



**HAL**  
open science

# Systèmes multisources de récupération d'énergie dans l'environnement humain : modélisation et optimisation du dimensionnement

Marianne Lossec

► **To cite this version:**

Marianne Lossec. Systèmes multisources de récupération d'énergie dans l'environnement humain : modélisation et optimisation du dimensionnement. Autre. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011. Français. NNT : 2011DENS0027 . tel-00618233

**HAL Id: tel-00618233**

**<https://theses.hal.science/tel-00618233>**

Submitted on 1 Sep 2011

**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.



ENSC - n° ordre



THÈSE DE DOCTORAT  
DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN

présentée par

**Marianne Lossec**

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN

Spécialité : Électronique - Électrotechnique - Automatique

**Systèmes multisources de récupération d'énergie dans  
l'environnement humain: modélisation et optimisation du  
dimensionnement**

Soutenue le 07 Juillet 2011

Jury

Olivier SENTIEYS	IRISA Lannion	Président du Jury
Jérôme DELAMARE	G2Elab Grenoble	Rapporteur
Betty LEMAIRE-SEMAIL	L2EP Lille	Rapporteur
Stéphane ASTIER	LAPLACE Toulouse	Examineur
Christophe GOUPIL	CRISMAT Caen	Examineur
Bernard MULTON	SATIE Bretagne	Directeur de thèse
Hamid BEN AHMED	SATIE Bretagne	Co-directeur de thèse

préparée au laboratoire **SATIE** (ENS Cachan site de Bretagne, CNRS, UMR 8029)  
dans le cadre de l'école Doctorale **Sciences Pratiques**  
61, avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex (France)



## REMERCIEMENTS

Une thèse de doctorat est une première expérience professionnelle qui dure environ trois ans et avant tout, une expérience personnelle où différents états d'âme accompagnent la vie du doctorant : joie, stress, fierté, fatigue, incertitude, agacement, enthousiasme, excitation, . . . Il s'agit aussi de l'aboutissement d'un premier travail de recherche, et ce travail de thèse n'aurait jamais existé sans l'aide précieuse de mes deux encadrants, tous deux investigateurs de ces travaux. C'est pourquoi je commence par remercier chaleureusement Messieurs Bernard Multon et Hamid ben Ahmed, deux personnes exceptionnelles tant au niveau humain qu'au niveau scientifique. Je suis extrêmement reconnaissante de la confiance qu'ils ont bien voulu m'accorder, du temps sans limite consacré à échanger, me permettant ainsi d'approfondir mon travail et d'en apprendre tous les jours un peu plus. Enfin, je ne peux que souligner la qualité de leur encadrement, leur disponibilité permanente ainsi que leur éternelle bonne humeur qui contribue à l'excellente ambiance de travail qui règne à Ker Lann.

Je tiens ensuite à remercier vivement Madame Betty Lemaire-Semail et Monsieur Jérôme Delamare pour avoir accepté de rapporter cette thèse, ainsi que Messieurs Stephan Astier, Christophe Goupil et Olivier Sentieys pour leur participation au jury d'évaluation de ces travaux.

J'adresse mes sincères remerciements aux différentes personnes, qui par des collaborations efficaces, m'ont permis d'avancer dans ce travail passionnant : Yves Guérin pour toutes les informations qu'il nous a aimablement fournies sur le système Autoquartz, Christophe Goupil pour son expertise dans le domaine de la thermoélectricité, Vincent Le Cam pour nous avoir fourni toutes les informations nécessaires à l'étude de la carte PEGASE, Olivier Sentieys et Arnaud Carer pour leur contribution au travers d'un « Projet Exploratoire Pluridisciplinaire » (PEPS), financé par le CNRS, ainsi que les autres participants à ce PEPS. De plus, ce travail n'aurait pas été aussi riche sans la contribution de nombreux stagiaires, merci donc à Sébastien Moya, Florent Le Bourhis et Carole Frédy.

J'ai eu la chance de bénéficier à l'antenne de Bretagne des compétences en informatique industrielle de Dominique Miller, je le remercie donc pour son aide dans ce domaine qui, admettons le, n'est pas vraiment mon fort. Un grand merci également à Sébastien Hamonic, qui a toujours fait preuve d'une grande sympathie et d'une grande disponibilité à mon égard.

Mes remerciements vont aussi à tous les doctorants que j'ai pu côtoyer durant ces années. Je pense en particulier à Yaël Thiaux et à Julien Navarro contre lesquels j'ai pu me défouler tous les midis en jouant au ping pong. Merci également à Bertrand Selva, mon cobaye du fait de ses gros bras musclés sur lesquels j'ai pu expérimenter mes modules thermoélectriques. Et puis, j'adresse un remerciement particulier à Judicaël Aubry, pour sa disponibilité, son investissement, ses réponses à mes nombreuses questions et son aide précieuse tant au niveau scientifique que pratique en matière d'utilisation de logiciels. J'ai réellement apprécié travailler face à lui, dans une ambiance détendue et studieuse ; j'en garderai un très bon souvenir. Je tiens également à exprimer ma plus vive sympathie à Rémi Ponche et à Pierre Muller.



Je souhaite de plus remercier tous les membres du laboratoire SATIE, en particulier ceux de l'équipe SETE, pour leur amabilité et leur compétence. Il en est de même pour tout l'ensemble du personnel de l'antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan.

Je remercie ma famille pour son soutien et en particulier mes parents qui ont eu tous les deux la gentillesse et le courage de relire cette thèse. Ma mère la qualifiera même d'imbuvable, j'espère que tout le monde n'aura pas le même avis. J'en profite également pour remercier mes amis, pour m'avoir permis de m'aérer l'esprit notamment avec nos apéritifs dinatoires hebdomadaires.

Enfin, une pensée particulière pour Fred, l'homme de ma vie. Merci pour ta présence, ton écoute et surtout ta tendresse.

# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>5</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>9</b>
<b>1 État de l'art des ressources et des systèmes de récupération d'énergie ambiante, notamment dans l'environnement humain</b>	<b>13</b>
1.1 Les ressources énergétiques ambiantes . . . . .	13
1.1.1 Les ressources mécaniques . . . . .	14
1.1.1.1 Les ressources du corps humain . . . . .	14
1.1.1.2 Les vibrations ambiantes . . . . .	14
1.1.2 Les ressources thermiques . . . . .	15
1.1.2.1 La chaleur du corps humain . . . . .	15
1.1.2.2 Les sources de chaleur ambiante . . . . .	15
1.1.3 Les ressources électromagnétiques . . . . .	15
1.1.3.1 La lumière . . . . .	15
1.1.3.2 Les rayonnements hyperfréquences . . . . .	16
1.2 Les différents principes de conversion des ressources ambiantes en électricité et leurs applications . . . . .	17
1.2.1 La génération électromécanique . . . . .	18
1.2.1.1 Principes généraux de la conversion électromécanique . . . . .	18
1.2.1.2 Systèmes de conversion électromécanique . . . . .	19
1.2.1.2.1 Systèmes directs . . . . .	19
1.2.1.2.2 Systèmes indirects . . . . .	20
1.2.2 La génération thermoélectrique . . . . .	21
1.2.2.1 Principe et technologie d'un générateur thermoélectrique . . . . .	21
1.2.2.2 Applications de la génération thermoélectrique . . . . .	24
1.2.3 La génération photovoltaïque . . . . .	25
1.2.3.1 Principe et technologie d'un générateur photovoltaïque . . . . .	25
1.2.3.2 Applications de la génération photovoltaïque . . . . .	27
1.2.4 Énergie à partir des ondes radiofréquences . . . . .	27
1.2.4.1 Principe de la récupération des hyperfréquences . . . . .	27
1.2.4.2 Applications de la récupération des hyperfréquences . . . . .	28
1.2.5 Synthèse du potentiel de récupération d'énergie . . . . .	29
1.3 Problématique de la thèse et positionnement scientifique . . . . .	30
1.3.1 Hybridation des ressources . . . . .	31
1.3.1.1 Etat de l'art de l'hybridation des ressources . . . . .	31
1.3.1.2 Positionnement de la thèse . . . . .	32
1.3.2 Gestion de la consommation . . . . .	34
1.3.2.1 État de l'art de la gestion de la consommation . . . . .	34
1.3.2.2 Positionnement de la thèse . . . . .	35

<b>2</b>	<b>Le générateur micro-cinétique Autoquartz : modélisation pour le dimensionnement</b>	<b>37</b>
2.1	Fonctionnement du système Autoquartz . . . . .	37
2.1.1	Fonctionnement global . . . . .	37
2.1.2	Architecture de conversion . . . . .	38
2.1.2.1	Étage mécanique . . . . .	39
2.1.2.2	Étage électromécanique . . . . .	40
2.2	Modélisation électromécanique du système Autoquartz . . . . .	41
2.2.1	Modélisation du mouvement de la masse oscillante . . . . .	42
2.2.2	Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie . . . . .	42
2.2.2.1	Modèle de la décharge du ressort . . . . .	43
2.2.2.2	Simulation d'un lâcher de la masselotte à vide sous Matlab Simulink . . . . .	44
2.2.2.3	Fonctionnement du système à vide . . . . .	45
2.2.2.4	Fonctionnement du système connecté à une source de tension . . . . .	46
2.2.2.5	Analyse de sensibilité aux différents paramètres . . . . .	49
2.3	Maximisation de la récupération d'énergie . . . . .	49
2.3.1	Adaptation du bobinage de la génératrice . . . . .	50
2.3.2	Utilisation d'un convertisseur DC-DC commandé . . . . .	51
2.3.3	Comparaison des deux solutions d'optimisation du transfert d'énergie . . . . .	52
2.4	Modèle de dimensionnement du générateur micro-cinétique Autoquartz . . . . .	54
2.4.1	Objectifs . . . . .	54
2.4.2	Analyse paramétrique sur un cycle d'excitation spécifique . . . . .	55
2.4.2.1	Épaisseur de la masselotte . . . . .	55
2.4.2.2	Rapport de multiplication entre la masselotte et le ressort . . . . .	56
2.4.2.3	Raideur du ressort . . . . .	56
2.4.2.4	Rapport de multiplication entre le ressort et la génératrice . . . . .	58
2.4.2.5	Homothétie sur la génératrice . . . . .	58
2.4.3	Optimisation des paramètres dimensionnels . . . . .	60
2.4.3.1	Méthodologie d'optimisation . . . . .	60
2.4.3.2	Application à un type de mouvement particulier . . . . .	62
2.5	Conclusion . . . . .	66
<b>3</b>	<b>Le générateur thermoélectrique : modélisation pour le dimensionnement dans le contexte humain</b>	<b>69</b>
3.1	Contexte de la production thermoélectrique . . . . .	69
3.2	Modélisation thermoélectrique du TEG . . . . .	70
3.2.1	Le modèle thermoélectrique . . . . .	70
3.2.2	Mesures et identification des paramètres du modèle thermoélectrique . . . . .	71
3.2.2.1	Mesure du coefficient de Seebeck . . . . .	73
3.2.2.2	Mesure de la résistance thermique . . . . .	74
3.2.2.3	Mesure de la résistance électrique . . . . .	74
3.2.2.4	Validation des hypothèses autorisant la simplification du modèle thermique . . . . .	75
3.2.2.5	Estimation des coefficients d'échange thermique de l'environnement du module . . . . .	78
3.3	Solutions d'amélioration des performances et validation expérimentale globale . . . . .	79
3.3.1	Test du TEG sur plaque chauffante . . . . .	79
3.3.2	Test du TEG sur le corps humain . . . . .	81
3.4	Approche système en vue du dimensionnement global . . . . .	83
3.4.1	Maximisation de la puissance électrique en sortie du TEG . . . . .	84
3.4.1.1	Rappel sur la maximisation du rendement . . . . .	84

3.4.1.2	Maximisation de la puissance électrique et adaptation thermique d'impédance . . . . .	85
3.4.1.3	Prise en compte et modélisation d'un dissipateur thermique à ailettes . . . . .	88
3.4.2	Introduction d'un convertisseur DC-DC dans la chaîne de conversion – Optimisation globale du point de fonctionnement . . . . .	91
3.4.3	Couplages thermiques et électriques d'un TEG . . . . .	93
3.5	Conclusion . . . . .	94
<b>4</b>	<b>Modélisations complémentaires : générateur PV, hacheur et accumulateur</b>	<b>97</b>
4.1	Modélisation du générateur photovoltaïque . . . . .	97
4.1.1	Relevés expérimentaux et modélisations numériques . . . . .	98
4.1.2	Profils d'éclairement en situation réelle . . . . .	100
4.2	Modélisation d'un hacheur élévateur de faible puissance . . . . .	102
4.2.1	Le convertisseur LTC3537 . . . . .	103
4.2.2	Pertes dans les transistors MOS . . . . .	104
4.2.2.1	Pertes par conduction . . . . .	104
4.2.2.2	Pertes par commutation . . . . .	105
4.2.2.3	Puissance consommée par la commande de grille . . . . .	107
4.2.3	Modèle électrique du convertisseur . . . . .	107
4.2.4	Application : convertisseur connecté au générateur thermoélectrique . . . . .	109
4.3	Modélisation de l'élément de stockage . . . . .	111
4.3.1	Modélisation électrique d'un accumulateur lithium-ion . . . . .	111
4.3.2	Caractérisation expérimentale en charge et en décharge . . . . .	113
4.3.2.1	Système expérimental . . . . .	113
4.3.2.2	Temps de relaxation . . . . .	113
4.3.2.3	Relevé expérimental de la fem en fonction de l'état de charge . . . . .	114
4.3.2.4	Quantification du rendement coulombien . . . . .	115
4.3.2.5	Détermination de la résistance interne . . . . .	117
4.3.3	Normalisation du modèle . . . . .	119
4.4	Conclusion . . . . .	120
<b>5</b>	<b>Optimisation du dimensionnement global et gestion d'énergie</b>	<b>121</b>
5.1	Le problème d'optimisation . . . . .	121
5.2	L'outil d'optimisation . . . . .	122
5.3	Optimisation d'un TEG connecté à un hacheur débitant sur une source de tension . . . . .	123
5.3.1	Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation . . . . .	123
5.3.2	Cas où le convertisseur est idéal . . . . .	125
5.3.3	Prise en compte des pertes du convertisseur . . . . .	128
5.4	Optimisation d'un générateur multisource connecté à une charge paramétrable . . . . .	131
5.4.1	Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation . . . . .	131
5.4.2	Architecture du générateur multisource . . . . .	134
5.4.2.1	Optimisation sur cycle du dimensionnement du TEG seul . . . . .	134
5.4.2.2	Optimisation sur cycle du dimensionnement du générateur PV seul . . . . .	135
5.4.3	Optimisation sur cycle du dimensionnement du générateur multisource . . . . .	135
5.4.4	Explication des résultats d'optimisation . . . . .	138
5.5	Gestion des profils de consommation - application à la carte PEGASE . . . . .	145
5.5.1	Description de la carte PEGASE . . . . .	145
5.5.2	Consommations et degrés de liberté . . . . .	147
5.5.3	Optimisation du dimensionnement intégrant la gestion de la consommation . . . . .	149

5.5.3.1	Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation . . . . .	150
5.5.3.2	Résultats d'optimisation . . . . .	152
5.6	Conclusion . . . . .	159
<b>Conclusion générale et perspectives</b>		<b>161</b>
<b>A Compléments sur le générateur micro-cinétique Autoquartz</b>		<b>165</b>
A.1	Fonctionnement et modélisation des roues à cliquets . . . . .	165
A.1.1	Fonctionnement des roues à cliquets . . . . .	165
A.1.2	Modélisation des roues à cliquets . . . . .	166
A.2	Modélisation du mouvement de la masse oscillante . . . . .	167
A.2.1	Caractérisation de la masse oscillante . . . . .	167
A.2.2	Mouvement du boîtier et les différents repères . . . . .	167
A.2.3	Principe fondamental de la dynamique : théorème du moment dynamique . . . . .	168
A.2.4	Modèle sous Matlab Simulink . . . . .	169
A.3	Régulation de la tension d'entrée du convertisseur DC-DC . . . . .	169
<b>B Complément sur le générateur thermoélectrique</b>		<b>173</b>
B.1	Maximisation du rendement d'un TEG . . . . .	173
B.2	Maximisation de la puissance volumique d'un TEG . . . . .	175
<b>Table des figures</b>		<b>177</b>
<b>Liste des tableaux</b>		<b>183</b>
<b>Nomenclature</b>		<b>184</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>191</b>

# Introduction générale

Un domaine d'activité relativement récent, datant des années 90, est celui de la récupération d'énergie ambiante, notamment celle présente dans l'environnement humain. La récupération d'énergie a pour vocation d'alimenter des appareils électroniques portables ou fixes, pouvant être communicants, dans un souci de les rendre autonomes énergétiquement. Les puissances mises en jeu dans ce cas sont faibles, de l'ordre du microwatt au watt. Cette auto-alimentation est d'autant plus envisageable que les nouvelles technologies électroniques disponibles sont de plus en plus sobres en énergie. A cela s'ajoutent les progrès réalisés sur les dispositifs de stockage qui sont en outre nécessaires pour suppléer les intermittences ainsi que l'inadéquation production-consommation. Dans un contexte d'alimentation par pile ou par le réseau, l'objectif de la récupération d'énergie ambiante est d'être moins contraignante et moins coûteuse en investissement et en fonctionnement.

Cependant, il n'existe pas dans ce domaine de solution unique capable de s'adapter à tous les environnements caractérisés par les ressources énergétiques disponibles, mais autant de solutions que d'environnements différents. L'énergie récupérée peut en fait provenir de diverses ressources telles que mécaniques (vibratoires, mouvements...), thermiques (êtres vivants, machines...), photovoltaïques (lumière solaire ou artificielle) et électromagnétiques hautes fréquences (ondes ambiantes ou dédiées). Ces ressources se révèlent souvent trop faibles pour répondre aux besoins actuels, en outre elles peuvent être complémentaires d'où l'importance d'évaluer l'intérêt d'en solliciter plusieurs pour une même application. Nous parlerons alors de générateur multisource. De plus, la mise en place d'une gestion intelligente d'énergie caractérisée par l'optimisation des profils de consommation, permet d'accroître encore l'efficacité d'exploitation de ressources faibles en réalisant une meilleure adaptation temporelle production-consommation de l'énergie.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse, au sein de l'équipe SETE (Systèmes d'Énergie pour les transports et l'Environnement) du laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie, UMR 8029) de l'ENS de Cachan qui a commencé dès le début des années 2000 à travailler sur cette problématique en concevant un générateur oscillant de récupération de l'énergie de la marche [Ruellan05]. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'étude d'un système de génération d'énergie à partir des ressources présentes dans l'environnement humain, pouvant hybrider plusieurs sources, en l'occurrence thermique, photovoltaïque et micro-cinétique, et permettant d'alimenter une charge de type capteur communicant. Ces travaux ont débuté grâce au soutien du CNRS<sup>1</sup>, avec pour application initiale l'alimentation d'un capteur communicant permettant d'évaluer l'activité physique et la dépense

---

1. PEPS financé par le département ST2I de 2007 à 2009

énergétique d'un individu afin de prévenir une éventuelle tendance à l'obésité. Dans cette thèse, un générateur multisource a été étudié dans sa globalité, de sa production jusqu'à sa consommation, dans l'optique de le dimensionner de façon optimale, sur un point ou sur un cycle de fonctionnement donné, selon des critères de taille et/ou d'énergie produite. Pour cela, une des contributions majeures de cette thèse de doctorat a consisté en l'établissement de modèles génériques de dimensionnement (générateurs et stockage) sur la base de technologies déjà existantes. A cela s'ajoute un volet sur la recherche de stratégies de gestion des profils de consommation de la charge, sur la base de degrés de liberté disponibles et en acceptant (et en quantifiant) une dégradation de la qualité de service, et l'analyse de l'impact de cette gestion sur le dimensionnement global des moyens de production et de stockage du système.

Ces travaux ont ainsi pour ambition d'apporter une contribution à la problématique générale des systèmes multisources exploitant l'énergie ambiante (en anglais « energy harvesting » ou « energy scavenging »). Les ressources envisagées ont été limitées aux mouvements (naturels) humains (donc relativement lents), à la lumière ambiante ainsi qu'à la différence de température entre ambiance et corps humain (faibles écarts). Pour cela il s'est révélé nécessaire :

- de retenir et d'étudier des technologies (déjà existantes) : générateur microcinétique, module photovoltaïque en silicium amorphe, module thermoélectrique à effet Peltier, élément d'accumulateur lithium-ion, hacheurs de faible puissance ;
- de développer des modèles multiphysiques énergétiques des sous-systèmes composant le générateur multisource. Ces modèles devant être paramétrables en vue de l'optimisation de leur dimensionnement, seront issus d'études expérimentales et leur niveau de complexité sera compatible avec les contraintes d'une optimisation à l'échelle du système. Ils devront donc offrir un bon compromis entre précision et vitesse de résolution numérique ;
- d'établir des méthodologies et d'exploiter des outils d'optimisation ;
- de réaliser des analyses des architectures possibles de ces chaînes de récupération multisource ;
- de mettre en œuvre une paramétrisation et une méthode de gestion des profils de consommation.

Les travaux de recherche menés sur ces différents thèmes sont présentés dans ce manuscrit divisé en cinq chapitres.

Le **chapitre 1** donnera un état de l'art des ressources et des systèmes de récupération d'énergie ambiante, notamment dans l'environnement humain. Nous rappelons en particulier les ordres de grandeur des puissances récupérées, allant de la dizaine de  $\text{nW.cm}^{-2}$  (récupération des ondes électromagnétiques hautes fréquences) jusqu'à la dizaine de  $\text{mW.cm}^{-2}$  (récupération de la lumière en plein soleil). Enfin la problématique propre à cette thèse ainsi que le positionnement scientifique de nos travaux y seront également présentés.

Au **chapitre 2**, nous nous attarderons sur l'étude d'un générateur micro-cinétique original déjà existant : le système Autoquartz de la société Suisse ETA. L'objectif de ce chapitre est d'établir un modèle de dimensionnement générique de ce système afin d'évaluer son potentiel de productivité à d'autres échelles que celle de la montre pour laquelle il a été conçu. La chaîne de conversion d'énergie sera analysée et modélisée notamment sur la base d'expérimentations.



Des solutions maximisant l'énergie récupérée seront ensuite proposées et comparées. Puis, tout en conservant l'architecture de conversion initiale, après avoir choisi des paramètres de dimensionnement fondamentaux à l'échelle de ce système, nous proposerons une méthodologie de leur optimisation afin de récupérer le maximum d'énergie dans un contexte de ressources données.

Le **chapitre 3** s'intéressera à la récupération de la chaleur humaine avec l'étude et la modélisation d'un générateur thermoélectrique intégrant un possible dissipateur thermique. Les modèles présentés seront élaborés en grande partie à partir d'essais expérimentaux sur plaque chauffante ou sur le corps humain sur la base d'un module à base de cellules en tellurure de bismuth. Les couplages thermiques avec l'environnement et électriques avec l'électronique de puissance se sont révélés d'une importance majeure. Ils seront étudiés en vue de maximiser la récupération d'énergie sous contraintes de surface de captation ou de volume.

Dans le **chapitre 4**, nous fournirons des compléments de modélisation de sous-systèmes qui ont requis moins d'efforts que ceux des chapitres 2 et 3, l'objectif étant toujours d'optimiser le dimensionnement du générateur multisource. Les sous-systèmes concernés sont un générateur photovoltaïque en silicium amorphe, un hacheur élévateur haut rendement dédié aux faibles tensions et faibles puissances et un accumulateur lithium-ion. Les modèles seront établis à partir d'essais expérimentaux et/ou d'analyses théoriques.

Enfin, tout ce travail de modélisation établi dans les chapitres précédents nous permettra d'étudier, dans le **chapitre 5**, l'optimisation du dimensionnement de différents agencements. Tout d'abord, nous étudierons l'optimisation du dimensionnement en volume d'un générateur thermoélectrique éventuellement associé à un radiateur. Nous analyserons l'intérêt d'un dissipateur thermique lorsque le volume est contraint et nous étudierons l'influence de la prise en compte des pertes du hacheur sur le dimensionnement du système. Puis, nous introduirons le générateur multisource (photovoltaïque et thermoélectrique) en optimisant son dimensionnement sur un cycle de fonctionnement. Différentes architectures de conversion seront étudiées et le problème d'hybridation de deux sources sera abordé. Enfin, suite à un échange collaboratif avec l'IFSTTAR, nous aborderons l'intérêt, d'un point de vue du dimensionnement, de gérer intelligemment la consommation sur un exemple concret de capteurs communicants de surveillance d'ouvrages d'art en génie civil. Nous définirons alors plusieurs degrés de liberté permettant la gestion des profils de consommation ainsi qu'un indice de dégradation de la qualité de service. Enfin, nous optimiserons le dimensionnement pour plusieurs stratégies de pilotage de la charge.

Pour simplifier la lecture du manuscrit, nous reporterons en annexes des compléments d'information sur le générateur micro-cinétique (annexe A) et sur le générateur thermoélectrique (annexe B). Certains calculs y seront alors détaillés. De plus, en fin de manuscrit, une nomenclature détaille la liste des symboles utilisés.





# Chapitre 1

## État de l'art des ressources et des systèmes de récupération d'énergie ambiante, notamment dans l'environnement humain

Depuis quelques années, le développement des applications mobiles sans fil connaît un essor remarquable. Un défi, apparu dans les années 90, est de pouvoir alimenter ces dispositifs portables en exploitant les ressources présentes dans l'environnement humain. En parallèle, le développement des capteurs communicants (déconnectés du réseau d'énergie électrique) génère également ses propres problèmes d'alimentation, en particulier liés aux opérations de changement de piles. L'auto-alimentation de tous ces dispositifs devient envisageable grâce à la conjonction de la baisse des consommations des circuits électroniques, à la possibilité de réaliser des récupérateurs de ressources ambiantes suffisamment performants et aux progrès réalisés dans le stockage d'énergie électrique.

Ainsi, après un bref bilan des ressources énergétiques exploitables dans l'environnement, nous nous intéressons dans ce premier chapitre aux différents principes de conversion d'énergie mécanique, thermique, photovoltaïque et électromagnétique haute fréquence, en énergie électrique exploitable. Pour illustrer ces différents principes de conversion, nous nous appuyons sur des systèmes décrits dans la littérature.

Ce chapitre a également pour objectif de présenter la problématique de cette thèse, et par conséquent, de nous positionner scientifiquement par rapport aux travaux déjà menés dans cette communauté scientifique.

### 1.1 Les ressources énergétiques ambiantes

Les ressources énergétiques ambiantes, en particulier dans l'environnement humain, sont diverses. La particularité des ressources mécaniques et thermiques est qu'elles sont, pour certaines, induites par divers phénomènes de l'environnement, et pour d'autres liées au corps humain. En effet, le corps humain stocke et dissipe une importante quantité d'énergie, c'est donc tout naturellement que Starner [Starner96], dans les années 1990, a commencé à analyser le potentiel des différentes sources d'énergie du corps humain pouvant être utilisées pour la conversion électrique. En plus des ressources mécaniques et thermiques liées à l'environnement ou au corps humain, les rayonnements électroma-

gnétiques (lumineux et hyperfréquences associés aux communications sans fil) présents dans l'environnement pourraient constituer également une ressource exploitable. Nous proposons de quantifier ces différentes ressources dans la suite de cette section.

### 1.1.1 Les ressources mécaniques

Les ressources mécaniques peuvent provenir des mouvements du corps humain, naturels ou volontaires, mais également de vibrations ambiantes dues aux machines environnantes ou aux bruits acoustiques. Nous allons différencier ces deux types de ressources.

#### 1.1.1.1 Les ressources du corps humain

Les puissances dissipées par le corps humain sont liées aux puissances consommées par le corps pour réaliser une action mécanique donnée que multiplie le rendement de conversion métabolique. En effet, au repos ou durant des activités quelconques, le corps humain convertit de l'énergie, parfois exprimée en calories par heure. Starner, dans [Starner96], a répertorié la puissance calorifique consommée pour différentes activités comme dormir, être debout, jouer du piano, nager... A titre d'exemple, la puissance calorifique consommée est d'environ 160 W lorsque l'on conduit une voiture, et de 580 W lorsque l'on nage. Pour la production de travail mécanique, le rendement énergétique humain n'est pas unitaire, c'est-à-dire qu'il s'accompagne de pertes se traduisant par un dégagement de chaleur. Le rendement de conversion correspondant, évalué à 25 % [Starner96], nous permet donc d'estimer la puissance récupérable. En reprenant les exemples précédents, pendant la conduite d'une voiture elle est de 40 W, et de 150 W pour la nage.

#### 1.1.1.2 Les vibrations ambiantes

Les vibrations mécaniques ambiantes sont de natures diverses : elles sont généralement dues aux machines tournantes, mais peuvent également être induites dans le sol et les murs par les véhicules ou la météo (vent, pluie...). Ces ressources dépendent de la fréquence de vibration et de l'accélération (elle-même proportionnelle au carré de la fréquence). Il est donc possible de les quantifier lorsque l'on connaît toutes les caractéristiques des vibrations.

Par ailleurs, une autre ressource est celle des vibrations acoustiques. La densité de puissance d'un bruit  $I$  (en  $\text{W.m}^{-2}$ ), appelée intensité acoustique, est liée à la pression acoustique  $P$  du bruit (en Pa) et à l'impédance acoustique  $Z$  du milieu (en  $\text{Pa.s.m}^{-1}$ ) par la relation suivante :

$$I = \frac{P^2}{Z} \quad (1.1)$$

Dans l'air, l'impédance acoustique étant de  $415 \text{ Pa.s.m}^{-1}$ , la densité de puissance d'un bruit de 0dB (correspondant au seuil d'audition) est d'environ  $1 \text{ pW.m}^{-2}$ , et celle d'un bruit de 100dB (correspondant au bruit d'un marteau piqueur à un mètre) de  $1 \text{ mW.m}^{-2}$ .

## 1.1.2 Les ressources thermiques

### 1.1.2.1 La chaleur du corps humain

La température du corps humain est régulée à environ  $T_b = 37^\circ\text{C}$ . Ainsi, si la température de l'air ambiant est plus faible, par exemple  $T_a = 20^\circ\text{C}$ , un flux de chaleur, exprimé en  $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ , se crée de la source chaude vers la source froide tel que :

$$P_s = h(T_b - T_a) \quad (1.2)$$

Le coefficient  $h$  est un coefficient d'échange thermique estimé à  $8\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot^\circ\text{C}^{-1}$  dans l'air, au repos. En considérant un écart de température entre le corps et l'ambiance de  $17^\circ\text{C}$ , on en déduit approximativement que la peau nue dissipe environ  $140\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$  soit  $14\text{mW}\cdot\text{cm}^{-2}$ . Cependant, les vêtements limitent la puissance dissipée en réduisant sensiblement l'écart de température entre la peau et l'intérieur des vêtements et ainsi le coefficient d'échange équivalent avec l'extérieur. Quoiqu'il en soit, pour les zones où la peau est à l'air libre, les échanges thermiques dépendent directement de la température extérieure.

### 1.1.2.2 Les sources de chaleur ambiante

De nombreux systèmes sont sujets à des pertes se traduisant par des émissions de chaleur, et peuvent donc être considérés comme des sources potentielles d'énergie. A titre d'exemples, les machines thermodynamiques, comme les réfrigérateurs, rejettent de la chaleur pendant leur cycle de fonctionnement, tout comme le pot d'échappement des voitures évacuant des gaz pouvant atteindre une température de  $700^\circ\text{C}$ .

## 1.1.3 Les ressources électromagnétiques

En considérant l'étendue du spectre électromagnétique représentée à la Figure 1.1 (fréquences et longueurs d'onde), nous pouvons classer les sources électromagnétiques en deux parties : celle correspondant à la lumière visible, et celles liées aux dispositifs de communication sans fil (téléphonie, WiFi, radar...)

### 1.1.3.1 La lumière

La puissance maximale du rayonnement solaire reçu sur Terre vaut environ  $1\text{kW}\cdot\text{m}^{-2}$ , ce qui correspond très approximativement à un éclairage de 100 000 lux. Selon les conditions météorologiques (soleil voilé, ciel nuageux ...), la puissance devient plus faible.

Pour les éclairages artificiels, elle varie globalement entre 1 à  $15\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ , ce qui équivaut à un éclairage compris entre 100 et 1500 lux. A titre d'exemple, dans une voie de circulation intérieure, l'éclairage moyen est de 70 lux, dans un bureau de 350 lux, et dans un bloc opératoire de 10 000 lux.

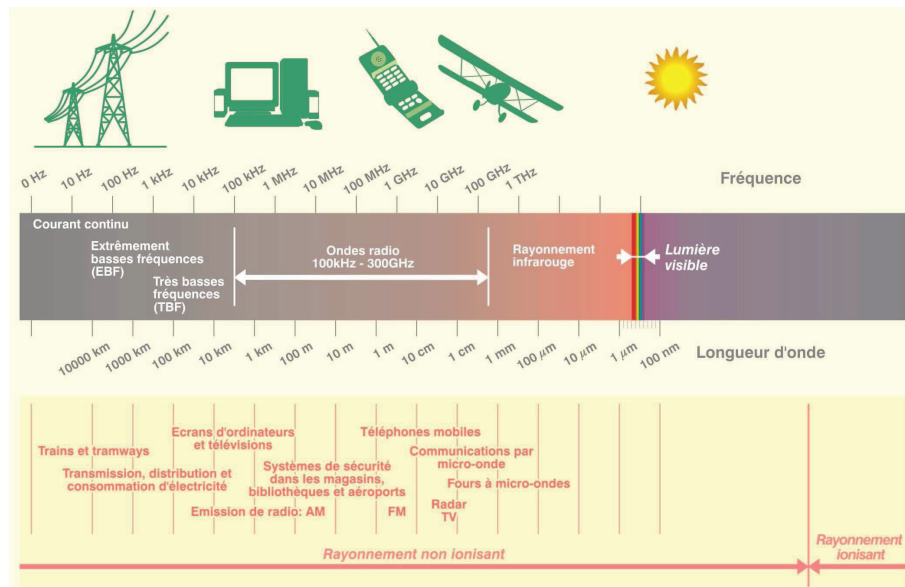


FIGURE 1.1 – Étendue du spectre électromagnétique [IBGE07]

### 1.1.3.2 Les rayonnements hyperfréquences

Concernant les champs électromagnétiques hautes fréquences dus aux dispositifs de communication sans fil, des normes ont été mises en place en 1999 par l’OMS<sup>1</sup> pour faire face à l’expansion des télécommunications (téléphones portables, WiFi...). En effet, dans la bande de fréquence 10 MHz - 19 GHz, les tissus humains, lors d’une exposition à un champ haute fréquence, s’échauffent entraînant une augmentation de la température (hyperthermie) du corps entier ou d’une région. Le corps humain est capable de lutter contre cet échauffement par la thermorégulation mais uniquement jusqu’à un certain point. De ce fait, ces normes définissent un indicateur, le débit d’absorption spécifique (DAS), fixé à  $0.08 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$  pour le corps entier et à  $2 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1}$  localement, quantifiant le dépôt de chaleur dans les tissus humains.

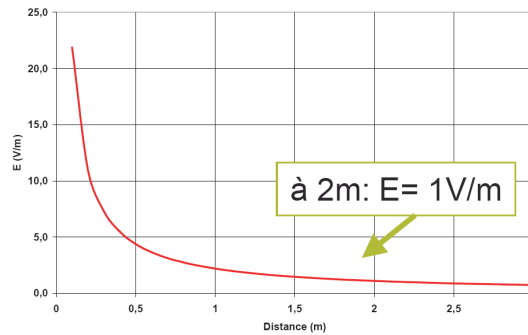
En corrélation avec les limites d’échauffement, ces normes définissent une limite de champ électrique de 28 à  $61 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$  selon la fréquence. Yeatman dans [Yeatman04] rappelle que la densité de puissance  $P_s$  s’exprime de la manière suivante :

$$P_s = \frac{E^2}{Z_0} \quad (1.3)$$

$Z_0$  est l’impédance de l’onde en espace libre et est égale à  $377 \Omega$  et E le champ électrique exprimé en  $\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$ . Dès lors pour un champ électrique variant entre 28 et  $61 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$ , la ressource des rayonnements hyperfréquences est de l’ordre de 210 à  $980 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-2}$ .

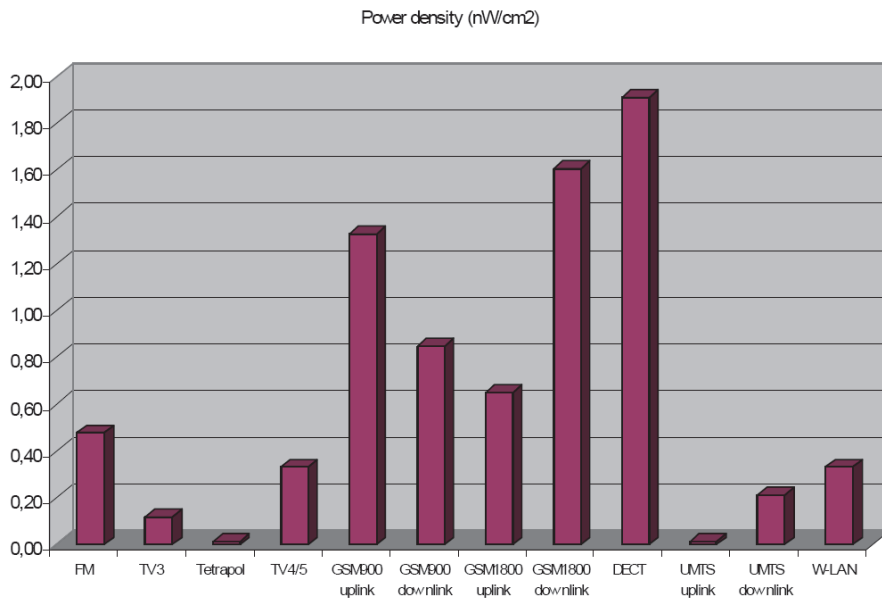
Dans la pratique, les champs électriques et donc les densités de puissance auxquels nous sommes exposés dans les lieux de vie sont bien inférieurs à ceux définis par les normes et sont extrêmement variables, avec d’ailleurs des « zones d’ombre » où les niveaux sont très faibles. En effet, le champ électrique diminue en fonction de la distance comme le montre la Figure 1.2. On y observe le champ électrique d’une antenne WiFi de 2.45 GHz en fonction de la distance à la source. Ainsi, à deux mètres de l’antenne, le champ ne vaut que  $1 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$ .

1. OMS : Organisation Mondiale de la Santé



**FIGURE 1.2** – Évolution du champ électrique généré par une antenne WiFi en fonction de la distance [Gallee09]

Pour illustrer les faibles rayonnements électromagnétiques dans notre environnement, la Figure 1.3 montre la répartition hebdomadaire, correspondant à une moyenne de 109 participants, de la densité de puissance à laquelle nous sommes exposés, en fonction des applications sans fil [Lan Sun Luk10].



**FIGURE 1.3** – Répartition hebdomadaire de la densité de puissance en  $nW.cm^{-2}$  des hyperfréquences [Lan Sun Luk10]

## 1.2 Les différents principes de conversion des ressources ambiantes en électricité et leurs applications

Cette section se penche maintenant sur les principes de conversion des énergies mécanique, thermique, solaire et électromagnétique haute fréquence, en énergie électrique exploitable. De plus, à chaque principe de conversion d'énergie, nous associerons plusieurs applications décrites dans la littérature. D'ailleurs, des états de l'art récents sont parus dans la littérature [Vullers09], [Harb10], nous essayons donc de ne pas être redondants avec ces articles.

## 1.2.1 La génération électromécanique

L'énergie mécanique constitue une source d'énergie fréquemment utilisée dans les applications de la récupération d'énergie ambiante. De nombreux dispositifs, permettant de convertir l'énergie mécanique issue des vibrations et des mouvements en énergie électrique, ont déjà été recensés et étudiés [Beeby06],[Mitcheson08], [Jean Mistral10], [Khaligh10]. Ces états de l'art assez complets focalisent sur les trois principes de conversion suivants : électromagnétique, électrostatique et piézoélectrique.

### 1.2.1.1 Principes généraux de la conversion électromécanique

**La conversion électromagnétique :** Les générateurs électromagnétiques considérés pour la récupération d'énergie ambiante sont ceux à aimants permanents. En effet, [Cugat03] montre que la réduction d'échelle ne dégrade pas la puissance volumique des micro-générateurs à aimants permanents si la fréquence de mouvement relatif augmente inversement à la réduction de leurs dimensions. En fait, [Cugat03] démontre que suite à une réduction d'échelle homothétique, le champ magnétique créé par un aimant autour de lui n'est pas modifié. Par contre, la miniaturisation des générateurs à induction, synchrone à excitation bobinée et synchrone à réluctance, est fortement défavorable au niveau des puissances mises en jeu.

**La conversion électrostatique :** Les générateurs électrostatiques sont constitués d'un condensateur, initialement chargé, dont les électrodes peuvent se mouvoir. Le mouvement des électrodes, généré par exemple par des vibrations ambiantes, a soit pour effet de diminuer, à tension constante, la capacité, dans ce cas des charges électriques sont générées, soit, à charge constante, d'augmenter la tension aux bornes de la capacité et donc l'énergie électrostatique (Figure 1.4).

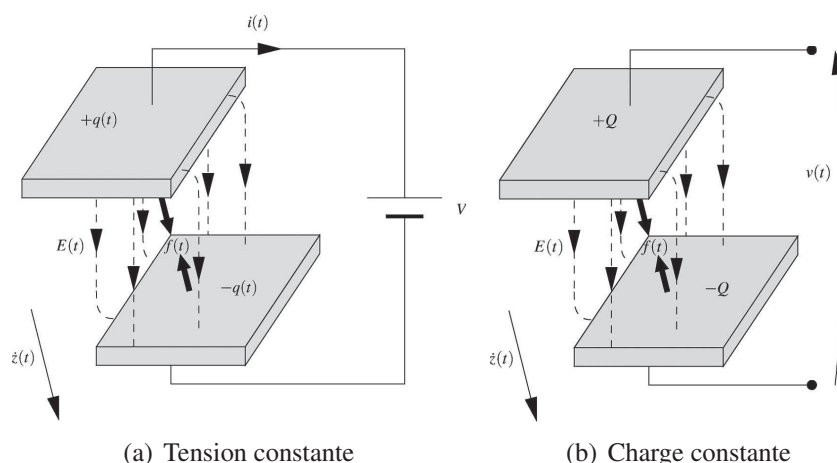


FIGURE 1.4 – Principe de fonctionnement d'un générateur électrostatique [Mitcheson08]

Les générateurs électrostatiques trouvent généralement leurs applications dans les très faibles puissances. En effet, la loi de Paschen montre qu'à l'échelle microscopique, le champ de claquage augmente lorsque la distance entre électrodes diminue. Notons également que ce principe est favorable à l'utilisation des technologies d'intégration dans les microsystèmes.

**La conversion piézoélectrique :** La piézoélectricité se traduit par l'apparition d'une polarisation électrique à la surface de certains cristaux soumis à une déformation. Inversement, certains

cristaux soumis à une polarisation peuvent être déformés. Dans le cas de la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique, nous nous intéressons à l'effet piézoélectrique direct. On distingue alors cinq modes de déformation fondamentaux d'un échantillon piézoélectrique : longitudinal (mode 33), transversal (mode 31), de cisaillement (mode 15), épaisseur et radial. Sur la Figure 1.5, nous avons représenté les modes longitudinal et transversal.

