: Uma Plataforma Computacional para Rede de Sensores Sem Fio ».
- [65] A. Barroso et al., « The DSYS25 sensor platform », in *Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, 2004, p. 314-314.
- [66] E. M. Tapia, N. Marmasse, S. S. Intille, et K. Larson, « MITes: Wireless portable sensors for studying behavior ».
- [67] V. Shnayder, B. Chen, K. Lorincz, T. R. . Fulford-Jones, et M. Welsh, « Sensor networks for medical care ».
- [68] A. Banerjee, A. Mitra, W. Najjar, D. Zeinalipour-Yazti, V. Kalogeraki, et D. Gunopulos, « Rise co-s: High performance sensor storage and co-processing architecture », *IEEE SECON*, Santa Clara, CA, USA, to appear in, 2005.
- [69] F. Linnarsson, P. Cheng, et B. Oelmann, « SENTIO: A Hardware Platform for Rapid Prototyping of Wireless Sensor Networks », in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*, 2006, p. 3002-3006.
- [70] K. Schwieger, F. Schäfer, K. Seidel, et G. Fettweis, « SPIDER-NET: a sensor platform for an intelligent ad-hoc wireless relaying network », in *Proceedings of the second international workshop on Mobility management & wireless access protocols*, 2004, p. 125-126.

- [71] P. Zhang, C. M. Sadler, S. A. Lyon, et M. Martonosi, « Hardware design experiences in ZebraNet », in Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems, 2004, p. 227-238.
- [72] « Technische Fachhochschule Berlin, Forschungsbericht », p. 106-107, 2006.
- [73] S. F. Li, V. Handziski, A. Köpke, M. Kubisch, et A. Wolisz, « A wireless sensor network testbed supporting controlled in-building experiments ».
- [74] P. Sikka, P. Corke, et L. Overs, « Wireless sensor devices for animal tracking and control », in Local Computer Networks, 2004. 29th Annual IEEE International Conference on, p. 446-454.
- [75] N. Edmonds, D. Stark, et J. Davis, « Mass: modular architecture for sensor systems », in Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on, 2005, p. 393-397.
- [76] S. Josbrant, « Reactive Implementation of BCSP on the MULLE with TinyTimber », 2006.
- [77] M. Laibowitz et J. A. Paradiso, « Parasitic mobility for pervasive sensor networks », Pervasive Computing, p. 255-278, 2005.
- [78] M. Ling et S. Wong, « ProSpeckz III – Design and Implementation ».
- [79] M. Minami, T. Morito, H. Morikawa, et T. Aoyama, « Solar Biscuit: a battery-less wireless sensor network system for environmental monitoring applications », in The 2nd International Workshop on Networked Sensing Systems, 2005.
- [80] S. F. Moteiv, « CA. Tmote Sky Data Sheet, 2007 ».
- [81] B. O'Flynn et al., « The Tyndall mote: enabling wireless research and practical sensor application development ».
- [82] « ECO node ».
- [83] F. Simjee et P. H. Chou, « Everlast: long-life, supercapacitor-operated wireless sensor node », in Proceedings of the 2006 international symposium on Low power electronics and design, 2006, p. 197–202.
- [84] M. Baunach, R. Kolla, et C. Mühlberger, « SNoW5: a modular platform for sophisticated real-time wireless sensor networking », Citeseer, 2007.
- [85] S. Yamashita et al., « A 15--15 mm, 1 A, reliable sensor-net module: enabling application-specific nodes », in Proceedings of the 5th international conference on Information processing in sensor networks, 2006, p. 383-390.
- [86] J. Lifton, M. Feldmeier, Y. Ono, C. Lewis, et J. A. Paradiso, « A Platform for Ubiquitous Sensor Deployment in Occupational and Domestic Environments », in Information Processing in Sensor Networks, 2007. IPSN 2007. 6th International Symposium on, p. 119-127.
- [87] M. Baar, E. Köppe, A. Liers, et J. Schiller, « Poster abstract: The scatterweb msb-430 platform for wireless sensor networks », in Contiki Workshop'07.
- [88] M. Morales et Z. Shivers, « Wireless Sensor Monitor Using the eZ430-RF2500 - Application Report SLAA378D ». Texas Instruments Incorporated, avr-2007.
- [89] J. P. Thomas, M. A. Qidwai, et J. C. Kellogg, « Energy scavenging for small-scale unmanned systems », Journal of Power sources, vol. 159, no. 2, p. 1494–1509, 2006.
- [90] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, et W. Warta, « Solar cell efficiency tables (version 37) », Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 19, no. 1, p. 84–92, 2011.
- [91] T. Y. Wang, Y. C. Lin, C. Y. Tai, C. C. Fei, M. Y. Tseng, et C. W. Lan, « Recovery of silicon from kerf loss slurry waste for photovoltaic applications », Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 17, no. 3, p. 155–163, 2009.
- [92] J. Zhao, A. Wang, M. A. Green, et F. Ferrazza, « 19.8% efficient “honeycomb” textured multicrystalline and 24.4% monocrystalline silicon solar cells », Applied Physics Letters, vol. 73, p. 1991, 1998.
- [93] J. Zhao, A. Wang, P. P. Altermatt, S. R. Wenham, et M. A. Green, « 24% efficient PERL silicon solar cell: recent improvements in high efficiency silicon cell research », Solar energy materials and solar cells, vol. 41, p. 87–99, 1996.
- [94] A. SLAOUI, « Concepts avancés pour cellules photovoltaïques à base de silicium aminci ». Club CRIN, 2003.