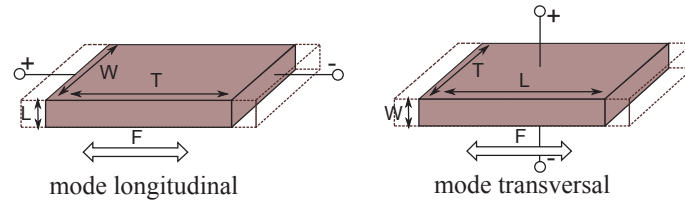


FIGURE 1.5 – Description des modes longitudinal et transversal

L'effet piézoélectrique traduit le couplage entre effets mécaniques et électriques. Il semble donc naturel d'introduire des coefficients de couplage, noté  $g_{3i}$  et  $d_{3i}$ , symbolisant l'efficacité de la conversion. Ces coefficients traduisent les relations entre la contrainte mécanique  $F$  et, respectivement, le champ électrique  $E$  et la charge électrique  $Q$ , telles que :

$$\begin{aligned} E &= g_{3i}FT \\ Q &= d_{3i}FWL \end{aligned} \quad (1.4)$$

### 1.2.1.2 Systèmes de conversion électromécanique

La conversion d'énergie mécanique nécessite très souvent une étape intermédiaire permettant d'adapter mécaniquement les ressources avant de les convertir. Nous parlerons dans ce cas de système indirect, à l'inverse de système direct.

**1.2.1.2.1 Systèmes directs** Ici, la conversion ne nécessite pas de transformation ou de stockage d'énergie intermédiaire et convertit directement l'énergie mécanique en énergie électrique. Cependant, en pratique, la puissance récupérée est relativement faible, ceci étant dû principalement aux pertes mécaniques. Néanmoins, quelques applications existent comme par exemple des chaussures, développées par le MIT, récupérant l'énergie issue de la marche humaine avec un générateur piézoélectrique [Kymissis98]. Leur prototype a été réalisé en deux versions, l'une utilisant des polymères PVDF stratifiés placés sous la plante du pied et générant 1.1 mW au maximum (Figure 1.6 (a)), l'autre utilisant un bimorphe réalisé avec des céramiques de PZT et générant 8.4 mW au maximum (Figure 1.6 (b)).

Un autre exemple de système direct de conversion de l'énergie a été développé par des chercheurs en biomécanique de l'université de Simon Fraser à Vancouver (Canada) [Donelan08]. Ils ont mis au point une genouillère permettant de récupérer l'énergie produite pendant la marche (Figure 1.7).

En portant un appareil sur chacune de ses jambes et en marchant à la vitesse de  $1.5 \text{ m.s}^{-1}$ , le marcheur génère en moyenne une puissance de 5 W.



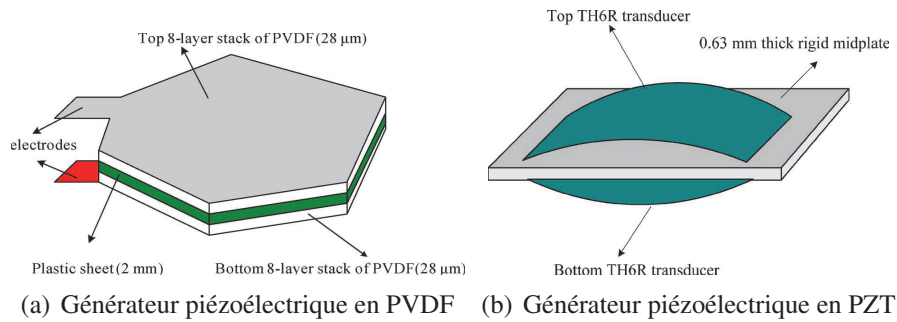


FIGURE 1.6 – Chaussures piézoélectriques développées par le MIT [Khaligh10]

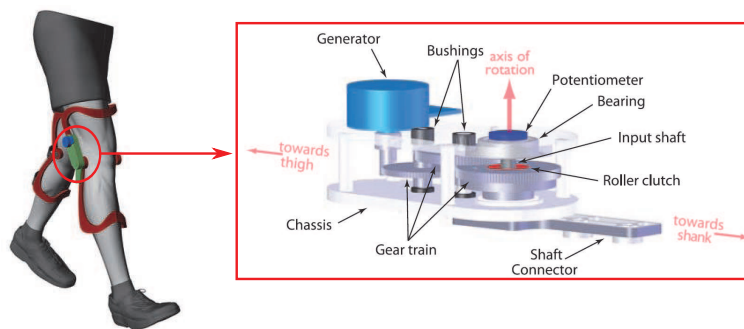


FIGURE 1.7 – Genouillère récupérant l'énergie de la marche [Donelan08]

**1.2.1.2.2 Systèmes indirects** La conversion d'énergie indirecte peut exploiter par exemple un système résonnant excité par la ressource mécanique, cette solution étant pertinente lorsque le spectre d'excitation est suffisamment étroit. Le système est alors dimensionné de façon à ce que sa fréquence propre soit proche de celle de l'excitation. Le récupérateur d'énergie produit alors un amortissement, qui, s'il est optimal, maximise la récupération d'énergie.

Le laboratoire SATIE (CNRS ENS Cachan) a mené des travaux de recherches sur la récupération de l'énergie en plaçant un générateur linéaire sur une hanche [Ruellan05]. Lorsque la personne marche, on peut alors considérer le mouvement de la hanche, suivant la composante verticale, comme une source de mouvement sinusoïdal d'amplitude  $Z_M$  et de pulsation  $\omega_{step}$  (Figure 1.8 (a)). Le système mécanique permettant la récupération de l'énergie est constitué d'un boîtier solidaire du corps humain par le biais d'une ceinture fixée autour de la taille, et à l'intérieur duquel se déplace une masselotte de masse  $m$ , suspendue entre deux ressorts, qui peut rentrer en résonance avec le mouvement de la hanche. En travaillant au voisinage de la fréquence de résonance, il est possible de maximiser la récupération de la puissance mécanique, l'énergie transmise au système étant convertie en énergie électrique grâce à un générateur électromagnétique linéaire. Dans ce cas, la puissance maximale récupérable s'exprime par :

$$P_{max} = \frac{mZ_M\omega_{step}^3L_{max}}{2} \quad (1.5)$$

La solution retenue pour l'architecture du générateur est celle représentée à la Figure 1.8 (b). La partie fixe est composée d'un empilage d'aimants à aimantation axiale, et la partie mobile du bobinage. Un prototype a été conçu avec un masse mobile  $m = 50$  g et un débattement  $L_{max} = 8$  cm. En prenant les données de la marche de la Figure 1.8 (a), la puissance maximale récupérable est de  $P_{max} = 160$  mW (cf équation 1.5). En moyenne, la puissance est de l'ordre de  $P_0 = 40$  mW.

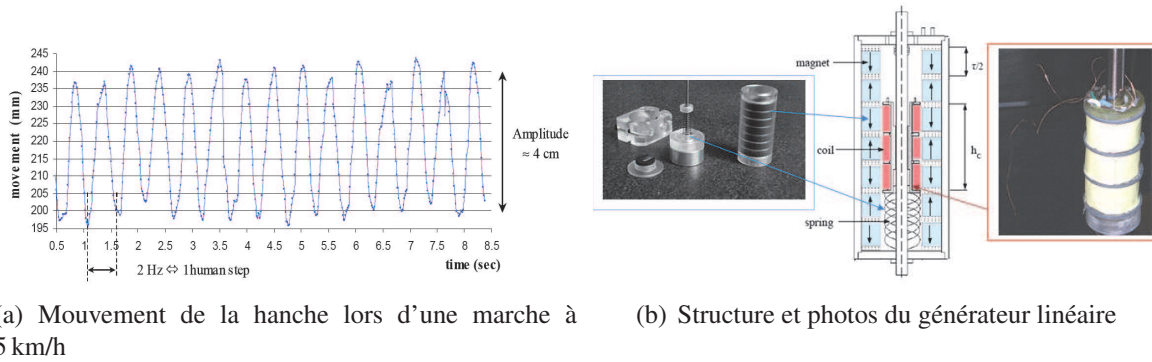


FIGURE 1.8 – Générateur linéaire développé au laboratoire SATIE [Ruellan05]

L'inconvénient majeur de ces systèmes résonnants est qu'ils sont bien adaptés uniquement si la fréquence d'excitation est quasi-constante, ce qui n'est pas toujours le cas. Une solution consiste à augmenter le coefficient d'amortissement du système ce qui diminue l'énergie récupérée mais qui augmente la plage de fréquence exploitable [Despesse05].

Le générateur électromagnétique développé dans [Sari08] est quant à lui capable de générer une puissance constante sur une large bande de fréquence prédéterminée grâce à sa topologie originale. Son schéma de principe est représenté à la Figure 1.9. Il est composé de plusieurs poutres vibrantes de différentes tailles donc résonnant à différentes fréquences. Un prototype de ce générateur, mesurant  $14 \times 12.5 \text{ mm}^2$ , a permis de récupérer une puissance de  $0.4 \mu\text{W}$ , soit  $23 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-2}$ , sur la plage de fréquence 4.2 - 5 kHz.

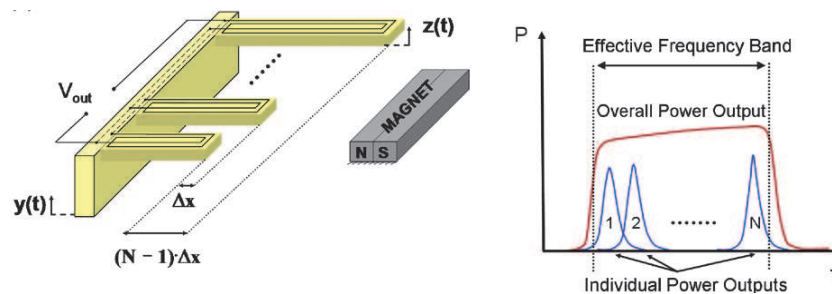


FIGURE 1.9 – Générateur électromagnétique développé dans [Sari08]

Une solution alternative pour augmenter l'énergie volumique récupérée est d'hybrider dans un même générateur les principes de conversion. Le MEMS développé dans [Khaligh08] est composé d'un générateur électromagnétique générant une puissance de  $0.83 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-3}$  et d'un générateur piézoélectrique récupérant une puissance de  $0.35 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-3}$ .

## 1.2.2 La génération thermoélectrique

### 1.2.2.1 Principe et technologie d'un générateur thermoélectrique

La génération d'électricité à partir de chaleur perdue aux moyens de modules thermoélectriques est envisageable en exploitant l'effet Seebeck. Ce phénomène, mis en évidence en 1822 par Thomas Seebeck, évoque l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction de deux matériaux soumis à un gradient de température. A l'inverse, l'effet Peltier montre que la circulation d'un courant dans

un couple de matériaux différents induit une différence de température entre les deux extrémités des conducteurs.

En réalité ces phénomènes physiques s'expliquent de la manière suivante : lorsqu'un couple de solides isotropes homogènes est soumis à un gradient de température  $\vec{\nabla}T$  et à une densité de courant électrique  $\vec{J}$ , un flux thermique  $\vec{J}_q$  (en  $W.m^{-2}$ ) et un champ électrique  $\vec{E}$  (en  $V.m^{-1}$ ) apparaissent tels que :

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \rho\vec{J} + \alpha\vec{\nabla}T \\ \vec{J}_q &= \pi\vec{J} - \lambda\vec{\nabla}T\end{aligned}\quad (1.6)$$

avec  $\rho$  la résistivité électrique,  $\alpha$  le coefficient de Seebeck,  $\pi$  le coefficient de Peltier et  $\lambda$  la conductivité thermique.

En supposant alors que la densité de courant  $\vec{J}$  soit nulle, l'équation (1.6) devient :

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \alpha\vec{\nabla}T \\ \vec{J}_q &= -\lambda\vec{\nabla}T\end{aligned}\quad (1.7)$$

La première équation de (1.7) rend compte de l'effet Seebeck et la deuxième exprime la loi de Fourier. A l'opposé, lorsque le gradient de température  $\vec{\nabla}T$  est nul et que la densité de courant  $\vec{J}$  est non nulle, l'équation (1.6) devient :

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \rho\vec{J} \\ \vec{J}_q &= \pi\vec{J}\end{aligned}\quad (1.8)$$

La première équation de (1.8) exprime la loi d'Ohm et la seconde rend compte de l'effet Peltier.

Dans la problématique de la récupération d'énergie, nous allons par la suite nous intéresser uniquement à l'effet Seebeck. Un thermocouple est composé de deux matériaux semi-conducteurs, respectivement de type N et P, relié électriquement en série par une jonction. Lorsque l'on porte cette jonction à une température froide  $T_c$ , les deux autres extrémités étant maintenues à une température chaude  $T_h$ , on observe une différence de potentiel due à la diffusion des porteurs de charges, électrons et trous, de la source chaude vers la source froide (Figure 1.10 (a)).

Pour le matériau de type N, le coefficient de seebeck  $\alpha_N$  est négatif, alors que pour le matériau de type P, le coefficient de Seebeck  $\alpha_P$  est positif. La différence de potentiel s'exprime donc par :

$$E = (\alpha_P - \alpha_N)(T_h - T_c)\quad (1.9)$$

Un module thermoélectrique est un ensemble de thermocouples assemblés thermiquement en parallèle et électriquement en série (Figure 1.10 (b)). Enfin, un thermogénérateur (TEG) peut être composé d'un ou plusieurs modules thermoélectriques. Les thermocouples sont caractérisés par leur coefficient de Seebeck  $\alpha$  (somme des coefficients de Seebeck des deux matériaux P et N), leur résistivité électrique  $\rho$  et leur conductivité thermique  $\lambda$  (moyenne des résistivités et des conductivités des matériaux). Dans la théorie de la thermoélectricité [Rowe95], un thermocouple est caractérisé par son

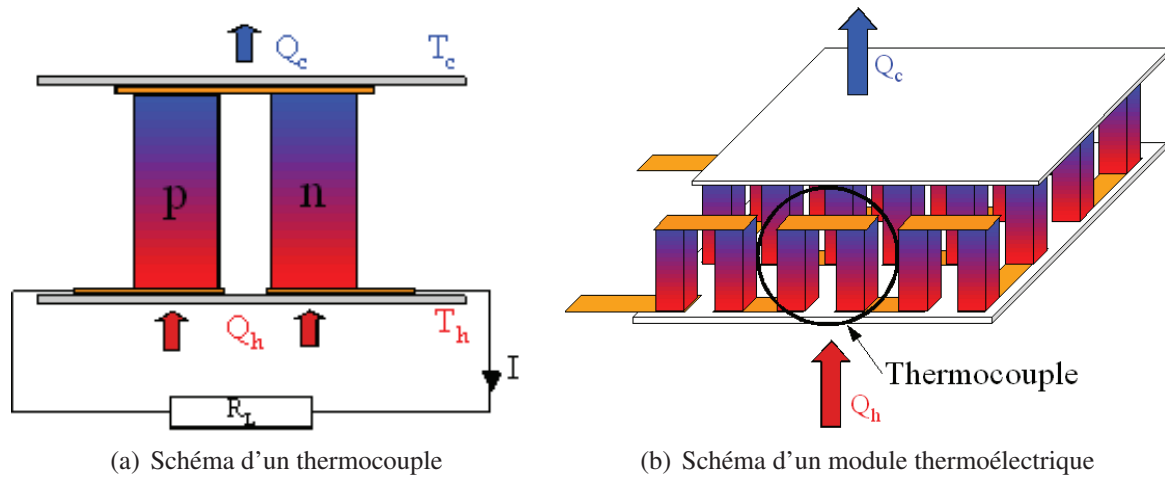


FIGURE 1.10 – Principe de fonctionnement d'un thermogénérateur (TEG)

facteur de mérite adimensionnel  $Z\bar{T}$ , avec  $\bar{T}$  la température moyenne, tel que :

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho\lambda}$$

$$\bar{T} = \frac{T_h + T_c}{2} \quad (1.10)$$

Il est possible de montrer que, sur charge adaptée, le rendement de conversion d'un thermocouple est maximal lorsque son facteur de mérite est maximal (nous reviendrons sur cette notion au chapitre 3). Ainsi, l'essentiel de la recherche en thermoélectricité s'oriente vers l'optimisation des matériaux de manière à maximiser le facteur de mérite. Les courbes des meilleures valeurs de  $Z\bar{T}$  obtenues dans des matériaux massifs sont reportées dans la Figure 1.11 pour les types P et N [Godart09].

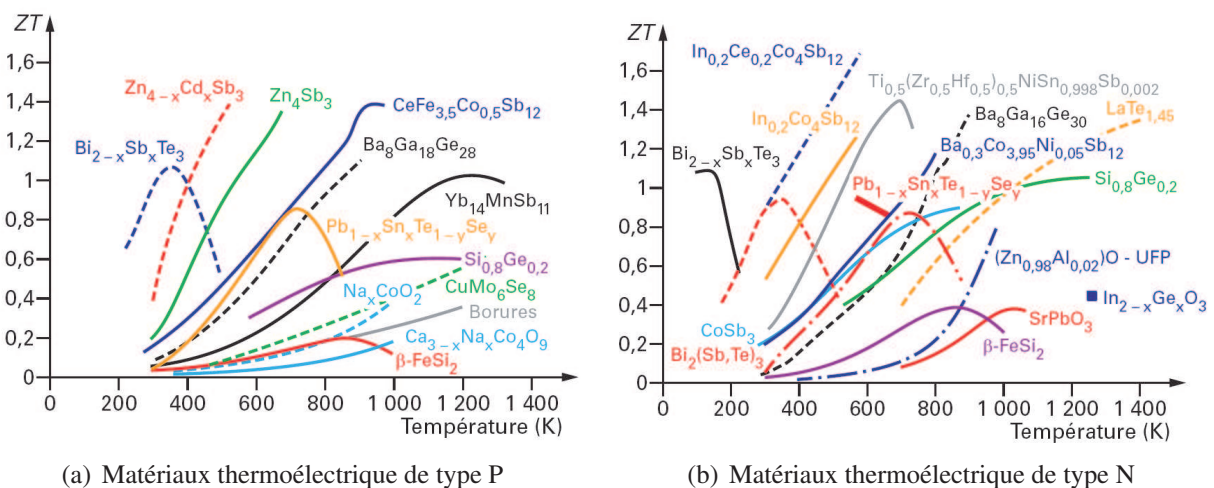


FIGURE 1.11 – Courbes de meilleures valeurs de  $Z\bar{T}$  pour différents matériaux thermoélectriques [Godart09]

Pour les applications de récupération d'énergie dans l'environnement humain, les températures étant faibles, le meilleur matériau à l'heure actuelle est le tellure de bismuth  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ , le facteur de mérite adimensionnel associé est proche de l'unité.

La principale difficulté associée à la récupération de la chaleur humaine est celle de la faible différence de température exploitable et donc de la faible tension générée en sortie du TEG. Les recherches se tournent beaucoup aujourd'hui vers les technologies des couches minces, qui à l'inverse des technologies avec des matériaux massifs, permettent d'intégrer une grande densité de thermocouples. Par exemple, un TEG de Micropelt intègre 5000 thermocouples par  $\text{cm}^2$  contre 15 par  $\text{cm}^2$  pour un TEG de Ferrotec.

### 1.2.2.2 Applications de la génération thermoélectrique

Pour l'instant, les seules applications commercialisées sont à notre connaissance des montres Seiko [Kanesaka99] et Citizen. La montre Thermic de Seiko est composée de dix modules thermoélectriques avec chacun 104 thermocouples soit au total 1040 thermocouples. Le coefficient de Seebeck de l'ensemble des modules thermoélectriques est de l'ordre de  $0.2 \text{ V.K}^{-1}$ . Le TEG produit suffisamment de  $\mu\text{W}$  pour alimenter la montre bien que la différence de température entre le corps et l'environnement soit faible. La tension en sortie de l'élément thermoélectrique est de l'ordre de 0.2 V à 0.3 V, elle est ensuite élevée avec un convertisseur à pompe de charge avec un facteur d'élévation égale à 16. La Figure 1.12 montre la disposition de toutes les pièces permettant le fonctionnement de la montre Seiko.

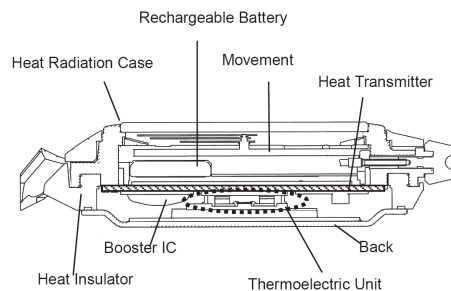


FIGURE 1.12 – Vue de côté de la montre Seiko [Kanesaka99]

Une des thématiques du laboratoire IMEC de Louvain en Belgique est la génération thermoélectrique à partir de la chaleur de la peau, notamment dans le domaine des nanotechnologies. En 2006, l'équipe a conçu un capteur communicant mesurant le taux d'oxygène dans le sang [Leonov07c]. Dans ce système, le générateur thermoélectrique (TEG) produit une puissance de l'ordre de  $200 \mu\text{W}$  à  $22^\circ\text{C}$ , afin d'alimenter un circuit consommateur permettant de mesurer le taux d'oxygène dans le sang toutes les 4 s et d'envoyer toutes les 15 s l'information de la mesure par onde radio à un PC à proximité. Un supercondensateur de 22 mF assure le stockage de l'énergie. La Figure 1.13 (a) est une photo du système, et la Figure 1.13 (b) représente la répartition de la consommation dans le circuit électronique, sachant que la consommation globale est  $64 \mu\text{W}$ .

Une seconde application développée par le laboratoire IMEC est celle de l'alimentation d'un électroencéphalographe (EEG) [Van Bavel08]. Le principe est le même que l'application précédente : alimenter un capteur communicant les données mesurées. Le schéma du système est donné à la Figure 1.14 (a).

Le générateur thermoélectrique, placé sur le front de la personne (Figure 1.14 (b)), produit, à  $23^\circ\text{C}$ , une puissance d'environ  $2 \text{ mW}$ , soit  $30 \mu\text{W.cm}^{-2}$ , le système à alimenter consommant  $0.8 \text{ mW}$ .



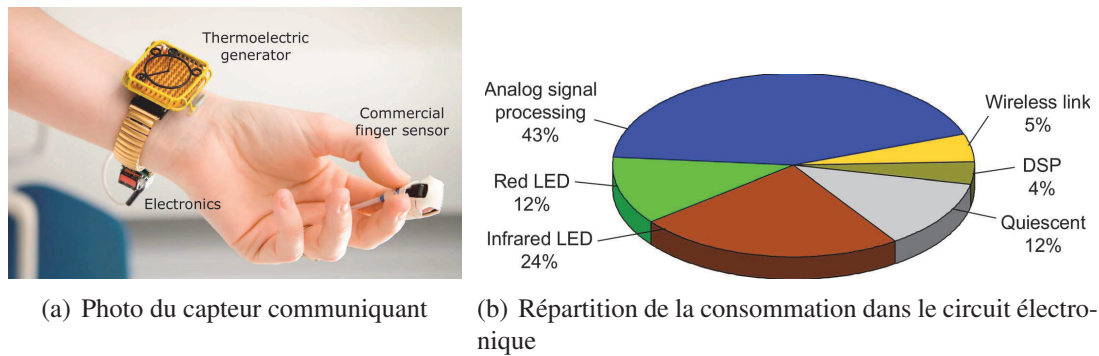


FIGURE 1.13 – Capteur communiquant mesurant le taux d'oxygène dans le sang alimenté par le corps humain [Leonov09b]

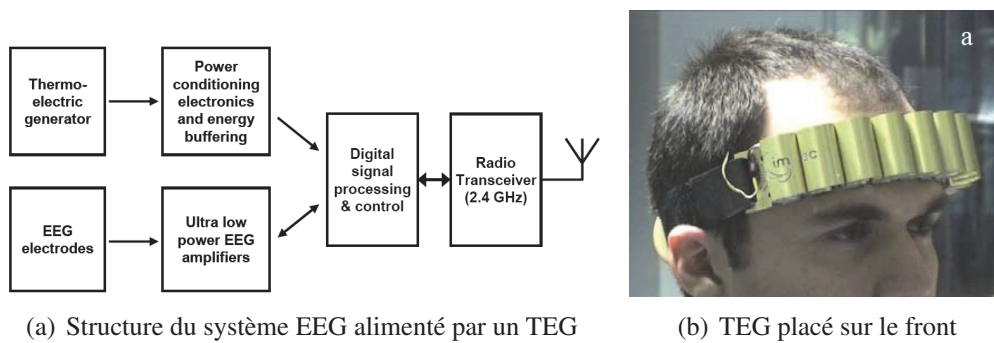


FIGURE 1.14 – Générateur récupérant la chaleur du corps humain alimentant un électroencéphalogramme [Van Bavel08]

L'université de Minho au Portugal travaille également sur l'alimentation d'un EEG [Carmo10] avec un TEG planaire développé dans leur laboratoire. Cependant aucun résultat d'expérimentation sur le corps humain n'a encore été publié.

## 1.2.3 La génération photovoltaïque

### 1.2.3.1 Principe et technologie d'un générateur photovoltaïque

La génération photovoltaïque consiste à transformer directement la lumière en électricité grâce à des cellules dites photovoltaïques. Dans leurs variantes au silicium, ces cellules ne sont rien d'autre que des jonctions PN dissymétriques : le côté P, appelé base, est épais et peu dopé en atomes de Bore, et le côté N, appelé émetteur, exposé à la lumière, a une faible épaisseur et est très dopé en atomes de Phosphore (Figure 1.15 (a)). Les photons incidents possèdent une certaine énergie qui peut provoquer le saut d'un électron de la bande de valence vers la bande de conduction si cette énergie est supérieure à la valeur du gap. Dans ce cas, si le circuit est fermé, un courant proportionnel à l'éclairement circule et, à vide, on obtient une différence de potentiel aux bornes de la cellule. L'allure non linéaire de la caractéristique courant  $I_{PV}$  / tension  $V_{PV}$  d'une cellule photovoltaïque, suivant l'éclairement  $E_{PV}$ , est présentée à la Figure 1.15 (b).

Actuellement, la filière technologique la plus répandue sur le marché est celle du silicium cristallin, avec près de 90 % de parts de marché [Muller07], globalement pour des applications couplées au réseau. Une autre technologie, plus économique et a priori moins performante, est celle du silicium

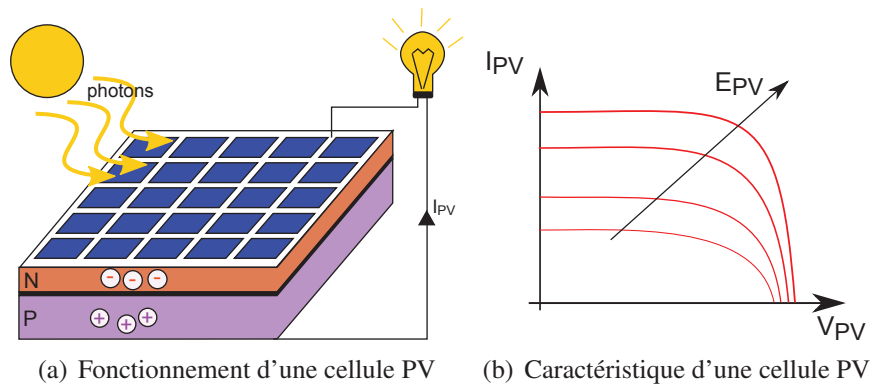


FIGURE 1.15 – Principe d'une cellule photovoltaïque et son réseau de caractéristiques électriques

amorphe (a-Si). Il existe bien d'autres technologies mais nous ne les aborderons pas ici.

Les rendements de conversion des cellules PV dépendent en réalité de l'intensité du rayonnement et de l'allure spectrale de la lumière. Les variations du rendement de quelques technologies au silicium cristallin et au silicium amorphe sont représentées sur la Figure 1.16 [Reich06a] et mettent en évidence, en échelle logarithmique, une grande sensibilité du rendement à l'intensité du rayonnement.

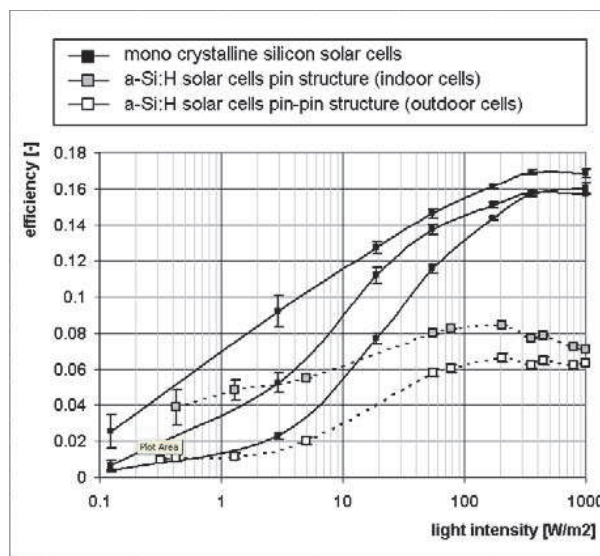


FIGURE 1.16 – Comparaison des rendements de conversion du silicium cristallin et du silicium amorphe en fonction de l'éclairement

Il apparaît que pour un éclairement de  $1000 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}$  (ou de 100 000 lux), le rendement du silicium cristallin est bien meilleur que celui du silicium amorphe : il atteint les 16 %, soit une puissance surfacique récupérée de  $16 \text{ mW}\cdot\text{cm}^{-2}$ . Dans ce cas, un générateur photovoltaïque en silicium cristallin sera moins encombrant ou plus puissant qu'un générateur photovoltaïque en silicium amorphe, mais restera plus cher. Cependant, aux faibles éclairements, on peut remarquer que le rendement des cellules en silicium amorphe peut être supérieur à celui des cellules en silicium cristallin.

Les deux technologies ont chacune leurs domaines d'applications privilégiés. Le silicium cristallin est plutôt utilisé pour des applications extérieures, lorsque des contraintes de faibles encombrements et de forts besoins sont présentes, alors que le silicium amorphe peut être préféré pour des applications intérieures et/ou lorsque le coût est une contrainte majeure.

### 1.2.3.2 Applications de la génération photovoltaïque

Les premières applications commercialisées dans le domaine de la récupération pour des applications de petite puissance ont été des montres, des calculatrices, des réveils, etc. . . , appareils ne consommant que très peu d'énergie, de l'ordre du  $\mu\text{W}$ .

Aujourd'hui, une application très répandue est celle de l'alimentation d'un nœud de réseau de capteurs sans fil. Les systèmes Héliomote [Raghunathan05], Prometheus [Jiang05], Everlast [Simjee06] et AmbiMax [Park06] sont tous des récupérateurs d'énergie pour nœud de capteurs, alimentés par une cellule photovoltaïque et utilisant une supercapacité comme élément de stockage, et pour certains un accumulateur lithium-ion en second élément de stockage. Tous ces systèmes sont amenés à fonctionner à l'extérieur, et seul le système Prometheus utilise une cellule solaire en silicium amorphe. La Figure 1.17 présente le prototype du système Everlast. Ce système autonome, dimensionné pour fonctionner pendant 20 ans, a également un contrôle MPPT pour fonctionner au point de puissance maximale du générateur photovoltaïque et différents modes de consommation.

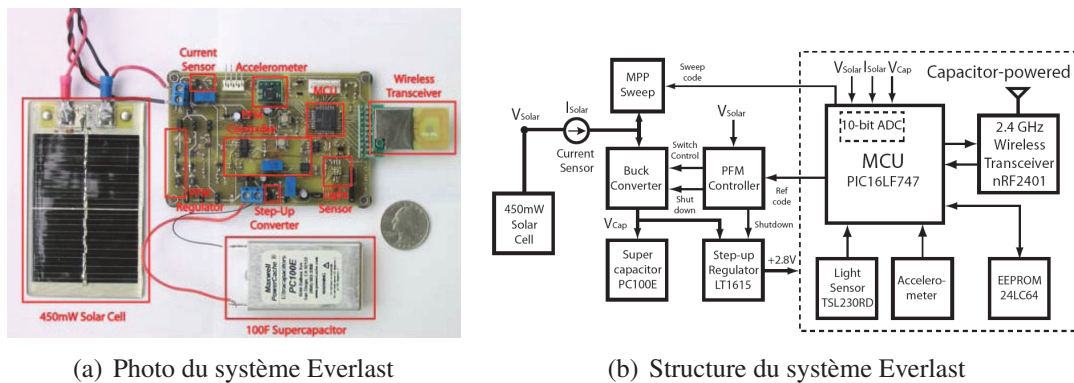


FIGURE 1.17 – Photo et structure du système Everlast [Simjee06]

Dans [Reich06b], une souris d'ordinateur sans fil alimentée par une cellule photovoltaïque en silicium amorphe de  $28\text{ cm}^2$  a été étudiée. Le prototype construit est constitué de la cellule PV, de deux batteries NiMH ayant une capacité de 750 mAh, d'un convertisseur DC-DC élévateur en sortie de la cellule afin de pouvoir charger la batterie, et d'un microprocesseur effectuant toutes les minutes des mesures sur la cellule afin de maximiser la puissance générée par cette cellule (régulateur MPPT). Il a d'ailleurs été montré, pour cette application, que l'utilisation d'un régulateur MPPT reste pertinente même s'il consomme de l'énergie.

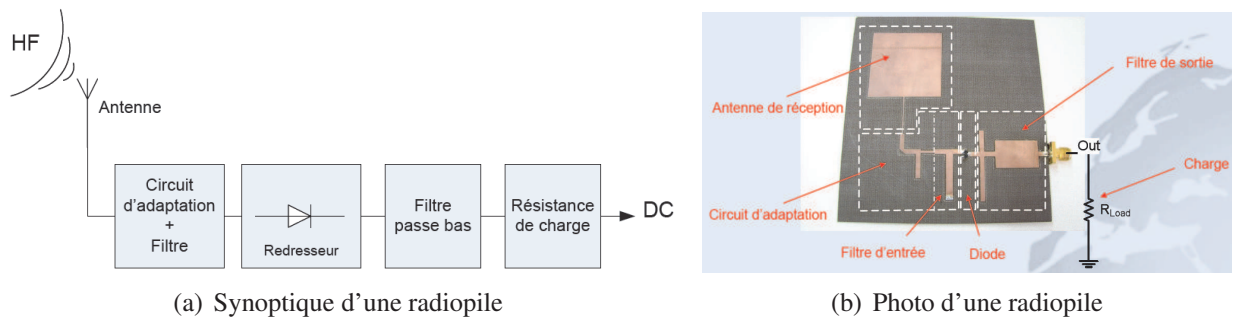
## 1.2.4 Énergie à partir des ondes radiofréquences

### 1.2.4.1 Principe de la récupération des hyperfréquences

La prolifération d'émetteurs d'ondes radiofréquences (émetteurs radio, téléphones portables, etc. . . ) permet aujourd'hui d'envisager la récupération d'énergie provenant des ondes électromagnétiques ambiantes. Toutefois, l'énergie que l'on peut récupérer de cette source rayonnante est limitée et nécessite d'une part une connaissance suffisamment précise des ondes à récupérer (fréquence, variations des signaux, orientation de l'antenne émettrice), et d'autre part, que le système de récupération ait une grande surface et/ou qu'il soit assez proche de l'émetteur.



L'élément réalisant la conversion de l'énergie transportée par les ondes en énergie électrique s'appelle parfois une « radiopile ». Le synoptique d'une « radiopile » est représenté à la Figure 1.18.

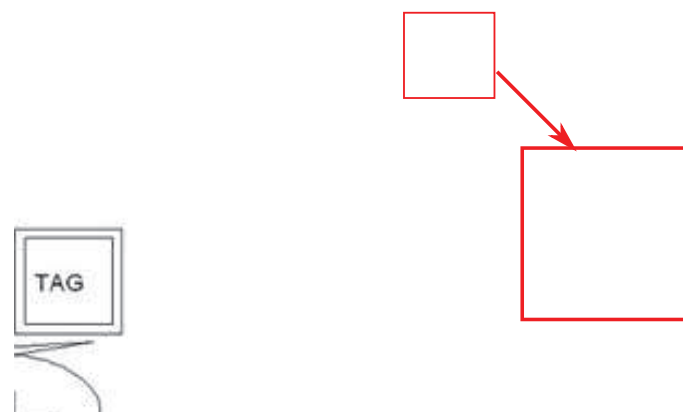


**FIGURE 1.18** – Synoptique et photo d'une « radiopile » [Douyere08a]

Une antenne permet de collecter l'énergie des micro-ondes. Un filtre d'entrée, jouant également le rôle du circuit d'adaptation, empêche le rayonnement des harmoniques générées par le circuit de redressement vers l'antenne (le circuit de redressement est généralement un redresseur à diodes Schottky). Un filtre passe-bas élimine ensuite les composantes hautes fréquences du signal afin d'alimenter la charge en continu. Cette chaîne de conversion est à l'origine de pertes dans la conversion d'énergie. Les travaux menés par l'Université de La Réunion [Douyere08b] ont abouti à un rendement proche de 80 % pour une puissance d'entrée de 15 dBm à la fréquence  $f_0 = 2.45$  MHz.

### 1.2.4.2 Applications de la récupération des hyperfréquences

L'application typique de cette conversion d'énergie est l'alimentation des étiquettes RFID (Radio Frequency Identification) passives. Une étiquette RFID passive se compose d'une antenne bobinée ou imprimée et d'une puce électronique (Figure 1.19), contenant une mémoire permettant de stocker des informations. Un lecteur muni d'une antenne crée un champ électromagnétique qui alimente l'étiquette et active sa puce, lui permettant ainsi d'émettre son code d'identification unique et d'effectuer les fonctionnalités qui y sont programmées. Ces étiquettes sont dites passives contrairement aux étiquettes actives qui sont alimentées par une pile.



**FIGURE 1.19** – Schéma électrique et photo d'une étiquette RFID passive [Scienceprog]

La distance à laquelle le signal radio sera détectable dépend de la puissance de l'installation d'activation et de la fréquence utilisée. Par exemple, pour une fréquence de 868 MHz (fréquence réservée

à la RFID en Europe), l'étiquette RFID sera sensible à un champ électrique de  $1.6 \text{ V.m}^{-1}$  [Gallee09], soit une densité de puissance de la ressource de  $0.7 \mu\text{W.cm}^{-2}$  (calculée à partir de l'équation (1.3)).

Par ailleurs, le laboratoire de recherche de Intel à Seattle a récupéré des ondes provenant d'une antenne TV d'une puissance de 960 kW à 674-680 MHz [Sample09]. Le système de récupération, situé à 4.1 km, a permis de récupérer  $60 \mu\text{W}$ , soit  $0.1 \mu\text{W.cm}^{-2}$ , afin d'alimenter un capteur de température avec affichage LCD (Figure 1.20). Le rendement de conversion de toute la chaîne de récupération était de 27%.

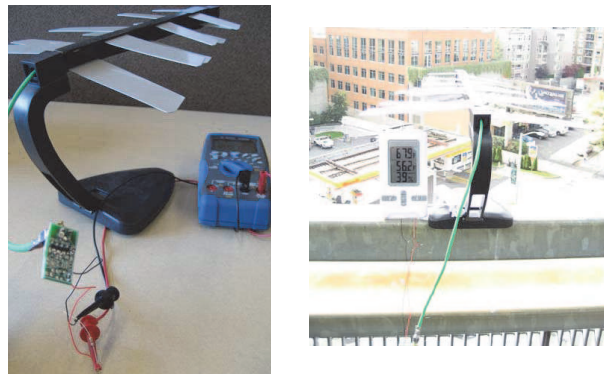


FIGURE 1.20 – Récupération des ondes TV [Sample09]

### 1.2.5 Synthèse du potentiel de récupération d'énergie

Les ressources ambiantes, notamment celles présentes dans l'environnement humain, ne sont pas nécessairement renouvelables mais sont des ressources « quasi-gratuites »<sup>2</sup>. Ces ressources sont limitées mais peuvent être suffisantes pour différentes applications. De nombreux générateurs permettent de convertir l'énergie mécanique, thermique, photovoltaïque ou des ondes radiofréquences en énergie électrique. Des applications ne demandant que très peu d'énergie pour fonctionner ont déjà vu le jour et le marché est en pleine émergence. Cependant, la puissance récupérée par tous ces dispositifs reste faible. En guise de synthèse, la Figure 1.21 représente les ordres de grandeur du potentiel de récupération d'énergie ambiante ramenés à la surface de captation ou au volume.

L'énergie mécanique issue des vibrations ambiantes ou des mouvements humains, dépendant fortement de leur fréquence et de leur amplitude, est une source d'énergie déjà utilisée dans les applications nomades, notamment grâce à sa large plage de puissances variant avec la technologie utilisée. En effet, les technologies de générateurs électromagnétiques, électrostatiques ou piézoélectriques peuvent fournir des puissances (hors adaptation mécanique) allant du  $\mu\text{W.cm}^{-3}$  au  $\text{mW.cm}^{-3}$ .

Les générateurs thermoélectriques récupérant la chaleur humaine, pour la plupart au stade de la recherche, commencent à devenir attractifs. Aujourd'hui, les puissances récupérables atteignent quelques dizaines de  $\mu\text{W.cm}^{-2}$  pour une différence de température  $\Delta T_0$  d'environ  $17^\circ\text{C}$  (ce qui équivaut à une température ambiante au alentour de  $20^\circ\text{C}$ ), avec l'objectif d'aller jusqu'à  $100 \mu\text{W.cm}^{-2}$ . L'intérêt de cette ressource est qu'elle est très peu fluctuante.

Le rayonnement électromagnétique sur Terre dû à la lumière solaire est la source d'énergie la plus intense car elle atteint, en plein soleil ( $100\,000 \text{ lux}$ ), la dizaine de  $\text{mW.cm}^{-2}$ . En lumière artificielle,

2. Nous considérons qu'une ressource dite « quasi-gratuite » est une ressource perdue si on ne la récupère pas.

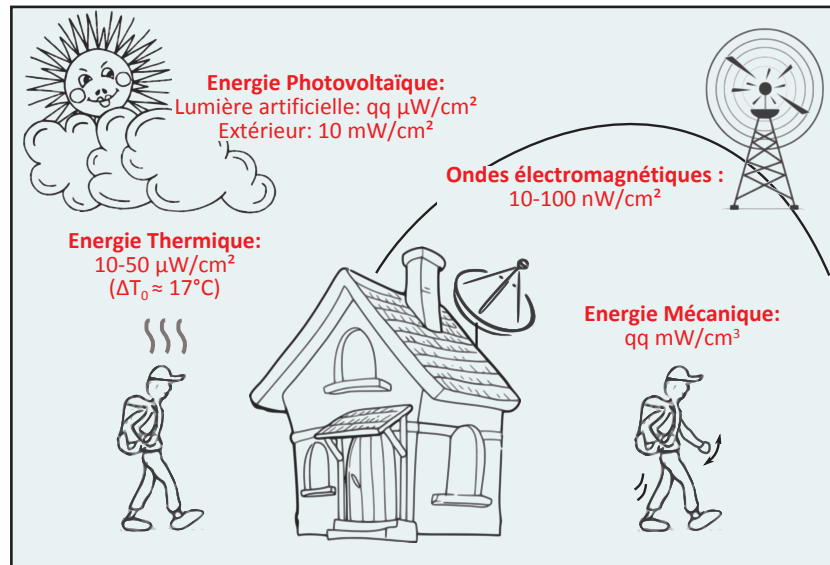


FIGURE 1.21 – Synthèse du potentiel de récupération d'énergie dans l'environnement humain (ordres de grandeur)

les puissances récupérables sont plutôt de l'ordre de la dizaine de  $\mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$  dans des environnements peu éclairés.