- [95] G. Waltisperger, « Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystèmes autonomes », 2011.
- [96] S. P. Beeby, M. J. Tudor, et N. M. White, « Energy harvesting vibration sources for microsystems applications », *Measurement science and technology*, vol. 17, p. R175, 2006.
- [97] C. B. Williams et R. B. Yates, « Analysis of a micro-electric generator for microsystems », *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 52, no. 1-3, p. 8–11, 1996.
- [98] T. Sterken, P. Fiorini, K. Baert, R. Puers, et G. Borghs, « An electret-based electrostatic micro-generator », in *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on*, 2003, 2003, vol. 2, p. 1291–1294.
- [99] P. Miao, P. D. Mitcheson, A. S. Holmes, E. M. Yeatman, T. C. Green, et B. H. Stark, « MEMS inertial power generators for biomedical applications », *Microsystem technologies*, vol. 12, no. 10, p. 1079–1083, 2006.
- [100] G. Despesse, J. J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, et A. Hoogerwerf, « Innovative Structure for Mechanical Energy Scavenging », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007, p. 895–898.
- [101] « VEH-460 Electromechanical Vibration Energy Harvester Datasheet ». Ferro Solutions, Inc., 2009.
- [102] « Perpetuum PMG FSH Datasheet ». Perpetuum, 2009.
- [103] D. Marioli, E. Sardini, et M. Serpelloni, « Electromagnetic Generators Employing Planar Inductors for Autonomous Sensor Applications », *Procedia Chemistry*, vol. 1, no. 1, p. 469–472, 2009.
- [104] T. Galchev, H. Kim, et K. Najafi, « A parametric frequency increased power generator for scavenging low frequency ambient vibrations », *Procedia Chemistry*, vol. 1, no. 1, p. 1439–1442, 2009.
- [105] I. Sari, T. Balkan, et H. Kulah, « An Electromagnetic Micro Power Generator for Low-Frequency Environmental Vibrations Based on the Frequency Upconversion Technique », *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 19, no. 1, p. 14–27, 2010.
- [106] « Midé Volture Datasheet ». Midé, 2010.
- [107] « Piezo Systems, Catalog #8, page 43 ». Piezo Systems Inc., 2011.
- [108] M. Marzencki, Y. Ammar, et S. Basrour, « Integrated power harvesting system including a MEMS generator and a power management circuit », *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145, p. 363–370, 2008.
- [109] R. Elfrink et al., « Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, p. 094005, 2009.
- [110] H. Durou, G. A. Ardila-Rodriguez, A. Ramond, X. Dollat, C. Rossi, et D. Esteve, « Micromachined bulk pzt piezoelectric vibration harvester to improve effectiveness over low amplitude and low frequency vibrations », *Proceedings of PowerMEMS 2010, Leuven, Belgium*, p. pp 27-30, 30-déc-2010.
- [111] V. Leonov et R. J. . Vullers, « Wearable electronics self-powered by using human body heat: The state of the art and the perspective », *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 1, p. 062701, 2009.
- [112] M. Belleville et al., « Energy Autonomous Systems: Future Trends in Devices, Technology, and Systems ». CATRENE - Working group on energy autonomous systems, 2009.
- [113] R. J. . Vullers, H. J. Visser, B. O. het Veld, et V. Pop, « RF Harvesting Using Antenna Structures On Foil », *Proc. of PowerMEMS*, p. 209–212, 2008.
- [114] Powercast, « RF Energy Harvesting and Wireless Power for Low Power Applications for Low-Power Applications ». Powercast Corporation, 2010.
- [115] J. C. LASSÈGUES, « Supercondensateurs », *Traité Convertisseurs et machines électriques*, mai-2010.
- [116] A. Marquet, C. Levillain, A. Davriu, S. Laurent, et P. Jaud, « Stockage de l'électricité dans les systèmes électriques », D4030, 1998.