Enfin, le potentiel de production d'énergie à partir des ondes radiofréquences, dépendant du champ électrique environnant, donc de la distance à laquelle on se trouve de l'antenne émettrice, est très faible. Pour l'instant, les seules applications existantes exploitent une antenne dédiée à l'émission des ondes et peuvent récupérer des puissances comprises entre la dizaine et la centaine de  $\text{nW}\cdot\text{cm}^{-2}$ .

### 1.3 Problématique de la thèse et positionnement scientifique

La synthèse du potentiel de récupération d'énergie dans l'environnement humain que nous venons d'établir permet de mettre en évidence la difficulté de convertir les ressources ambiantes et les faibles niveaux de puissances récupérables par différents transducteurs. De plus, les ressources considérées sont souvent fluctuantes et intermittentes, c'est le cas des banales ressources lumineuses mais également de la plupart des autres ressources.

Ainsi, pour atténuer les fluctuations de production et/ou pour accroître le potentiel, nous nous intéressons dans cette thèse à l'hybridation de plusieurs ressources. De plus, compte tenu des faibles niveaux de productivité de chaque ressource, il nous semble pertinent d'étudier, en parallèle de la récupération d'énergie, les consommations des circuits électroniques à alimenter, l'objectif étant de les minimiser au maximum puis de les gérer intelligemment. Hybrider les sources nécessite, pour optimiser le dimensionnement global, de disposer de modèles génériques adaptés à une large plage de dimensions. Hormis pour les modules photovoltaïques dont la puissance est, à technologie donnée, strictement proportionnelle à leur surface, cela nécessitera donc de développer des modélisations spécifiques adaptées au dimensionnement énergétique.

### 1.3.1 Hybridation des ressources

L'hybridation de plusieurs sources d'énergie permet de réduire le ratio puissance maximale sur puissance moyenne et donc d'obtenir une puissance moins fluctuante grâce à la complémentarité des différentes sources, ce qui réduit généralement le coût global grâce à la réduction des besoins en stockage et/ou à la diminution de leurs sollicitations. Dans sa thèse de doctorat au laboratoire SATIE [Gergaud02a], Olivier Gergaud a montré la pertinence d'une production multisource (éolienne et photovoltaïque) sur le dimensionnement d'un système de production d'électricité décentralisé couplé au réseau et pouvant être autonome. Même si les origines énergétiques des sources envisagées sont moins corrélées que vent et soleil, nous espérons profiter des mêmes bénéfices dans les systèmes de récupération d'énergie de faibles puissances. Nous présentons ici un état de l'art des systèmes hybrides faible puissance décrits dans littérature.

#### 1.3.1.1 Etat de l'art de l'hybridation des ressources

Parmi les travaux de recherche très peu nombreux, citons ceux du CEA/LETI qui concernent l'étude de l'architecture d'une plateforme [Christmann10a], nommée « Managy », composée de différents récupérateurs d'énergie (thermique, photovoltaïque, mécanique et radiofréquence), de capteurs avec leur interfaces, d'une micro-batterie et d'un contrôleur pour gérer l'énergie (Figure 1.22). Les travaux sont très orientés sur l'intégration technologique et sur la recherche de fonctionnalités intelligentes.

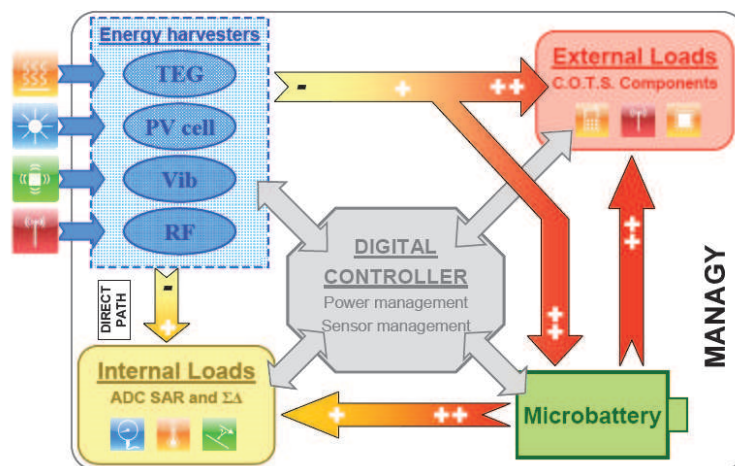


FIGURE 1.22 – Plateforme Managy développé par le CEA/LETI [Christmann10a]

La stratégie de management de l'énergie proposée consiste à alimenter dès que possible les charges avec les ressources récupérées autant que possible sans passer par l'élément de stockage. L'avantage d'un chemin direct entre les sources et les charges est de diminuer les étages de conversion ce qui permet d'améliorer le rendement global de conversion dans le cas présent de 40% [Christmann10b].

Comme nous l'avons abordé au paragraphe 1.2.2.2, l'une des thématiques du laboratoire IMEC de Louvain en Belgique traite de la récupération de la chaleur du corps humain pour des applications médicales. Nous avons d'ailleurs présenté leurs travaux sur l'alimentation d'un électroencéphalogramme (EEG) avec un générateur thermoélectrique (TEG). Un second prototype a été élaboré en superposant au TEG une cellule photovoltaïque [Van Bavel08]. L'hybridation de ces deux ressources a permis de

réduire la taille et le poids global du système (Figure 1.23 (a)) donc d'améliorer la puissance volumique du générateur. Ce générateur hybride récupère une puissance moyenne de 1 mW pour une consommation de l'EEG d'environ 0.8 mW.



(a) Générateur hybride pour l'alimentation d'un EEG [Van Bavel08] (b) Générateur hybride pour l'alimentation d'un ECG [Leonov09a]

**FIGURE 1.23** – Générateurs hybrides développés par l'IMEC

Suite à cette première application, l'IMEC a développé un nouveau générateur hybride (TEG+PV) intégré aux vêtements et permettant d'alimenter un électrocardiogramme (ECG) [Leonov09a] (Figure 1.23 (b)). Les niveaux de puissances récupérées par le générateur et consommées par l'ECG sont du même ordre de grandeur que ceux de l'application précédente.

Dans [Li08], un capteur communicant de puissance moyenne de 22.9 mW est alimenté par un générateur photovoltaïque en silicium monocristallin, de 120 cm<sup>2</sup>, de puissance nominale de 1.03 W (dans les conditions standards d'un éclairage de 1000 W.m<sup>-2</sup>), et par un générateur thermoélectrique, placé au dos du générateur photovoltaïque. La température du générateur photovoltaïque augmentant avec les radiations, le TEG profite alors de cette source de chaleur pour récupérer de l'énergie. L'association d'un TEG avec une cellule PV est également abordée dans [Muhtaroglu08] pour augmenter l'autonomie d'un ordinateur portable. Le TEG récupère la chaleur du micro-processeur, et le générateur PV la lumière environnante.

Enfin, dans [Töreyn10], un micro-générateur de 456 mm<sup>3</sup> génère une puissance de 1.91 nW, soit 345 μW.cm<sup>-3</sup>. Cette puissance provient d'un générateur électromagnétique récupérant 1.12 nW des vibrations ambiantes, et d'un générateur thermoélectrique récupérant 0.79 nW de la chaleur ambiante.

### 1.3.1.2 Positionnement de la thèse

A l'heure actuelle, l'hybridation des ressources pour les applications en faibles puissances est finalement peu abordée dans la littérature et surtout nous n'avons trouvé aucune étude méthodologique sur le dimensionnement de tels systèmes. Nous avons donc choisi d'étudier un générateur multisource hybridant deux à trois sources d'énergie, en l'occurrence thermoélectrique, photovoltaïque et micro-cinétique. A ces trois sources, nous associerons des convertisseurs DC-DC si besoin, un élément de stockage, ici un accumulateur lithium-ion, et une charge consommatrice d'énergie. Un exemple d'architecture envisageable du générateur multisource est représenté à la Figure 1.24.

L'objectif principal de cette thèse est de proposer une méthodologie globale permettant d'optimiser le dimensionnement des différents composants (production et stockage) d'un générateur multisource récupérant l'énergie ambiante, en particulier dans l'environnement humain, dans un contexte



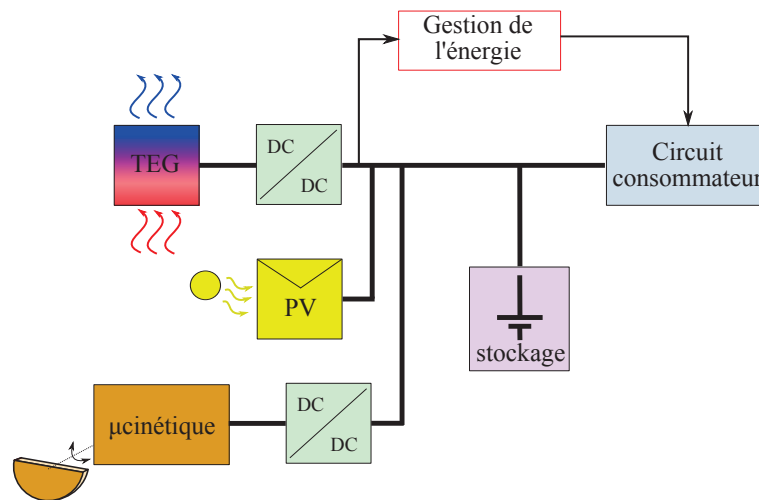


FIGURE 1.24 – Exemple d'architecture envisageable du générateur d'énergie multisource

de ressources données paramétrables. Dès lors, pour effectuer ces optimisations, des modèles génériques doivent être établis. Pour cela, nous avons choisi d'étudier des technologies déjà existantes (générateurs, convertisseur DC-DC et accumulateur) en vue de les modéliser, en partie sur la base d'expérimentations. Par exemple, le générateur micro-cinétique considéré est issu du mécanisme de la technologie horlogère Autoquartz fabriquée par la société Suisse ETA (du groupe Swatch). Les générateurs thermoélectrique (tellurure de bismuth) et photovoltaïque (amorphe), le convertisseur DC-DC et l'accumulateur (lithium-ion) étudiés sont respectivement commercialisés par les sociétés Ferrotec, Solems, Linear Technology et Ultralife Battery. Ainsi, dans cette thèse, un effort important a porté sur l'établissement de modèles génériques de dimensionnement sur la base de ces technologies.

L'originalité majeure de ce travail consiste en l'étude d'un système global, de sa production jusqu'à sa consommation (voir section suivante). Cette approche système nous permet de mieux dimensionner de façon optimale les moyens de conversion d'énergie en fonction des ressources disponibles. Cela nous permet de souligner et d'étudier les nombreux couplages existants, qu'ils soient électriques, mécaniques ou thermiques, entre chaque composant du système et de mettre en évidence l'intérêt majeur d'une approche système. Il apparaît ainsi qu'optimiser le rendement global de toute la chaîne de conversion d'énergie conduit à des solutions très différentes de celles résultant d'une optimisation du rendement de chaque organe du système pris séparément. L'intérêt d'ajouter un étage de conversion supplémentaire entre le générateur et l'élément de stockage peut ainsi être évalué, que ce soit pour un générateur photovoltaïque ayant une tension maximisant sa puissance proche de celle d'un accumulateur lithium-ion, ou encore pour un générateur micro-cinétique fonctionnant de manière impulsionnelle. Dans le cas du TEG, l'approche système met en évidence le déplacement du maximum de puissance d'un ensemble TEG-convertisseur DC-DC par rapport au maximum de puissance du TEG seul. Cette approche montre également l'importance de l'adaptation thermique et l'influence de l'utilisation d'un dissipateur sur le volume global d'un TEG.

Enfin, dans un contexte de ressources données, nous proposons une méthodologie de dimensionnement des composants du générateur multisource sur un cycle de fonctionnement donné (cycle de ressources et de consommation). Les résultats des optimisations nous permettent alors de mettre en évidence l'intérêt ou non d'hybrider plusieurs sources d'énergie.

### 1.3.2 Gestion de la consommation

Lorsque les niveaux de puissance récupérable dans l'environnement humain sont à la limite de satisfaire le besoin, ou risquent de l'être dans des situations particulières, nous proposons de mettre en œuvre une gestion des profils de consommation pour assurer malgré tout un fonctionnement légèrement dégradé. Une application typique et particulièrement bien adaptée est celle du capteur communicant. Le rôle d'un capteur communicant est de récolter des informations sur son environnement, c'est-à-dire de mesurer des grandeurs physiques, chimiques ou biologiques, puis d'envoyer ces informations à distance par ondes radiofréquences. Il est donc composé en général d'un capteur, d'un microprocesseur, d'une antenne et d'une source d'alimentation. Les réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Networks : WSN) apportent de nombreuses solutions dans les applications concernant les services à la personne, liés à la santé et à la sécurité, mais également dans le domaine des transports et de l'automatisation des bâtiments. Dans les années à venir, leur développement constituera probablement un enjeu considérable, ils pourraient être abondamment utilisés dans notre vie quotidienne. Cependant l'un des verrous majeur de l'amélioration et de la diffusion de réseaux de capteurs communicants est l'autonomie en énergie de chaque nœud du réseau. Le challenge est de faire en sorte que chaque nœud soit indépendant énergétiquement, c'est-à-dire qu'il n'y ait aucune intervention humaine destinée à changer une pile ou à recharger un accumulateur sur la durée de vie prévue du produit. Dès lors, une solution pour répondre à cette problématique est de récupérer de l'énergie dans l'environnement.

L'étude de la consommation d'un capteur communicant est intéressante car plusieurs degrés de liberté existent pour agir sur la consommation. Or, l'allure du profil de consommation a un impact élevé sur le dimensionnement du système, notamment sur la capacité de stockage. Dès lors, insérer de l'intelligence dans la gestion du profil de consommation permet de mieux optimiser le dimensionnement du système. Dans sa thèse de doctorat réalisée au laboratoire SATIE [Thiaux10], Yaël Thiaux a montré la pertinence d'optimiser les profils de consommation au sein d'un système photovoltaïque autonome. Nous souhaitons ainsi transposer une partie de ces résultats à des systèmes de niveaux de puissance beaucoup plus faibles.

#### 1.3.2.1 État de l'art de la gestion de la consommation

Dans la littérature, les articles portant sur la gestion de la consommation d'une charge évoquent le « power management ». Cependant, de nombreux articles dans la thématique de la récupération d'énergie parlent de « power management » lorsqu'il s'agit d'adapter l'impédance d'un générateur pour maximiser sa puissance [Li10], [Cantatore06], ce que nous appelons généralement du contrôle MPPT (maximum power point tracking), ou simplement d'insérer un convertisseur élévateur entre le générateur et l'élément de stockage uniquement pour élever la tension de ce dernier [Doms07], [Marzencki08], [Spies07].

Dans cette thèse, le « power management » traduit tout type d'action sur la consommation d'un circuit. Dans cet état de l'art succinct, nous nous sommes intéressés uniquement aux applications alimentées par l'énergie récupérée environnante.

Les travaux de l'équipe de Aman Kansal et de Vijay Raghunathan de l'Université de Californie ont pour application les réseaux de capteurs communicants [Raghunathan06], [Kansal06]. Leur objectif

est d'harmoniser la répartition des tâches entre tous les nœuds du réseau, en prenant en compte la répartition spatio-temporelle de l'énergie, c'est-à-dire le fait que l'énergie récupérée évolue au cours du temps et qu'elle n'est pas la même à chaque nœud du réseau. Leur algorithme de « power management » en temps réel détermine, à chaque pas de temps, le cycle de fonctionnement (duty cycle en anglais) de la charge, en fonction de l'énergie disponible (connue grâce à un algorithme de prédiction de l'énergie).

En Suisse (ETH Zürich), Clemens Moser a travaillé durant sa thèse sur l'adaptation en temps réel de la consommation d'un circuit électronique, alimenté par une cellule solaire, en agissant sur l'ordonnancement des tâches [Moser09], [Moser07]. Le but de ses travaux est d'améliorer dynamiquement la qualité de service du système en décidant en temps réel les tâches à effectuer donc le mode de fonctionnement. Pour cela, il considère qu'à chaque trame, un service doit être effectué. Ce service est associé à une qualité de service et à une énergie consommée. L'algorithme développé permet ainsi de maximiser la qualité de service en respectant les contraintes énergétiques.

Enfin, la consommation d'une charge est liée à la consommation de son microprocesseur. Les microprocesseurs actuels possèdent deux mécanismes permettant d'agir sur leur consommation. La technique DVFS (Dynamic Voltage Frequency Scaling) permet d'agir sur la consommation du microprocesseur en modifiant sa tension d'alimentation et sa fréquence. La technique DPM (Dynamic Power Management) consiste à exploiter les modes repos du microprocesseur pour diminuer sa consommation. Sur ces techniques, nous pouvons citer par exemple les travaux de Jianli Zhuo en Arizona [Zhuo07b], [Zhuo07a] qui consiste à appliquer les techniques de DPM et DVFS sur un système alimenté par une pile à combustible. L'algorithme développé permet de minimiser la consommation du circuit et de prolonger l'autonomie.

### 1.3.2.2 Positionnement de la thèse

Dans la littérature, l'étude de la gestion de la consommation pour des applications alimentées par les ressources environnantes se traduit par le développement d'algorithmes permettant de mieux piloter la charge en adaptant sa consommation aux ressources disponibles.

Dans cette thèse, notre objectif est d'exploiter les possibilités d'action sur le profil de consommation d'une charge disponibles pour observer et mettre en évidence l'impact de cette gestion intelligente sur le dimensionnement d'un générateur récupérant l'énergie environnante.





## Chapitre 2

# Le générateur micro-cinétique Autoquartz : modélisation pour le dimensionnement

Ce chapitre présente une analyse énergétique détaillée du système Autoquartz, produit et commercialisé par la société Suisse ETA (du groupe Swatch). Il s'agit d'un générateur micro-cinétique permettant de produire de l'énergie électrique à partir de mouvements, et initialement dimensionné pour alimenter une montre. L'objectif de ce chapitre est de modéliser le système Autoquartz en vue d'optimiser sa récupération d'énergie, mais également de le dimensionner pour d'autres niveaux de productivité d'énergie en conservant son principe et son architecture originale [Lossec10a], [Lossec09].

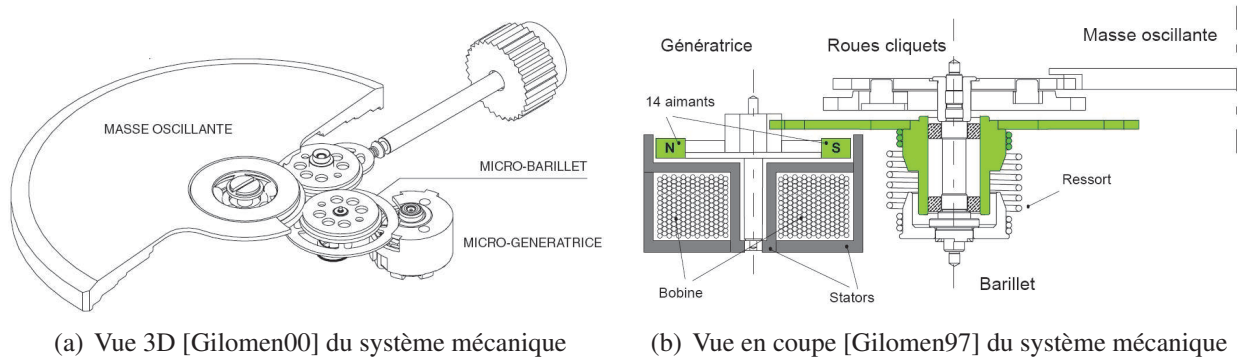
Nous décrivons tout d'abord le fonctionnement global du système Autoquartz, puis nous exposons un modèle électromécanique, obtenu à partir de données fournies par le constructeur et d'identifications issues de relevés expérimentaux. L'existence d'un optimum de rendement de récupération est mis en évidence et nous proposons puis comparons deux solutions maximisant la récupération d'énergie. Enfin, la dernière section de ce chapitre présente un modèle de dimensionnement du système Autoquartz dont la finalité est d'optimiser les paramètres de sa chaîne de conversion, pour un mouvement d'excitation donné.

## 2.1 Fonctionnement du système Autoquartz

### 2.1.1 Fonctionnement global

La montre Autoquartz fonctionne comme une montre à quartz traditionnelle avec la particularité qu'elle utilise le mouvement de son porteur comme ressource énergétique. Une masse oscillante transmet son énergie mécanique (cinétique et potentielle) à un ressort spiral intégré dans un micro-barillet permettant sa charge quel que soit le sens de rotation de la masselotte. Lorsque le ressort atteint un état de charge donné, il se décharge en entraînant une génératrice à aimants permanents monophasée dont la tension est redressée par un pont à transistors MOS afin de charger un accumulateur électrique (Figure 2.1).

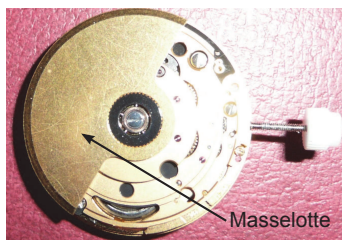
La puissance mécanique fournie par la masselotte est transmise, par l'intermédiaire d'un train d'engrenages multiplicateur, de rapport de transmission  $m_1$ , à l'intérieur duquel se trouvent deux roues à cliquets, l'une étant solidaire de l'extrémité intérieure d'un ressort spiral. Les oscillations de la masselotte permettent alors de charger le ressort quel que soit son sens de rotation et l'amplitude



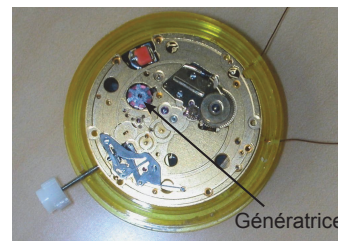
**FIGURE 2.1** – Vues 3D et en coupe du système mécanique

de ses mouvements. Dès que le couple de rappel du ressort, transmis à travers un multiplicateur à engrenage de rapport  $m_2$ , devient supérieur à l'amplitude du couple de détente de la génératrice, il se décharge de façon impulsionnelle entraînant en rotation une génératrice monophasée à aimants (structure du stator à griffes).

Un pont complet à transistors MOS fonctionnant en pleine onde permet alors de redresser la tension délivrée par la génératrice pour charger un accumulateur tampon (supercondensateur ou élément lithium selon le modèle de montre) qui, comme dans les montres à quartz traditionnelles, redistribue ensuite l'énergie à l'électronique de comptage et de commande du moteur pas à pas assurant la rotation des aiguilles. La Figure 2.2 montre des photographies du système Autoquartz.



(a) Photographie du système côté masselotte



(b) Photographie du système côté génératrice

**FIGURE 2.2** – Photographies du système Autoquartz

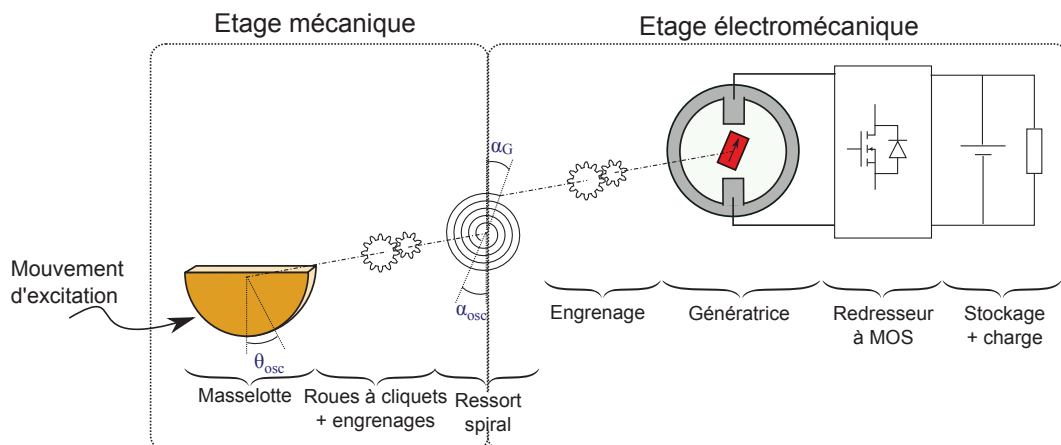
Certaines spécifications du système Autoquartz (calibre ETA 205.911), utiles pour la modélisation, sont rassemblées dans le Tableau 2.1 [Kinetron02b], [Kinetron02a], [Gilomen00] (les dimensions globales concernent l'ensemble générateur Autoquartz et tous les « mécanismes » de la montre). Nous verrons par la suite que les identifications expérimentales menées ont conduit à des valeurs légèrement différentes.

## 2.1.2 Architecture de conversion

Le système Autoquartz peut se décomposer en deux sous systèmes relativement découplés dont le ressort est l'organe commun (Figure 2.3) et que nous détaillons dans la suite.

Eléments du système Autoquartz	Notation	Valeurs numériques
Diamètre externe du système Autoquartz avec son boîtier	$D_{\text{tot}}$	26.6 mm
Épaisseur globale du système Autoquartz avec son boîtier	$th_{\text{tot}}$	3.95 mm
Moment d'inertie masselotte	$J_{\text{osc}}$	220 g.mm <sup>2</sup>
Masse de la masselotte	$m_{\text{osc}}$	3.56 g
Distance axe de rotation de la masselotte à son centre de gravité	$L_{\text{osc}}$	6.23 mm
Rapport de multiplication engrenage masselotte/ressort	$m_1$	45/28 = 1.6
Raideur du ressort	$k_{\text{sp}}$	10 à 12.5 $\mu\text{Nm}\cdot\text{rad}^{-1}$
Rapport de multiplication engrenage ressort/génératrice	$m_2$	60/12 = 5
Amplitude du couple de détente de la génératrice	$T_{\text{dMax}}$	8 à 15 $\mu\text{Nm}$
Nombre de spires du bobinage d'induit	$n$	1140
Amplitude du flux inducteur	$\Phi_{\text{fMax}}$	0.6 mWb
Nombre de paires de pôles de la génératrice	$p$	7
Moment d'inertie du rotor	$J_{\text{G}}$	0.02 g.mm <sup>2</sup>
Résistance interne de l'induit	$R_{\text{G}}$	320 $\Omega$
Résistance de canal des MOS	$R_{\text{MOS}}$	30 $\Omega$

**TABLEAU 2.1** – Spécifications d'origine du système Autoquartz calibre ETA 205.911 [Kinetron02b], [Kinetron02a], [Gilomen00]



**FIGURE 2.3** – Architecture de conversion du système Autoquartz

### 2.1.2.1 Étage mécanique

L'étage mécanique est composé d'une masselotte, de deux roues à cliquets, d'un premier engrenage de rapport  $m_1$ , et d'un ressort spiral intégré dans son barillet. Cet étage permet de stocker l'énergie mécanique transmise par la masselotte via les roues à cliquets et l'engrenage dans le ressort spiral.

Les roues à cliquets, appelées également inverseurs, permettent au ressort de s'enrouler toujours dans le même sens quel que soit le sens de rotation de la masselotte. Leur fonctionnement détaillé et leur modélisation sont décrits dans l'annexe A. Le barillet est un cylindre creux, avec un bord denté, à l'intérieur duquel le ressort spiral est placé (Figure 2.4). Les extrémités intérieures et extérieures du ressort sont fixées respectivement à l'arbre et au tambour du barillet.

La roue dentée de la masselotte est relié aux deux roues (dentées) inférieures des roues à cliquets. D'autre part, l'arbre du barillet est le même que celui de la seconde roue à cliquet. Étant donné que les



**FIGURE 2.4** – Illustrations du barillet et de son ressort [Horlogerie-suisse]

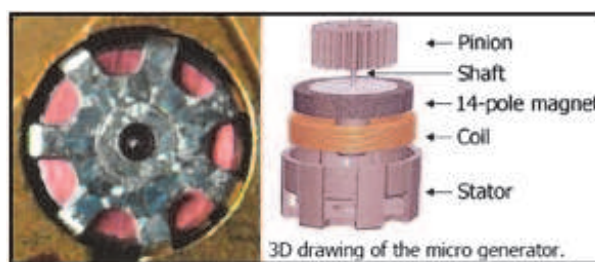
roues à cliquets sont exactement les mêmes, le rapport de multiplication, noté  $m_1$ , entre la masselotte et le ressort est égal au rapport du nombre de dents de la roue de la masselotte sur celui de la roue inférieure d'une roue à cliquet. Dans le système étudié, il vaut  $m_1 = 1.6$ .

### 2.1.2.2 Étage électromécanique

L'étage électromécanique est composé du ressort spiral intégré dans son barillet, d'un multiplicateur à engrenage, d'une génératrice à aimants et d'un redresseur pleine onde à transistors MOS. Cet étage convertit l'énergie mécanique stockée dans le ressort en énergie électrique exploitable.

Grâce au système de roues à cliquets, le ressort ne peut se dérouler que du côté du tambour du barillet qui entraîne alors en rotation sa roue dentée, et donc la génératrice à aimants permanents. On notera  $m_2$  le rapport de multiplication entre le ressort et la génératrice, il est égal à  $m_2 = 5$ .

La génératrice monophasée (Figure 2.5) est constituée d'un stator à griffes et d'un rotor à 7 paires de pôles à aimantation radiale alternée (SmCo) comme on en rencontre dans les moteurs pas à pas à aimants. Les effets inductifs importent peu ici en raison des effets d'échelle et nous les négligerons par la suite devant les effets résistifs.



**FIGURE 2.5** – Photographie et vue 3D de la génératrice [Kinetron02a]

La micro-génératrice se trouve entraînée en rotation dès lors que le couple de rappel du ressort  $T_G$ , à travers le réducteur de rapport  $m_2$ , devient supérieur à la valeur crête  $T_{dMax}$  du couple de détente :

$$\text{décharge du ressort} \Leftrightarrow T_G > T_{dMax} \quad (2.1)$$

Ce couple, dû à la seule interaction des aimants avec la denture statorique et en l'absence de débit électrique de la génératrice, est fonction de l'angle du rotor  $\theta_G$ . La Figure 2.6 illustre très schématiquement l'interaction entre le couple de rappel du ressort et le couple de détente pendant la charge du ressort.

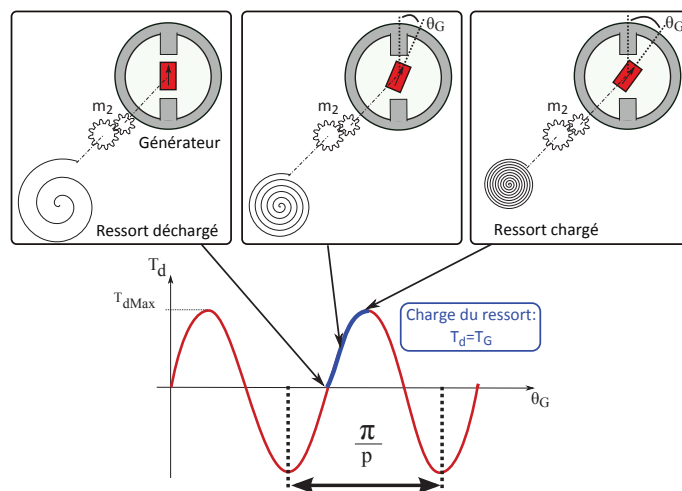


FIGURE 2.6 – Représentation schématique de l'interaction couple du ressort et couple de détente

Sur la Figure 2.6, la structure de la génératrice est simplifiée de façon à illustrer simplement les interactions entre le ressort et le rotor soumis au couple de détente. Le couple de détente est considéré comme un couple résistant vis à vis du ressort. En pratique, la structure à griffes donne lieu à un couple de détente pouvant présenter une asymétrie (2 extrema d'amplitudes différentes par période) mais nous n'avons pas pu l'identifier et nous n'avons pas pris en compte cette spécificité. Cette particularité pourrait être une des causes de dispersion des mesures que nous verrons plus loin.

Le redresseur est un redresseur actif à transistors MOS commandé en pleine onde. Il fonctionne comme un pont de diodes standard à ceci près qu'au lieu d'avoir des chutes de tension à seuil (jonctions PN), les MOS se comportent à l'état passant comme des résistances (environ  $30\Omega$  dans le cas présent), ce qui donne des chutes de tension plus faibles que dans les diodes et améliore ainsi le rendement de conversion (deux MOS en série représentent une résistance équivalente égale à environ 20% de la résistance du bobinage d'induit de la génératrice). Les niveaux de tension étant de l'ordre de quelques volts, deux seuils de diodes en série auraient fortement pénalisé le rendement.

## 2.2 Modélisation électromécanique du système Autoquartz

Dans cette partie, nous avons élaboré un modèle de productivité énergétique du système de génération micro-cinétique Autoquartz sous Matlab-Simulink. L'objectif est de déterminer les profils de production électrique correspondant en sortie du système (Figure 2.7) à partir de différents profils de mouvements 3D d'excitation du système Autoquartz (mouvements du poignet). Compte tenu des faibles puissances prélevées, la récupération d'énergie par ce système n'affecte pas l'excitation, cette dernière sera donc supposée imposée.

Nous présenterons tout d'abord la modélisation du mouvement de la masselotte qui s'avère être un problème complexe de dynamique, puis un second paragraphe sera consacré à la modélisation de la chaîne de conversion du système Autoquartz constituée des roues à cliquets, des engrenages, du ressort, de la génératrice micro-cinétique et du redresseur actif.

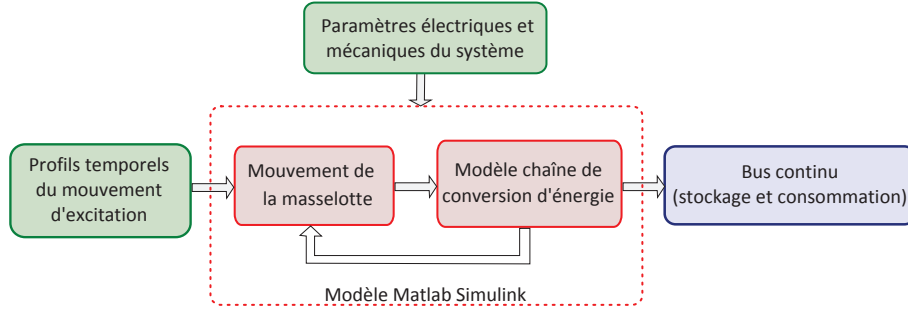


FIGURE 2.7 – Modèle de production micro-cinétique à partir de profils de mouvement

## 2.2.1 Modélisation du mouvement de la masse oscillante

La masselotte du système Autoquartz est soumise à des efforts d'excitation lorsque le porteur du boîtier est en mouvement. Les mouvements d'excitation (produits par le porteur) peuvent être caractérisés par trois translations et trois rotations. L'objectif est de déterminer, à partir du mouvement 3D du boîtier, le mouvement relatif de la masselotte par rapport au boîtier, c'est à dire l'évolution de l'angle de la masselotte, notée  $\theta_{osc}$ , par rapport au boîtier du système Autoquartz.

Ce problème complexe est un pur problème de mécanique dynamique à six paramètres que nous avons détaillé en annexe A [Fredy09], [Moya08]. Toute la résolution de ce problème repose sur le principe fondamental de la dynamique appliqué au point  $O^*$ , centre du système, noté S. Plus précisément, nous appliquons le théorème du moment dynamique en  $O^*$ , projeté sur l'axe  $\vec{n}$ , vecteur colinéaire à l'axe de rotation de la masselotte, et exprimé dans le référentiel terrestre galiléen R. Il s'énonce comme suit :

$$\vec{\delta}_{O^*}^{(S/R)} \cdot \vec{n} = \sum \vec{M}_{O^*}(\vec{S} \rightarrow S) \cdot \vec{n} \quad (2.2)$$

Après simplification (voir annexe A), cette équation devient :

$$\underbrace{\underbrace{\frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R^4/R)} \cdot \vec{n} \right)}_{A1} - \underbrace{I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R^4/R)} \frac{d\vec{n}}{dt}}_{A2}}_A + \underbrace{m_{osc} \left( \vec{O}^* \vec{G} \wedge \vec{\Gamma}_{O^*}^{(S/R)} \right) \cdot \vec{n}}_B = \underbrace{\vec{T}_{pes} \cdot \vec{n} - m_1 \vec{T}_{sp} \cdot \vec{n}}_C \quad (2.3)$$

Dans cette équation, le couple lié à la pesanteur est noté  $\vec{T}_{pes}$ , et le couple du ressort est noté  $\vec{T}_{sp}$ .

Le modèle réalisé sous Matlab Simulink permet de déterminer la variation de l'angle de la masselotte  $\theta_{osc}$ . Pour cela, nous avons mis en place plusieurs boucles imbriquées pour décomposer l'équation (2.3) et extraire la valeur de  $\theta_{osc}$  (Figure 2.8).

## 2.2.2 Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie

La seconde partie de la modélisation consiste à déterminer, à partir de la variation temporelle angulaire de la masselotte  $\theta_{osc}$ , l'énergie produite par le système Autoquartz, c'est à dire l'énergie électrique récupérable à chaque décharge de ressort.



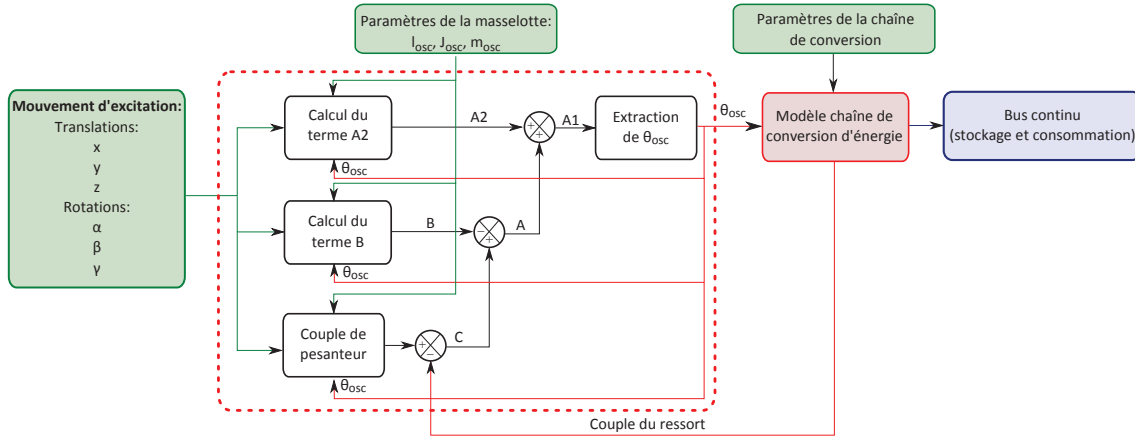


FIGURE 2.8 – Synoptique de la modélisation du mouvement de la masselotte

### 2.2.2.1 Modèle de la décharge du ressort

Nous nous concentrons ici sur la décharge du ressort, la modélisation de la charge revient finalement à modéliser l'effet des roues à cliquets (voir annexe A) et est uniquement liée à la valeur crête du couple de détente  $T_{dMax}$  qui définit l'instant de décharge.

L'actionneur réalisant la conversion électromécanique d'énergie est la génératrice à aimants permanents. Dès lors, toute la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie s'appuie sur le principe fondamental de la dynamique (PFD) appliqué à un solide en rotation, ici le rotor de la génératrice. Nous considérerons  $T_G$  le couple de rappel du ressort transmis à travers le multiplicateur de vitesse de rapport  $m_2$ , les couples opposés par la génératrice  $T_d$  de détente et  $T_{Em}$  électromagnétique (fonction du courant débité), ainsi qu'un hypothétique couple de frottements visqueux  $T_f$  [LeBourhis08]. Le PFD s'exprime alors par :

$$J_G \frac{d\Omega_G}{dt} = T_G - T_d - T_{Em} - T_f \quad (2.4)$$

La différence angulaire entre les deux extrémités du ressort associée à sa raideur  $k_{sp}$  définit son couple de rappel  $T_{sp}$ . Soient  $\alpha_{osc}$  et  $\alpha_G$  les positions angulaires des extrémités intérieures et extérieures du ressort, le couple s'exprime alors par :

$$T_{sp} = k_{sp} (\alpha_{osc} - \alpha_G) \quad (2.5)$$

Ce couple est transmis sur l'arbre du rotor à travers un engrenage de rapport  $m_2$ , il est noté  $T_G$  tel que :

$$T_G = \frac{k_{sp}}{m_2} (\alpha_{osc} - \alpha_G) \quad (2.6)$$

Comme justifié précédemment, nous considérons un couple de détente  $T_d$  sinusoïdal :

$$T_d = T_{dMax} \sin(2p\theta_G) \quad (2.7)$$

Nous avons observé expérimentalement que le cumul des déplacements angulaires  $\theta_{osc}$  de la masselotte conduisant à une décharge était de  $150^\circ$  soit 2.6 radians. Cela nous sert à identifier la valeur



crête du couple de détente. Pour une raideur du ressort  $k_{sp}$  égale à  $11 \mu\text{Nm}\cdot\text{rad}^{-1}$ , on obtient :

$$T_{dMax} = \frac{m_1 k_{sp} \theta_{osc}}{m_2} = 9 \mu\text{Nm} \quad (2.8)$$

Ainsi nous avons pu déterminer, compte tenu de la valeur crête du couple de détente, l'énergie maximale stockée dans le ressort qui sera transmise à la génératrice lors d'une décharge :

$$W_{sp} = \frac{1}{2} m_2 \frac{T_{dMax}^2}{k_{sp}} = 92 \mu\text{J} \quad (2.9)$$

D'après le principe des travaux virtuels appliqués aux convertisseurs électromagnétiques, le couple électromagnétique instantané est proportionnel au courant débité et à la dérivée du flux inducteur  $\Phi_f$  par rapport à la position du rotor  $\theta_G$  et s'exprime par :

$$T_{Em} = i_G \frac{d\Phi_f}{d\theta_G} \quad (2.10)$$

En ce qui concerne le couple de pertes, il est dû à des frottements mécaniques divers et aux pertes magnétiques par hystérésis et par courants de Foucault. Nous avons testé les effets d'un éventuel couple de frottement sec équivalent (dus aux frottements mécaniques ainsi qu'aux pertes par hystérésis) mais les simulations s'écartaient alors encore plus des résultats de mesures. Nous ne conservons donc qu'une composante de frottement visqueux équivalent notée  $T_f$ , et dont un premier ordre de grandeur a été évalué à partir de l'analyse énergétique rudimentaire suivante. En considérant que la puissance maximale productible par la génératrice est de  $10 \text{ mW}$  à  $5000 \text{ tr/min}$  [Kinetron02a], valeur correspondant à une charge résistive adaptée (égale à la résistance du bobinage d'induit), sachant que les limitations de cette machine ne sont pas thermiques, nous avons supposé très arbitrairement une puissance dissipée par frottement visqueux d'environ  $5\%$ , ce qui correspondrait à une puissance perdue de  $P_f = f_G \Omega_G^2 = 0.5 \text{ mW}$  à cette même vitesse. Ce qui conduit à une valeur du coefficient de frottement visqueux égale à  $f_G = 2 \cdot 10^{-9} \text{ Nm/rad/s}$  qui nous servira de base de départ pour une analyse de sensibilité.

### 2.2.2.2 Simulation d'un lâcher de la masselotte à vide sous Matlab Simulink

Pour valider le modèle mécanique, une première analyse a consisté à simuler un lâcher de la masselotte à vide en position verticale de son plan de rotation et d'observer la variation angulaire de la masselotte  $\theta_{osc}$ .

Pour mieux illustrer le fonctionnement du système Autoquartz à vide, c'est-à-dire avec un couple électromagnétique  $T_{Em}$  nul, la Figure 2.9 montre le schéma bloc de l'ensemble.

Nous avons simulé, sous Matlab Simulink, un lâcher de la masselotte : la position initiale de la masselotte est  $\theta_{osc_0} = 0$  et la position finale  $\theta_{osc_f} = -\frac{\pi}{2}$  (Figure 2.10).

La Figure 2.11 (a) montre le déplacement angulaire  $\theta_{osc}$  de la masselotte pendant la simulation d'un lâcher, et la Figure 2.11 (b) l'évolution du couple de rappel du ressort  $T_{sp}$ . Durant cette simulation, le ressort se décharge deux fois. Concernant la charge du ressort, la première est plus rapide que la seconde car la vitesse angulaire de la masselotte est plus importante au début de la simulation.

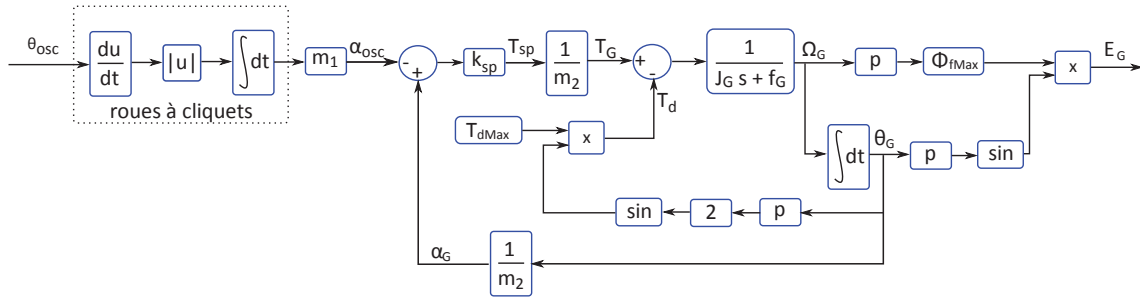


FIGURE 2.9 – Schéma bloc du système Autoquartz à vide (charge et décharge)

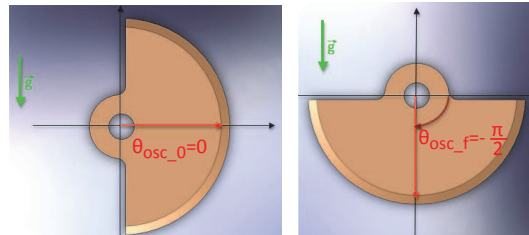


FIGURE 2.10 – Position initiale de la masselotte – simulation d'un lâcher

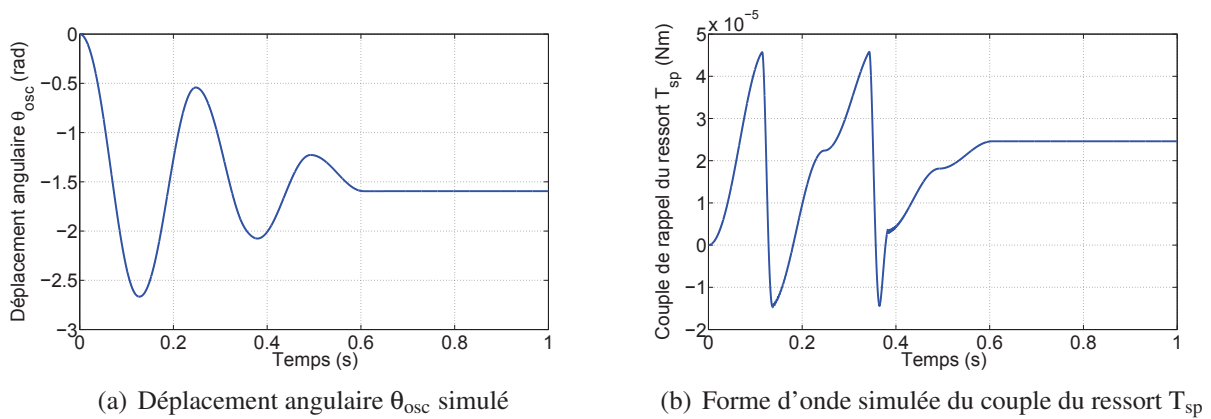


FIGURE 2.11 – Formes d'onde simulées lors d'un lâcher

Compte tenu de la difficulté de mesurer expérimentalement cette variation angulaire, nous ne pouvons valider ce modèle qu'en observant à l'œil nu  $\theta_{osc}$  durant un essai de lâcher. La variation angulaire  $\theta_{osc}$  simulée semble correcte et conforme à celle observée. Par ailleurs, un travail de modélisation a également été mené sous SolidWorks [Fredy09] et a permis de vérifier une partie de la simulation sous Matlab Simulink.

### 2.2.2.3 Fonctionnement du système à vide

La simulation d'une décharge du ressort à vide nous permet d'observer et de comparer la forme d'onde de la force électromotrice avec celle donnée par le constructeur [Gilomen97] lors d'une décharge du ressort (Figure 2.12).

L'allure de la force électromotrice simulée  $E_G$  durant la décharge du ressort est représentée à la Figure 2.13 (a). Nous n'avons pas pu la mesurer expérimentalement car nous n'y avons pas accès directement (même après déconnexion de l'accumulateur, il subsiste un condensateur interne et des circuits consommateurs qui n'ont pas pu être déconnectés). Cependant nous pouvons tout de même

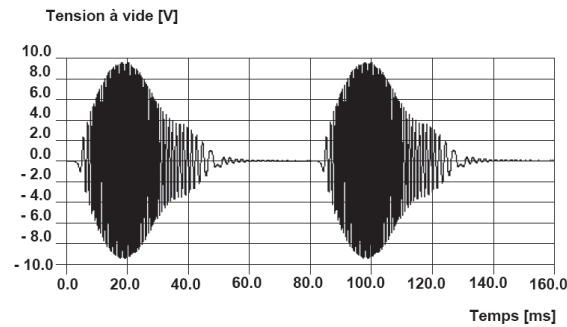


FIGURE 2.12 – Forme d'onde " constructeur " de la force électromotrice  $E_G$  [Gilomen97]

observer la similitude de cette forme d'onde avec celle du constructeur [Gilomen97] (Figure 2.12). Notons le caractère très impulsionnel de la décharge qui dure environ 20 ms chaque fois que le ressort a cumulé suffisamment d'énergie. De plus, la Figure 2.13 (b) nous montre l'allure de la vitesse de rotation du rotor  $\Omega_G$  lors de la décharge du ressort. La vitesse maximale atteinte, durant cette décharge à vide, est d'environ 2000 rad/s.

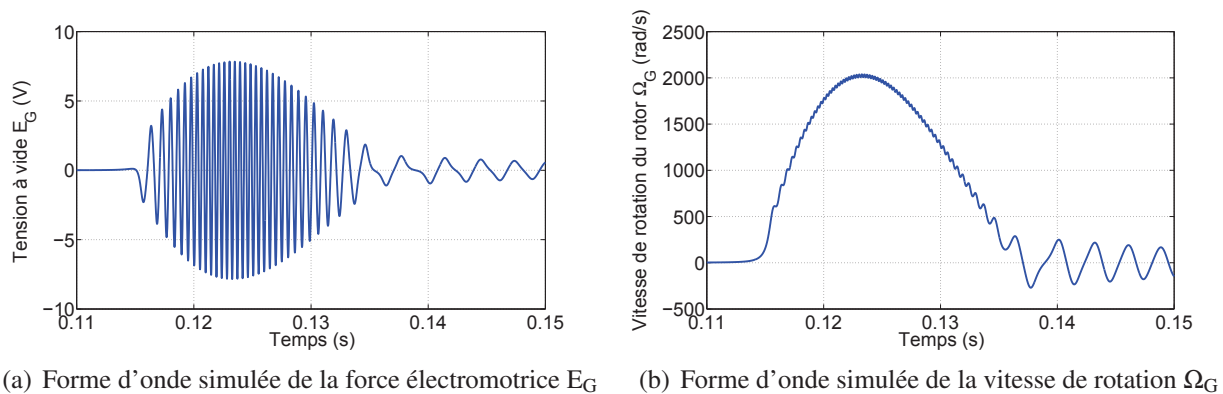


FIGURE 2.13 – Formes d'onde simulées lors d'une décharge du ressort

#### 2.2.2.4 Fonctionnement du système connecté à une source de tension

Une des finalités de cette étude est de modéliser le système Autoquartz connecté à un élément de stockage (accumulateur lithium ou supercondensateur) (Figure 2.14). Étant donné que la tension de l'élément de stockage fluctue inévitablement selon son état de charge et selon la puissance qui le sollicite, nous avons observé l'influence de la tension  $V_{bus}$ , appliquée en sortie du redresseur actif, sur l'énergie récupérée lors d'une décharge, notée  $W_d$ .

Cette étude a tout d'abord été faite de manière expérimentale : mesure du courant à travers un shunt de  $10 \Omega$  et à partir d'un oscilloscope Agilent 6000 series, le système Autoquartz étant connecté à une alimentation stabilisée. La particularité de l'oscilloscope utilisé est qu'il a une grande profondeur de mémoire (8 Mpts), nécessaire pour traiter ce type de formes d'onde, il dispose également d'une résolution verticale suffisante (8 bits). Nous avons également simulé les décharges (Figure 2.15), ce qui nous a permis d'identifier certains paramètres.

Les transistors du redresseur actif n'étant commandés que lorsque la tension de la génératrice est supérieure à la tension  $V_{bus}$  appliquée en sortie du système Autoquartz, le courant redressé a une

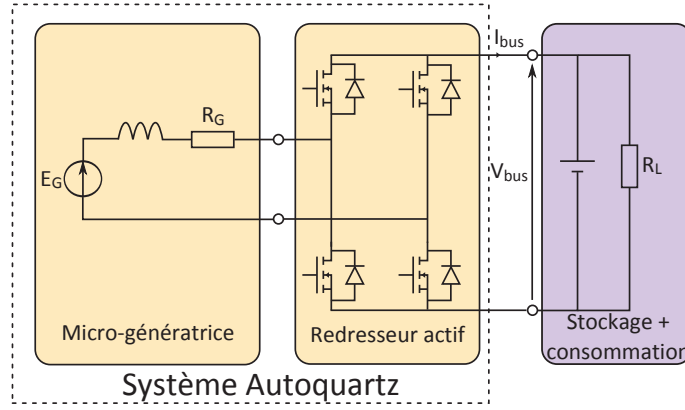


FIGURE 2.14 – Système Autoquartz connecté à une source de tension

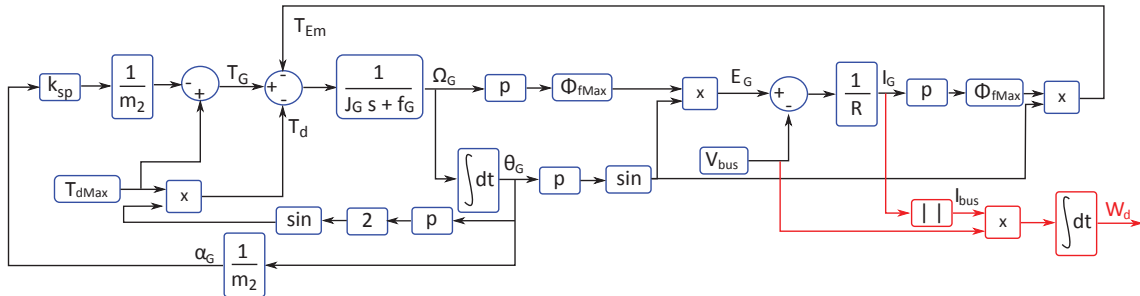


FIGURE 2.15 – Schéma bloc pour la simulation d’une décharge du système Autoquartz connecté à une source de tension  $V_{bus}$

allure pulsée de fréquence  $f = \frac{p\Omega_G}{\pi}$  (Figure 2.16).

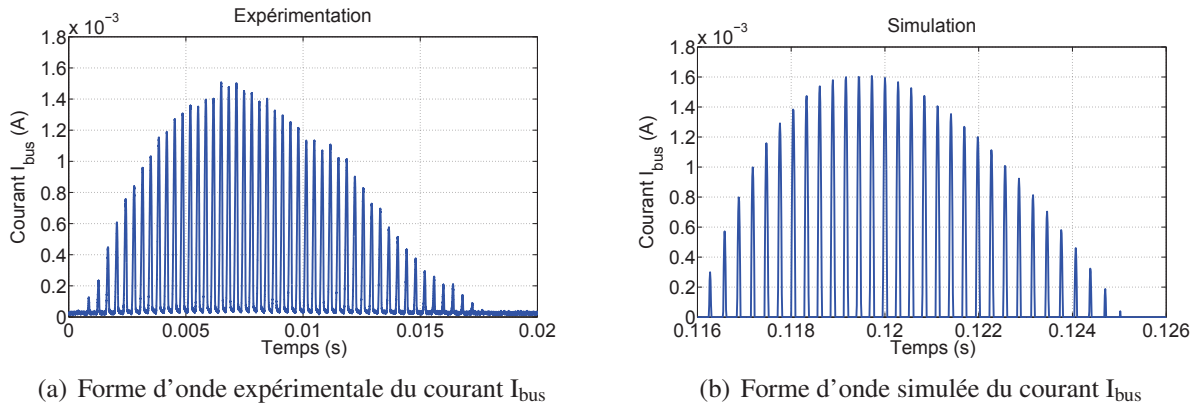


FIGURE 2.16 – Comparaison expérimentation/simulation du courant  $I_{bus}$  en sortie du système Autoquartz lors d’un débit sur source de tension  $V_{bus} = 5\text{ V}$

Les mesures de la vitesse  $\Omega_G$  (grâce à la période) et du courant maximal  $I_M$ , issues des relevés expérimentaux, permettent de calculer le lien entre la résistance totale  $R$  (somme de la résistance interne de la génératrice et de celles des transistors MOS) et l’amplitude du flux inducteur  $\Phi_{fMax}$ . Étant donné la dispersion dans les valeurs des paramètres calculés, nous avons moyenné nos résultats et identifié un couple de paramètres résistance totale (induit et 2 transistors)  $R = 560\ \Omega$  et amplitude du flux inducteur  $\Phi_{fMax} = 0.55\text{ mWb}$ .

Ainsi, à partir des valeurs des paramètres identifiés expérimentalement ( $T_{dMax} = 9\ \mu\text{Nm}$ ,  $R = 560\ \Omega$  et  $\Phi_{fMax} = 0.55\text{ mV.s}$ ) et de celles estimées à partir des données constructeurs ( $J_G = 200\text{ g.mm}^2$ ) ou

d'une évaluation énergétique ( $f_G = 2.10^{-9} \text{ Nm/rad/s}$ ), nous avons pu comparer les résultats expérimentaux et simulés (globalisés) de l'énergie électrique récupérée lors d'une décharge  $W_d$ , en fonction de la tension continue  $V_{bus}$  (Figure 2.17).

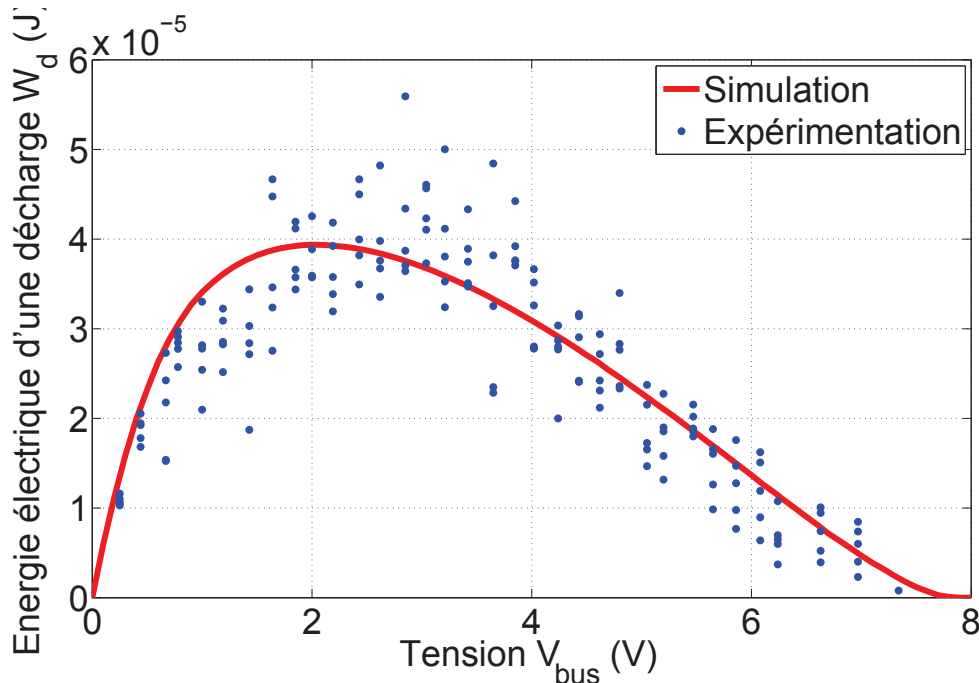


FIGURE 2.17 – Influence de la tension continue  $V_{bus}$  sur l'énergie de décharge récupérée  $W_d$

Même s'il subsiste encore des écarts significatifs, nous considérons la courbe issue de la simulation suffisamment proche du nuage de points obtenu par les mesures pour valider le modèle. Les écarts entre les résultats issus du modèle et les mesures peuvent être dûs à différentes sources : des incertitudes sur les valeurs des paramètres donnés par le constructeur et celles estimées, des variations des frottements secs, une variation de la résistance des MOS sur l'ensemble du cycle de décharge, liée à leur mode de commande dont nous n'avons pas pu avoir connaissance mais qui joue sans doute un rôle important, etc... En ce qui concerne les dispersions sur les résultats (nuage de points), nous pensons qu'elles sont liées à la grande sensibilité du point de décharge du ressort (grande instabilité au voisinage du maximum et survenant à des valeurs variables du couple de détente et des frottements secs). Bien sûr, il est possible de trouver un ou des ensembles de paramètres qui permettraient d'approcher les résultats expérimentaux, mais nous avons préféré, sur la base des données initiales connues, effectuer une analyse de sensibilité aux différents paramètres (paragraphe 2.2.2.5) et conserver des valeurs de paramètres en accord avec nos connaissances de la physique du dispositif.

En définissant le rendement (sur cycle) d'une décharge, noté  $\eta_d$ , comme le rapport de l'énergie électrique récupérée lors d'une décharge  $W_d$  sur l'énergie cumulée dans le ressort avant décharge  $W_{sp}$ , nous pouvons remarquer sur la Figure 2.17 que ce rendement dépend de la valeur de la tension  $V_{bus}$ . D'après l'équation (2.9), l'énergie cumulée dans le ressort avant décharge est d'environ  $90 \mu\text{J}$ , le rendement atteint donc une valeur maximale d'environ 50 % pour une tension au voisinage de 2 V dans la simulation et 3 V dans l'expérience.

### 2.2.2.5 Analyse de sensibilité aux différents paramètres

Pour mieux comprendre les origines éventuelles des écarts entre simulations et expérimentations, nous avons mené une étude de sensibilité des simulations sur les valeurs de la résistance totale  $R$  (Figure 2.18 (a)), de l'amplitude du flux inducteur  $\Phi_{fMax}$  (Figure 2.18 (b)), de l'amplitude du couple de détente  $T_{dMax}$  (Figure 2.18 (c)) supposé sinusoïdal, du nombre de spires du bobinage global statorique  $n$  (Figure 2.18 (d)) auquel sont proportionnels la résistance interne  $R_G$  de la génératrice (à section de fil constante) et l'amplitude  $\Phi_{fMax}$  du flux inducteur, du moment d'inertie du rotor  $J_G$  (Figure 2.18 (e)) et du coefficient de frottement  $f_G$  (Figure 2.18 (f)).

Tous ces paramètres ont une influence directe sur la forme d'onde de la force électromotrice  $E_G$  (Figure 2.13 (a)) donc sur la forme de la courbe de l'énergie de décharge récupérée en fonction de la tension continue  $V_{bus}$ .

La résistance totale  $R$  influe directement sur l'amplitude du courant redressé qui est inversement proportionnelle à  $R$ , mais également sur les pertes par effet Joule. Ainsi, plus  $R$  est importante, plus l'énergie récupérée est faible (dégradation du rendement) (Figure 2.18 (a)).

L'amplitude de la force électromotrice étant proportionnelle à l'amplitude du flux inducteur  $\Phi_{fMax}$ , plus cette dernière sera élevée, plus, à même tension  $V_{bus}$ , le courant et donc l'énergie récupérée seront élevés, ce que montrent bien ces résultats de simulations (Figure 2.18 (b)).

L'augmentation du couple de détente agit sur l'énergie emmagasinée dans le ressort (équation (2.9)), et donc sur l'énergie électrique récupérée. On observe bien sur la Figure 2.18 (c) que plus  $T_{dMax}$  est élevé, plus l'énergie récupérée augmente.

Rappelons qu'augmenter le nombre de spires d'un facteur  $k$  revient à augmenter du même facteur  $k$  la résistance  $R_G$  (à section des fils constante) et l'amplitude  $\Phi_{fMax}$  du flux inducteur. Ainsi, la Figure 2.18 (d) représente une combinaison des effets représentés sur les Figures 2.18 (a) et 2.18 (b).

Lorsqu'on augmente le moment d'inertie du rotor, ce dernier accélère moins fort et atteint donc une vitesse maximale moins élevée et donc une amplitude de la fem  $E_G$  plus faible. Ainsi, la forme de la courbe change pour les fortes valeurs de  $V_{bus}$  (Figure 2.18 (e)). Par contre, aux faibles valeurs de  $V_{bus}$ , le couple électromagnétique freine la rotation dès le départ, les vitesses atteintes sont assez faibles et donc l'augmentation ou la diminution du moment d'inertie du rotor n'affecte pas l'énergie récupérée  $W_d$ .

Enfin, le coefficient de frottement visqueux qui représente les pertes mécaniques et magnétiques joue également un rôle dans l'efficacité de la conversion d'énergie de la décharge et dans la durée de son cycle. Plus les pertes de frottements équivalents sont élevées plus le rendement se dégrade (Figure 2.18 (f)).

## 2.3 Maximisation de la récupération d'énergie

Nous venons de constater grâce au modèle électromécanique mais également de manière expérimentale que, dans le cas du débit sur un bus continu, il existe une tension optimale en sortie du générateur Autoquartz pour laquelle la récupération d'énergie de chaque décharge du ressort est maximale. Pour optimiser ce transfert d'énergie, deux solutions sont présentées dans ce paragraphe. L'une consiste à adapter le bobinage à la tension du système de stockage (en supposant qu'elle varie assez



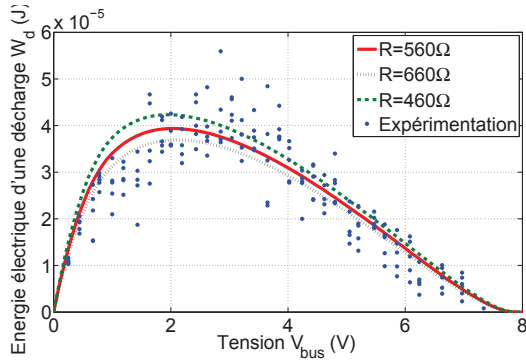
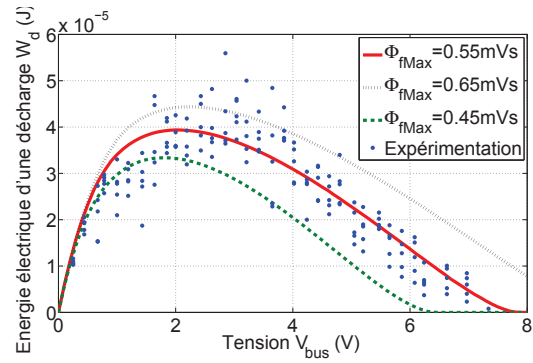
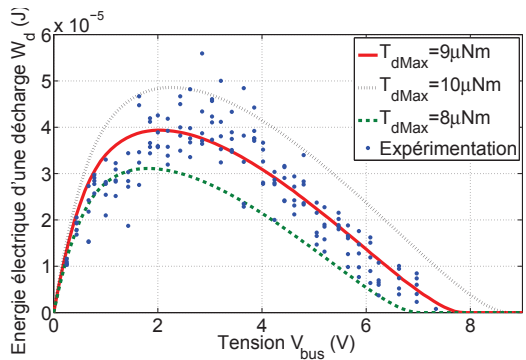
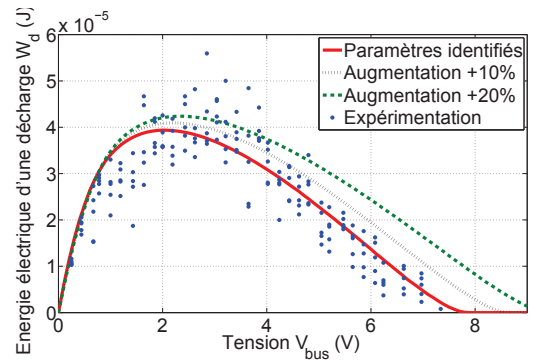
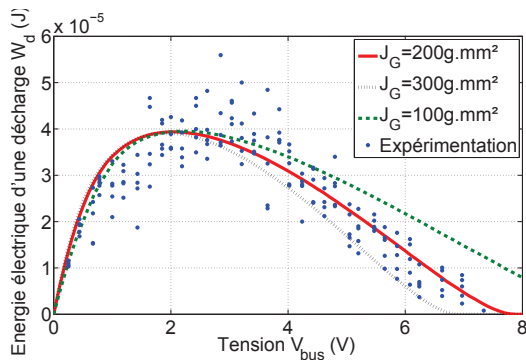
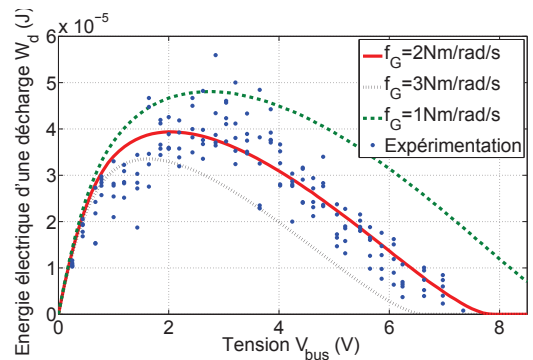
(a) Sensibilité à la valeur de la résistance totale  $R$ (b) Sensibilité à la valeur de l'amplitude  $\Phi_{fMax}$  du flux inducteur(c) Sensibilité à la valeur l'amplitude  $T_{dMax}$  du couple de(d) Sensibilité à la valeur du nombre de spires  $n$  (supposé proportionnel à  $R_G$  et  $\Phi_{fMax}$ )(e) Sensibilité à la valeur du moment d'inertie  $J_G$ (f) Sensibilité à la valeur du coefficient de frottement visqueux  $f_G$ 

FIGURE 2.18 – Analyse de sensibilité aux différents paramètres

peu) dès la conception de la génératrice, l'autre, à mettre en œuvre une régulation de la tension de sortie du système Autoquartz à l'aide d'un convertisseur DC-DC.

### 2.3.1 Adaptation du bobinage de la génératrice

Pour un concepteur de machines électriques, la première solution qui vient à l'esprit pour maximiser la récupération d'énergie sans convertisseur est d'adapter le bobinage en agissant sur le nombre de spires  $n$  et sur la section des fils (pour maximiser le remplissage de la fenêtre bobinable). Dans ces conditions, à surface bobinable et coefficient de remplissage constants, la résistance totale  $R$  est proportionnelle à  $n^2$  et l'amplitude du flux inducteur  $\Phi_{fMax}$  est proportionnelle à  $n$ . Ainsi, il est possible

d'optimiser  $n$  pour déplacer le maximum de la courbe sur la tension  $V_{bus}$  souhaitée (Figure 2.19).

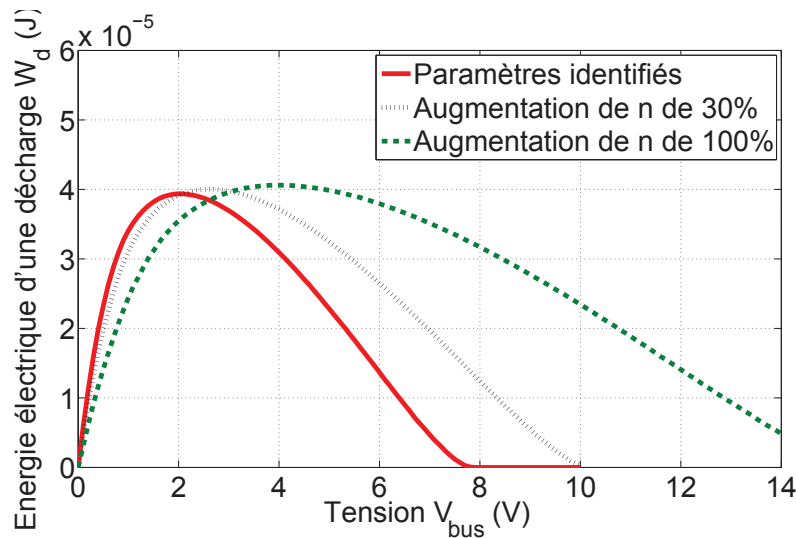


FIGURE 2.19 – Variation du nombre de spires  $n$

De plus, le fait que la courbe soit assez plate permet de tolérer une assez large variation de la tension de l'accumulateur sans dégradation significative du rendement. Par exemple, sur la courbe rouge de la Figure 2.19, lorsque  $V_{bus}$  est comprise entre 1.4 V et 2.8 V, le rendement varie entre 42 % et 44.5 % (l'énergie emmagasinée dans le ressort étant ici de 90  $\mu$ J). Ce rendement n'est d'ailleurs pas affecté par la modification du nombre de spires.

### 2.3.2 Utilisation d'un convertisseur DC-DC commandé

Si l'on ne peut agir sur la construction de la génératrice ou si la tension de l'élément de stockage varie beaucoup (par exemple avec un supercondensateur), on peut envisager d'insérer un convertisseur DC-DC contrôlé entre le générateur Autoquartz et l'élément de stockage, permettant d'asservir la tension  $V_{bus}$  en sortie du redresseur. Ce système, composé du générateur Autoquartz et d'un convertisseur DC-DC boost de très faible puissance et à haut rendement et d'un élément de stockage avec un circuit consommateur, est décrit à la Figure 2.20. Dans tout ce paragraphe, la tension  $V_{IN}$  (du convertisseur) correspond à la notation précédente  $V_{bus}$ .

En modifiant la structure de régulation d'un convertisseur à découpage synchrone du commerce, le LTC3537 (2,2 MHz) [LT07], prévu initialement pour réguler la tension de sortie  $V_{OUT}$ , nous avons pu réguler sa tension d'entrée  $V_{IN}$  à tension de sortie imposée. La solution de régulation mise en œuvre est détaillée en annexe A.

Afin d'évaluer les performances énergétiques du système complet, nous avons mesuré le rendement de conversion du régulateur à découpage LTC3537 en fonction du courant de charge, et ce pour plusieurs valeurs de tension d'entrée  $V_{IN}$  (Figure 2.21). Notons qu'il s'agit d'un rendement (instantané) en puissance qui ne rend pas directement compte du fonctionnement sur cycle et qui devra être transformé en rendement énergétique sur cycle dans les conditions particulières d'emploi du système.

Le rendement du LTC3537 peut atteindre les 80 % mais est très dégradé pour de faibles courants tels que nous en rencontrons ici (de l'ordre du mA). Ceci est principalement dû à ses pertes à vide, qui en faible puissance, deviennent prépondérantes sur les pertes en charge (cette partie est développée



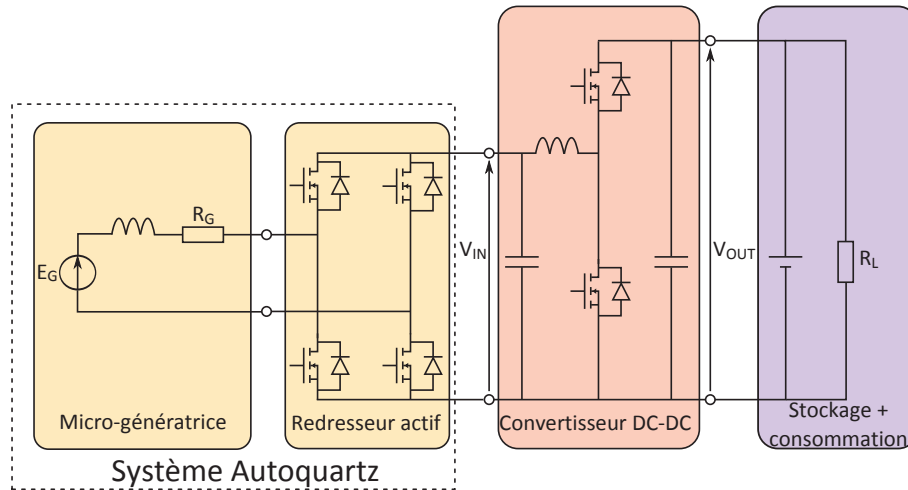


FIGURE 2.20 – Schéma de la chaîne électrique avec hacheur d'optimisation de la récupération en sortie

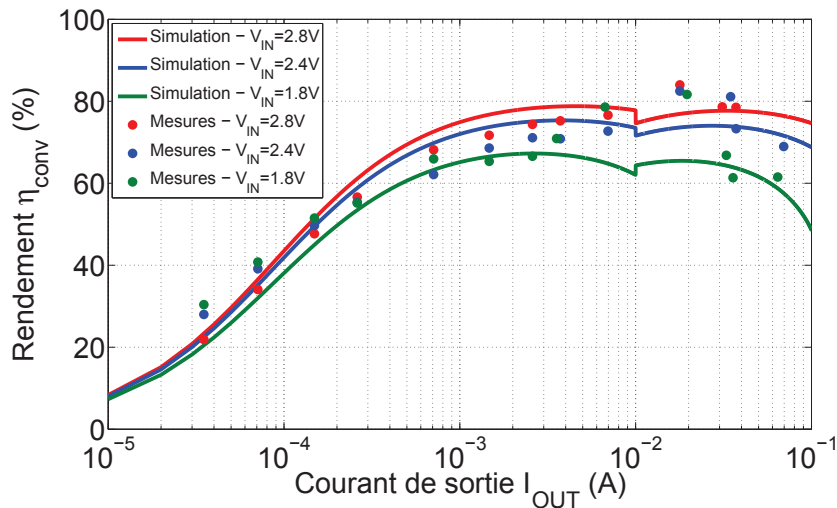


FIGURE 2.21 – Rendement du convertisseur LTC3537 pour une tension de sortie  $V_{OUT} = 3.3V$

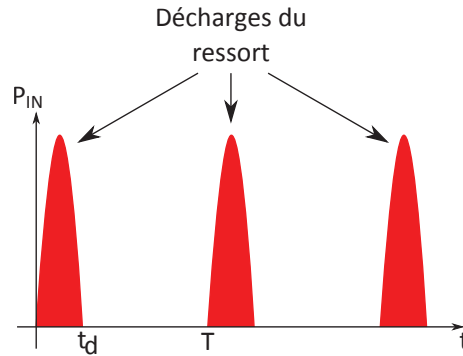
dans le chapitre 4). En somme, le dimensionnement du convertisseur doit être optimisé pour répondre à l'application, mais nous ne nous sommes pas intéressés à ce problème dans cette thèse.

### 2.3.3 Comparaison des deux solutions d'optimisation du transfert d'énergie

Nous venons de mettre en évidence deux solutions pour maximiser la récupération d'énergie. La première consiste à adapter le bobinage dès la construction de la génératrice en ajustant le nombre de spires. La seconde consiste à exploiter un convertisseur DC-DC avec un contrôle MPPT (maximum power point tracking).

Supposons que l'élément de stockage soit un accumulateur lithium-ion et que sa tension varie dans la plage extrême 3 à 4.2 V. Parallèlement, considérons le cycle de décharge illustré à la Figure 2.22. La fréquence de répétition des décharges est de  $f = 1/T$ , la décharge du ressort s'étalant sur une durée  $t_d$ .

La première solution nous permet de fixer le maximum d'énergie dans cette plage de tension avec un rendement global d'exploitation du cycle variant entre  $\eta_{global} = 42\%$  et  $45\%$  (soit entre  $90\%$  et



**FIGURE 2.22** – Représentation des cycles (supposés ici périodiques) de décharges du système Autoquartz excité par des mouvements réguliers

100 % du maximum d'énergie récupérable). En considérant une fréquence de répétition des décharges de  $f = 10\text{Hz}$  (valeur largement surestimée), et sachant qu'une décharge dure environ  $t_d = 20\text{ms}$ , la puissance moyenne récupérable varie entre  $380$  et  $400\ \mu\text{W}$ . Si la fréquence de répétition des décharges diminue (par exemple  $f = 2\text{Hz}$ ), la puissance moyenne récupérable varie alors entre  $75$  et  $80\ \mu\text{W}$ .

La seconde solution, qui consiste à asservir la tension d'entrée, ici à  $2\text{V}$ , pour récupérer le maximum d'énergie, conduit à des pertes à vide de l'ordre de  $P_0 = 0.3\text{mW}$  (voir chapitre 4). Pour une puissance d'entrée  $P_{IN} = 5\text{mW}$ , le rendement du convertisseur est de l'ordre de  $\eta_{\text{conv}} = 50\%$ . En prenant les mêmes conditions que précédemment ( $f = 10\text{Hz}$  et  $t_d = 20\text{ms}$ ), le rendement du convertisseur sur cycle sera donc de  $\eta_{\text{cycle}} = 26\%$  (équation (2.11)).

$$\eta_{\text{cycle}} = \frac{W_{OUT}}{W_{OUT} + W_{pertes}} = \frac{\eta_{\text{conv}} P_{IN} t_d - P_0 (T - t_d)}{P_{IN} t_d} \quad (2.11)$$

Le rendement global de l'ensemble de la chaîne de conversion (Autoquartz + convertisseur) est donc de  $\eta_{\text{global}} = \eta_{\text{cycle}} \eta_{d\text{Max}} = 12\%$ , ce qui est très faible. Si maintenant la fréquence des décharges devient plus faible (quelques Hertz, valeur plus proche de la réalité), le rendement global s'effondre et peut même devenir négatif. Dans ce dernier cas, cela traduit le fait que le convertisseur absorbe la puissance de l'élément de stockage pour compenser ses pertes à vide. Finalement l'accumulateur se décharge au lieu de se charger. Dès lors, pour un fonctionnement impulsionnel du convertisseur, la minimisation des pertes à vide est essentielle pour obtenir un rendement sur cycle acceptable avec la nécessité de réaliser un mode veille très efficace.

Par ailleurs, la solution de connecter directement le système Autoquartz (conçu initialement) à l'accumulateur lithium-ion permet d'avoir un rendement global d'exploitation sur cycle variant entre  $\eta_{\text{global}} = 32\%$  et  $41\%$  (soit entre  $72\%$  et  $92\%$  du maximum d'énergie récupérable).

Ainsi, la solution qui consiste à interfacier un convertisseur DC-DC avec un contrôle MPPT ne nous semble pas satisfaisante car il sera probablement très difficile d'obtenir un rendement sur cycle élevé dans un tel système qui fonctionne par impulsions avec une faible fréquence de répétition (fréquence liée aux mouvements du boîtier), principalement à cause des pertes à vide. Finalement, connecter directement le système Autoquartz à un accumulateur nous semble plus avantageux que d'interfacier un convertisseur DC-DC avec contrôle MPPT. La meilleure solution pour maximiser la récupération d'énergie de ce système consiste alors à adapter le bobinage de la génératrice dès sa conception.

## 2.4 Modèle de dimensionnement du générateur micro-cinétique Autoquartz

### 2.4.1 Objectifs

L'objectif de cette étude est de réaliser d'autres dimensionnements pour faire varier la productivité énergétique en conservant l'architecture globale dans le contexte de générateur multisource. Notons que le problème est beaucoup plus simple pour les autres types de générateurs (photovoltaïque et thermoélectrique) dont il suffit de faire varier soit la surface de captation pour le générateur PV, soit le volume pour le TEG. Ici, il est nécessaire de ré-optimiser le dimensionnement du générateur micro-cinétique ce qui représente un problème très lourd que nous n'avons pu qu'aborder en partie dans cette thèse. Pour cela nous n'avons considéré que quelques paramètres dimensionnels fondamentaux.

Pour chaque sous-partie du système (masse oscillante, ressort, engrenages et génératrice), nous avons étudié l'impact d'une modification des principaux paramètres de chaque composant pris séparément sur le système complet. Nous allons donc analyser l'influence de la modification des ces paramètres de dimensionnement sur l'énergie électrique récupérée, notée  $W_t$ , sur un cycle spécifique donné, c'est à dire pour un mouvement d'excitation périodique du système Autoquartz donné.

Ce problème étant d'une très grande complexité, qui ne transparait pas nécessairement ici et sachant qu'il ne s'agit là que d'une sous-partie de cette thèse, nous avons limité le nombre des paramètres à cinq. En outre, nous les avons normalisés aux valeurs issues du système de référence sur lequel nous avons fait les analyses précédentes. Ces paramètres normalisés, notés  $x^*$ , sont :

- le facteur d'échelle de l'épaisseur de la masselotte  $th_{osc}^*$ ,
- $m^*_1$  appliqué au rapport de multiplication initial  $m_1$  entre la masselotte et le ressort,
- $k^*_{sp}$  appliqué à la raideur initiale  $k_{sp}$  du ressort,
- $m^*_2$  appliqué au rapport de multiplication initial  $m_2$  entre le ressort et la génératrice,
- le facteur d'échelle linéique  $\ell^*_G$  appliqué à toutes les dimensions de la génératrice (seul le nombre de spires du bobinage ne subit pas d'homothétie, il est réadapté à chaque cas).

La Figure 2.23 illustre symboliquement la chaîne de conversion d'énergie de la masse oscillante à la génératrice, avec les notations utilisées précédemment pour les paramètres.

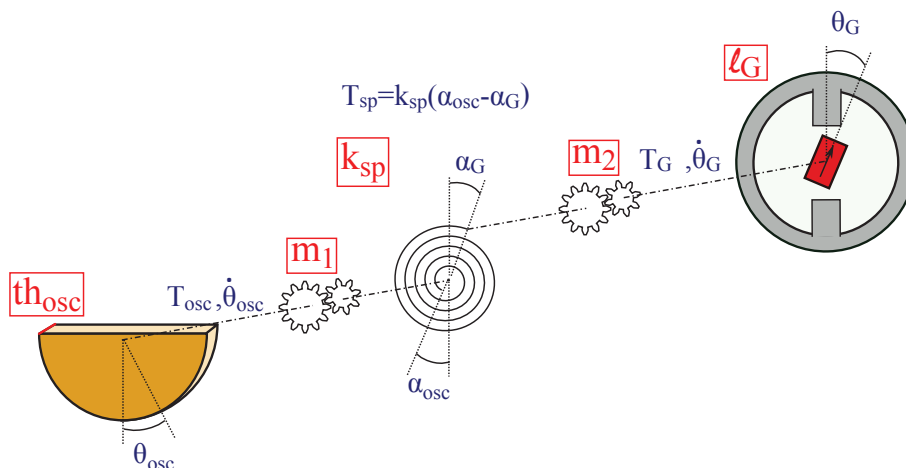


FIGURE 2.23 – Définitions des paramètres de dimensionnement du système Autoquartz pour obtenir d'autres niveaux de productivité

La modification des paramètres va tout d'abord influencer l'énergie stockée dans le ressort  $W_{sp}$  et donc, au rendement près, l'énergie récupérée lors d'une décharge  $W_d$ . En effet, l'énergie maximale stockée dans le ressort et transmise à la génératrice lors d'une décharge s'exprime par :

$$W_{sp} = \frac{1}{2}k_{sp}\Delta\alpha^2 = \frac{1}{2}m_2^2\frac{T_{dMax}^2}{k_{sp}} \quad (2.12)$$

Par ailleurs, la modification des paramètres de dimensionnement entraîne un changement dans le nombre de décharges  $N_d$  par cycle. Rappelons qu'une décharge intervient lorsque le couple du ressort  $T_G$ , transmis sur l'arbre du rotor de la génératrice à travers un multiplicateur de rapport  $m_2$ , devient légèrement supérieur à la valeur crête  $T_{dMax}$  du couple de détente de la génératrice :

$$T_G > T_{dMax} \Leftrightarrow \frac{k_{sp}}{m_2}(m_1\theta_{osc} - \alpha_G) > T_{dMax} \quad (2.13)$$

Ainsi, pour bien comprendre les influences de ces paramètres, nous allons d'abord étudier l'influence de chaque paramètre sur l'énergie récupérée d'une décharge  $W_d$ , le nombre de décharges par cycle  $N_d$ , et donc sur l'énergie totale récupérée sur cycle  $W_t$ .