- [117] J. W. Tester, « Energy Transfer and Conversion Methods ». MIT Sustainable Energy Lecture Notes, 2005.
- [118] D. L. Cheng et M. G. Wismer, « Active control of power sharing in a battery/ultracapacitor hybrid source », in *Industrial Electronics and Applications*, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on, 2007, p. 2913–2918.
- [119] R. A. Dougal, S. Liu, et R. E. White, « Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids », *Components and Packaging Technologies*, IEEE Transactions on, vol. 25, no. 1, p. 120–131, 2002.
- [120] L. Gao, R. A. Dougal, et S. Liu, « Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid », *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 20, no. 1, p. 236–243, 2005.
- [121] A. Levasseur, B. Pecquenard, P. Vinatier, R. Salot, F. le Cras, et M. Martin, « Microbatteries - Microsources d'énergie en couches minces », *Techniques de l'ingénieur*, p. D 3 342v2, 2009.
- [122] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, et M. Srivastava, « Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems », in *Information Processing in Sensor Networks*, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on, 2005, p. 457–462.
- [123] X. Jiang, J. Polastre, et D. Culler, « Perpetual environmentally powered sensor networks », in *Information Processing in Sensor Networks*, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on, 2005, p. 463–468.
- [124] F. M. Discenzo, D. Chung, et K. A. Loparo, « Pump condition monitoring using self-powered wireless sensors », *Sound and Vibration*, vol. 40, no. 5, p. 12–15, 2006.
- [125] C. Park et P. H. Chou, « Ambimax: Autonomous energy harvesting platform for multi-supply wireless sensor nodes », in *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, 2006. SECON'06. 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on, 2006, vol. 1, p. 168–177.
- [126] P. Dutta et al., « Trio: enabling sustainable and scalable outdoor wireless sensor network deployments », in *Proceedings of the 5th international conference on Information processing in sensor networks*, 2006, p. 407–415.
- [127] V. Kyriatzis, N. S. Samaras, P. Stavroulakis, H. Takruri-Rizk, et S. Tzortzios, « Enviromote: A New Solar-Harvesting Platform Prototype for Wireless Sensor Networks/Work-in-Progress Report », in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on, 2007, p. 1–5.
- [128] A. Hande, T. Polk, W. Walker, et D. Bhatia, « Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes », *Microprocessors and Microsystems*, vol. 31, no. 6, p. 420–432, 2007.
- [129] P. Corke, P. Valencia, P. Sikka, T. Wark, et L. Overs, « Long-duration solar-powered wireless sensor networks », in *Proceedings of the 4th workshop on Embedded networked sensors*, 2007, p. 33–37.
- [130] D. Brunelli, C. Moser, L. Thiele, et L. Benini, « Design of a solar-harvesting circuit for batteryless embedded systems », *Circuits and Systems I: Regular Papers*, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 11, p. 2519–2528, 2009.
- [131] C. Renner et V. Turau, « CapLibrate: Self-Calibration of an Energy Harvesting Power Supply with Supercapacitors », *ARCS 2010*, 2010.
- [132] S. Bader et B. Oelmann, « Enabling battery-less wireless sensor operation using solar energy harvesting at locations with limited solar radiation », in *2010 Fourth International Conference on Sensor Technologies and Applications*, 2010, p. 602–608.
- [133] H. Durou, « Vers l'autonomie énergétique des réseaux de capteurs embarqués: conception et intégration d'un générateur piézoélectrique et d'un micro dispositif de stockage capacitif en technologie silicium », 2010.
- [134] J. Yi, F. Su, Y. H. Lam, W. H. Ki, et C. Y. Tsui, « An energy-adaptive MPPT power management unit for micro-power vibration energy harvesting », in *Circuits and Systems*, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on, 2008, p. 2570–2573.

- [135] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, et G. A. Lesieutre, « Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 2, p. 696–703, 2003.
- [136] M. Pollak, L. Mateu, et P. Spies, « DC-DC-Converter With Input Polarity Detector For Thermogenerators », *Proceedings of PowerMEMS 2009*, Washington DC, USA, 01-déc-2009.
- [137] H. Matsuo et F. Kurokawa, « New solar cell power supply system using a boost type bidirectional dc-dc converter », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, no. 1, p. 51–55, 1984.
- [138] Y. H. Lam, W. H. Ki, C. F. Tsui, et P. K. . Mok, « Single-inductor dual-input dual-output switching converter for integrated battery charging and power regulation », in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, 2003, vol. 3, p. III–447.
- [139] S. Kim et G. A. Rincón-Mora, « Single-inductor dual-input dual-output buck-boost fuel-cell-li-ion charging DC-DC converter supply », in *Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers, 2009. ISSCC 2009. IEEE International*, 2009, p. 444–445.
- [140] H. Shao, C. Y. Tsui, et W. H. Ki, « A single inductor dual input dual output DC-DC converter with hybrid supplies for solar energy harvesting applications », in *Proceedings of the 14th ACM/IEEE international symposium on Low power electronics and design*, 2009, p. 69–74.
- [141] G. Waltisperger, C. Condemine, et S. Basrour, « Micro Power Harvesting for Autonomous Microsystems », *Design & System Integration Division IC Design Department*, 2009.
- [142] H. Lhermet, C. Condemine, M. Plissonnier, R. Salot, P. Audebert, et M. Rosset, « Efficient power management circuit: from thermal energy harvesting to above-IC microbattery energy storage », *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 43, no. 1, p. 246–255, 2008.
- [143] J. Colomer-Farrarons, P. Miribel-Catala, A. Saiz-Vela, et J. Samitier, « A Multiharvested Self-Powered System in a Low-Voltage Low-Power Technology », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, p. 4250–4263, sept. 2011.
- [144] S. Saggini et P. Mattavelli, « Power management in multi-source multi-load energy harvesting systems », in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, 2009, p. 1–10.