## 2.4.2 Analyse paramétrique sur un cycle d'excitation spécifique

### 2.4.2.1 Épaisseur de la masselotte

Nous rappelons dans l'annexe A que la masse oscillante est caractérisée par trois paramètres intervenant dans les équations du principe fondamental de la dynamique : sa masse  $m_{osc}$ , son bras de levier  $L_{osc}$  et son moment d'inertie  $J_{osc}$ .

Du fait des roues à cliquets entre la masselotte et le ressort, le couple du ressort transmis sur l'axe de la masselotte est toujours un couple résistant. Ainsi, la période propre  $T_0$  de la masselotte (supposant des petits mouvements et donc des équations linéaires), ne dépendant que de ses propres paramètres, s'exprime par :

$$T_0 = 2\pi\sqrt{\frac{J_{osc}}{m_{osc}L_{osc}g}} \quad (2.14)$$

Un changement homothétique de toutes les dimensions de la masselotte par un facteur d'échelle  $\ell_{osc}^*$  engendrerait une modification des paramètres  $m_{osc}$ ,  $L_{osc}$  et  $J_{osc}$  et donc de la période propre  $T_0$  telle que :

$$\begin{cases} m_{osc} \propto (\ell_{osc}^*)^3 \\ L_{osc} \propto (\ell_{osc}^*)^1 \\ J_{osc} \propto (\ell_{osc}^*)^5 \end{cases} \Rightarrow \mathbf{T_0} \propto (\ell_{osc}^*)^{1/2}$$

Cependant, en considérant que la fréquence propre de la masselotte a bien été dimensionnée par le constructeur pour récupérer le maximum d'énergie pour un type de mouvements d'excitation donné, nous souhaitons réaliser un accroissement homothétique sans perturber cette fréquence propre. Nous proposons donc de n'agir que sur l'épaisseur de la masselotte  $th_{osc}$ . Dans ces conditions, les paramètres de la masselotte évolueront comme indiqué ci dessous :

$$\begin{cases} m_{osc} \propto (th^*_{osc})^1 \\ L_{osc} \propto (th^*_{osc})^0 \\ J_{osc} \propto (th^*_{osc})^1 \end{cases} \Rightarrow \mathbf{T}_0 \propto (\mathbf{th}^*_{osc})^0$$

D'après l'équation (2.12), modifier le facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  n'a aucune influence sur l'énergie récupérée d'une décharge  $W_d$ . Par contre, la variation angulaire  $\theta_{osc}$  de la masselotte évolue suivant la valeur du facteur  $th^*_{osc}$ , et donc le nombre de décharges par cycle également. Cependant le problème étudié ici n'est pas simple, il est donc difficile d'expliquer à partir des équations mécaniques le comportement angulaire de la masselotte par rapport à son épaisseur. Lorsque la masse  $m_{osc}$  et l'inertie  $J_{osc}$  de la masselotte sont faibles (ce qui correspond à une faible épaisseur  $th_{osc}$ ), le mouvement de la masselotte suit celui du boîtier, et donc le mouvement relatif de la masselotte par rapport au boîtier  $\theta_{osc}$  est très faible. Dès que l'épaisseur de la masselotte augmente, la masse  $m_{osc}$  et l'inertie  $J_{osc}$  augmentent également, la variation angulaire  $\theta_{osc}$  aussi, entraînant ainsi une augmentation du nombre de décharges. Cependant, à partir d'une certaine épaisseur, le couple lié à la pesanteur  $T_{pes}$  devient prépondérant par rapport au couple lié aux forces d'entraînement, le déplacement angulaire de la masselotte est alors uniquement dû au mouvement d'excitation du système. Dès lors, l'augmentation homothétique de l'épaisseur de la masselotte n'a plus d'influence sur le nombre de décharges pendant un cycle, l'énergie récupérée tend vers une valeur finie uniquement due aux mouvements du boîtier du système Autoquartz.

#### 2.4.2.2 Rapport de multiplication entre la masselotte et le ressort

L'application d'un facteur, noté  $m^*_1$ , au rapport de multiplication initial  $m_1$  entre la masselotte et le ressort spiral n'affecte pas l'énergie  $W_{sp}$  accumulée dans le ressort, et donc l'énergie  $W_d$  récupérée lors d'une décharge (équation (2.12)).

Néanmoins, le nombre de décharges par cycle  $N_d$  évolue en fonction de ce facteur. En effet, augmenter le facteur  $m^*_1$  permet au ressort, pour une variation angulaire  $\theta_{osc}$  de la masselotte donnée, de se charger plus rapidement (équation (2.13)). Cependant, l'augmentation du facteur  $m^*_1$  entraîne l'augmentation du couple résistant  $T_{osc}$  dû aux effets du ressort sur la masselotte, ce qui a tendance à freiner cette dernière et donc à diminuer la vitesse angulaire de la masselotte.

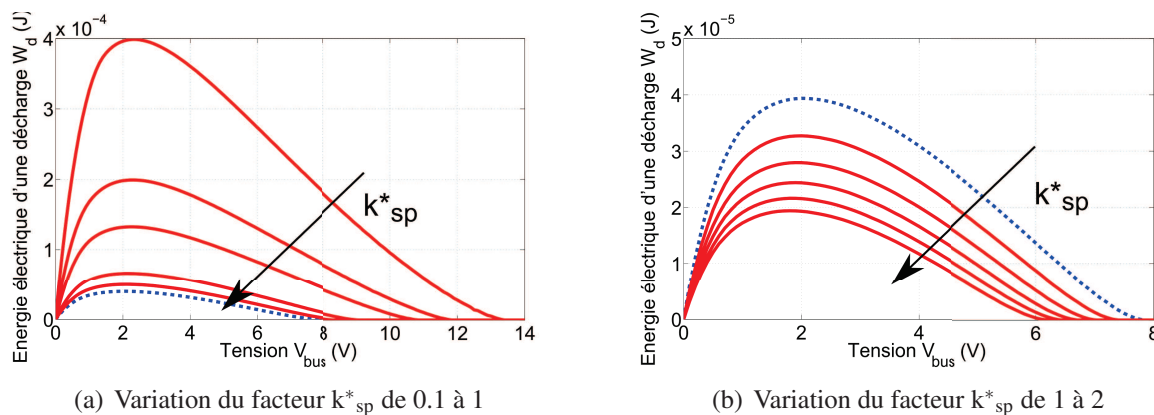
Ainsi, il apparaît qu'il existe un facteur d'échelle optimal  $m^*_1$  permettant, pour un système préalablement dimensionné, de récupérer le maximum d'énergie sur un cycle donné. Nous avons d'ailleurs vérifié ce résultat en simulation.

#### 2.4.2.3 Raideur du ressort

La modification de la raideur du ressort  $k_{sp}$  en appliquant le facteur  $k^*_{sp}$  à sa valeur initiale affecte l'énergie récupérée d'une décharge. En supposant que tous les autres paramètres du système sont fixes, l'équation (2.12) montre que l'énergie cumulée dans le ressort  $W_{sp}$  est inversement proportionnelle à la raideur du ressort et donc au facteur  $k^*_{sp}$ .

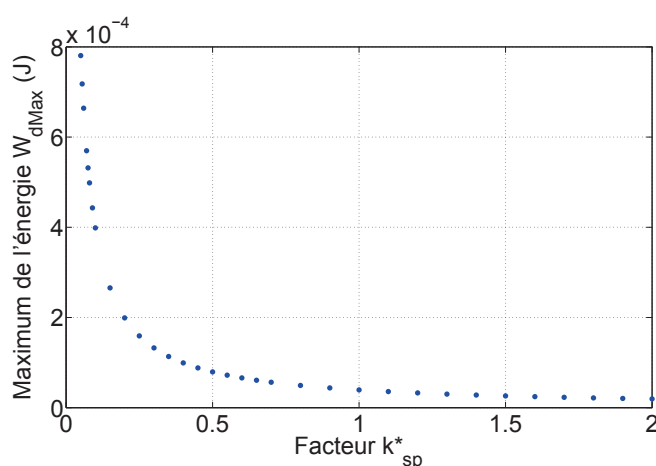
Comme le rendement de conversion de la chaîne électrique dépend de la valeur de la tension du bus continu  $V_{bus}$ , nous avons représenté, pour différents facteurs  $k^*_{sp}$ , l'énergie électrique récupérée lors d'une décharge  $W_d$  en fonction de la tension du bus continu  $V_{bus}$ . Sur les Figures 2.24 (a) et (b),

la courbe bleue en pointillés représente l'énergie  $W_d$  en fonction de la tension  $V_{bus}$  pour un facteur  $k_{sp}^*$  unitaire, c'est-à-dire pour une raideur du ressort égale à sa valeur initiale. La Figure 2.24 (a) montre l'effet d'une variation de  $k_{sp}^*$  de 0.1 à 1, donc d'une diminution de  $k_{sp}$ , et la Figure 2.24 (b) l'effet d'une variation de  $k_{sp}^*$  de 1 à 2, donc d'une augmentation de  $k_{sp}$ .



**FIGURE 2.24** – Influence d'une variation du facteur  $k_{sp}^*$  sur l'énergie électrique d'une décharge  $W_d$

A partir de ces simulations, nous avons pu tracer l'énergie électrique maximale d'une décharge  $W_{dMax}$  en fonction du facteur  $k_{sp}^*$  et constater que l'énergie  $W_{dMax}$  est bien inversement proportionnelle au facteur  $k_{sp}^*$  (Figure 2.25). L'obtention de ce graphique nécessite un temps de calcul non négligeable. En effet, pour obtenir un point du graphique, il faut d'abord simuler la courbe de l'énergie  $W_d$  électrique d'une décharge en fonction de la tension de bus continu  $V_{bus}$ . Pour chaque point de cette courbe, nous avons simulé temporairement la décharge du ressort pour en déduire l'énergie. A titre d'exemple, la simulation de la courbe  $W_d$  en fonction de  $V_{bus}$ , pour  $V_{bus}$  variant de 0 à 10 V, par pas de 0.1 V, prend un peu plus d'une minute.



**FIGURE 2.25** – Evolution de l'énergie maximale d'une décharge  $W_{dMax}$  en fonction du facteur  $k_{sp}^*$

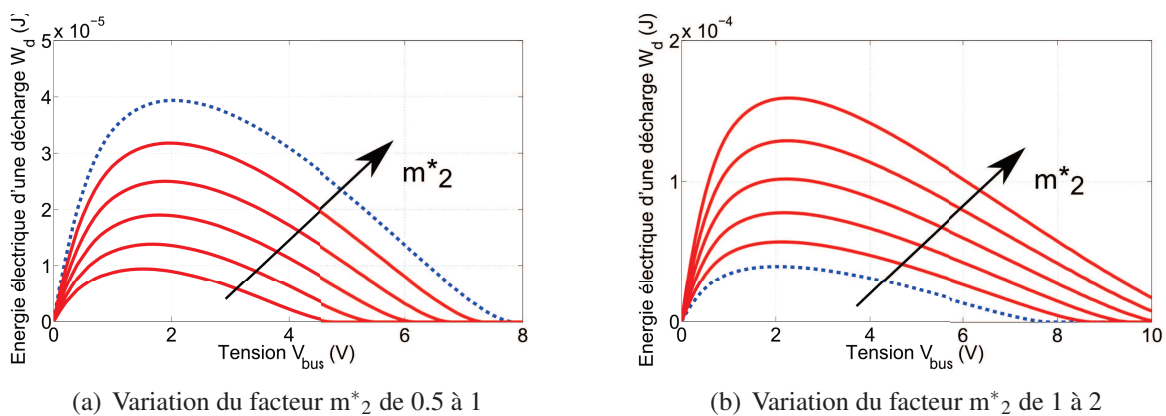
Cependant, en diminuant le facteur  $k_{sp}^*$ , le couple du ressort transmis sur l'axe du rotor atteindra la valeur crête du couple de détente pour une plus grande variation angulaire  $\theta_{osc}$ . Ainsi, pour un mouvement donné, le nombre  $N_d$  de décharges sur cycle diminue en fonction du facteur  $k_{sp}^*$ .



Il existe donc un facteur  $k_{sp}^*$  optimal pour lequel l'énergie récupérée sur cycle  $W_t$  sera maximale (résultat vérifié en simulation).

#### 2.4.2.4 Rapport de multiplication entre le ressort et la génératrice

L'application d'un facteur, noté  $m_2^*$ , au rapport de multiplication initial  $m_2$  entre le ressort spiral et la génératrice affecte l'énergie accumulée dans le ressort  $W_{sp}$ . En effet, d'après l'équation (2.12), à amplitude du couple de détente donnée, l'énergie maximale du ressort évolue avec le carré du rapport de multiplication  $m_2$  entre le ressort et la génératrice. Sur les Figures 2.26 (a) et (b), la courbe bleue en pointillés représente l'énergie  $W_d$  en fonction de la tension  $V_{bus}$  pour un facteur  $m_2^*$  unitaire, c'est-à-dire pour un rapport de multiplication entre le ressort et la génératrice égal à sa valeur initiale. La Figure 2.26 (a) montre l'effet d'une variation de  $m_2^*$  de 0.5 à 1 et la Figure 2.26 (b) l'effet d'une variation de  $m_2^*$  de 1 à 2.



**FIGURE 2.26** – Influence d'une variation du facteur  $m_2^*$  sur l'énergie électrique d'une décharge  $W_d$

Néanmoins, lorsque le facteur  $m_2^*$  augmente, la valeur devant être atteinte par le couple du ressort  $T_{sp}$  avant décharge est plus importante. En effet, rappelons que la décharge intervient lorsque  $T_{sp} \geq m_2 T_{dMax}$ . Dès lors, la décharge se produit pour une variation angulaire  $\theta_{osc}$  plus grande. De plus, comme le couple du ressort  $T_{sp}$  atteint des valeurs plus importantes, les effets dûs au ressort sur la masselotte augmentent et entraînent la diminution de la vitesse angulaire  $\dot{\theta}_{osc}$  la masselotte. De ce fait, l'augmentation du facteur  $m_2^*$  provoque une diminution notable du nombre  $N_d$  de décharges par cycle.

Ainsi, il existe un facteur  $m_2^*$  optimal maximisant la récupération d'énergie sur un cycle donné (résultat vérifié en simulation).

#### 2.4.2.5 Homothétie sur la génératrice

A ce faible niveau de puissance et compte tenu du dimensionnement initial réalisé, les dimensionnements ne sont pas faits selon des considérations d'échauffement, ce qui donne des résultats sur les lois d'échelle qui peuvent surprendre un connaisseur du dimensionnement des machines électriques classiques.



En effectuant un accroissement homothétique de la dimension linéaire  $\ell_G$  de la génératrice, les grandeurs telles que le couple de détente  $T_d$ , la résistance interne de la génératrice  $R_G$  (nous négligeons ici la résistance des MOS par rapport à celle de la génératrice), le flux inducteur  $\Phi_f$ , l'inertie du rotor  $J_G$  et le coefficient de frottement  $f_G$ , sont modifiées. Nous allons donc étudier, dans un premier temps, l'impact du facteur d'échelle  $\ell^*_G$  sur l'ensemble de ces grandeurs.

Le couple de détente  $T_d$ , dû à l'interaction des aimants avec la denture statorique, s'exprime par :  $T_d = \frac{1}{2}\epsilon_f^2 \frac{d\mathcal{P}_f}{d\theta_G}$ , où  $\epsilon_f$  est la force magnétomotrice de l'inducteur et  $\mathcal{P}_f$  la perméance vue de la source d'excitation (aimants). Pour un aimant de hauteur  $h_a$ , de section  $S_a$ , de perméabilité  $\mu_a$  et de d'induction rémanente  $B_r$ , on définit sa force magnétomotrice par  $\epsilon_f = \frac{B_r h_a}{\mu_0 \mu_a}$ . La perméance vue par l'aimant s'exprime par  $\mathcal{P}_f = \mu_0 \frac{S_a}{l_\Phi(\theta_G)}$ , où la longueur de flux  $l_\Phi$  varie avec la position du rotor  $\theta_G$  du fait de la saillance du stator (griffes). Ainsi, le couple de détente évolue en :  $\mathbf{T}_d \propto (\ell^*_G)^3$ .

Lors d'un accroissement homothétique de toutes les dimensions linéiques (y compris l'entrefer) de la machine, l'amplitude de l'induction dans l'entrefer  $B_e$  restant constante, le flux inducteur par spire  $\varphi_f$  évolue en  $\varphi_f \propto (\ell^*_G)^2$ . Ainsi, le flux inducteur  $\Phi_f$  évolue en :  $\mathbf{\Phi}_f \propto \mathbf{n} (\ell^*_G)^2$ .

La résistance interne  $R_G$  de la génératrice peut s'exprimer en fonction du nombre de spires  $n$ , de sa résistivité  $\rho$ , de sa longueur de bobine  $l_b$ , de sa surface bobinable  $S_b$  et de son coefficient de remplissage  $k_b$  :  $R_G = n^2 \rho \frac{l_b}{k_b S_b}$ . Dès lors, la résistance évolue en :  $\mathbf{R}_G \propto \mathbf{n}^2 (\ell^*_G)^{-1}$ .

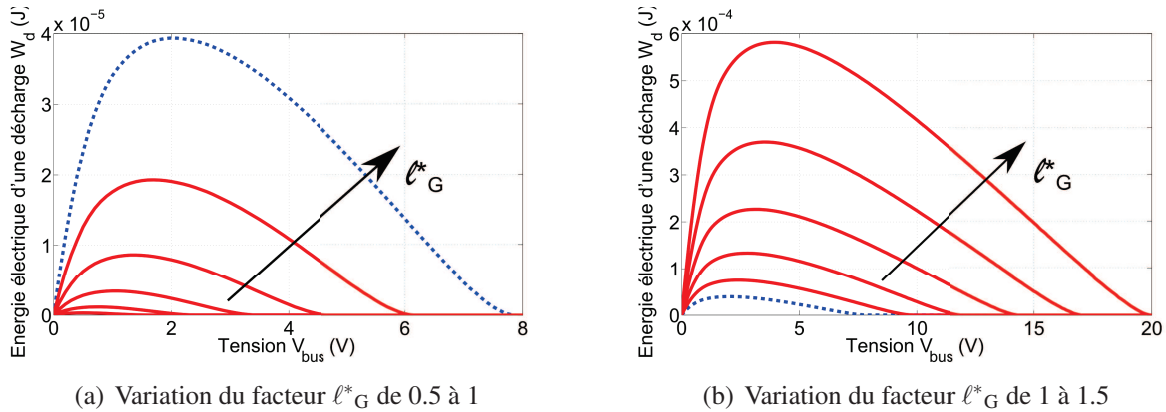
Nous considérons également un nombre de paires de pôles  $p$  constant. De ce fait, la masse active de la génératrice évolue proportionnellement au cube du facteur d'échelle  $\ell^*_G$ , et par conséquent l'inertie du rotor  $J_G$  évolue en :  $\mathbf{J}_G \propto (\ell^*_G)^5$ .

Le coefficient de frottement visqueux  $f_G$  est d'origine variée : frottements visqueux mécaniques et pertes par courants de Foucault. Étant donné que les pertes volumiques par courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence et au carré de l'induction, le coefficient de frottement lié à cet effet est proportionnel au produit  $B_e^2 V_{\text{fer}}$ . Dans ce cas, le coefficient de frottement visqueux  $f_G$  évolue en :  $\mathbf{f}_G \propto (\ell^*_G)^3$ .

L'analyse de l'influence du facteur d'échelle  $\ell^*_G$  sur les différentes grandeurs de la génératrice va nous permettre maintenant d'étudier l'évolution de l'énergie électrique récupérée  $W_t$  sur un cycle spécifique en fonction du facteur d'échelle  $\ell^*_G$ .

Nous avons déjà vu précédemment (paragraphe 2.2.2.5) que l'augmentation du couple de détente  $T_d$  et du flux inducteur  $\Phi_f$  ainsi que la diminution de la résistance interne de la génératrice  $R_G$  ont tendance à accroître l'énergie récupérée d'une décharge  $W_d$ . A contrario, augmenter l'inertie du rotor  $J_G$  et le coefficient de frottement visqueux  $f_G$  provoque une réduction dans la récupération d'énergie. Ainsi, l'accroissement homothétique des dimensions de la machine représente une combinaison de toutes ces tendances. Les Figures 2.27 (a) et (b) montrent l'évolution de l'énergie électrique d'une décharge  $W_d$  en fonction de la tension du bus continu  $V_{\text{bus}}$ , et ceci pour un facteur d'échelle  $\ell^*_G$  variant de 0.5 à 1 (Figure 2.27 (a)) et de 1 à 1.5 (Figure 2.27 (b)). La courbe bleue en pointillés correspond à un facteur d'échelle  $\ell^*_G$  unitaire. Pour ces simulations, nous avons considéré un nombre de spires  $n$  constant sachant qu'il est ensuite possible de l'adapter pour déplacer le maximum d'énergie.

Par ailleurs, le nombre de décharges  $N_d$  pour un cycle donné est essentiellement dû à la valeur crête du couple de détente  $T_{d\text{Max}}$ . Les effets de son augmentation sont les mêmes que ceux décrits au paragraphe 2.4.2.4 concernant l'augmentation du rapport de multiplication  $m_2$ . Dès lors, augmenter le facteur d'échelle  $\ell^*_G$  diminue fortement le nombre de décharges  $N_d$  par cycle, et inversement.



**FIGURE 2.27** – Influence d’une variation du facteur  $\ell^*_G$  sur l’énergie électrique d’une décharge  $W_d$

Aussi, il doit exister un facteur d’échelle optimal  $\ell^*_G$  maximisant l’énergie électrique récupérée sur un cycle spécifique (résultat vérifié en simulation).

### 2.4.3 Optimisation des paramètres dimensionnels

L’étude de l’influence de chaque facteur de dimensionnement (pris séparément) sur l’énergie récupérée sur cycle, notée  $W_t$ , nous montre qu’il existe toujours un facteur optimal pour lequel l’énergie récupérée sur cycle est maximale. Pour chaque type de mouvement, il est possible de calculer numériquement, en utilisant des approches d’optimisation adéquates, le jeu de paramètres ( $th^*_{osc}$ ,  $m^*_1$ ,  $k^*_{sp}$ ,  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$ ) maximisant la récupération de l’énergie. Nous présentons dans cette partie une méthodologie d’optimisation des ces paramètres dimensionnels, puis nous appliquons cette méthodologie à un type de mouvement particulier.

#### 2.4.3.1 Méthodologie d’optimisation

Nous partons du principe (déjà observé) qu’à mouvement d’excitation donné, la productivité croît avec l’épaisseur de la masselotte qui se révèle ainsi être l’élément dimensionnant la taille du système Autoquartz (Figure 2.2 (a)). Nous avons donc choisi de faire varier le facteur d’échelle  $th^*_{osc}$ , et pour chaque valeur de  $th^*_{osc}$ , de rechercher le jeu de paramètres ( $m^*_1$ ,  $k^*_{sp}$ ,  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$ ) optimal maximisant l’énergie récupérée  $W_t$  sur un cycle spécifique. Le nombre de paramètres étant relativement faible, nous avons retenu une optimisation par énumération exhaustive. Cette démarche d’optimisation consiste à discrétiser chaque domaine de variation de chaque paramètre d’optimisation et de tester tous les jeux de paramètres ainsi définis.

Cependant, le temps de simulation d’un test de jeu de paramètres est relativement élevé. En effet, pour un jeu de paramètres donné et indépendamment du mouvement d’excitation, la première étape consiste à simuler la courbe de l’énergie  $W_d$  électrique d’une décharge en fonction de la tension de bus continu  $V_{bus}$ . Comme nous l’avons énoncé au paragraphe 2.4.2.3, le temps de simulation de cette courbe est de l’ordre de la minute. L’intérêt de cette première simulation est de relever la tension  $V_{bus}$  pour laquelle l’énergie est maximale. En fait, cette recherche de maximum nous dispense pour l’instant d’optimiser le nombre de spires pour maximiser la récupération d’énergie (voir paragraphe

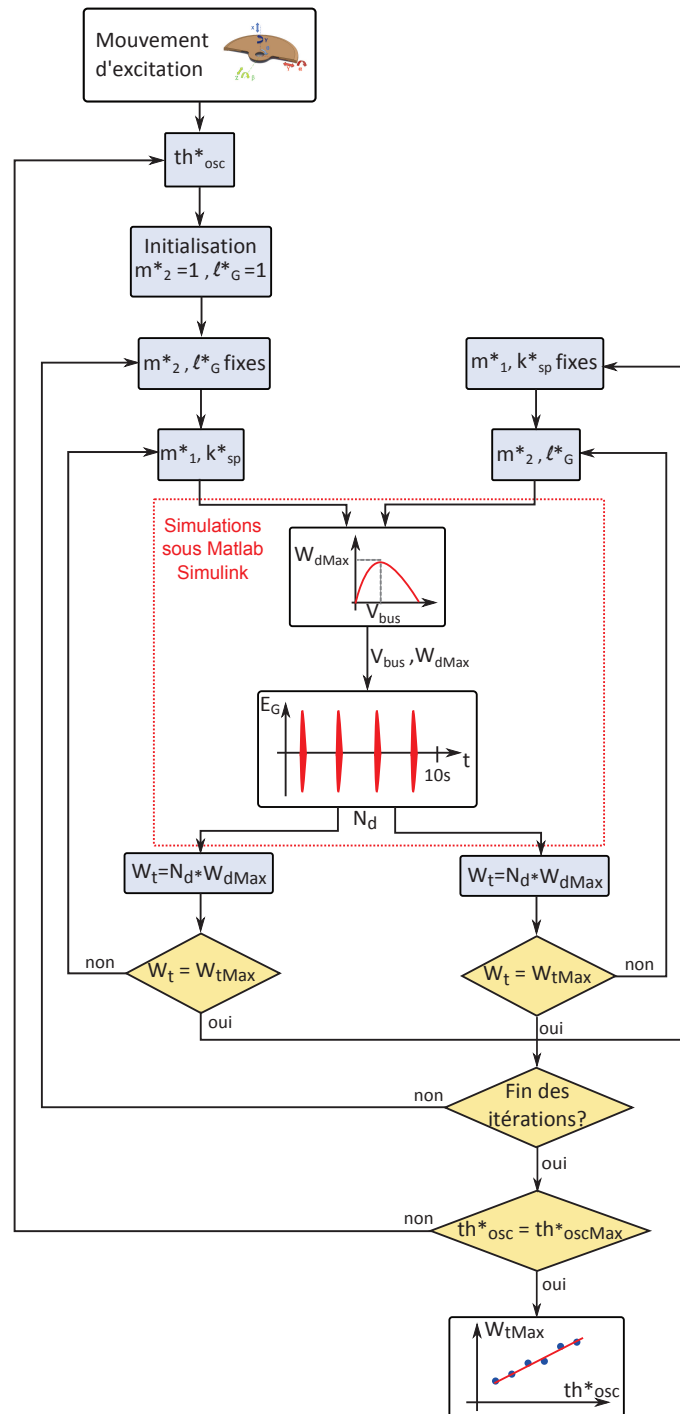


FIGURE 2.28 – Démarche de l’optimisation par énumération exhaustive

2.3.1). L’adaptation du nombre de spires se fera finalement à la fin de l’optimisation. La seconde étape est de simuler temporellement (avec la bonne tension de bus continu) le système Autoquartz soumis, cette fois-ci, à un mouvement d’excitation particulier, et d’en déduire l’énergie  $W_t$  récupérée sur ce cycle spécifique. A ce stade, il existe un compromis entre la durée de la simulation et la précision de cette dernière. La durée de simulation est fortement liée au pas de temps de calcul choisi. Or, dans notre cas, le pas de temps doit être suffisamment faible pour que le calcul de l’énergie d’une décharge soit précis (rappelons qu’une décharge, avec les paramètres initiaux, dure environ 20 ms). Après une étude sur la précision du calcul de l’énergie, le pas de temps maximal doit être de 10  $\mu$ s. Dès lors, si nous souhaitons simuler un mouvement d’excitation durant par exemple 10 s, cela revient à effectuer

les calculs un million de fois. Or comme notre modèle est relativement complexe, Matlab rencontre des problèmes d'allocations de mémoire. La solution choisie est donc d'augmenter le pas de calcul à  $100\ \mu\text{s}$ , de relever l'énergie maximale  $W_{d\text{Max}}$  d'une décharge lors de la première simulation, et de compter le nombre  $N_d$  de décharges par cycle dans la seconde simulation. L'énergie  $W_t$  récupérée sur cycle est alors le produit de  $N_d$  par  $W_{d\text{Max}}$ . Dans ce cas, la seconde simulation prend environ 20 s, soit un temps de simulation global de 1 min 20 s. On comprend donc aisément qu'il est difficile de tester tous les jeux de paramètres, le temps de simulation de l'optimisation deviendrait prohibitif.

Indépendamment du temps de simulation élevé, un autre problème de simulation réside dans la difficulté à automatiser le comptage du nombre  $N_d$  de décharges par cycle. Nous n'avons pas trouvé de solution satisfaisante, et la seule possibilité a été de compter manuellement les décharges, ce qui prend forcément beaucoup de temps.

Pour simplifier ce problème complexe d'optimisation, nous avons donc choisi de découpler le système, et donc de rechercher tout d'abord, à excitation donnée et pour chaque valeur de  $th_{\text{osc}}^*$ , le couple de paramètres  $m^*_1$ ,  $k^*_{\text{sp}}$  maximisant  $W_t$  (calculé comme indiqué précédemment), tout en gardant fixe le couple de paramètres  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$ . Puis, nous avons fait l'inverse, c'est à dire recherché le couple de paramètres  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$  maximisant  $W_t$ , tout en gardant fixe le couple de paramètres  $m^*_1$ ,  $k^*_{\text{sp}}$  précédemment obtenus. A l'itération suivante, on recommence la recherche des valeurs  $m^*_1$ ,  $k^*_{\text{sp}}$ , avec les valeurs de  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$ , obtenues à l'itération précédente. Plusieurs itérations sont réalisées jusqu'à convergence vers le jeu optimal des 4 paramètres, le critère d'arrêt étant défini lorsque les paramètres optimaux obtenus ne changent plus. La démarche de l'optimisation par calcul systématique ainsi appliquée est décrite à la Figure 2.28.

### 2.4.3.2 Application à un type de mouvement particulier

Nous considérons ici un mouvement d'excitation similaire à un mouvement de marche régulière, décrit à la Figure 2.29. Nous rappelons que les angles  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  correspondent aux angles de rotation du système Autoquartz (voir annexe A). La durée de simulation choisie est de 10 s permettant un bon compromis entre un régime de fonctionnement suffisamment stabilisé et une durée de simulation non excessive.

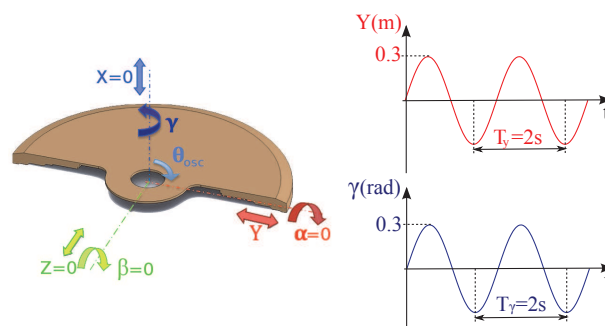


FIGURE 2.29 – Mouvement imposé au système Autoquartz

Les résultats de l'optimisation par énumération exhaustive du jeu de paramètres ( $m^*_1$ ,  $k^*_{\text{sp}}$ ,  $m^*_2$ ,  $\ell^*_G$ ) maximisant l'énergie électrique sur cycle  $W_t$  décrit précédemment en fonction du facteur d'échelle  $th_{\text{osc}}^*$ , sont présentés aux Figures 2.30, 2.31 (a), (b), (c) et (d) (points bleus sur ces Figures, les courbes rouges étant des polynômes approximatés par la méthode des moindres carrés et décrits plus loin).

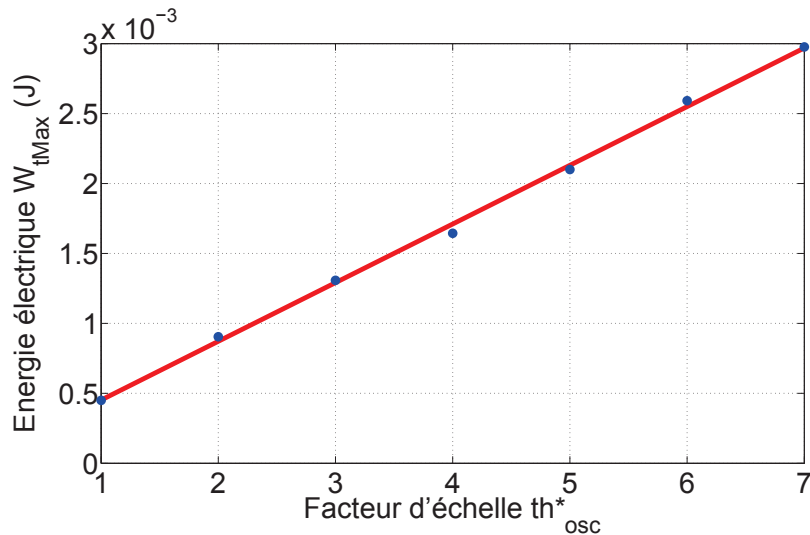


FIGURE 2.30 – Évolution de l'énergie maximale  $W_{tMax}$  récupérée sur l'ensemble du cycle d'excitation en fonction du facteur d'échelle  $th_{osc}^*$

Sur la Figure 2.30, nous montrons que, lorsque la chaîne de conversion du système Autoquartz est « bien dimensionnée », l'énergie récupérée optimale sur cycle  $W_{tMax}$  augmente linéairement avec l'épaisseur de la masselotte. La masse oscillante étant l'élément dimensionnant la taille et la masse du système Autoquartz, nous pouvons observer que l'énergie récupérée sur cycle croît proportionnellement à la taille et ainsi sensiblement à la masse du système.

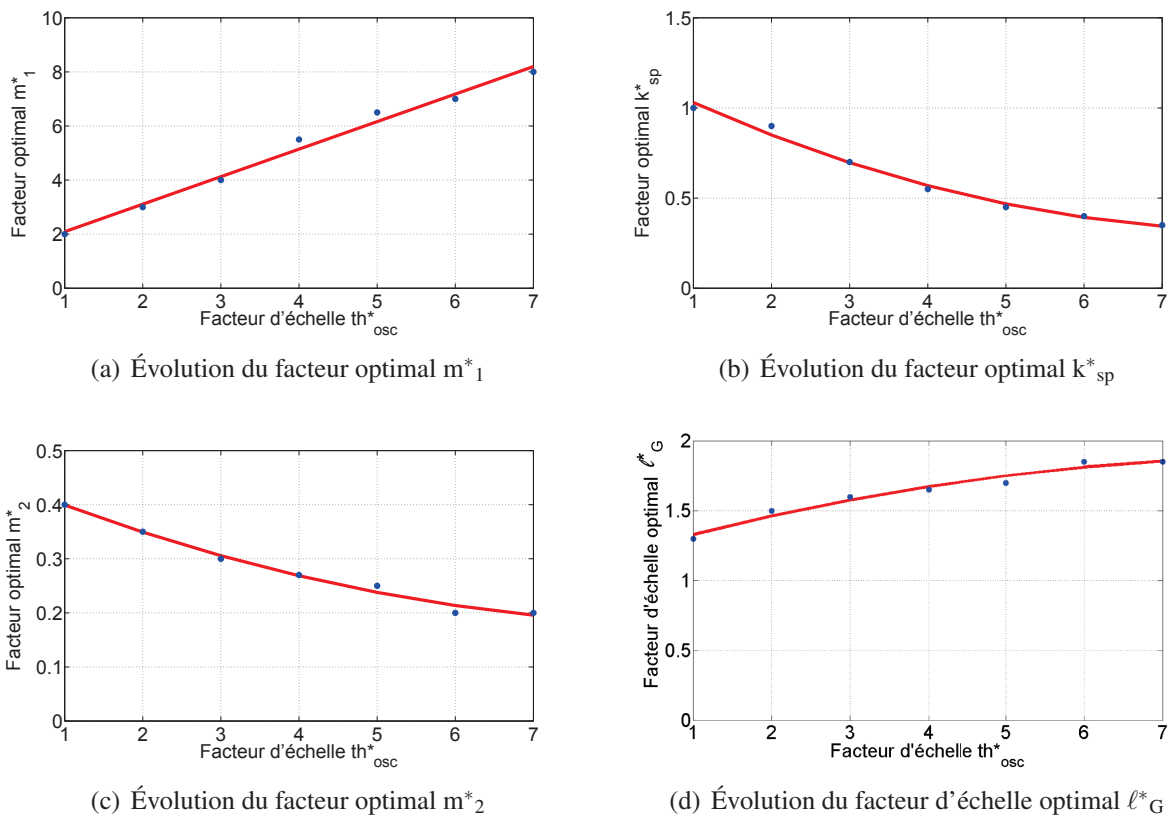


FIGURE 2.31 – Évolution du jeu de paramètres optimal ( $m_1^*$ ,  $k_{sp}^*$ ,  $m_2^*$ ,  $l_G^*$ ) en fonction du facteur d'échelle  $th_{osc}^*$

Sur la Figure 2.31 (a), nous nous apercevons que lorsque le facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  sur l'épaisseur augmente, le rapport de multiplication optimal entre masselotte et ressort augmente également. En effet, lorsque la taille de la masselotte augmente, le couple dû aux effets de pesanteur  $T_{pes}$  devient prépondérant, notamment sur celui dû à la réaction du ressort à travers le multiplicateur de rapport  $m_1$ . Ainsi, pour ne pas tendre vers une valeur d'énergie finie uniquement due aux mouvements du boîtier, le rapport de multiplication entre masselotte et ressort doit augmenter en même temps que la taille de la masselotte.

Par ailleurs, lorsque la taille de la masselotte augmente, et donc le rapport optimal de multiplication  $m_1$ , la raideur du ressort  $k_{sp}$  optimale diminue (Figure 2.31 (b)). La diminution de la raideur du ressort entraîne effectivement une hausse de l'énergie cumulée dans le ressort avant décharge (équation (2.12)), mais également une baisse du nombre de décharges par cycle. Cependant, cette diminution est d'autant moins affectée que le rapport de multiplication  $m_1$  augmente (équation (2.13)).

L'augmentation de l'épaisseur de la masselotte entraîne également une diminution de la valeur optimale du rapport  $m_2$  (Figure 2.31 (c)). Diminuer  $m_2$  réduit l'énergie stockée dans le ressort (équation (2.12)) mais permet d'augmenter considérablement le nombre de décharges par cycle (équation (2.13)). En effet, le couple du ressort  $T_{sp}$  avant décharge est plus faible et, de ce fait, ce couple ramené sur l'axe de la masselotte sera moins résistant vis à vis du mouvement de la masselotte.

Enfin, le facteur d'échelle  $\ell^*_G$  augmente avec l'épaisseur de la masselotte (Figure 2.31 (d)) ce qui conduit, entre autres, à une croissance du couple de détente. L'énergie stockée dans le ressort augmente avec  $T_{dMax}$  (équation (2.12)) mais, comme la valeur atteinte du couple  $T_G$  avant décharge du ressort à travers le multiplicateur de rapport  $m_2$  est plus élevée, le nombre de décharges  $N_d$  diminue. Cependant, cette diminution est d'autant moins affectée que le rapport de multiplication  $m_2$  diminue.

De plus, notons que pour un facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  unitaire, les facteurs optimaux obtenus  $m^*_1$ ,  $m^*_2$  et  $\ell^*_G$  ne sont pas unitaires : le système Autoquartz initialement conçu pourrait sans doute être mieux optimisé pour la récupération de l'énergie.

Suite à cette optimisation et aux observations faites, nous pouvons déterminer, pour le mouvement considéré, l'évolution de l'énergie maximale récupérée sur cycle et des lois analytiques des facteurs optimaux en fonction du facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  (correspondant aux traits pleins rouges sur les Figures 2.30, 2.31 (a), (b), (c) et (d)) tel que :

$$\begin{aligned}
 m^*_1 &= K_{m11} + K_{m12} th^*_{osc} \\
 k^*_{sp} &= K_{ksp1} + K_{ksp2} th^*_{osc} + K_{ksp3} th^{*2}_{osc} \\
 m^*_2 &= K_{m21} + K_{m22} th^*_{osc} + K_{m23} th^{*2}_{osc} \\
 \ell^*_G &= K_{\ell G1} + K_{\ell G2} th^*_{osc} + K_{\ell G3} th^{*2}_{osc} \\
 W_{tMax} &= K_{Wt1} + K_{Wt2} th^*_{osc}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Les valeurs obtenues pour les différents paramètres des modèles sont précisés dans le Tableau 2.2.

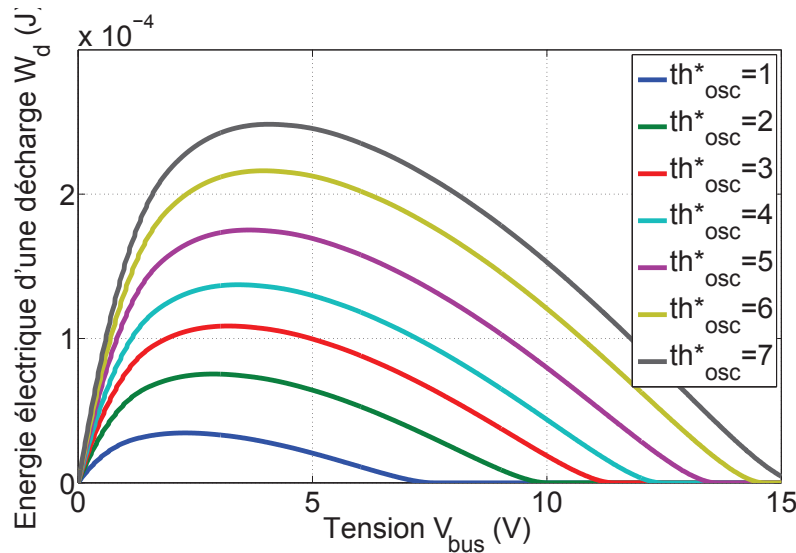
Les lois de variation des paramètres de dimensionnement de la chaîne de conversion étant déterminées pour un type de mouvement particulier, nous pourrions les inclure dans notre modèle de dimensionnement des systèmes multisources qui fera l'objet à son tour d'une optimisation à une



Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$K_{m11}$	1.07	$K_{m23}$	$3.2 \cdot 10^{-3}$
$K_{m12}$	1.02	$K_{\ell G1}$	1.18
$K_{ksp1}$	1.24	$K_{\ell G2}$	$1.6 \cdot 10^{-1}$
$K_{ksp2}$	-0.22	$K_{\ell G3}$	$-8.9 \cdot 10^{-3}$
$K_{ksp3}$	$1.3 \cdot 10^{-2}$	$K_{Wt1}(J)$	$4.2 \cdot 10^{-4}$
$K_{m21}$	$4.6 \cdot 10^{-1}$	$K_{Wt2}(J)$	$3.3 \cdot 10^{-5}$
$K_{m22}$	$-6.0 \cdot 10^{-2}$		

**TABLEAU 2.2** – Paramètres de modélisation du dimensionnement optimal du système Autoquartz

échelle supérieure. Nous présentons à la Figure 2.32 les courbes de l'énergie électrique d'une décharge  $W_d$  en fonction de la tension de bus continu  $V_{bus}$  pour les sept configurations optimales ( $th^*_{osc}$  variant de 1 à 7). Notons que, comme nous l'avons abordé dans le paragraphe 2.3.1, pour maximiser la récupération d'énergie, il suffit de modifier le nombre de spires pour chaque configuration afin de déplacer le maximum d'énergie dans la plage de tension de l'élément de stockage envisagé.