Références du Chapitre II :

- [1] G. F. Lang et D. Snyder, « Understanding the physics of electrodynamic shaker performance », *Sound and Vibration*, vol. 35, n° 10, p. 24–33, 2001.
- [2] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt, et G. A. Lesieutre, « Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 5, p. 669–676, 2002.
- [3] A. Erturk et D. J. Inman, « On mechanical modeling of cantilevered piezoelectric vibration energy harvesters », *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 19, n° 11, p. 1311, 2008.
- [4] A. Erturk et D. J. Inman, « Comment on modeling and analysis of a bimorph piezoelectric cantilever beam for voltage generation' », *Smart Materials and Structures*, vol. 17, p. 058001, 2008.
- [5] A. Erturk et D. J. Inman, « Issues in mathematical modeling of piezoelectric energy harvesters », *Smart Materials and Structures*, vol. 17, p. 065016, 2008.
- [6] « IEEE Standard on Piezoelectricity Std. 176–1987 ». An American National Standard,, 1987.
- [7] H. Durou, « Vers l'autonomie énergétique des réseaux de capteurs embarqués: conception et intégration d'un générateur piézoélectrique et d'un micro dispositif de stockage capacitif en technologie silicium », 2010.
- [8] A. Erturk et D. J. Inman, « A distributed parameter electromechanical model for cantilevered piezoelectric energy harvesters », *Journal of vibration and acoustics*, vol. 130, p. 041002, 2008.

- [9] H. Boussetta, « Modélisations multi-physiques et simulations globales de systèmes autonomes sur puce », 2010.
- [10] M. Marzencki, « Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes ».
- [11] O. Nichiporuk, « Simulation, fabrication et analyse de cellules photovoltaïques à contacts arrières interdigités », 2005.
- [12] B. Bassirou, « L'étude en modélisation des cellules photovoltaïques au silicium polycristallin Régime stationnaire - Régime transitoire », UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR, 2006.
- [13] L. Castaner, S. Silvestre, et L. Castaaner, *Modelling photovoltaic systems using PSpice*. Wiley Online Library, 2002.
- [14] L. Gao, R. A. Dougal, et S. Liu, « Active power sharing in hybrid battery/capacitor power sources », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, vol. 1, p. 497–503.
- [15] L. Gao, R. A. Dougal, et S. Liu, « Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, n^o. 1, p. 236–243, 2005.
- [16] R. A. Dougal, S. Liu, et R. E. White, « Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids », *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, n^o. 1, p. 120–131, 2002.
- [17] Y. S. Hwang, S. C. Wang, F. C. Yang, et J. J. Chen, « New compact CMOS Li-ion battery charger using charge-pump technique for portable applications », *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 54, n^o. 4, p. 705–712, 2007.
- [18] S. Abu-Sharkh et D. Doerffel, « Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries », *Journal of Power Sources*, vol. 130, n^o. 1-2, p. 266–274, 2004.
- [19] R. Rao, S. Vrudhula, et D. N. Rakhmatov, « Battery modeling for energy aware system design », *Computer*, vol. 36, n^o. 12, p. 77–87, 2003.
- [20] M. R. Jongerden et B. R. Haverkort, « Battery modeling », 2008.
- [21] S. Gold, « A PSPICE macromodel for lithium-ion batteries », in *Battery Conference on Applications and Advances, 1997., Twelfth Annual*, 1997, p. 215–222.
- [22] M. C. Glass, « Battery electrochemical nonlinear/dynamic SPICE model », in *Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety*, 1996, vol. 1, p. 292–297.
- [23] M. Chen et G. A. Rincon-Mora, « Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and IV performance », *Energy conversion, IEEE transactions on*, vol. 21, n^o. 2, p. 504–511, 2006.
- [24] B. Yann Liaw, G. Nagasubramanian, R. G. Jungst, et D. H. Doughty, « Modeling of lithium ion cells—A simple equivalent-circuit model approach », *Solid state ionics*, vol. 175, n^o. 1-4, p. 835–839, 2004.
- [25] S. Barsali et M. Ceraolo, « Dynamical models of lead-acid batteries: Implementation issues », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, n^o. 1, p. 16–23, 2002.
- [26] M. Coleman, W. G. Hurley, et C. K. Lee, « An improved battery characterization method using a two-pulse load test », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, n^o. 2, p. 708–713, 2008.
- [27] S. J. Lee, J. H. Kim, J. M. Lee, et B. H. Cho, « The maximum pulse current estimation for the lithium-ion battery », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, p. 1273–1277.
- [28] B. Schweighofer, K. M. Raab, et G. Brasseur, « Modeling of high power automotive batteries by the use of an automated test system », *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 52, n^o. 4, p. 1087–1091, 2003.
- [29] A. Ramond, G. A. Ardila Rodriguez, H. Durou, B. Jammes, et C. Rossi, « A side buck converter with ultra low power mppt scheme for optimized vibration energy harvesting and management », *Proceedings PowerMEMS 2009*, Washington (USA), 1-4 Décembre 2009, 4p.

- [30] A.Ramond, B.Jammes, et C.Rossi, « Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes », *Journée de l'Ecole Doctorale GEET 2011*, Toulouse, 17 mars 2011, 3p.
- [31] A.Ramond, M.Sanchez, K.Li, H.Durou, B.Jammes, et C.Rossi, « A single inductor DIDO converter with ultra low power MPPT and thin film LIPON battery for piezoelectric energy harvesting and management », *Proceedings PowerMEMS 2010*, Louvain (Belgique), 30 Novembre - 3 Décembre 2010, 4p.

Références du Chapitre III :

- [1] « Mentor Graphics SystemVision ». Mentor Graphics.
- [2] N. Bailly, J. M. Dilhac, C. Escriba, C. Vanhecke, N. Mauran, et M. Bafleur, « Energy Scavenging based on Transient Thermal Gradients: Application to Structural Health Monitoring of Aircrafts », 2008.
- [3] C. Peters, D. Spreemann, M. Ortmanns, et Y. Manoli, « A CMOS integrated voltage and power efficient AC/DC converter for energy harvesting applications », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, p. 104005, 2008.
- [4] C. Vanhecke, L. Assouère, M. Bafleur, J. M. Dilhac, et C. Rossi, « Convertisseur à faible consommation pour la récupération d'énergie ambiante combinant deux sources pour application aéronautique », 2009.
- [5] W. J. Wu, A. M. Wickenheiser, T. Reissman, et E. Garcia, « Modeling and experimental verification of synchronized discharging techniques for boosting power harvesting from piezoelectric transducers », *Smart Materials and Structures*, vol. 18, p. 055012, 2009.
- [6] J. J. Schoeman et J. D. Van Wyk, « A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays », in *PESC'82; 13th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1982, vol. 1, p. 361–367.
- [7] T. Noguchi, S. Togashi, et R. Nakamoto, « Short-current pulse based adaptive maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation system », in *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, 2000, vol. 1, p. 157–162.
- [8] N. Takehara et S. Kurokami, *Power control apparatus and method and power generating system using them*. Google Patents, 1997.
- [9] H. E. S. A. Ibrahim, F. F. Houssiny, H. M. Z. El-Din, et M. A. El-Shibini, « Microcomputer controlled buck regulator for maximum power point tracker for DC pumping system operates from photovoltaic system », in *Fuzzy Systems Conference Proceedings, 1999. FUZZ-IEEE'99. 1999 IEEE International*, 1999, vol. 1, p. 406–411.
- [10] A. Pandey, N. Dasgupta, et A. K. Mukerjee, « A simple single-sensor MPPT solution », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n^o. 2, p. 698–700, 2007.
- [11] G. Waltisperger, « Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystèmes autonomes », 2011.
- [12] D. J. Hartman, *Power conditioning system*. Google Patents, 1968.
- [13] C. Hua, J. Lin, et C. Shen, « Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, n^o. 1, p. 99–107, 1998.
- [14] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, et M. Osakada, « Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions », in *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, 1995, vol. 142, p. 59–64.
- [15] A. Brambilla, M. Gambarara, A. Garutti, et F. Ronchi, « New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking », in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, vol. 2, p. 632–637.