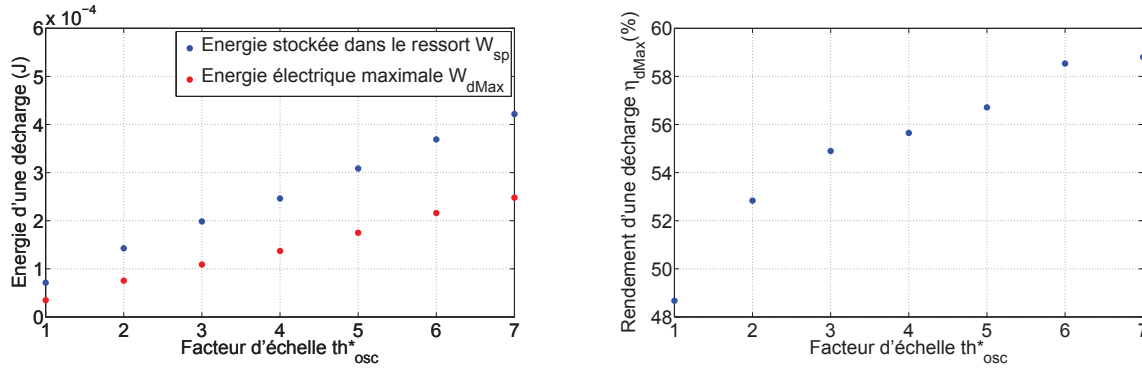
**FIGURE 2.32** – Évolution de l'énergie électrique d'une décharge  $W_d$  en fonction de  $V_{bus}$  pour différents facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  lorsque le nombre de spires est constant

Une dernière observation a été faite sur les évolutions de l'énergie stockée dans le ressort  $W_{sp}$  (calculée à partir de l'équation (2.12)) et de l'énergie électrique maximale d'une décharge  $W_{dMax}$  (Figure 2.32) en fonction du facteur d'échelle  $th^*_{osc}$  (Figure 2.33 (a)). Cette étude nous permet d'évaluer le rendement maximal d'une décharge  $\eta_{dMax}$  en fonction de  $th^*_{osc}$  (Figure 2.33 (b)).

Nous pouvons observer l'amélioration du rendement maximal d'une décharge  $\eta_{dMax}$  lorsque la taille du système Autoquartz augmente, ceci est largement dû aux effets d'échelle favorables, la génératrice devient notamment plus performante avec des dimensions plus élevées.

Ainsi, pour un type de mouvement donné pour lequel l'identification du modèle optimal a été effectuée, nous pouvons maintenant injecter ce modèle dans un processus plus large d'optimisation de système multisources dans lequel le générateur micro-cinétique est représenté par un modèle analytique dont la variable d'entrée (ou de dimensionnement) est le facteur  $th^*_{osc}$  et le paramètre de sortie est la productivité électrique. Les valeurs optimales de tous les autres paramètres de la chaîne





(a) Évolution des énergies en fonction du facteur d'échelle (b) Rendement maximal d'une décharge  $\eta_{dMax}$  en fonction du facteur d'échelle  $th_{osc}^*$

**FIGURE 2.33** – Étude du rendement maximal d'une décharge en fonction du facteur d'échelle  $th_{osc}^*$

sont ainsi déduites à partir de la variable  $th_{osc}^*$ . Ceci permet d'éviter, dans un problème éminemment complexe multisource multivariable, de réduire sensiblement les temps de simulation et de calcul.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'analyse énergétique d'un générateur micro-cinétique original permettant de produire de l'énergie électrique à partir de mouvements quelconques, y compris très lents grâce à un stockage intermédiaire dans un ressort. Ce dispositif, initialement développé pour alimenter des montres, n'avait pas fait, à notre connaissance, l'objet d'une telle étude de productivité énergétique. La modélisation électromécanique des différents éléments du système, associée à des relevés expérimentaux, nous a permis de déterminer les éléments du modèle et de mettre en évidence l'existence d'un optimum de rendement.

Dans le cas d'un débit sur bus continu, la tension appliquée du bus joue un rôle important sur le rendement des cycles de décharge du ressort. Deux solutions permettant l'optimisation du transfert de puissance ont été présentées et comparées sur un cycle particulier de fonctionnement du système Autoquartz. Il est apparu que la fréquence de répétition des décharges jouait un rôle important dans le cas d'utilisation d'un système de régulation actif. L'optimisation globale de la productivité énergétique nécessite de considérer simultanément la totalité des composants. Ainsi l'interfaçage d'un hacheur (avec contrôle MPPT) entre la sortie du générateur, qui fonctionne par impulsions avec une faible fréquence, et le bus continu peut conduire à un rendement désastreux en raison des pertes à vide non négligeables. Il s'avère préférable d'optimiser le nombre de spires du bobinage pour l'adapter à la tension du bus continu même si elle varie car il est possible de conserver un bon rendement de conversion sur une plage assez étendue de cette tension (maximum assez plat).

Enfin, dans le but de disposer d'un modèle de productivité paramétrable lors de l'optimisation globale du générateur multisource, nous avons réalisé une optimisation des paramètres fondamentaux du système pour un profil donné de mouvement d'excitation du boîtier contenant la masse oscillante et le mécanisme. Cette optimisation a nécessité la recherche d'un compromis entre l'énergie électrique récupérée lors d'une décharge et le nombre de décharges par cycle d'excitation. La productivité du

générateur micro-cinétique peut désormais être réglée en agissant sur l'épaisseur du système au même titre que celles des générateurs photovoltaïque et thermoélectrique pour lesquels nous agissons sur la surface de captation ou sur le volume (cas du thermogénérateur).



# Chapitre 3

## Le générateur thermoélectrique : modélisation pour le dimensionnement dans le contexte humain

Ce chapitre est consacré à l'étude de la génération thermoélectrique à partir de faibles écarts de température tels qu'en situation de récupération de la chaleur du corps humain. Il s'agit de considérer le système complet, c'est à dire de prendre en compte les couplages thermiques avec l'environnement et électriques avec l'électronique de puissance nécessaire à l'utilisation de cette énergie [Lossec10b].

C'est dans cet objectif qu'un modèle thermoélectrique a été élaboré à partir notamment d'essais expérimentaux d'un générateur thermoélectrique particulier (module TM-450-0.8-3.0 de la société Ferrotec réalisé en tellure de bismuth). Bien que cette étude soit basée sur un composant spécifique, un modèle paramétré sera déduit afin de l'intégrer dans l'étude de l'optimisation du dimensionnement futur du générateur multisource. La dernière section de ce chapitre s'intéresse à l'optimisation de la récupération d'énergie, avec une approche système, en vue de minimiser le volume global du générateur thermoélectrique en fonction du besoin de puissance. Il apparaît alors que les classiques adaptations d'impédance électrique et thermique ne constituent pas une condition d'optimalité à l'échelle du système.

### 3.1 Contexte de la production thermoélectrique

La thermogénération représente l'une des voies possibles permettant de récupérer de l'énergie dans l'environnement humain. La voie que nous explorons ici concerne la récupération à partir du corps. Elle consiste à placer une face d'un module thermoélectrique en contact avec la peau et l'autre en contact avec l'air ambiant (Figure 3.1). Les travaux menés ici sont néanmoins tout à fait transposables à d'autres situations pourvu que les écarts de température soient comparables, c'est à dire faibles. La différence de température entre les deux faces est ainsi exploitée afin de convertir directement la chaleur en électricité. Le module utilisé dispose d'une relativement faible densité de cellules et d'un couplage thermique à l'environnement médiocre, l'une des contraintes est donc d'arriver à obtenir une tension en sortie du générateur thermoélectrique suffisamment élevée pour être convertible et exploitable. Un convertisseur d'adaptation se révèle nécessaire pour adapter (élever) la tension à la charge et/ou à un dispositif de stockage.

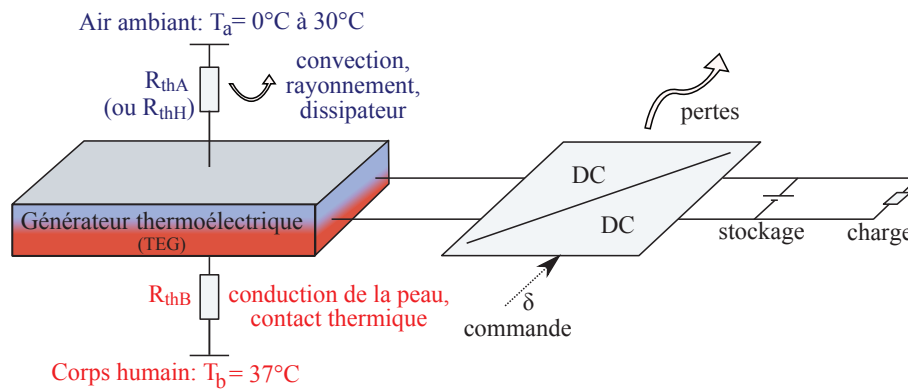


FIGURE 3.1 – Contexte de la production thermoélectrique

Comme nous l'avons dit, nous raisonnons ici avec une approche système en considérant les couplages thermiques avec l'environnement, et les couplages électriques avec le convertisseur DC-DC. Certains raisonnements fréquents [Rowe95], consistant à considérer une différence de température constante imposée aux bornes du générateur ou encore un flux de chaleur constant à travers ce dernier, ne sont donc pas applicables ici. En effet, les deux sources de chaleur (le corps humain et l'air ambiant) ne sont pas perturbées par la présence du générateur thermoélectrique (compte tenu des faibles quantités d'énergie prélevées) et l'écart de température aux bornes de l'ensemble des thermocouples constituant le module va être très dépendant du couplage thermique à l'environnement et des caractéristiques thermiques du module lui-même.

## 3.2 Modélisation thermoélectrique du TEG

Une modélisation du générateur thermoélectrique (TEG) dans ce contexte particulier de production est essentielle si l'on veut, d'une part évaluer la productivité d'un tel système, mais également optimiser le transfert d'énergie. Ce paragraphe présente ainsi les modélisations thermique et électrique du TEG.

### 3.2.1 Le modèle thermoélectrique

Le modèle thermique du TEG, en convention générateur, est représenté à la Figure 3.2 [Lineykin07].

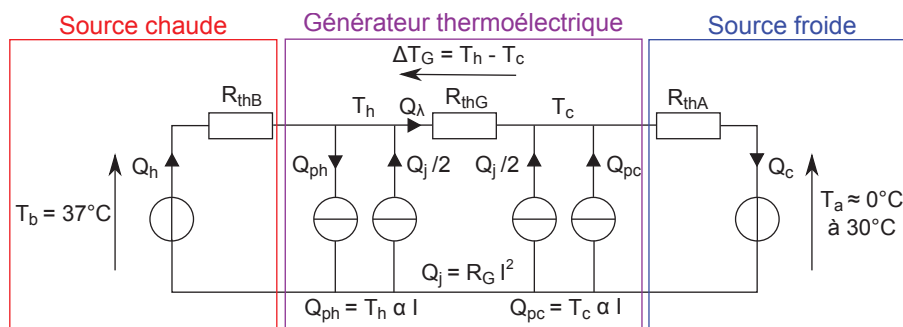


FIGURE 3.2 – Modèle thermique du TEG

Dans cette modélisation, le corps et l'ambiance sont considérés comme des sources de chaleur « infinies », non perturbées par la présence du TEG. Les couplages des faces chaude et froide aux

sources de température  $T_b$  et  $T_a$  sont représentés par des résistances thermiques  $R_{thB}$  et  $R_{thA}$ . La première résistance correspond à la conduction thermique à travers la peau entre la circulation sanguine et au contact thermique entre la surface de la peau et la face chaude du TEG. La seconde résistance ( $R_{thA}$ ) correspond au rayonnement et à la convection naturelle de la face froide vers l'air ambiant, éventuellement par l'intermédiaire d'un dissipateur auxiliaire (elle est dans ce cas notée  $R_{thH}$ ). La résistance thermique  $R_{thG}$  représente la conduction de chaleur à travers l'ensemble des  $N_{th}$  thermocouples, connectés thermiquement en parallèle, et constituant le TEG. Les flux de chaleur  $Q_{ph}$  et  $Q_{pc}$  correspondent à la puissance convertie par effet Seebeck et le flux de chaleur  $Q_j$  à la puissance perdue par effet Joule dans le TEG.

D'un point de vue purement électrique, nous considérons le schéma de la Figure 3.3. Le TEG se comporte comme une force électromotrice (fem)  $E_G$  proportionnelle à la différence de température  $\Delta T_G$  entre les faces chaude et froide,  $\alpha$  étant le coefficient Seebeck de l'ensemble des  $N_{th}$  thermocouples.  $R_G$  est la résistance interne égale à la résistance électrique des  $N_{th}$  thermocouples connectés en série.

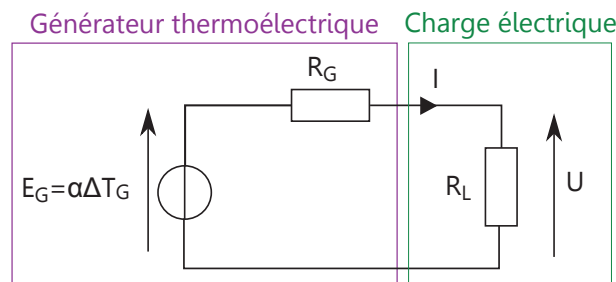


FIGURE 3.3 – Modèle électrique du TEG

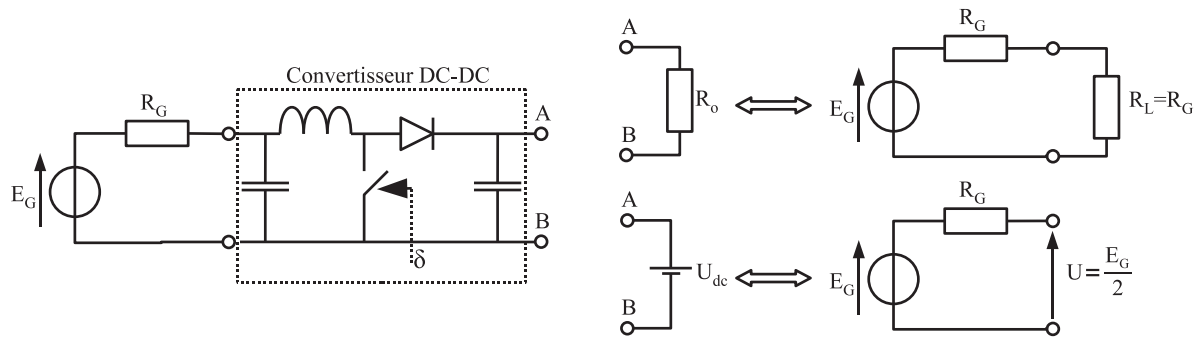
Un convertisseur électronique d'adaptation (Figure 3.4) permet de fonctionner, quelles que soient les conditions de température, à la puissance maximale du générateur en le faisant débiter sous une tension égale à la moitié de sa force électromotrice. Sur charge résistive, l'adaptation d'impédance consiste à ramener aux bornes du TEG une résistance équivalente  $R_L$  égale à  $R_G$  et sur charge de type source de tension constante (par exemple un accumulateur), cela revient à ramener une tension égale à la moitié de la fem. Dans ces conditions d'adaptation idéale, la puissance maximale délivrable par le thermogénérateur s'exprime par :

$$P_{eM} = \frac{(\alpha \Delta T_G)^2}{4R_G} \quad (3.1)$$

La puissance utile maximale récupérable en sortie du convertisseur d'adaptation est fortement liée au rendement énergétique de ce dernier. De plus, notons que son rendement dépend des tensions d'entrée et de sortie ainsi que du courant débité. Maximiser non plus la puissance générée par le seul thermogénérateur mais la puissance en sortie du convertisseur nécessite, comme nous le verrons plus loin, de désoptimiser le point de fonctionnement précédemment défini.

### 3.2.2 Mesures et identification des paramètres du modèle thermoélectrique

Comme indiqué dans [Rowe95], [Lineykin07] et [Godard08] et comme nous le rappelons brièvement au paragraphe 3.4.1.1 et dans l'annexe B, le rendement d'un TEG, rapport de la puissance



**FIGURE 3.4** – Principe de l'adaptation avec débit sur charge résistive  $R_o$  et sur source de tension constante  $U_{dc}$

électrique produite sur la puissance thermique extraite de la source chaude, est maximal lorsque le facteur de mérite adimensionnel  $Z\bar{T}$ , défini à l'équation (3.2), est maximal :

$$Z = \frac{\alpha_m^2}{\lambda_m \rho_m}$$

$$\bar{T} = \frac{T_h + T_c}{2} \quad (3.2)$$

$\alpha_m$ ,  $\lambda_m$  et  $\rho_m$  sont respectivement le coefficient de Seebeck, la conductivité thermique et la résistivité électrique du matériau, et  $\bar{T}$  la température moyenne. Ce résultat n'est vrai que sur charge électrique adaptée, ce qui correspond, lorsque l'on souhaite maximiser le rendement, à un rapport de la résistance de charge  $R_L$  sur la résistance interne du thermogénérateur  $R_G$  égal à  $\sqrt{1 + Z\bar{T}}$  (voir annexe B). Rappelons que dans le cas de la maximisation de la puissance électrique, la charge est adaptée lorsque  $R_L$  est égal à  $R_G$ .

Cependant, nous verrons par la suite que dans les conditions de cette application, la maximisation du rendement ne donne pas le maximum de puissance électrique récupérable. Or, c'est bien la puissance que nous cherchons à maximiser dans cette application où les sources thermiques sont considérées infinies.

Les températures dans notre application se situant au voisinage de 300 K, le matériau, disponible commercialement et connu pour avoir le meilleur facteur de mérite à ces températures, est le tellurure de bismuth  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ . Dans la suite, toutes les expérimentations présentées ont été réalisées avec des modules TM-450-0.8-3.0 de la société Ferrotec réalisés à base de cet alliage, leurs caractéristiques étant exposées dans le Tableau 3.1.

Nombre de thermocouples	$N_{th} = 450$
Épaisseur	$e = 3.4 \text{ mm}$
Longueur de jambe	$l_{th} = 1.5 \text{ mm}$
Longueur des côtés	$L = 54 \text{ mm}$

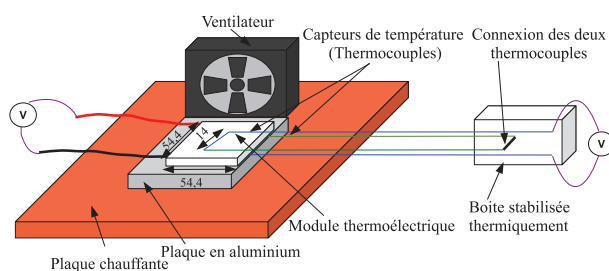
**TABLEAU 3.1** – Caractéristiques du module thermoélectrique TM-450-0.8-3.0



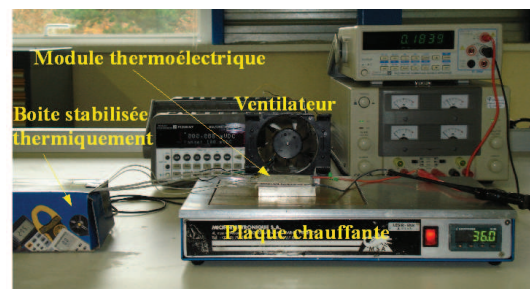
### 3.2.2.1 Mesure du coefficient de Seebeck

Pour cette expérimentation, nous avons mis en place une mesure différentielle avec deux thermocouples de type K issus du même lot de fabrication et connectés en série. Afin de mesurer précisément la faible différence de température  $\Delta T_G$  entre les faces chaude et froide du module thermoélectrique, leurs connexions externes ont été rendues isothermes pour ne pas introduire d'effets thermocouples parasites.

Le module thermoélectrique est placé sur une petite plaque en aluminium (Figure 3.5), qui elle-même est posée sur une plaque chauffante. La plaque en aluminium permet de loger le thermocouple dans une encoche de faible épaisseur et de le maintenir en contact avec la face chaude. Du côté de la face froide, un ventilateur permet d'homogénéiser la température sur toute la surface.



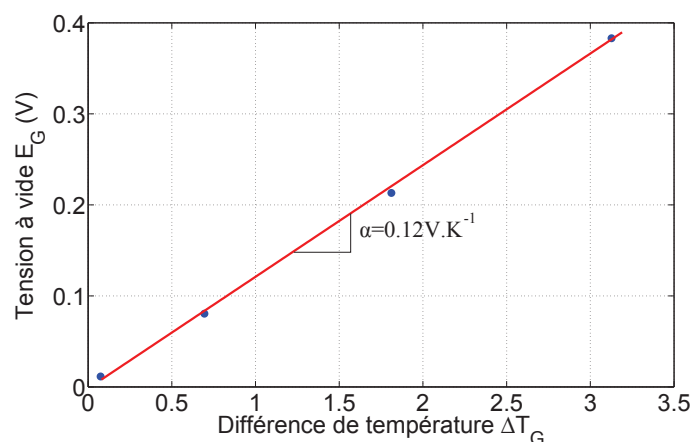
(a) Dessin du montage expérimental



(b) Photo du montage expérimental

**FIGURE 3.5** – Montage expérimental pour la mesure du coefficient de Seebeck du TEG

La mesure du coefficient de Seebeck d'un module est réalisée simplement par mesure de la tension à vide du module thermoélectrique  $E_G$  et de la différence de température  $\Delta T_G$  elle-même obtenue par la mesure de tension aux bornes des deux thermocouples placés sur les faces chaude et froide. On peut également confirmer sa linéarité sur la Figure 3.6 lorsque l'on fait varier la température de la face chaude.



**FIGURE 3.6** – Mesure du coefficient de Seebeck du TEG

D'après les mesures effectuées, le coefficient de Seebeck du module thermoélectrique est de  $\alpha = 0.12 \text{ V.K}^{-1}$ . Le module étant constitué de 450 thermocouples, le coefficient de Seebeck d'un thermocouple est d'environ  $\alpha_0 = 267 \mu\text{V.K}^{-1}$ .

### 3.2.2.2 Mesure de la résistance thermique

Afin de mesurer la résistance thermique d'un module, nous avons réalisé le montage illustré par la Figure 3.7.

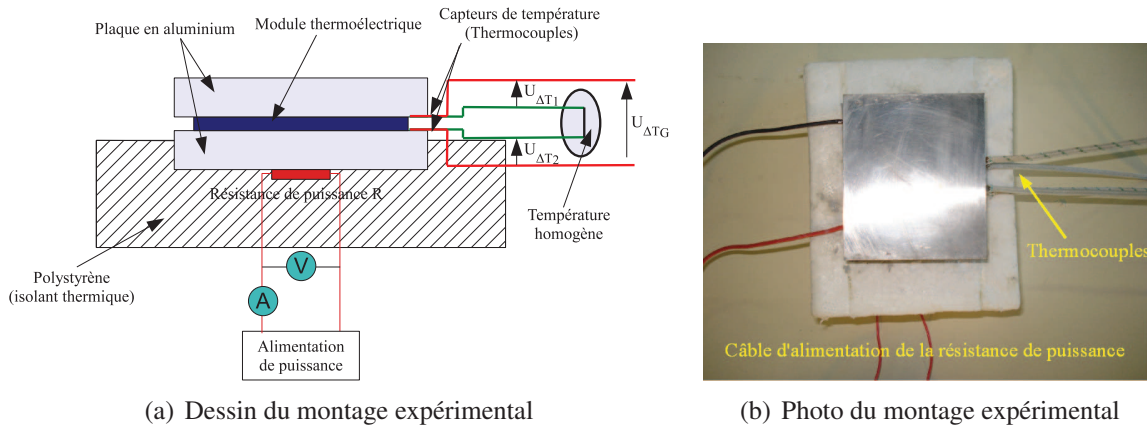


FIGURE 3.7 – Montage expérimental pour la mesure de la résistance thermique du TEG

Une résistance  $R$  de puissance, alimentée par un générateur électrique, crée un flux thermique à travers le module ce qui génère un gradient de température. Afin de bien homogénéiser la température de part et d'autre du module, deux plaques d'aluminium recouvertes de graisse thermique sont utilisées. Une isolation thermique en polystyrène permet de canaliser le flux de chaleur dans le module et de minimiser les fuites. Ainsi, nous pouvons considérer que la puissance traversant le module est sensiblement égale à celle dissipée dans la résistance de puissance. La mesure de température est effectuée comme précédemment par une mesure différentielle par thermocouples de type K. Les mesures nous donnent, pour le module étudié, une résistance thermique de  $R_{thG} = 1.1 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ .

### 3.2.2.3 Mesure de la résistance électrique

Pour évaluer la résistance électrique  $R_G$  d'un module thermoélectrique, nous avons effectué le montage décrit précédemment à la Figure 3.5, avec en plus, une résistance de charge variable connectée en sortie du générateur thermoélectrique. Nous avons donc mesuré la tension  $U$  et le courant  $I$  au niveau de la résistance de charge, la droite de charge étant régie par l'équation suivante :

$$U = \alpha \Delta T_G - RI \quad (3.3)$$

Pour cet essai, nous avons empilé deux modules thermoélectriques (l'intérêt de cette technique est décrit au paragraphe 3.3.1) électriquement mis en série, la résistance électrique mesurée est donc deux fois plus grande que celle d'un seul module. La différence de température mesurée par thermocouples est de  $\Delta T_G = 0.87^\circ \text{C}$  (Figure 3.8).

De ces mesures, nous avons pu en déduire la résistance électrique  $R_G$  d'un module thermoélectrique,  $R_G = 14 \Omega$ , et donc tracer en rouge sur la Figure 3.8 la droite de charge issue de notre modèle, avec le coefficient de Seebeck et la résistance électrique identifiés.

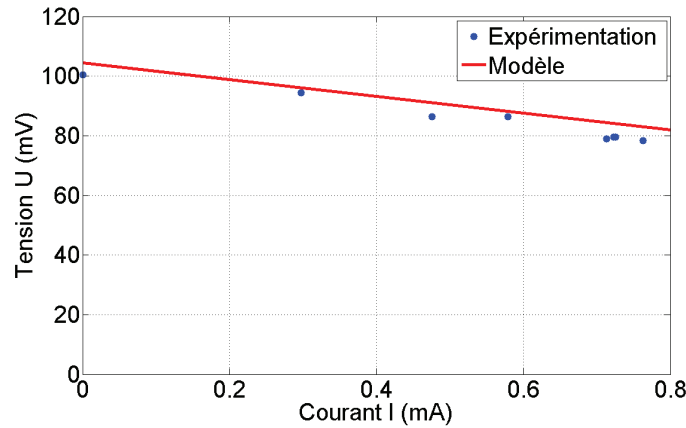


FIGURE 3.8 – Droite de charge pour une différence de température  $\Delta T_G = 0.87^\circ\text{C}$

### 3.2.2.4 Validation des hypothèses autorisant la simplification du modèle thermique

Prenons le cas extrême où les flux de chaleur sont maximaux en fonctionnement thermogénérateur dans les conditions de faibles écarts de température. Ainsi nous supposons que les contacts thermiques des faces chaude et froide avec les sources externes sont parfaits. Le schéma thermique, dans ce cas, est celui de la Figure 3.9. Les puissances  $Q_{ph}$ ,  $Q_{pc}$  et  $Q_j$  sont alors maximales. Dans ce cas le plus contraignant, si nous montrons qu'elles restent négligeables devant  $Q_\lambda$ , nous pourrions alors simplifier le modèle.

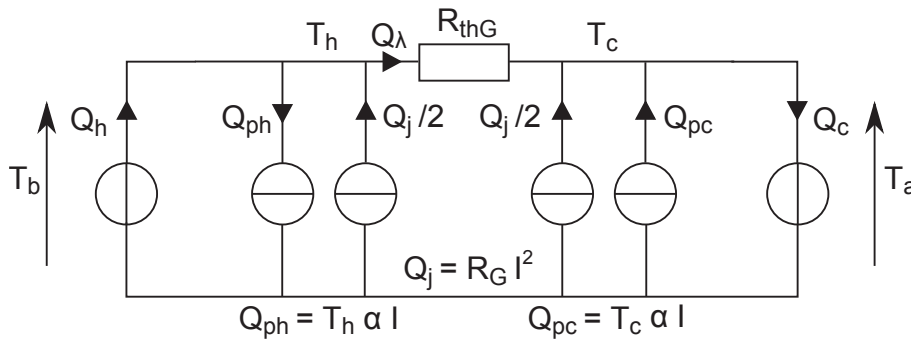


FIGURE 3.9 – Modèle thermique du TEG avec des connexions thermiques aux sources chaude et froide parfaites

Dans ces conditions, et en notant  $\Delta T_0$  la différence de température entre les sources chaude et froide ( $\Delta T_0 = T_b - T_a$ ), le flux de chaleur provenant de la source chaude s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 Q_h &= Q_{ph} + Q_\lambda - \frac{Q_j}{2} \\
 &= T_h \alpha I + \frac{\Delta T_0}{R_{thG}} - \frac{R_G}{2} I^2
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

En supposant que l'on récupère le maximum de puissance électrique, le courant vaut :

$$I = \frac{\alpha \Delta T_0}{2R_G}
 \tag{3.5}$$

Le flux de chaleur  $Q_h$  s'exprime alors par :

$$Q_h = \frac{\alpha^2 \Delta T_0}{2R_G} \left( T_h - \frac{\Delta T_0}{4} \right) + \frac{\Delta T_0}{R_{thG}} \quad (3.6)$$

Analysons l'ordre de grandeur de  $T_h$  devant  $\Delta T_0/4$  :

$$\begin{cases} T_h = T_b = 300 \text{ K} \\ T_c = T_a \cong 283 \text{ à } 303 \text{ K} \\ \frac{\Delta T_0}{4} = \frac{T_h - T_c}{4} \cong 2 \text{ à } 7 \text{ K} \end{cases}$$

Dans les conditions particulières où  $T_h \gg \Delta T_0/4$  est toujours vérifiée, les pertes Joule sont négligeables par rapport aux flux de puissance dûs à l'effet Peltier. Nous pouvons alors en déduire :

$$Q_h \cong \Delta T_0 \left( \frac{\alpha^2 T_b}{2R_G} + \frac{1}{R_{thG}} \right) \quad (3.7)$$

Pour un module thermoélectrique composé de  $N_{th}$  thermocouples en parallèle sur le plan thermique et en série sur le plan électrique, et sachant qu'un couple thermoélectrique est composé de deux matériaux (un de type N et l'autre de type P), on en déduit :

$$\begin{aligned} R_{thG} &= \frac{1}{N_{th}} \frac{1}{\lambda} \frac{l_{th}}{2S_{cell}} \\ R_G &= N_{th} \rho \frac{2l_{th}}{S_{cell}} \\ \alpha &= N_{th} \alpha_0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Où  $\lambda$  et  $\rho$  sont respectivement la conductivité thermique et la résistivité électrique d'un thermocouple (moyenne des conductivités et résistivités des deux matériaux) et,  $l_{th}$  et  $S_{cell}$  la longueur et la section d'un élément de thermocouple, comme indiqué à la Figure 3.10 .

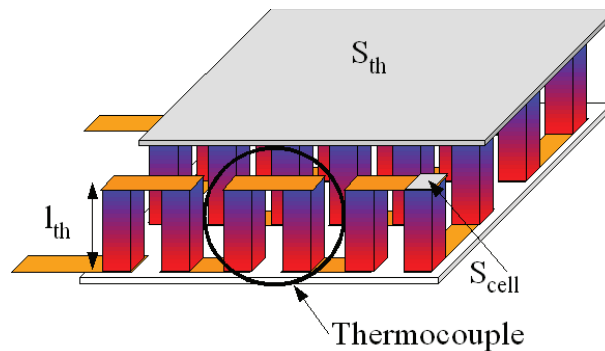


FIGURE 3.10 – Définitions des notations d'un module thermoélectrique

En posant  $k_f$  un facteur de remplissage (inférieur à 1) des cellules au sein du module, nous avons :

$$S_{cell} = \frac{k_f S_{th}}{2N_{th}} \quad (3.9)$$

Où  $S_{th}$  est la surface totale d'échange thermique des plaques froide et chaude du module. Ce qui nous

permet d'en déduire :

$$\begin{aligned}
 R_{thG} &= \frac{l_{th}}{\lambda k_f S_{th}} \\
 R_G &= N_{th}^2 \rho \frac{4l_{th}}{k_f S_{th}}
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

Ainsi, dans le cadre des approximations effectuées, le flux de chaleur  $Q_h$  s'exprime par :

$$Q_h \cong \Delta T_0 \frac{k_f S_{th}}{l_{th}} \left( \frac{\alpha_0^2 T_b}{8\rho} + \lambda \right)
 \tag{3.11}$$

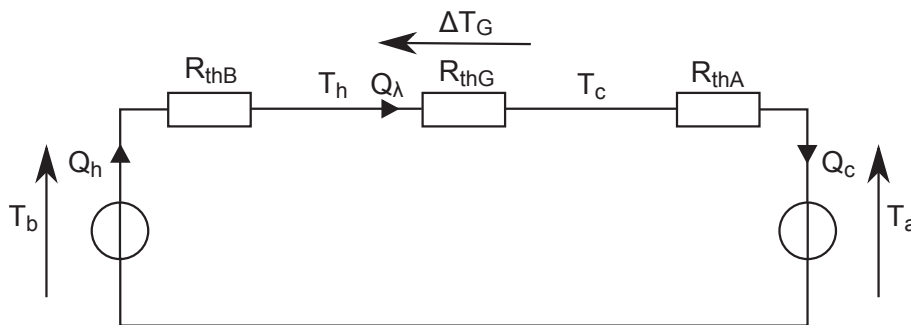
Analysons l'ordre de grandeur du terme  $\alpha_0^2 T_b / (8\rho)$  devant  $\lambda$  (en considérant le module TM-450-0.8-3.0 en tellure de bismuth et les mesures effectuées précédemment) :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \lambda \cong 0.77 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1} \\
 \alpha_0 \cong 267 \mu\text{V}.\text{K}^{-1} \\
 \rho \cong 20 \mu\Omega.\text{m} \\
 \frac{\alpha_0^2 T_b}{8\rho} \cong 0.14 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}
 \end{array} \right.$$

Dans les présentes conditions (température du corps humain et matériau thermoélectrique performant), on observe que  $\alpha_0^2 T_b / (8\rho) \ll \lambda$ . Cela permet de simplifier l'expression du flux de chaleur  $Q_h$ , et de même celle de  $Q_c$  :

$$Q_h \cong \frac{\Delta T_0}{R_{thG}} \cong Q_\lambda \cong Q_c
 \tag{3.12}$$

Les pertes Joule et les flux de chaleur dus à l'effet Peltier peuvent donc être négligés devant le flux thermique principal. Ainsi, dans les conditions particulières de cette application où la puissance électrique générée est relativement faible par rapport au flux thermique traversant le TEG, principalement à cause du faible écart de température entre sources chaude et froide, il est possible de simplifier le modèle thermique comme le montre la Figure 3.11.



**FIGURE 3.11** – Modèle thermique simplifié du TEG dans les conditions de récupération sur le corps humain

A partir de maintenant, nous utiliserons, pour calculer l'écart de température aux bornes du mo-

dule, la relation simplifiée suivante :

$$\Delta T_G = \frac{R_{thG}}{R_{thB} + R_{thG} + R_{thA}} \Delta T_0 \quad (3.13)$$

### 3.2.2.5 Estimation des coefficients d'échange thermique de l'environnement du module

Les faces chaude et froide du module thermoélectrique sont connectées thermiquement respectivement à la source de température interne du corps humain (environ 37°C) via la peau et à la source de température ambiante (variable selon les conditions extérieures) via des effets de convection et de rayonnement sur lesquels nous pourrions éventuellement agir.

**Résistance de conduction entre le module et l'intérieur du corps** Côté face chaude du module, la résistance thermique  $R_{thB}$  modélise le phénomène de conduction à travers la peau du porteur. D'après [Weber06], [Leonov07b], le coefficient d'échange thermique  $h_B$  typique entre la peau et le module est compris entre 20 et 100  $W.m^{-2}.K^{-1}$ . Ce qui donne, pour le module de l'expérience, une résistance thermique de contact à la face chaude de :

$$R_{thB} = \frac{1}{h_B S_{th}} \cong 3 \text{ à } 17 K.W^{-1} \quad (3.14)$$

Pratiquement, nous avons observé que les qualités de planéité de la surface du corps en contact avec la face chaude jouaient un rôle très important.

**Résistance de convection et rayonnement entre le module et l'ambiance** Côté face froide du module, la résistance thermique  $R_{thA}$  modélise les phénomènes de convection naturelle et de rayonnement. Ces phénomènes sont non-linéaires. En les linéarisant, on peut obtenir un coefficient d'échange thermique global par unité de surface dépendant des températures ambiantes et de la surface ainsi que de l'émissivité. En l'absence de mouvement, le coefficient d'échange  $h_{conv}$  en convection naturelle peut s'exprimer par la formule approchée [Viarouge95] :

$$h_{conv} \cong 3(T_c - T_a)^{0.25} \quad (3.15)$$

En linéarisant l'expression de la puissance rayonnée de Stephan Boltzmann, on obtient :

$$\begin{aligned} P_{rad} &\cong \sigma \varepsilon (T_c^4 - T_h^4) \cong h_{rad} S_{th} (T_c - T_h) \\ h_{rad} &\cong \sigma \varepsilon (T_c^3 + T_c^2 T_a + T_c T_a^2 + T_a^3) \end{aligned} \quad (3.16)$$

$\sigma \cong 5.7 \cdot 10^{-8}$  unité SI est la constante de Stephan Boltzmann et  $\varepsilon \leq 1$  est l'émissivité de la surface liée à sa couleur et à son état de surface (une surface de couleur foncée et mate donne une émissivité proche de 1 alors qu'une surface brillante donne une valeur de  $\varepsilon$  qui tend vers 0).

Dans nos conditions expérimentales (températures aux alentours de 300 K), nous avons :

$$\begin{aligned} h_{conv} &\cong 6 W.m^{-2}.K^{-1} \\ h_{rad} &\cong 0 \text{ à } 5 W.m^{-2}.K^{-1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Ainsi,  $h_A = h_{\text{conv}} + h_{\text{rad}}$  peut varier, suivant l'émissivité de la face froide, de 6 à  $11 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ . On obtient ainsi la résistance thermique  $R_{\text{th}A}$  du module associée aux effets de conduction et de rayonnement :

$$R_{\text{th}A} = \frac{1}{h_A S_{\text{th}}} \cong 31 \text{ à } 56 \text{ K.W}^{-1} \quad (3.18)$$

### 3.3 Solutions d'amélioration des performances et validation expérimentale globale

Dans cette section, nous proposons des solutions d'amélioration des performances (couleur du module thermoélectrique, ajout d'un dissipateur thermique, empilement de modules thermoélectriques), et nous validons expérimentalement le modèle thermoélectrique établi précédemment. Dans le paragraphe 3.3.1, les mesures faites sur un TEG placé sur une plaque chauffante nous permettent de déterminer le coefficient d'échange thermique  $h_A$  entre le TEG et l'ambiance. Le coefficient d'échange thermique  $h_B$  entre le TEG et le corps humain est quant à lui déterminé au paragraphe 3.3.2 en plaçant le TEG sur le corps humain.

#### 3.3.1 Test du TEG sur plaque chauffante

Nous avons réalisé une série de mesures de la tension à vide  $E_G$  d'un module thermoélectrique, la source chaude étant dans un premier temps simulée par une plaque chauffante telle que  $T_h = 36^\circ\text{C}$ . Toutes les mesures ont été effectuées à une température ambiante de  $T_a = 22^\circ\text{C}$ . Comme la plaque chauffante est plus grande que le module thermoélectrique, elle chauffe l'air environnant créant ainsi des perturbations et augmentant les effets convectifs sur la face froide du module. Nous avons donc isolé les parties de la plaque chauffante non utilisées.

La première mesure a été faite sur un module thermoélectrique de couleur blanche. La tension à vide mesurée est alors de  $E_G = 55 \text{ mV}$ , soit une puissance spécifique récupérable maximale de  $1.8 \mu\text{W.cm}^{-2}$  (en adaptant la charge électrique).

Une première solution pour augmenter les performances de la récupération d'énergie consiste à donner une couleur noire à la face froide afin d'augmenter son émissivité et donc le coefficient d'échange thermique  $h_A$ . Dans ce cas, la tension à vide mesurée est de  $E_G = 65 \text{ mV}$ . L'amélioration s'est révélée inférieure à ce que l'on pouvait espérer, peut-être à cause de la brillance de la peinture noire employée.

Une deuxième solution a consisté à ajouter un dissipateur thermique noir à ailettes (type ICK PGA 22x22 Fischer elektronik) de dimension  $54\text{mm} \times 54\text{mm} \times 16\text{mm}$ . La résistance thermique du dissipateur a été mesurée par la méthode décrite au paragraphe 3.2.2.2. Nous avons obtenu, pour une vitesse de l'air nulle :  $R_{\text{th}H} = 13 \text{ K.W}^{-1}$ .

Les résultats des mesures ainsi que les valeurs calculées grâce au modèle thermique simplifié (sur la base des données mesurées au paragraphe 3.2.2) sont résumés dans le Tableau 3.2. Nous considérons ici que le contact entre le module et la plaque chauffante est parfait (utilisation d'une graisse thermique).