- [16] K. K. Tse, H. S. H. Chung, S. Y. R. Hui, et M. T. Ho, « A novel maximum power point tracking technique for PV panels », in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001, vol. 4, p. 1970–1975.
- [17] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, et A. Lazaro, « Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems », *Solar energy materials and solar cells*, vol. 90, n° 11, p. 1555–1578, 2006.
- [18] S. Kazmi, H. Goto, O. Ichinokura, et H. J. Guo, « An improved and very efficient MPPT controller for PV systems subjected to rapidly varying atmospheric conditions and partial shading », in *Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities*, p. 1–6.
- [19] P. Lei, Y. Li, et J. Seem, « Sequential ESC Based Global MPPT Control for Photovoltaic Array with Variable Shading », *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, n° 99, p. 1–1.
- [20] T. L. Nguyen et K. S. Low, « A global maximum power point tracking scheme employing DIRECT search algorithm for photovoltaic systems », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 10, p. 3456–3467, 2010.
- [21] S. R. Chowdhury, D. Mukherjee, et H. Saha, « FPGA Based Maximum Power Point Tracker of Partially Shaded Solar Photovoltaic Arrays using Modified Adaptive Perceptive Particle Swarm Optimization », *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, vol. 2, n° 4, p. 661–675, 2009.
- [22] M. Miyatake, T. Inada, I. Hiratsuka, H. Zhao, H. Otsuka, et M. Nakano, « Control characteristics of a fibonacci-search-based maximum power point tracker when a photovoltaic array is partially shaded », in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, vol. 2, p. 816–821.
- [23] B. M. Wilamowski et J. Binfet, « Microprocessor Implementation of Fuzzy Systems and Neural Networks », in *International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN'01)*, p. 234–239.
- [24] M. Veerachary, T. Senjyu, et K. Uezato, « Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, n° 4, p. 749–758, 2003.
- [25] A. Cid Pastor, « Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques », 2006.
- [26] D. Brunelli, L. Benini, C. Moser, et L. Thiele, « An Efficient Solar Energy Harvester for Wireless Sensor Nodes », in *Design, Automation and Test in Europe, 2008. DATE'08*, p. 104–109.
- [27] H. P. Le, C. S. Chae, K. C. Lee, S. W. Wang, et G. H. Cho, « A single-inductor switching dc–dc converter with five outputs and ordered power-distributive control », *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, n° 12, p. 2706–2714, 2007.
- [28] Y. H. Lam, W. H. Ki, C. F. Tsui, et P. K. T. Mok, « Single-inductor dual-input dual-output switching converter for integrated battery charging and power regulation », in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, 2003, vol. 3, p. III–447.
- [29] S. Musunuri et P. L. Chapman, « Optimization of CMOS transistors for low power DC-DC converters », in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*, 2005, p. 2151–2157.
- [30] J. Guizol, « Logique séquentielle asynchrone », vol. Licence d'Informatique, marseille: Université Marseille-Luminy, 2004.

Références de la Conclusion générale :

- [1] Yu-Yin Chen, D. Vasic, F. Costa, Wen-Jong Wu, et C. K. Lee, « Self-powered piezoelectric energy harvesting device using velocity control synchronized switching technique », in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, p. 1785-1790.
- [2] M. Pollak, L. Mateu, et P. Spies, « DC-DC-Converter With Input Polarity Detector For Thermogenerators », *Proceedings of PowerMEMS 2009*, Washington DC, USA, 01-déc-2009.

LISTE DES PUBLICATIONS

[RAMOND ADRIEN \(ARAMOND@LAAS.FR\)](mailto:ARAMOND@LAAS.FR)

JOURNAUX

H.DUROU, C.ROSSI, G.A.ARDILA RODRIGUEZ, A.RAMOND, X.DOLLAT
"Micromachined bulk PZT piezoelectric vibration harvester to improve effectiveness over low amplitude and low frequency vibrations", **Journal of Micromechanics and Microengineering (JMM)** Special Issue 18p. (submission in progress)

CONFÉRENCES INTERNATIONALES

A.RAMOND, M.SANCHEZ, K.LI, H.DUROU, B.JAMMES, C.ROSSI
"A single inductor DICO converter with ultra low power MPPT and thin film LIPON battery for piezoelectric energy harvesting and management", **Proceedings PowerMEMS 2010**, Louvain (Belgique), 30 Novembre - 3 Décembre 2010, 4p.

H.DUROU, G.A.ARDILA RODRIGUEZ, A.RAMOND, X.DOLLAT, C.ROSSI, D.ESTEVE
"Micromachined bulk PZT piezoelectric vibration harvester to improve effectiveness over low amplitude and low frequency vibrations", **Proceedings PowerMEMS 2010**, Louvain (Belgique), 30 Novembre - 3 décembre 2010, 4p.

A.RAMOND, G.A.ARDILA RODRIGUEZ, H.DUROU, B.JAMMES, C.ROSSI
"A buck converter with ultra low power mppt scheme for optimized vibration energy harvesting and management", **Proceedings PowerMEMS 2009**, Washington (USA), 1-4 Décembre 2009, 4p.

G.A.ARDILA RODRIGUEZ, H.DUROU, A.RAMOND, P.DUBREUIL, D.BELHARET, C.ROSSI, D.ESTEVE
"A PZT energy harvester mems for low amplitude accelerations: fabrication and characterization", **Proceedings PowerMEMS 2009**, Washington (USA), 1-4 Décembre 2009, 4p.

H.DUROU, C.ROSSI, M.BRUNET, C.VANHECKE, N.BAILLY, G.A.ARDILA RODRIGUEZ, L.OURAK, A.RAMOND, P.SIMON, P.L.TABERNA
"Power harvesting and management from vibrations: a multi-source strategy simulation for aircraft structure health monitoring", **Proceedings SPIE Smart Materials, Nano and Micro Smart Systems 2008**, Melbourne (Australie), 9-12 Décembre 2008, 9p.

CONFÉRENCES NATIONALES

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"Les convertisseurs DC-DC Single Inductor comme une solution à la gestion de micro-puissance pour les systèmes autonomes", **Wireless Sensor Networks : Power Management, Battery, Energy Harvesting (GDR SoCSiP 2011)**, Paris, 17 mai 2011 (to come).

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes", **Journée de l'Ecole Doctorale GEET 2011**, Toulouse, 17 mars 2011, 3p.

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"A single inductor DIDO converter with ultra low power MPPT and thin-film LIPON battery for piezoelectric energy harvesting and management", **1^{ières} Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'Énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes (JNRSE 2010)**, Paris, 14-15 Octobre 2010.

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"A SIDO buck converter with ultra low power MPPT scheme for optimized vibrational energy harvesting and management", **GDR MNS 2009**, Besancon, 18-20 novembre 2009.

A.RAMOND, M.KRUPA, B.JAMMES, C.ROSSI

"An optimal power management system for piezoelectric harvester", **SENSACT 2009**, Noisy le Grand, 8 Octobre 2009, 8p.

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"A new DCDC SIDO converter-based power management system for vibrational energy harvesting", **PMES Workshop 2009**, Toulouse, 1 Octobre 2009.

A.RAMOND, B.JAMMES, C.ROSSI

"Modélisation VHDL-AMS comme guide pour la conception d'un système de gestion optimale de l'énergie pour transducteur piézoélectrique", **12^{èmes} Journées Nationales du Réseau Doctoral de Micro-Nanoélectronique (JNRDM)**, Lyon, 18-20 mai 2009, 4p.