Nous pouvons constater que les valeurs mesurées et celles calculées par notre modèle sont quelque

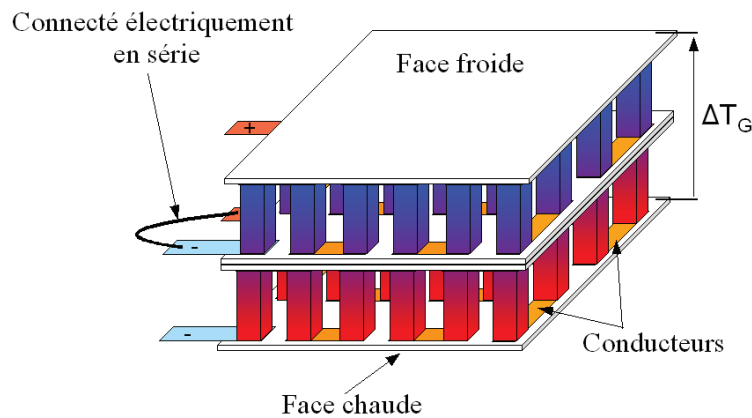


	Mesures de $E_G$	Modélisation globale de $E_G$
Module blanc	55 mV	32 mV
Module noir	65 mV	58 mV
Module avec dissipateur	130 mV	131 mV

**TABLEAU 3.2** – Première comparaison des mesures effectuées sur plaque chauffante et du modèle thermoélectrique à  $T_a = 22^\circ\text{C}$  et  $T_h = 36^\circ\text{C}$

peu éloignées sans la présence du dissipateur et relativement proches avec ce dernier. Les écarts peuvent être imputés aux grandes dispersions sur les caractéristiques des phénomènes de convection naturelle et de rayonnement de la face froide. Nous en déduisons les valeurs de  $R_{thA} = 33 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}$  pour un module blanc et  $R_{thA} = 27 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}$  pour un module noir, soit un coefficient d'échange global  $h_A$  variant entre 10 et  $13 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ .

Une troisième solution pour accroître les performances, pour une même surface de captation  $S_{th}$  de la chaleur, consiste à empiler plusieurs modules thermoélectriques identiques et à les relier électriquement en série [Leonov07b] comme décrit sur la Figure 3.12.



**FIGURE 3.12** – Amélioration de la récupération par unité de surface grâce à l'empilement de plusieurs modules thermoélectriques

Comme la valeur de la résistance thermique interne  $R_{thG}$  d'un module est faible devant celles de connexion à l'environnement  $R_{thB}$  et  $R_{thA}$ , un empilement permet d'augmenter la différence de température globale  $\Delta T_G$ . Par ailleurs, cette solution augmente aussi la tension que peut fournir l'empilement donc favorise l'accroissement de la puissance maximale récupérable.

En empilant  $N_{mod}$  modules et en considérant parfaits les contacts thermiques entre eux, on multiplie par  $N_{mod}$  la résistance thermique de la pile de modules et on obtient, d'après les équations (3.1) et (3.13) :

$$\Delta T_G = \frac{N_{mod} R_{thG}}{R_{thB} + N_{mod} R_{thG} + R_{thA}} \Delta T_0 \quad (3.19)$$

$$P_{eM} = N_{mod} \frac{\alpha^2 R_{thG}^2}{4R_G} \left( \frac{\Delta T_0}{R_{thB} + N_{mod} R_{thG} + R_{thA}} \right)^2 \quad (3.20)$$

Notons que le fait d'empiler un nombre élevé de modules peut faire apparaître des effets 3D thermiques (effet de bords) que nous avons négligés. Dans notre cas où l'empilement que nous consi-

dérons ne dépasse pas quelques unités et l'épaisseur globale reste faible devant la dimension d'une arête (rappelons que l'épaisseur d'un module vaut 3.4 mm pour des côtés de 54 mm) la modélisation simplifiée sans effet 3D reste donc valable.

Une seconde série de mesures a donc été effectuée, dans les mêmes conditions que précédemment, en empilant jusqu'à trois modules thermoélectriques (le module en contact avec l'ambiance étant de couleur noire), avec ou sans dissipateur. Les résultats sont résumés dans le Tableau 3.3, les valeurs de la modélisation globale sans présence du dissipateur étant calculées pour une résistance thermique de convection de  $R_{thA} = 27 \text{ K.W}^{-1}$  (corrigée par la mesure précédente).

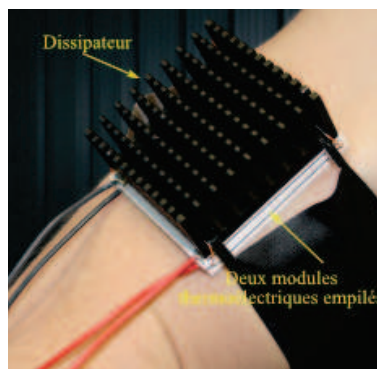
	$N_{\text{mod}}$	Mesures de $E_G$	Modélisation globale de $E_G$
Sans dissipateur	1	65 mV	65 mV
	2	120 mV	126 mV
	3	175 mV	183 mV
Avec dissipateur	1	130 mV	131 mV
	2	235 mV	243 mV
	3	335 mV	340 mV

**TABLEAU 3.3** – Deuxième comparaison des mesures effectuées sur plaque chauffante et du modèle thermoélectrique à  $T_a = 22^\circ\text{C}$  et  $T_h = 36^\circ\text{C}$

En supposant une bonne adaptation de charge, il semble donc possible, lorsqu'on empile trois modules avec un dissipateur, de récupérer une puissance maximale de  $P_{eM} = 0.7 \text{ mW}$  soit  $24 \mu\text{W.cm}^{-2}$  dans les conditions énoncées au lieu de  $3.4 \mu\text{W.cm}^{-2}$  pour un module avec dissipateur.

### 3.3.2 Test du TEG sur le corps humain

Afin de connaître la puissance maximale récupérable dans des conditions plus proches de celles rencontrées sur un humain, le TEG a été mis en contact direct avec la peau d'une personne (Figure 3.13).



**FIGURE 3.13** – Mesure sur le bras d'une personne

Pendant cette série de mesures (Tableau 3.5), la température ambiante était d'environ  $T_a = 22^\circ\text{C}$ , et la personne était immobile. Pour la modélisation, nous considérons les valeurs récapitulées dans le Tableau 3.4.

Rappelons que le coefficient d'échange  $h_B$  dépend de la qualité du contact du module thermoélectrique avec la peau et également de l'endroit où il est placé sur le corps, notamment si l'on considère

Coefficient d'échange thermique par convection et rayonnement	$h_A = 13 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$
Coefficient d'échange thermique par conduction	$h_B = 20 \text{ à } 100 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$
Température interne du corps	$T_b = 37^\circ\text{C}$

**TABLEAU 3.4** – Grandeurs utilisées pour le calcul des paramètres du modèle

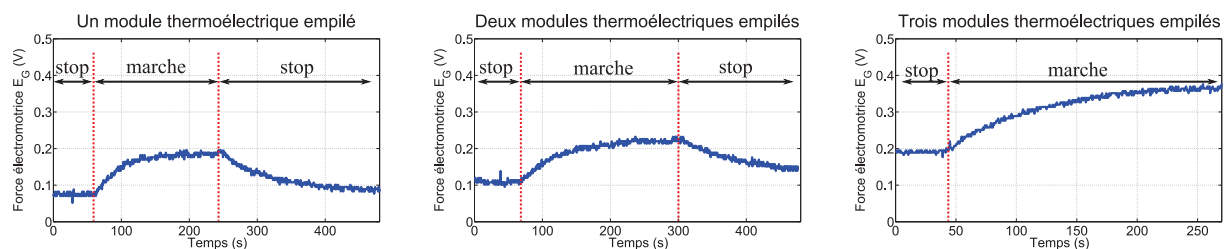
la faible planéité relativement à la face en céramique rigide du module. Ceci expliquera sans doute en partie les écarts que nous allons mettre en évidence entre modélisation et mesures.

N <sub>mod</sub>	Mesures de E <sub>G</sub>		Modélisation globale de E <sub>G</sub>	
	Sans dissipateur	Avec dissipateur	Sans dissipateur	Avec dissipateur
1	50 mV	75 mV	45 à 65 mV	65 à 120 mV
2	90 mV	110 mV	90 à 130 mV	130 à 225 mV
3	140 mV	190 mV	130 à 185 mV	185 à 320 mV

**TABLEAU 3.5** – Comparaison des mesures effectuées sur le bras d'une personne à  $T_a = 22^\circ\text{C}$  avec les valeurs calculées par le modèle

Notons également que la valeur de la résistance thermique du dissipateur est plus faible que celle mesurée précédemment (voir paragraphe 3.3.1), les échanges convectifs étant meilleurs lorsque le dissipateur est en position verticale. Les mesures effectuées nous permettent donc d'évaluer le coefficient d'échange thermique par conduction  $h_B$ . Étant donné la dispersion dans les valeurs de  $h_B$  calculées, nous avons moyenné nos résultats et nous avons déduit  $h_B = 25 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ . Ainsi, la puissance maximale récupérable pour trois modules empilés avec dissipateur est en fait de l'ordre de  $P_{eM} = 0.2 \text{ mW}$  soit  $7 \mu\text{W.cm}^{-2}$ , soit 30% de la valeur envisagée au paragraphe précédent.

Toutes ces mesures ont été effectuées dans des conditions expérimentales où la convection n'était pas forcée, le porteur étant immobile. Or, lorsque le porteur est en mouvement, la résistance de convection  $R_{thA}$  diminue fortement, augmentant ainsi la puissance récupérable. Afin de quantifier cette augmentation, nous avons mesuré les fluctuations de la force électromotrice  $E_G$  lorsque le porteur passe d'une situation de repos à une marche à environ  $1.4 \text{ m.s}^{-1}$  (Figure 3.14). Durant ces essais, la température ambiante était de  $T_a = 22^\circ\text{C}$ .

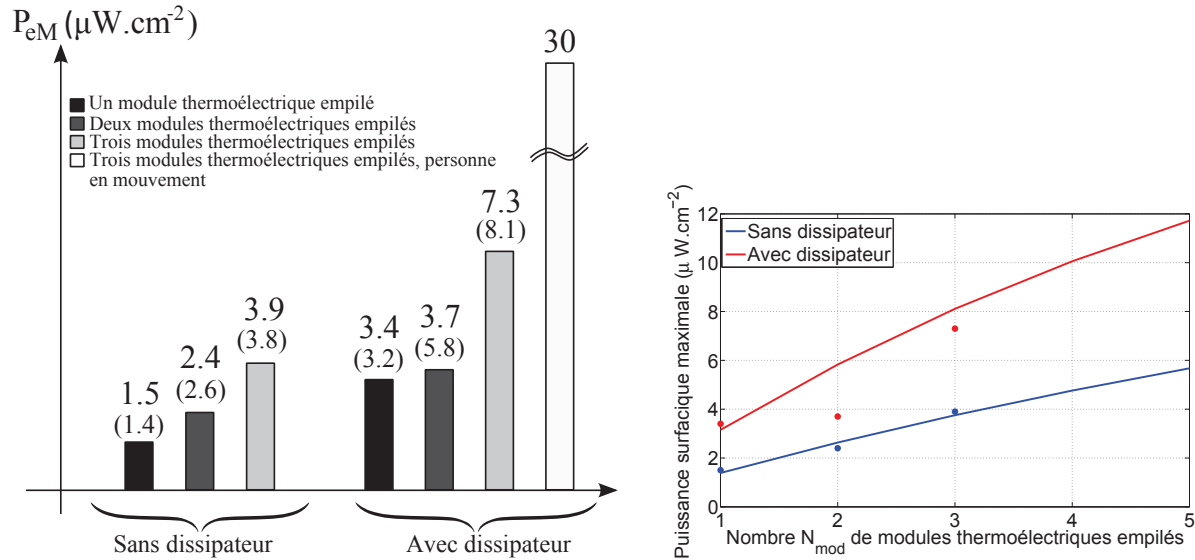


**FIGURE 3.14** – Mesures de la fem  $E_G$  en mouvement à  $T_a = 22^\circ\text{C}$

Cette étude est certes qualitative mais permet de mettre en évidence l'augmentation de la tension à vide du générateur thermoélectrique lorsque la personne est en mouvement. Plus la marche est rapide, plus la puissance récupérable augmente.

La Figure 3.15 (a) récapitule les puissances surfaciques maximales récupérables mesurées lorsque l'on empile un, deux ou trois modules thermoélectriques, le porteur étant immobile ou en mouvement. Sur cette même figure, les puissances, obtenues avec le modèle, sont renseignées entre parenthèses.

La Figure 3.15 (b) représente l'évolution de la puissance surfacique maximale mesurée (points) et théorique (traits pleins) en fonction du nombre de modules thermoélectriques empilés, en considérant l'ajout d'un dissipateur (en rouge) ou non (en bleu).



(a) Comparaison des puissances mesurées et théoriques (indiquées entre parenthèses)

(b) Évolution de la puissance surfacique maximale mesurée (points) et théorique (traits pleins) en fonction du nombre de modules empilés

**FIGURE 3.15** – Comparaison des puissances surfaciques maximales récupérables mesurées et théoriques avec le module TM-450-0.8-3.0 à  $T_a = 22^\circ\text{C}$

Le modèle thermoélectrique a été établi pour une température ambiante de  $T_a = 22^\circ\text{C}$ . Or, en vue de dimensionner un TEG fonctionnant dans des conditions de températures variables, nous avons tracé à la Figure 3.16 l'influence de la température ambiante  $T_a$  sur la puissance maximale récupérable, pour différentes configurations. Bien qu'ils dépendent de la température, nous avons considéré les coefficients d'échanges thermiques  $h_B$  et  $h_A$  constants sur la plage de température  $T_a = 15$  à  $30^\circ\text{C}$ . Sur cette figure, nous pouvons noter le caractère parabolique des courbes dû, rappelons le, au fait que la puissance est proportionnelle au carré de la différence de température initiale  $\Delta T_0$ .

### 3.4 Approche système en vue du dimensionnement global

Dans cette section, nous étudions les couplages thermique du TEG avec son environnement et électrique avec un convertisseur DC-DC inséré dans la chaîne de conversion. Nous montrons tout d'abord que la puissance électrique du TEG est maximale en cas d'adaptation thermique et électrique d'impédance, ce qui signifie qu'il existe une longueur de jambe et une tension de sortie du TEG optimales maximisant la récupération d'énergie. Cependant, la prise en compte d'un convertisseur DC-DC exige une optimisation dont le critère à maximiser est non pas le rendement du thermogénérateur mais le rendement global de toute la chaîne de conversion et met en évidence qu'il ne faut plus chercher à obtenir des adaptations d'impédance thermique et électrique.

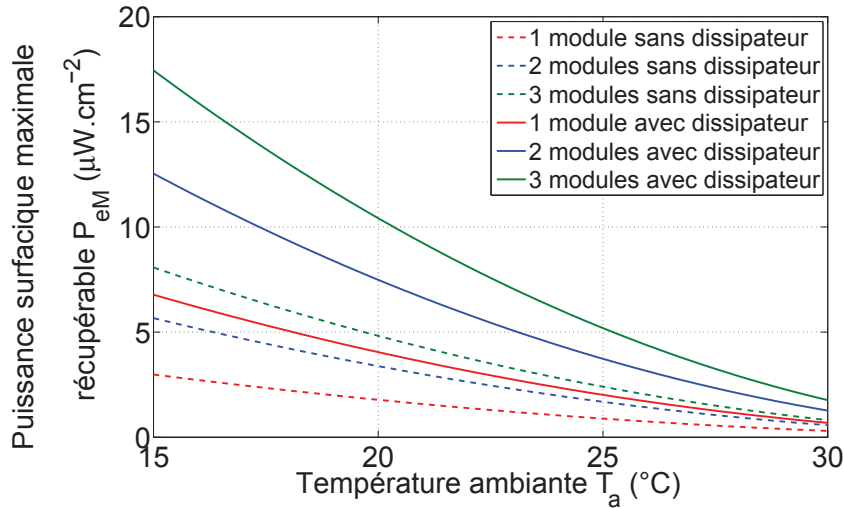


FIGURE 3.16 – Puissances surfaciques maximales récupérables en fonction de la température ambiante, pour  $T_b = 37^\circ\text{C}$

### 3.4.1 Maximisation de la puissance électrique en sortie du TEG

La maximisation de la puissance électrique récupérée en sortie du TEG se révèle être un problème différent de celui, plus couramment étudié, de la maximisation du rendement de conversion. Nous rappelons tout d'abord dans ce paragraphe les conclusions issues de la maximisation du rendement et nous nous intéressons ensuite à la maximisation de la puissance électrique, sur charge électrique adaptée, obtenue lorsque le TEG est également adapté thermiquement à son environnement. Enfin, nous étudions l'effet d'un dissipateur thermique sur le TEG en vue de minimiser le volume global.

#### 3.4.1.1 Rappel sur la maximisation du rendement

En thermogénération, le rendement est le rapport de la puissance électrique sur le flux de chaleur collecté à la source chaude, il s'exprime par la formule suivante dans le cas du débit sur charge résistive  $R_L$  :

$$\eta_{TEG} = \frac{P_e}{Q_h} = \frac{UI}{Q_{ph} + Q_\lambda - \frac{Q_j}{2}} = \frac{R_L I^2}{T_h \alpha I + \frac{\Delta T_G}{R_{thG}} - \frac{1}{2} R_G I^2} \quad (3.21)$$

En factorisant l'expression de l'équation (3.21) et en considérant que  $I = \alpha \Delta T_G / (R_G + R_L)$ , l'expression du rendement devient :

$$\eta_{TEG} = \frac{\frac{R_L}{R_G} \frac{\Delta T_G}{T_h}}{\left(1 + \frac{R_L}{R_G}\right) + \frac{R_G}{R_{thG} \alpha^2 T_h} \left(1 + \frac{R_L}{R_G}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h}} \quad (3.22)$$

En posant  $\mu = R_L/R_G$  et en dérivant l'équation (3.22) par rapport à  $\mu$ , il est possible de montrer (voir annexe B) que le rendement  $\eta_{TEG}$  est maximal pour  $\mu_{opt} = \sqrt{1 + Z\bar{T}}$ , avec  $\bar{T}$  la température moyenne et  $Z$  le facteur de mérite définis par :

$$Z = \frac{\alpha^2 R_{thG}}{R_G} = \frac{\alpha_0^2}{4\rho\lambda}$$

$$\bar{T} = \frac{T_h + T_c}{2} \quad (3.23)$$

Dans les conditions particulières de cette application, nous avons  $\Delta T_G / (2T_h) \ll 1$  et  $\bar{T} \cong T_h \cong T_c$ , le rendement maximal  $\eta_{TEGmax}$  s'exprime donc par :

$$\eta_{TEGmax} = \frac{T_h - T_c}{T_h} \frac{\sqrt{1 + Z\bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z\bar{T}} + 1} = \eta_{Carnot} \frac{\sqrt{1 + Z\bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z\bar{T}} + 1} \quad (3.24)$$

Étant donné que  $T_h \cong T_c$ , on retrouve le résultat connu rappelé dans [Rowe95],[Lineykin07] et [Godart09].

Dans l'application de la récupération de la chaleur du corps humain, nous utilisons des TEG en tellure de bismuth ( $Bi_2Te_3$ ) dont les caractéristiques sont rappelées dans le Tableau 3.6. Dans ce même tableau, nous rappelons également les valeurs des paramètres liés à l'environnement du TEG.

$N_{th}$	450	$S_{th}$	30 cm <sup>2</sup>
$\alpha_0$	267 $\mu V \cdot K^{-1}$	$T_b$	37 °C
$\lambda$	0.77 W.m <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup>	$T_a$	22 °C
$\rho$	20 $\mu W \cdot m$	$h_B$	25 W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup>
$k_f$	0.6	$h_A$	13 W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup>
$l_{th}$	1.5 mm		

**TABLEAU 3.6** – Valeurs des paramètres liés au TEG et à son environnement

Le facteur de mérite est donc de  $Z = 1.2 \cdot 10^{-3} K^{-1}$  pour une température moyenne d'environ  $\bar{T} \cong 304 K$ , soit un facteur de mérite adimensionnel de  $Z\bar{T} \cong 0.35$ . Dès lors, le rendement maximal théorique du TEG, atteint pour  $\mu_{opt} = \sqrt{1 + Z\bar{T}} = 1.16$ , est de  $\eta_{TEGmax} = 0.01\%$ , ce qui correspond à environ 7% de la valeur du rendement théorique de Carnot dans ces conditions ( $\eta_{Carnot} = 0.15\%$ ). Nous avons vu au paragraphe 3.3.1 que l'empilement de modules augmentait la résistance thermique du TEG et donc la température à ses bornes. A titre d'exemple, en empilant trois modules thermoélectriques, le rendement maximal du TEG est de  $\eta_{TEGmax} = 0.03\%$  (pour un rendement de Carnot de  $\eta_{Carnot} = 0.43\%$ ).

Cependant dans l'application considérée ici, nous disposons de deux sources de chaleur non perturbées par la présence du TEG, en l'occurrence le corps humain et l'ambiance. Dès lors, ni la différence de température  $\Delta T_G$  aux bornes du TEG, ni le flux de chaleur  $Q_\lambda$  le traversant, ne sont constants. La maximisation de la puissance électrique récupérée [Rowe96], [Hendricks06] constitue alors un problème différent de celui qui consiste à maximiser le rendement.

### 3.4.1.2 Maximisation de la puissance électrique et adaptation thermique d'impédance

Notons tout d'abord que, dans le cas de la maximisation de la puissance électrique, le rapport des résistances  $\mu$  est unitaire ( $R_G = R_L$ ), donc différent de celui obtenu lors de la maximisation du rendement. D'après le paragraphe 3.2.2.5, en l'absence de dissipateur, la somme des résistances thermiques

de conduction, convection et rayonnement s'exprime par :

$$R_{thB} + R_{thA} = \left( \frac{1}{h_B} + \frac{1}{h_A} \right) \frac{1}{S_{th}} = \frac{1}{h_{eq} S_{th}} \quad (3.25)$$

Compte-tenu de la simplification du modèle thermique (Figure 3.11), autorisée dans ce contexte, et d'après les équations (3.1), (3.10), (3.13), et (3.25), la puissance maximale récupérable s'exprime par :

$$P_{eM} = \frac{k_f \alpha_0^2 \Delta T_0^2}{16\rho} \frac{S_{th} l_{th}}{\left( l_{th} + \frac{k_f \lambda}{h_{eq}} \right)^2} \quad (3.26)$$

Analysons, sur l'exemple du module TM-450.0.8.3.0 (voir Tableau 3.6), l'ordre de grandeur de  $(k_f \lambda / h_{eq})$  devant  $l_{th}$ . Cela revient à analyser l'ordre de grandeur de la somme des résistances thermiques  $R_{thB} + R_{thA}$  devant la résistance thermique interne  $R_{thG}$ .

$$\frac{k_f \lambda}{h_{eq}} = 55 \text{ mm} \gg l_{th} = 1.5 \text{ mm} \Leftrightarrow R_{thG} = 1.1 \text{ K.W}^{-1} \ll R_{thB} + R_{thA} = 40 \text{ K.W}^{-1}$$

Bien que le coefficient d'échange thermique  $h_{eq}$  augmente en situation de convection forcée (il est de l'ordre de  $30 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ ), on peut constater que l'hypothèse  $(k_f \lambda / h_{eq}) \gg l_{th}$  reste bien vérifiée dans une très large plage de variation des différents paramètres de cette application. Cette hypothèse traduit finalement la mauvaise adaptation thermique du TEG avec son environnement. Dès lors, l'expression de la puissance maximale (équation (3.26)) se simplifie :

$$P_{eM} \cong \frac{\Delta T_0^2}{4k_f} h_{eq}^2 \left( \frac{\alpha_0^2}{4\rho\lambda^2} \right) S_{th} l_{th} \cong \frac{\Delta T_0^2}{4k_f} h_{eq}^2 Z_E S_{th} l_{th} \quad (3.27)$$

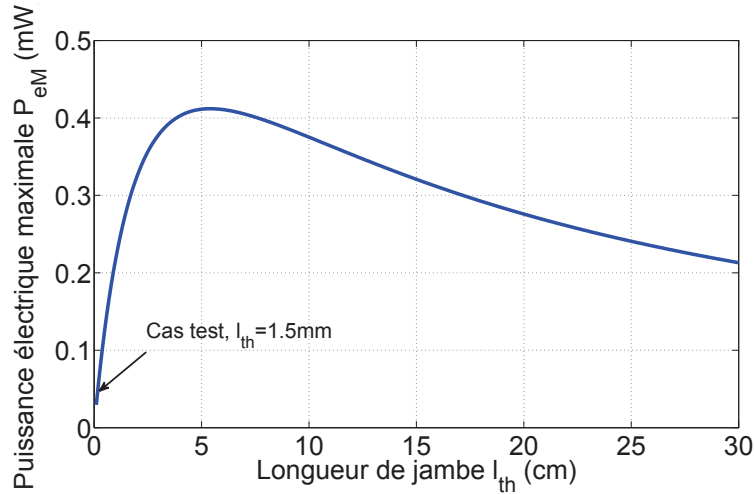
La Figure 3.17 représente la puissance électrique maximale (sur charge adaptée) en fonction de la longueur de jambe  $l_{th}$  des éléments thermoélectriques [Rowe96], [Hendricks06] (équation (3.26) et Tableau 3.6). Dans les conditions particulières de cette application, comme la longueur de jambe vaut  $l_{th} = 1.5 \text{ mm}$ , nous pouvons en déduire que le point de fonctionnement se situe au voisinage de l'origine dans la partie montante de la caractéristique, et donc qu'il serait préférable de fabriquer un module thermoélectrique avec une longueur de jambe plus grande (optimum à environ 55 mm).

En réalité, il est possible de trouver facilement ce résultat du maximum de puissance en dérivant l'équation (3.26) par rapport à la longueur de jambe  $l_{th}$  [Glatz06]. La longueur de jambe optimale s'exprime alors par :

$$l_{th_{opt}} = \frac{k_f \lambda}{h_{eq}} = k_f \lambda \left( \frac{1}{h_B} + \frac{1}{h_A} \right) \quad (3.28)$$

Ce maximum de puissance est obtenu lorsque la résistance thermique interne  $R_{thG}$  du TEG est égale à la somme des résistances thermiques de son environnement, soit à  $R_{thB} + R_{thA}$ . La différence de température  $\Delta T_G$  aux bornes du TEG est alors égale à la moitié de la différence de température  $\Delta T_0$  entre le corps et l'ambient [Leonov07a], ce qui correspond à une adaptation d'impédance thermique. Nous pouvons donc exprimer la tension à vide à ce point de fonctionnement et la puissance maximale





**FIGURE 3.17** – Allure de la puissance électrique maximale récupérable en fonction de la longueur de jambe

sur charge adaptée telles que :

$$E_{G_{opt}} = N_{th} \alpha_0 \frac{\Delta T_0}{2} \quad (3.29)$$

$$P_{eM_{opt}} = \frac{\alpha_0^2 \Delta T_0^2 h_{eq}}{64 \rho \lambda} S_{th} \quad (3.30)$$

Dans l'exemple énoncé précédemment, la résistance thermique optimale du module thermoélectrique est égale à  $R_{thG} = 40 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ , tout comme la résistance thermique globale d'interface avec l'environnement. Ainsi, si la longueur de jambe du module TM-450.0.8.3.0 de la société Ferrotec était optimisée pour maximiser la puissance électrique, il serait possible de récupérer une puissance électrique maximale  $P_{eM_{opt}} = 0.41 \text{ mW}$  soit  $14 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-2}$ , le porteur étant immobile. Dans ces conditions, la tension à vide serait de l'ordre de  $E_{G_{opt}} = 0.9 \text{ V}$  pour une résistance interne  $R_G = 500 \Omega$ .

Cependant, une telle longueur de jambe est difficile, voire impossible à réaliser technologiquement avec ce matériau, l'adaptation thermique n'est donc a priori pas réalisable sur le plan technologique. On se situe alors forcément dans la pente initiale ascendante de la caractéristique de la Figure 3.17, et dans ces conditions, il apparaît, d'après l'équation (3.27), que le facteur, intrinsèque au matériau thermoélectrique, qui maximise ici la récupération d'énergie électrique est  $Z_E$  tel que :

$$Z_E = \frac{\alpha_0^2}{4 \rho \lambda^2} \quad (3.31)$$

L'influence de la conductivité thermique est donc accrue par rapport à la situation de maximisation du rendement ( $Z = \frac{\alpha_0^2}{4 \rho \lambda}$ ) et il serait alors nécessaire de la dégrader encore.

Il est toutefois possible d'améliorer le couplage thermique du TEG avec son environnement sans pour autant agir sur sa longueur de jambe. Une solution, à même surface de captation du TEG, est d'empiler des modules thermoélectriques identiques et de les relier électriquement en série (voir paragraphe 3.3.1). Empiler des modules thermoélectriques revient finalement (en négligeant les résistances thermiques des plaques de céramique situées de part et d'autre du module) à augmenter la longueur de jambe  $l_{th}$  du TEG, ce qui permet d'améliorer le couplage thermique pour une même sur-

face de captation et donc, d'augmenter la fem et la puissance électrique du TEG. Cette conséquence se révèle être un avantage considérable lors de la connexion du TEG à un convertisseur DC-DC. Nous reviendrons sur cette notion au paragraphe 3.4.2.

Enfin, une dernière solution pour améliorer le couplage thermique est d'ajouter un dissipateur thermique à ailettes sur la face froide du TEG. C'est ce que nous allons étudier plus en détails au paragraphe suivant.

### 3.4.1.3 Prise en compte et modélisation d'un dissipateur thermique à ailettes

L'ajout d'un dissipateur à ailettes augmente certes l'encombrement du TEG mais améliore le transfert thermique entre la face froide du TEG et l'ambiance. La chaleur du TEG est mieux évacuée du fait de la faible résistance thermique du dissipateur, notée  $R_{thH}$ . Cette résistance dépend de la surface de contact  $S_{th}$  (la même que celle du TEG) et de la hauteur  $h_d$  du dissipateur (Figure 3.18).

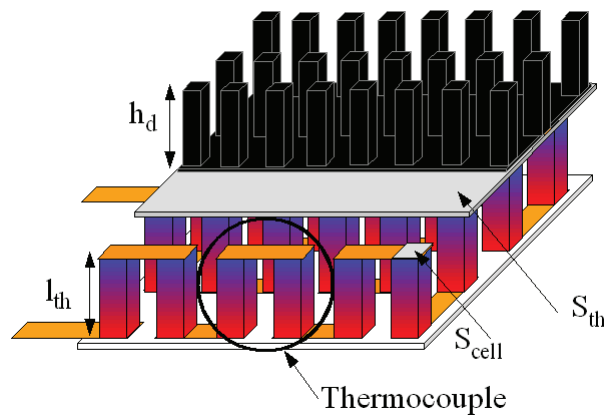


FIGURE 3.18 – Définitions des notations d'un TEG avec son dissipateur

Afin de prendre en compte les effets d'un dissipateur placé sur un TEG, un modèle thermique se doit d'être établi. Pour cela, nous avons étudié les documentations techniques des dissipateurs de chez Aavid. Cette société proposant de nombreux dissipateurs à ailettes avec des surfaces et des hauteurs variables, il était ainsi possible d'établir un modèle suffisamment générique. La Figure 3.19 représente, pour différentes hauteurs d'ailette  $h_d$ , la variation de  $R_{thH}$  en fonction de la surface  $S_{th}$  (les points correspondent aux valeurs relevées dans les documentations techniques, et les traits au modèle établi). Notons que nous avons extrapolé ce modèle, la surface des dissipateurs de chez Aavid étant limitée à  $16\text{ cm}^2$ .

L'étude des dissipateurs Aavid nous a conduits au modèle empirique suivant, les coefficients  $k_{H1}$  et  $k_{H2}$  étant constants :

$$R_{thH} = \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right) \frac{1}{\sqrt{S_{th}}} \quad (3.32)$$

avec

$$k_{H1} = 0.65 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2 \cdot \text{K} \cdot \text{W}^{-1} \text{ et } k_{H2} = 0.17 \text{ m} \cdot \text{K} \cdot \text{W}^{-1}$$

D'après ce modèle identifié, la résistance thermique  $R_{thH}$  est inversement proportionnelle à  $\sqrt{S_{th}}$ . Ceci suppose que les effets de convection sont uniquement dûs aux ailettes présentes sur le périmètre

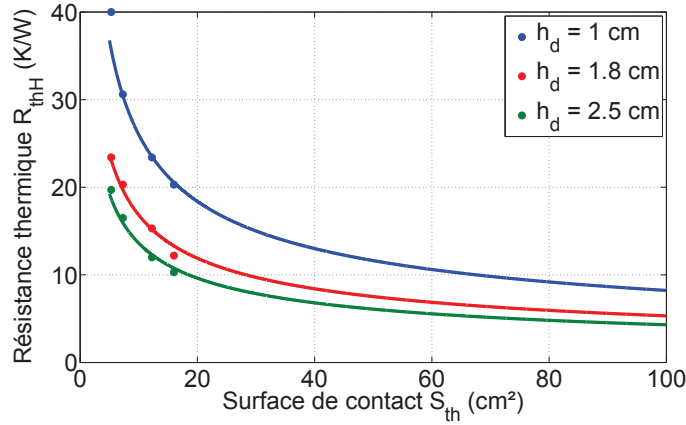


FIGURE 3.19 – Modèle thermique d'un dissipateur à ailettes

du dissipateur.

Les modèles thermiques et électriques présentés précédemment nous permettent d'exprimer la fem  $E_G$  du TEG et la puissance électrique  $P_e$  telles que :

$$E_G = N_{th} \alpha_0 \Delta T_0 \frac{l_{th}}{l_{th} + k_{env}} \quad (3.33)$$

$$P_e = \frac{k_c k_f \alpha_0^2 \Delta T_0^2}{4\rho} \frac{S_{th} l_{th}}{(l_{th} + k_{env})^2} \quad (3.34)$$

Le coefficient  $k_c$  dépend du point de fonctionnement électrique du TEG. Pour une adaptation d'impédance électrique, il est égal à 1/4. Dans ce cas, la puissance électrique récupérable est maximale ( $P_e = P_{eM}$ ). Le coefficient  $k_{env}$  dépend de la présence ou non du dissipateur et s'exprime de la façon suivante :

$$k_{env} = \lambda k_f \left( \frac{1}{h_B} + \frac{1}{h_A} \right) = \frac{\lambda k_f}{h_{eq}} \text{ sans dissipateur}$$

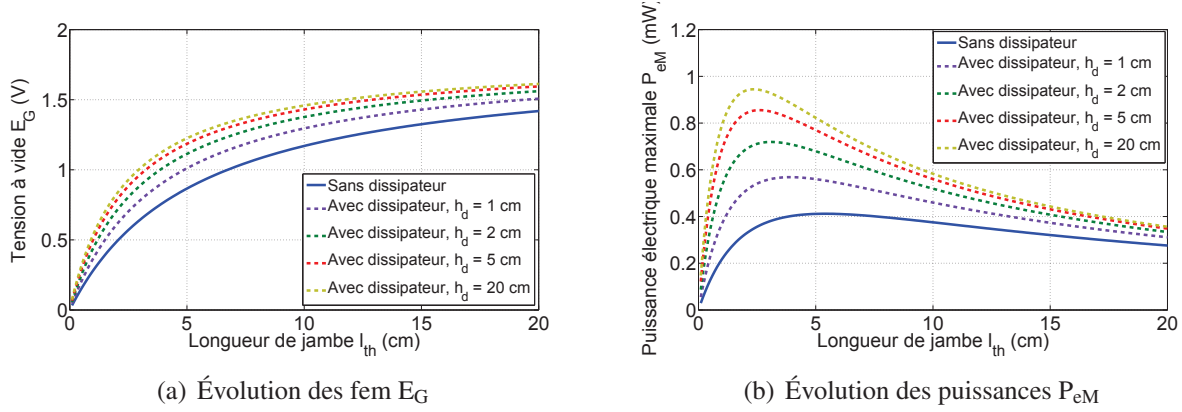
$$k_{env} = \lambda k_f \left( \frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right) \right) \text{ avec dissipateur} \quad (3.35)$$

En tenant compte des valeurs définies dans le Tableau 3.6, la Figure 3.20 (a) représente les fem  $E_G$ , avec et sans dissipateur, en fonction de la longueur de jambe  $l_{th}$ , et la Figure 3.20 (b) les puissances maximales récupérables  $P_{eM}$  également en fonction de  $l_{th}$ .

A même surface  $S_{th}$  et longueur de jambe  $l_{th}$ , l'ajout d'un dissipateur permet d'augmenter la tension à vide  $E_G$  et la puissance électrique sur charge adaptée  $P_{eM}$ . Il est également possible d'exprimer analytiquement la longueur de jambe optimale maximisant la puissance, elle est égale à :  $l_{thopt} = k_{env}$ , avec  $k_{env}$  défini par l'équation (3.35). A même surface  $S_{th}$ , la valeur du maximum de puissance dépend donc de la hauteur du dissipateur  $h_d$  (équation (3.36)) contrairement à la tension à vide optimale (voir équation (3.29)).

$$P_{eMopt} = \frac{\alpha_0^2 \Delta T_0^2}{64\rho\lambda} S_{th} \frac{1}{\frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right)} \quad (3.36)$$

Cependant, augmenter indéfiniment la hauteur du dissipateur ne permet pas d'augmenter indé-



**FIGURE 3.20** – Évolution des fem et des puissances maximales, avec ou sans dissipateur, en fonction de la longueur de jambe  $l_{th}$

finiment le maximum de puissance, il arrive un moment où le terme  $k_{H1}/h_d$  devient négligeable devant  $k_{H2}$ . De plus, l'ajout d'un dissipateur augmente l'encombrement du générateur, c'est pourquoi il peut-être intéressant de dimensionner le TEG en cherchant à minimiser le volume global ( $V_{th} = S_{th}(l_{th} + h_d)$ ), et donc d'étudier la puissance volumique du TEG suivant la hauteur du dissipateur. En reprenant les courbes de la Figure 3.20 (b), le point de puissance maximale d'un TEG sans dissipateur se situe à  $P_{eM_{opt}} = 0.41$  mW pour une hauteur de  $l_{th_{opt}} = 5.5$  cm soit un volume de  $V_{th} = 165$  cm<sup>3</sup>. La puissance volumique, notée  $P_v$ , à ce point de fonctionnement optimal est donc de  $P_v = 2.48 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-3}$ . Avec un dissipateur de hauteur  $h_d = 1$  cm, la puissance volumique au point de fonctionnement optimal est de  $P_v = 3.89 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-3}$  ( $P_{eM_{opt}} = 0.57$  mW pour  $l_{th_{opt}} + h_d = 5$  cm). Pour un dissipateur de hauteur  $h_d = 2$  cm, la puissance volumique augmente à  $P_v = 4.75 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-3}$ . Cependant, pour des hauteurs de dissipateur plus grandes, cette puissance volumique va décroître : pour  $h_d = 5$  cm, elle chute à  $P_v = 3.8 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-3}$  et pour  $h_d = 20$  cm, elle recule encore à  $P_v = 1.42 \mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-3}$ . Il existe donc, pour une surface donnée de captation  $S_{th}$  et pour une longueur de jambe optimale  $l_{th_{opt}}$ , une hauteur  $h_{d_{opt}}$  maximisant la puissance volumique  $P_v$ .

D'après l'équation (3.36) et la définition du volume  $V_{th}$ , la puissance volumique s'exprime par :

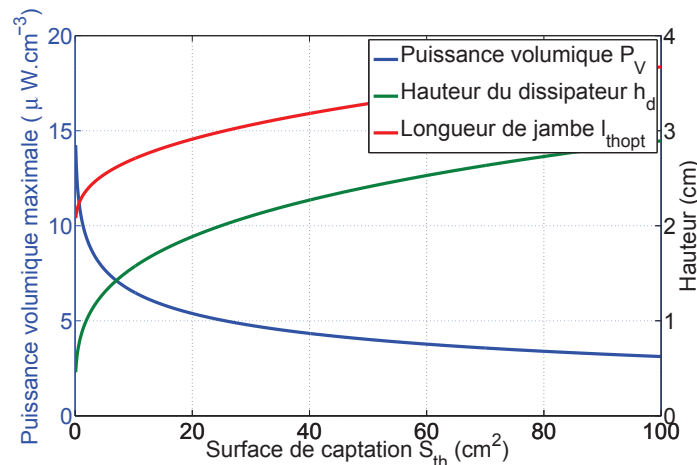
$$\begin{aligned}
 P_v &= \frac{P_{eM_{opt}}}{V_{th}} \\
 &= \frac{\alpha_0^2 \Delta T_0^2}{64 \rho \lambda^2 k_f} \frac{h_d^2}{(k_0 + k_1 h_d) (k_0 + k_1 h_d + k_2 h_d^2)}
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

avec

$$\begin{cases}
 k_0 &= \sqrt{S_{th}} k_{H1} \\
 k_1 &= \frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} k_{H2} \\
 k_2 &= \frac{1}{\lambda k_f}
 \end{cases}$$

En dérivant l'équation (3.37) par rapport à  $h_d$ , il est possible de montrer qu'il existe une hauteur de dissipateur optimale maximisant  $P_v$  (voir annexe B). Sur la Figure 3.21, nous représentons la puissance volumique maximale en fonction de la surface  $S_{th}$ , ainsi que les longueurs de jambe  $l_{th_{opt}}$

et hauteurs de dissipateur  $h_{dopt}$  maximisant cette puissance volumique.



**FIGURE 3.21** – Puissance volumique maximale et longueur de jambe et hauteur de dissipateur optimales en fonction de la surface de captation

En revenant à l'exemple précédent, pour une surface de captation de  $S_{th} = 30 \text{ cm}^2$ , la puissance volumique maximale est de  $P_v = 4.76 \text{ μW.cm}^{-3}$  pour une hauteur de dissipateur de  $h_{dopt} = 2.1 \text{ cm}$  et une longueur de jambe de  $l_{thopt} = 3 \text{ cm}$ .

Notons que cette méthode aurait pu être appliquée à d'autres critères comme le coût, la masse...

### 3.4.2 Introduction d'un convertisseur DC-DC dans la chaîne de conversion – Optimisation globale du point de fonctionnement

Afin d'alimenter des appareils électroniques portables ou de charger un accumulateur tampon tout en permettant au générateur de fournir le maximum de puissance, il peut être nécessaire d'utiliser un convertisseur d'adaptation comme mentionné au paragraphe 3.2.1. Nous avons testé le convertisseur à découpage boost LTC3537 de Linear Technology [LT07] qui, comme nous l'avons vu au chapitre 2, est prévu initialement pour réguler la tension de sortie. En modifiant sa structure de régulation (voir annexe A), nous avons pu le piloter en régulant sa tension d'entrée  $V_{IN}$  en vue d'effectuer un contrôle de type MPPT (maximum power point tracking). Une boucle d'asservissement externe a été mise en œuvre transformant l'entrée de retour  $V_{FBB}$  de l'asservissement de la tension de sortie en une entrée de commande (Figure 3.22).

Cependant, dans ces conditions particulières, la tension minimale de fonctionnement à l'entrée du convertisseur n'est pas facilement atteignable (0.7 V pour le convertisseur LTC3537). Dans le cas où l'on empile trois modules thermoélectriques (TM-450-0.8-3.0 de la société Ferrotec) avec un dissipateur à une température ambiante  $T_a = 22 \text{ °C}$ , il faudrait, pour obtenir le minimum de tension, que le module soit composé d'environ 3300 thermocouples. Avec la même densité de cellules (technologie peu intégrée), la surface de captation passerait alors à  $S_{th} \cong 220 \text{ cm}^2$ . Nous avons préféré tester le convertisseur en utilisant une plaque chauffante pour simuler la source chaude de façon à avoir une tension à vide du TEG de  $E_G = 1.8 \text{ V}$ . En sortie du convertisseur, un accumulateur lithium-ion de tension  $V_{OUT} = 4 \text{ V}$  était connecté. Tout en faisant varier la tension d'entrée du convertisseur  $V_{IN}$  par le biais de la régulation, nous avons mesuré les puissances en entrée  $P_{IN}$  (donc celle en sortie du TEG) et

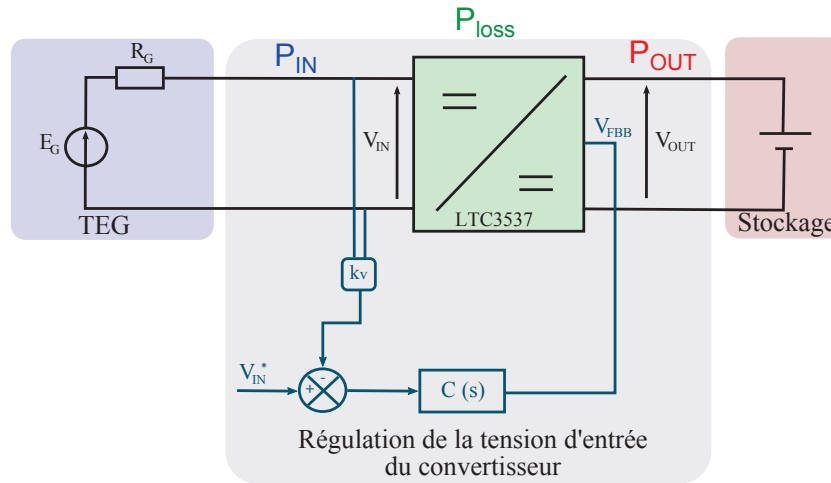


FIGURE 3.22 – Architecture du système complet pour permettre la régulation de la tension d'entrée du convertisseur à partir d'un régulateur à découpage commercial

en sortie  $P_{OUT}$  du convertisseur. Les résultats sont décrits sur la Figure 3.23. De plus, sur cette même figure, les courbes en traits pleins correspondent aux simulations faites à partir du modèle du TEG exposé dans ce chapitre et du modèle du convertisseur décrit au chapitre 4 et détaillé au paragraphe 4.2.4.

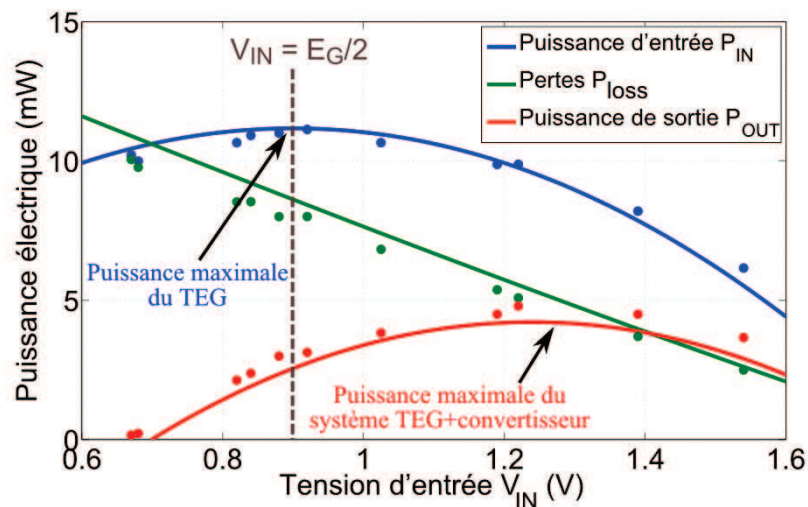


FIGURE 3.23 – Puissances mesurées en entrée et en sortie du convertisseur boost (LTC3537) en fonction de la tension d'entrée  $V_{IN}$ , avec  $V_{OUT} = 4$  V

Comme le montre la Figure 3.23, le rendement  $\eta_{conv}$  du convertisseur joue ici un rôle primordial d'autant plus qu'il dépend fortement de la tension d'entrée  $V_{IN}$ . Pour une tension de sortie  $V_{OUT}$  fixée, le rendement  $\eta_{conv}$  est meilleur lorsque la tension d'entrée  $V_{IN}$  augmente (cette étude est développée au chapitre 4). Ainsi, nous attirons l'attention sur le fait que pour améliorer le rendement du convertisseur de telle façon que le rendement global du système soit plus élevé il peut être intéressant de dégrader la puissance en sortie du TEG en augmentant la tension  $V_{IN}$  (par rapport à  $E_G/2$  correspondant à la puissance thermoélectrique maximale). Cette observation est d'autant plus valable que l'ordre de grandeur des pertes est comparable à celui de la puissance récupérée. Dans cet exemple, il vaut mieux donc réguler la tension d'entrée  $V_{IN}$  à 1.3 V plutôt qu'à 0.9 V (tension correspondant à

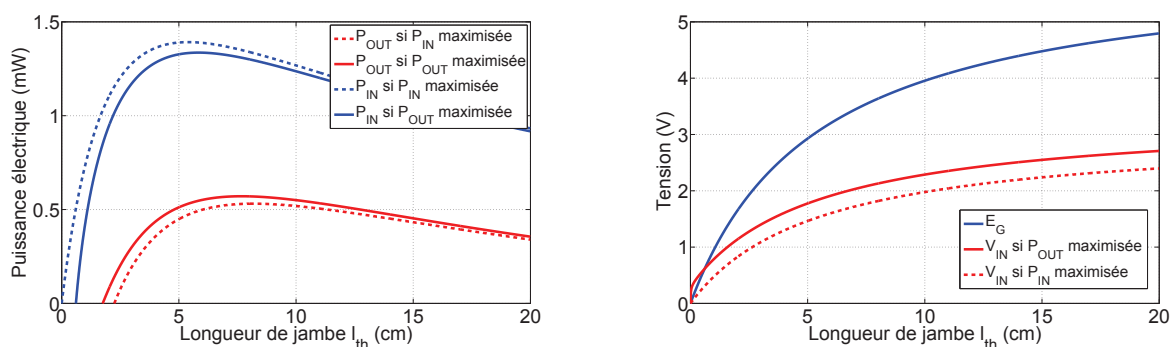
l'adaptation d'impédance électrique avec cet écart de température).

La solution la mieux adaptée pour augmenter la tension d'entrée  $V_{IN}$ , donc pour diminuer les pertes du convertisseur, est d'intégrer une plus grande densité de thermocouples dans le TEG. Les technologies de Micropelt et Thermolife sont en couches minces, ce qui permet d'intégrer environ 5000 thermocouples par  $\text{cm}^2$ , contre 15 par  $\text{cm}^2$  dans le module Ferrotec TM-450-0.8-3.0, et donc d'avoir des tensions à vide  $E_G$  des TEG élevées relativement à la surface de captation. La solution abordée précédemment d'empiler des modules est aussi une façon d'augmenter  $E_G$  lorsque la longueur de jambe est limitée technologiquement.

Enfin, compte tenu du fait que le rendement du convertisseur est médiocre lorsque la puissance convertie est très faible, il peut être plus intéressant d'éviter l'ajout d'électronique de puissance générant trop de pertes dans cette chaîne complète de conversion d'énergie. Pour cela, la seule solution est d'arriver à une tension en sortie du TEG suffisante pour pouvoir connecter ce dernier directement à un élément de stockage et donc d'éviter un étage de conversion supplémentaire.

### 3.4.3 Couplages thermiques et électriques d'un TEG

Pour illustrer les couplages thermiques et électriques d'un TEG récupérant la chaleur du corps humain et connecté à un convertisseur DC-DC, la Figure 3.24 (a) présente les courbes de puissance en entrée ( $P_{IN}$ ) et en sortie ( $P_{OUT}$ ) du convertisseur, en fonction de la longueur de jambe  $l_{th}$ , pour deux scénarii différents : la maximisation de la puissance en sortie du TEG (en pointillés) et la maximisation de la puissance en sortie du convertisseur (en traits pleins). Ces courbes ont été tracées avec les paramètres définis au Tableau 3.6 excepté pour la surface de captation et donc le nombre  $N_{th}$  de thermocouples qui lui est proportionnel. Nous l'avons prise égale à  $S_{th} = 100\text{cm}^2$  de façon à avoir des niveaux de puissances suffisants pour compenser les pertes du convertisseur. Le modèle du convertisseur utilisé pour tracer ces courbes est celui décrit au chapitre 4.



(a) Puissances en entrée et en sortie du convertisseur en fonction de la longueur de jambe (b) Tensions en entrée du convertisseur en fonction de la longueur de jambe

**FIGURE 3.24** – Modification des adaptations thermique et électrique d'impédance

Sur la Figure 3.24 (a), nous pouvons d'une part constater que le maximum de la puissance de sortie du convertisseur n'est pas obtenu pour l'adaptation électrique théorique : en traits pleins on maximise la puissance en sortie du convertisseur et en pointillées on maximise la puissance en sortie du TEG. Cette désadaptation est également visible à la Figure 3.24 (b) où l'on observe la tension à vide  $E_G$  du



TEG (en bleu) et la tension en entrée du convertisseur  $V_{IN}$  dans le cas où l'on maximise la puissance du TEG (en pointillés rouges) et dans le cas où l'on maximise la puissance en sortie du convertisseur (traits pleins rouges). La tension en entrée du convertisseur est égale à  $E_G/2$  lorsque l'on maximise la puissance du TEG (cas de l'adaptation d'impédance électrique), et est supérieure à  $E_G/2$  dans l'autre cas. Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, il est intéressant de travailler à une tension  $V_{IN}$  plus élevée pour diminuer les pertes du convertisseur afin de maximiser le rendement global de la chaîne de conversion.

De plus, nous pouvons également remarquer une désadaptation thermique d'impédance. La longueur de jambe maximisant la puissance en sortie du convertisseur (ici  $l_{th} \cong 7.5$  cm) n'est pas la même que celle maximisant la puissance en sortie du TEG (ici  $l_{th} \cong 5.5$  cm). Il est donc plus intéressant de corriger l'adaptation thermique en prenant en compte l'ensemble de la chaîne de conversion.

Enfin, notons que, lorsque l'on s'intéresse à l'ensemble TEG+convertisseur, avec ce convertisseur particulier, il existe une longueur de jambe minimale en dessous de laquelle la puissance générée par le TEG n'est pas suffisante pour compenser les pertes du convertisseur qui deviennent excessives lorsque la tension est trop faible. Sur la Figure 3.24 (a), la longueur de jambe minimale est d'environ 2 cm.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé un générateur thermoélectrique sous l'aspect système dans le contexte très particulier de récupération de la chaleur de la peau, l'objectif principal étant d'établir un modèle de dimensionnement pour l'optimisation future du générateur multisource. Les conditions de fonctionnement du TEG ne sont pas classiques puisque le gradient de température aux bornes du générateur est très faible, ceci étant dû à la faible différence de température entre la source chaude (le corps humain,  $T_b = 37^\circ\text{C}$ ) et la source froide (l'air ambiant, par exemple  $T_a = 22^\circ\text{C}$ ), mais également au médiocre couplage thermique avec l'environnement. De plus, nous considérons des sources de chaleur « infinies », non perturbées par la présence du TEG.

Plusieurs pistes d'amélioration de la productivité électrique ont été proposées et validées expérimentalement. Ainsi, nous avons pu mesurer une puissance maximale récupérable pour trois modules empilés avec dissipateur de l'ordre de  $7 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$  lorsque le porteur est immobile, et de  $30 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$  lorsque le porteur marche à la vitesse de  $1.4 \text{ms}^{-1}$ .

L'étude du TEG seul souligne tout d'abord l'intérêt de travailler sur charge électrique adaptée, mais également la pertinence d'adapter thermiquement le TEG à son environnement en vue de maximiser sa puissance. Cette adaptation thermique peut se faire en augmentant la longueur de jambe des thermocouples, ou lorsque ce n'est pas faisable technologiquement, en empilant des modules thermoélectriques. L'ajout d'un dissipateur thermique améliore également le couplage thermique mais comme les autres solutions, augmente l'encombrement du TEG, d'où la nécessité de dimensionner le TEG en volume, et non en surface.

En outre, lorsque l'on prend en compte la présence d'un convertisseur DC-DC imparfait dans la chaîne de conversion, nous montrons d'une part qu'il est plus intéressant de désadapter thermiquement l'impédance du TEG en ne choisissant pas la longueur de jambe optimale maximisant sa puissance électrique. D'autre part, nous mettons en évidence l'intérêt de ne pas travailler au point de

fonctionnement électrique optimal en élevant la tension en sortie du TEG (par rapport à  $E_G/2$  correspondant à la puissance thermoélectrique maximale) de façon à réduire les pertes dans le convertisseur. Ainsi, cette approche système nous permet d'optimiser le rendement global du système plutôt que le rendement de chaque étage de conversion de la chaîne thermoélectrique.

Notons que si nous avions disposé de données technologiques mettant en évidence l'évolution des propriétés physiques des thermocouples en fonction de leur densité d'intégration, nous aurions pu également optimiser cette dernière. Enfin, le hacheur nécessiterait également de subir une optimisation de son dimensionnement pour mener vraiment au bout cette optimisation système, mais les impératifs de traiter l'ensemble du générateur multisource ne nous ont pas permis de traiter cet aspect.



# Chapitre 4

## Modélisations complémentaires : générateur PV, hacheur et accumulateur

L'objectif de ce chapitre est de fournir des compléments de modélisation en vue de représenter énergétiquement l'ensemble du système de génération multisource étudié. Les générateurs microcinétique et thermoélectrique ont déjà fait l'objet d'études détaillées dans les chapitres 2 et 3. Ce chapitre se concentre donc sur les modélisations d'un générateur photovoltaïque en silicium amorphe, d'un hacheur élévateur de faible puissance à deux transistors MOS à double grille, et d'un élément de stockage de technologie lithium-ion. Tous ces modèles sont établis à partir d'essais expérimentaux et/ou d'analyses théoriques. Seuls les modèles du générateur photovoltaïque et de l'accumulateur lithium-ion sont paramétrés en vue de l'optimisation du générateur multisource : le générateur photovoltaïque est paramétré par rapport à sa surface de captation et l'accumulateur lithium-ion par rapport à sa capacité nominale.

### 4.1 Modélisation du générateur photovoltaïque

Dans un générateur photovoltaïque (PV), la puissance récupérée dépend de la puissance lumineuse incidence (liée à l'environnement et à l'orientation du capteur PV et donc au déplacement de la personne) et, en l'absence d'étage d'adaptation, de la tension sur laquelle débitera le générateur [Astier08]. Aussi, l'objectif de cette modélisation est d'obtenir les caractéristiques de fonctionnement courant/tension ( $I_{PV}/V_{PV}$ ) et puissance/tension ( $P_{PV}/V_{PV}$ ) d'une cellule photovoltaïque en fonction de l'éclairement, noté  $E_{PV}$ . La prise en compte de l'effet de la tension est nécessaire dans ce travail. En effet, nous aurions pu modéliser uniquement le maximum de puissance en fonction de l'éclairement, ce maximum pouvant être obtenu via un convertisseur avec contrôle MPPT. Toutefois, aux niveaux de puissance considérés, l'ajout d'un convertisseur n'est pas nécessairement judicieux d'autant plus que la plage de variation de tension de l'élément de stockage (ici un accumulateur lithium-ion) coïncide relativement bien avec celle maximisant la puissance photovoltaïque en fonction des conditions ambiantes. Ainsi, en considérant que le générateur PV peut débiter directement sur l'accumulateur, la puissance récupérée est alors fonction de la tension de l'accumulateur (dépendante de son état de charge et de la puissance fournie ou débitée), d'où l'importance de modéliser entièrement la caractéristique du générateur PV.

Suite à ce premier travail de modélisation, afin de considérer des scénarii de fluctuation des res-

sources ambiantes, des relevés des profils temporels d'éclairement réels en mouvement ont été effectués afin d'en déduire les caractéristiques de fonctionnement du générateur PV évoluant au cours du temps. Puis, nous en avons déduit les profils temporels de puissance générée en fonction de la tension imposée (Figure 4.1).

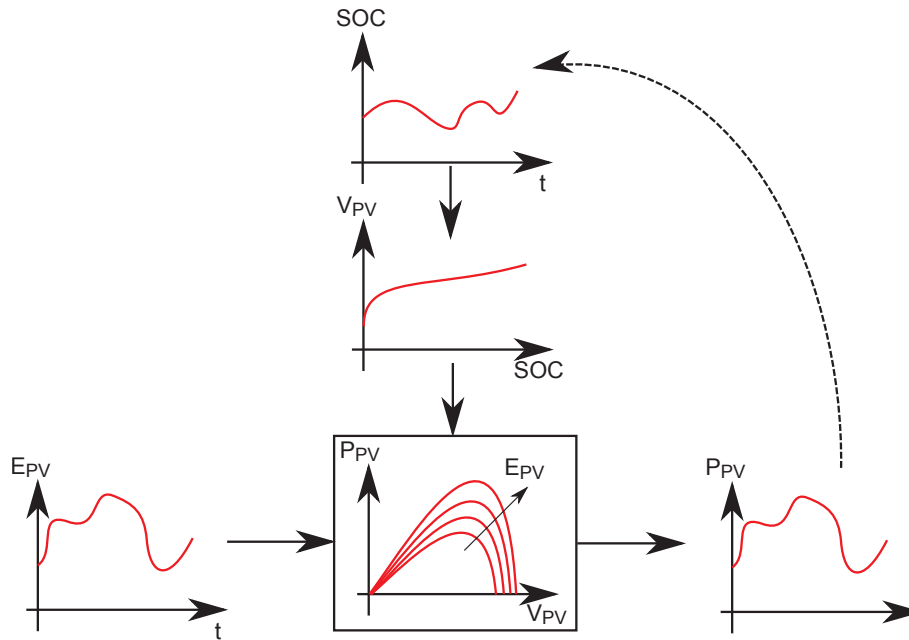


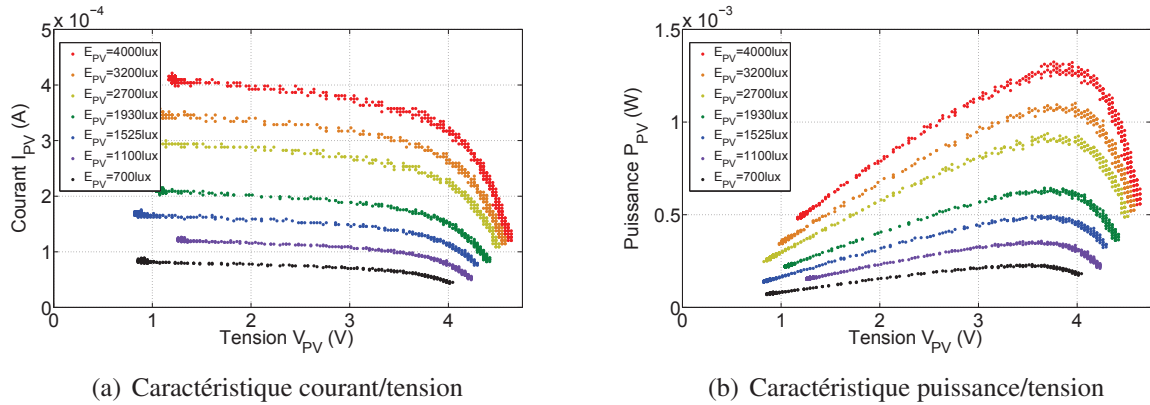
FIGURE 4.1 – Méthodologie de détermination des profils de production du générateur photovoltaïque

#### 4.1.1 Relevés expérimentaux et modélisations numériques

Nous avons supposé que le générateur multisource, incluant le générateur photovoltaïque, sera plus souvent exposé à des éclairagements en intérieur qu'en extérieur. Dans ces conditions, la technologie au silicium amorphe constitue une solution intéressante car son rendement se dégrade moins que les autres aux faibles éclairagements, notamment en lumière artificielle, et son rendement peut même être supérieur aux autres [Reich06a]. Or dans les applications envisageables, les situations critiques en termes de ressources sont rencontrées aux faibles éclairagements. Dans la suite de ces travaux, toutes les expérimentations présentées ont été réalisées avec des modules photovoltaïques en silicium amorphe de la société Solems (référence 07/048/032, dimensions 48mm x 32mm).

Nous avons conçu un système d'acquisition dont le but est de faire varier le courant débité par la cellule PV, pour balayer toute la caractéristique tension/courant. A l'aide d'une lampe fluocompacte dont on a fait varier la distance par rapport à la cellule et d'un luxmètre mesurant l'éclairement dans le plan de la cellule, nous avons relevé les caractéristiques courant/tension ( $I_{PV}/V_{PV}$ ) et donc puissance/tension ( $P_{PV}/V_{PV}$ ) pour des éclairagements  $E_{PV}$  variant de 700 à 4000 lux (Figure 4.2).

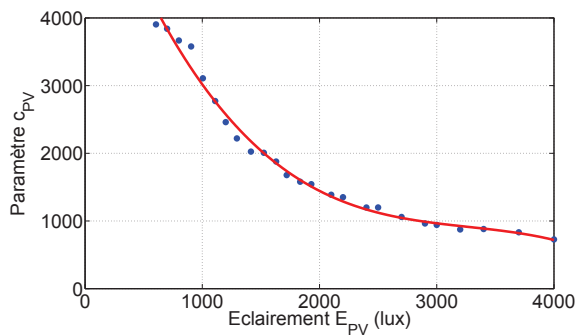
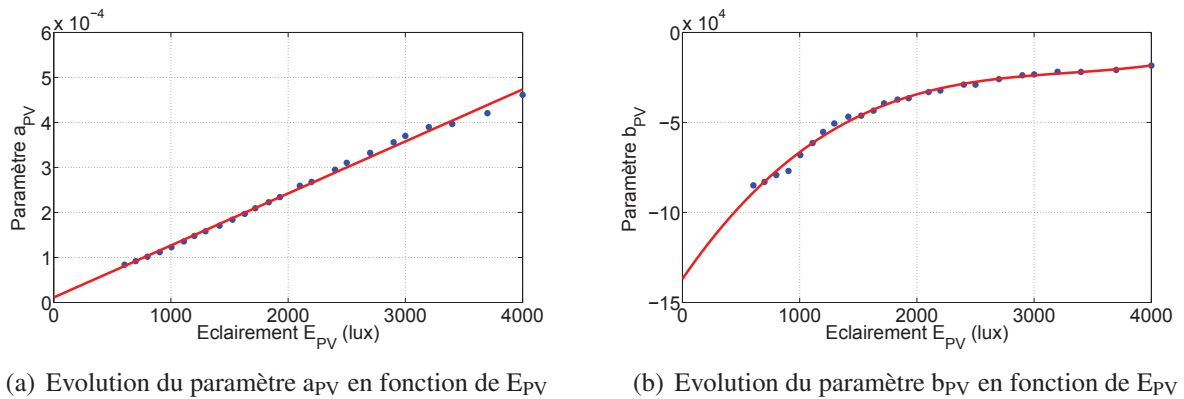
Nous avons choisi de modéliser ces caractéristiques en utilisant la méthode des moindres carrés, méthode permettant d'identifier les paramètres d'un modèle empirique, décrit ici par l'équation (4.1). Notons que nous n'avons pas choisi de modéliser la physique de la cellule PV comme dans [Dondi08], [Gergaud02b].



**FIGURE 4.2** – Relevés expérimentaux des caractéristiques électriques du module photovoltaïque pour différentes intensités d'éclairement en lumière artificielle (fluorescente)

$$I_{PV} = a_{PV} + \frac{1}{b_{PV} + c_{PV}V_{PV}^2} \quad (4.1)$$

Les paramètres  $a_{PV}$ ,  $b_{PV}$  et  $c_{PV}$  évoluant en fonction de l'éclairement  $E_{PV}$ , nous avons tracé leurs évolutions (Figure 4.3) et déterminé des fonctions analytiques dont les paramètres ont également été déterminés par la méthode des moindres carrés (équation (4.2)). Notons donc bien que cette modélisation ne vaut que pour la plage d'éclairement spécifiée, un rayonnement fluorescent et pour une température ambiante aux alentours de 20°C.



**FIGURE 4.3** – Evolution des paramètres  $a_{PV}$ ,  $b_{PV}$  et  $c_{PV}$  du module PV en fonction de l'éclairement  $E_{PV}$

Les fonctions  $a_{PV} = f(E_{PV})$ ,  $b_{PV} = g(E_{PV})$  et  $c_{PV} = h(E_{PV})$  (en rouge sur la Figure 4.3) sont données ci-dessous :

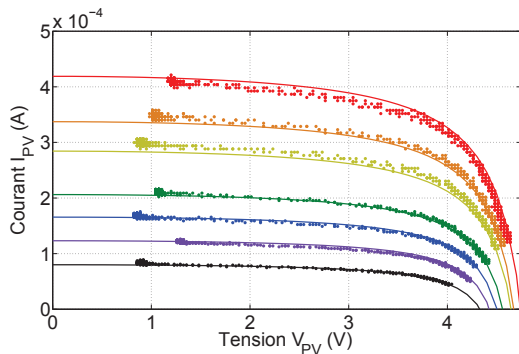
$$\begin{aligned} a_{PV} &= K_{aPV1}E_{PV} + K_{aPV0} \\ b_{PV} &= K_{bPV3}E_{PV}^3 + K_{bPV2}E_{PV}^2 + K_{bPV1}E_{PV} + K_{bPV0} \\ c_{PV} &= K_{cPV3}E_{PV}^3 + K_{cPV2}E_{PV}^2 + K_{cPV1}E_{PV} + K_{cPV0} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Les valeurs obtenues pour les différents paramètres des modèles sont précisées dans le Tableau 4.1.

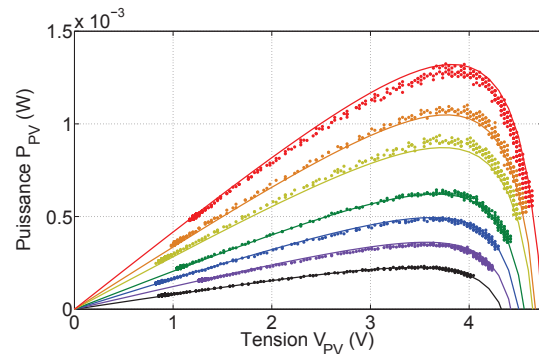
Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
$K_{aPV0}$	$1.1 \cdot 10^{-5}$	$K_{bPV3}$	$2.8 \cdot 10^{-6}$
$K_{aPV1}$	$1.2 \cdot 10^{-7}$	$K_{cPV0}$	6551.9
$K_{bPV0}$	$-1.4 \cdot 10^5$	$K_{cPV1}$	-4.8
$K_{bPV1}$	95.1	$K_{cPV2}$	$1.4 \cdot 10^{-3}$
$K_{bPV2}$	$-2.7 \cdot 10^{-2}$	$K_{cPV3}$	$-1.4 \cdot 10^{-7}$

TABLEAU 4.1 – Paramètres de modélisation des fonctions  $a_{PV}$ ,  $b_{PV}$  et  $c_{PV}$

La Figure 4.4 présente une comparaison du modèle de la cellule photovoltaïque décrit par les équations (4.1) et (4.2) (traits pleins sur la figure) avec les relevés expérimentaux (nuages de points sur la figure). Le modèle est relativement proche des résultats expérimentaux, ce qui nous permet de valider cette modélisation de cellule photovoltaïque dans les conditions précédemment rappelées.



(a) Modèle de la caractéristique courant/tension



(b) Modèle de la caractéristique puissance/tension

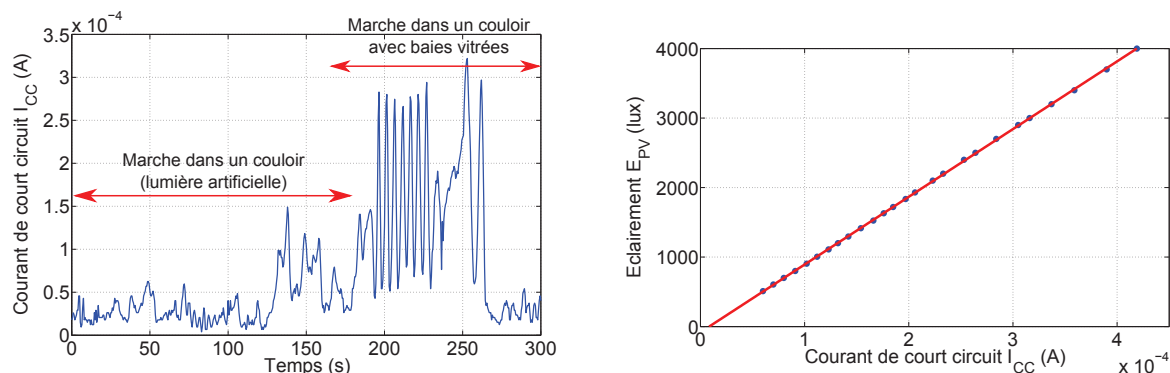
FIGURE 4.4 – Modélisation numérique des caractéristiques mesurées (points) du module PV, pour des éclairements en lumière artificielle (fluorescente) variant de 700 à 4000 lux

#### 4.1.2 Profils d'éclairement en situation réelle

Suite à la modélisation des caractéristiques de fonctionnement de la cellule photovoltaïque, nous avons relevé des profils d'éclairement lors d'un déplacement à l'intérieur d'un bâtiment (variation d'éclairement et d'orientation par rapport aux sources lumineuses) qui permettent de réaliser des scénarii. Pour cela, nous avons relevé les profils temporels du courant de court circuit de la cellule photovoltaïque en branchant à ses bornes une résistance suffisamment faible et en mesurant le courant qui la traverse (Figure 4.5 (a)). Lors de ce relevé, la personne portant la cellule photovoltaïque



marchait tout d'abord dans un couloir éclairé par des lumières artificielles, puis dans un couloir avec des baies vitrées et exposé à la lumière du soleil.



(a) Profils du courant de court circuit  $I_{CC}$  en situation réelle (b) Evolution de l'éclairement  $E_{PV}$  en fonction du courant de court circuit  $I_{CC}$

**FIGURE 4.5** – Relevé de l'éclairement  $E_{PV}$  à partir du courant de court circuit  $I_{CC}$  du module photovoltaïque, à l'intérieur d'un bâtiment

Puis, à partir de la modélisation précédente (Figure 4.4), nous avons pu établir la relation entre l'éclairement  $E_{PV}$  et le courant de court circuit  $I_{CC}$  (Figure 4.5 (b)). L'éclairement évolue linéairement avec  $I_{CC}$ , cette relation est décrite par l'équation suivante :

$$E_{PV} = K_{EPV1}I_{CC} + K_{EPV0} \quad (4.3)$$

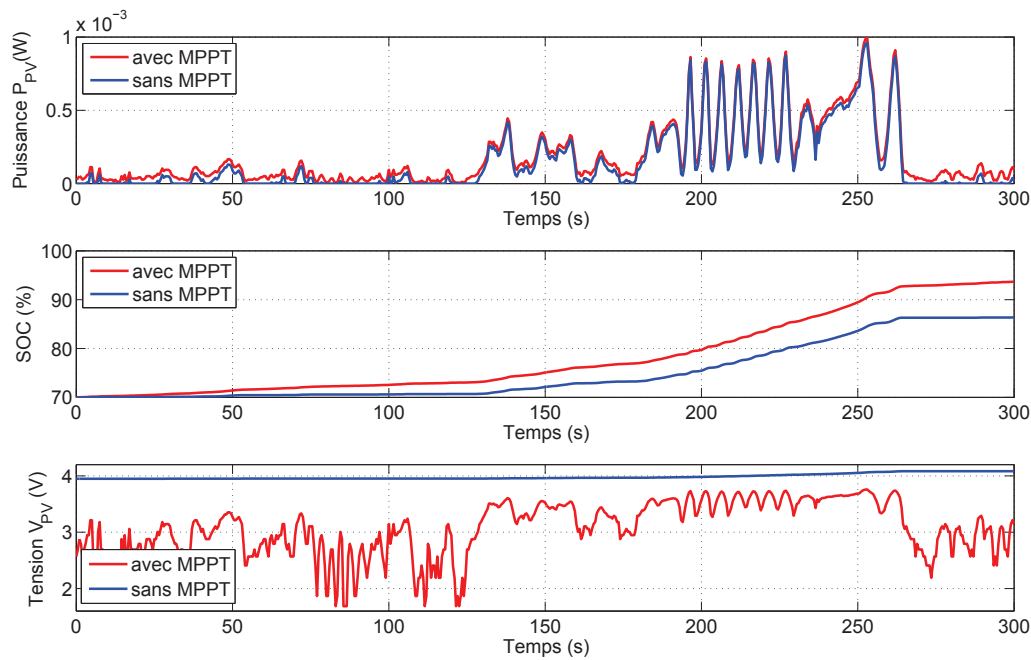
avec

$$K_{EPV0} = -81.6 \text{ lux} \text{ et } K_{EPV1} = 9.710^6 \text{ lux.A}^{-1}$$

Dès lors, deux possibilités sont envisageables. La première consiste à connecter un convertisseur DC-DC avec contrôle MPPT afin de toujours faire fonctionner le générateur PV au point de puissance maximale. Dans ce cas, l'ajout d'un étage de conversion supplémentaire sujet à des pertes peut dégrader le rendement global de la conversion photovoltaïque. La seconde possibilité consiste ainsi à renoncer à travailler au point de puissance maximale donc à dégrader le rendement de la cellule PV, en connectant cette dernière directement au bus continu. Dans ce cas, la production PV sera sensible à la tension, elle-même sensible à l'état de charge de l'accumulateur et à la puissance qu'il reçoit ou fournit.

A titre d'illustration, nous avons simulé le fonctionnement de la cellule PV connectée directement à un accumulateur lithium-ion ou via un convertisseur DC-DC idéal (sans pertes) avec un contrôle MPPT (Figure 4.6). Le modèle de l'accumulateur utilisé pour ces simulations est celui décrit au paragraphe 4.3. L'état de charge (noté SOC) initial de l'accumulateur est fixé à 70 % et le profil de production PV est celui décrit à la Figure 4.5 (a).

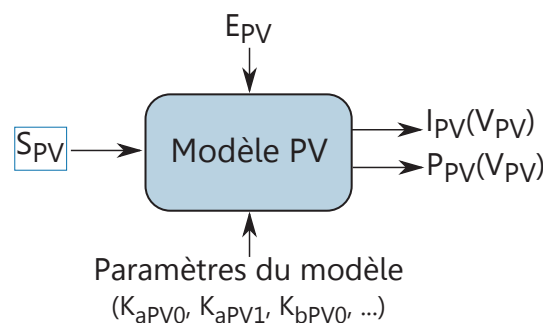
Sur la Figure 4.6, les courbes rouges correspondent aux simulations avec un convertisseur MPPT, et les bleues à celles sans convertisseur MPPT. La puissance  $P_{PV}$  avec le convertisseur MPPT est forcément plus élevée car la tension  $V_{PV}$  est toujours égale à sa valeur optimale, celle qui maximise la puissance ; l'accumulateur se charge donc plus vite. Sur cet exemple, l'énergie produite sur ce cycle



**FIGURE 4.6** – Simulation temporelle d’une cellule PV, avec ou sans convertisseur MPPT idéal, connectée à un accumulateur

est de l’ordre de 57.2 mJ avec un convertisseur MPPT, et de 45.6 mJ sans convertisseur MPPT. L’ajout d’un tel convertisseur se justifie alors si son rendement sur cycle est supérieur à 80 %.

Après cette identification, nous pouvons établir un modèle de dimensionnement du générateur photovoltaïque à technologie donnée. Dans le contexte général multisource, l’unique paramètre de dimensionnement sera la surface  $S_{PV}$  du générateur à laquelle est proportionnel le courant débité à conditions d’éclairement données, et donc la puissance produite (Figure 4.7).



**FIGURE 4.7** – Entrées, sorties et paramètres du modèle de dimensionnement du générateur PV

## 4.2 Modélisation d’un hacheur élévateur de faible puissance

Dans le contexte de la récupération d’énergie multisource dans l’environnement humain, les tensions en sortie des différents générateurs sont souvent trop faibles par rapport à la tension d’un élément de stockage (supercondensateur ou cellule électrochimique, par exemple lithium-ion). Une

électronique de conversion est alors indispensable pour faire le lien entre les générateurs et le stockage (Figure 4.8). Une solution au problème consiste à interfacier un convertisseur à découpage (les convertisseurs linéaires étant des structures obligatoirement abaisseuses). De plus, pour maximiser le transfert d'énergie, le convertisseur peut aussi servir d'adaptateur d'impédance. En très basse tension, deux types de convertisseurs élévateurs de tension peuvent convenir : le hacheur parallèle à stockage inductif (boost), et le convertisseur à transfert de charge (à capacités commutées) [Doms07].

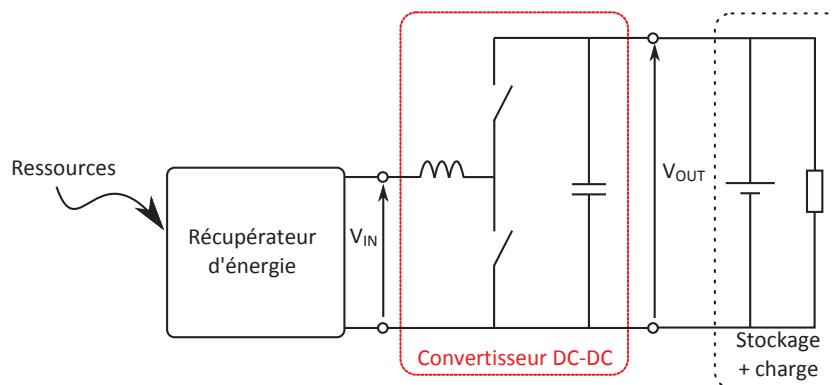


FIGURE 4.8 – Chaîne de conversion avec un convertisseur DC-DC

Le convertisseur à stockage inductif a l'avantage d'avoir un facteur d'élévation élevé et de permettre un rendement élevé sur une plus large plage de conditions de fonctionnement. Cependant, pour avoir un bon rendement, le volume de la bobine doit être suffisamment grand, donc il existe un compromis entre rendement élevé et faible volume de la bobine. Le convertisseur à pompe de charge a l'avantage de ne pas avoir de composant inductif mais son principal inconvénient est son rendement qui chute fondamentalement dès que l'on s'éloigne du point de fonctionnement optimal [Forest02].

#### 4.2.1 Le convertisseur LTC3537

Pour notre application, nous avons choisi d'utiliser et donc d'étudier un convertisseur élévateur de tension à stockage inductif adapté à notre problème. Après analyse et essai d'autres composants, nous avons opté pour le LTC3537 de la société Linear Technology, fonctionnant à 2.2MHz [LT07]. Deux raisons sont à l'origine de ce choix. La première est que la tension d'entrée minimale de démarrage est faible : elle est de 0.68V. La deuxième raison est que le rendement du convertisseur est relativement élevé dans la plage de puissances et de tensions qui nous intéresse ici. La Figure 4.9 présente les caractéristiques constructeur du rendement du LTC3537 en fonction du courant de sortie, pour une tension de sortie  $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ , et ce pour différentes tensions d'entrée.

La cellule de commutation de ce convertisseur très basse tension est composée de deux transistors MOS (voir Figure 4.13), l'un utilisé pour la fonction transistor et l'autre en remplacement des diodes ce qui permet de réduire sensiblement les pertes par conduction. De plus, ce convertisseur a la particularité de changer de mode de fonctionnement en faible puissance si le « burst mode » est activé (la broche « MODE » du LTC3537 est alors connectée à la masse au lieu du potentiel haut). L'activation du « burst mode » permet d'améliorer le rendement du LTC3537 aux faibles puissances. Les MOS utilisés sont en fait des MOS à double grille : l'une des grilles pilote la totalité de surface de puce et l'autre seulement une fraction de cette surface. Nous noterons  $k_G$ , supérieur à 1, le rapport

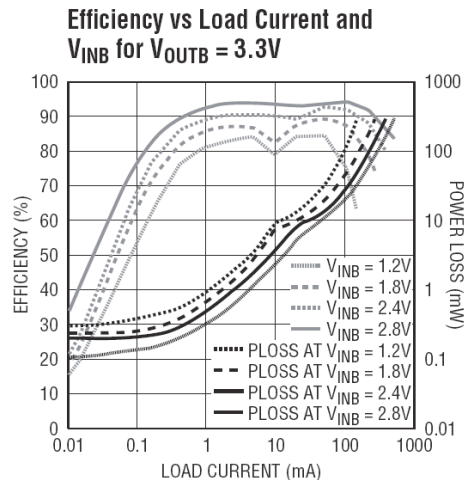


FIGURE 4.9 – Caractéristiques du rendement du LTC3537 spécifiées par le fabricant [LT07]

entre les deux surfaces d'électrodes. La charge de grille  $Q_G$  est proportionnelle à cette surface alors que la résistance de canal  $r_{dson}$  lui est inversement proportionnelle. La solution adoptée par le convertisseur LTC3537, lorsque le « burst mode » est activé, consiste à piloter la grille de faible surface aux faibles puissances, là où les pertes liées à la commande de grille deviennent prépondérantes (voir paragraphe 4.2.3), et à piloter la surface totale de grille aux fortes puissances. Ce concept est décrit dans [Williams97] et est appliqué à un convertisseur DC-DC faible puissance avec un rapport  $k_G$  de 30. Dorénavant, nous noterons  $k_M$  un coefficient égal à  $k_G$  lorsque la grille pilotée est la plus petite, et égale à 1 dans l'autre cas.

Sur la Figure 4.9, le « burst mode » étant activé, nous pouvons observer un changement de mode lorsque le courant de sortie atteint les 10 mA : la courbe de rendement est irrégulière pour ce courant.

Dans la suite de cette section, nous allons nous intéresser aux pertes dans le convertisseur, notamment à celles dans les transistors MOS, de façon à établir un modèle électrique du convertisseur.

## 4.2.2 Pertes dans les transistors MOS

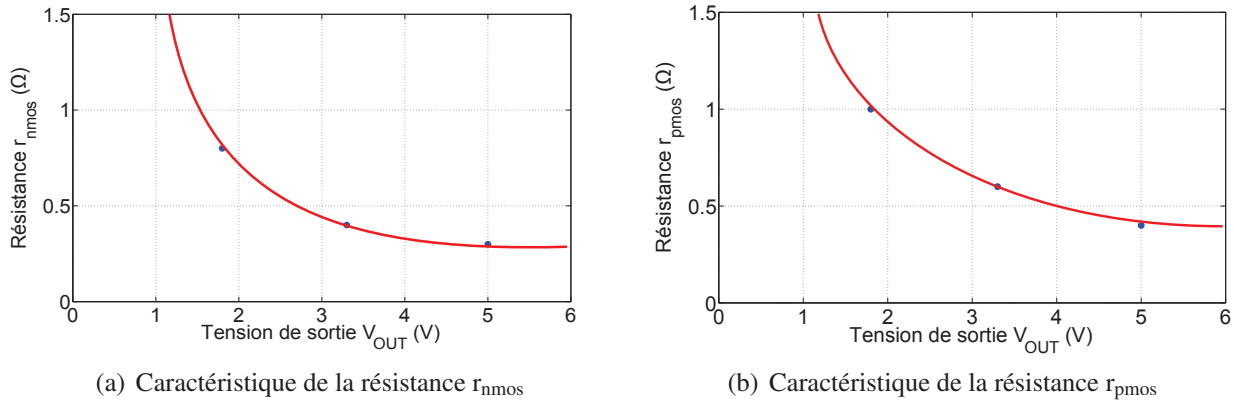
Le transistor MOS (Métal Oxyde Semi conducteur) est un transistor à effet de champ commandé en tension qui se comporte comme une résistance à l'état passant [Perret03]. Un canal assure le passage du courant entre drain et source lorsque la tension  $V_{GS}$  entre grille et substrat est supérieure à une tension de seuil notée  $V_{th}$ .

Lors du fonctionnement en commutation, le transistor MOS est le siège de pertes de conduction et de commutation et consomme également de l'énergie pour sa commande de grille (puissance dissipée dans le circuit de commande de grille).

### 4.2.2.1 Pertes par conduction

Lorsque le MOS est à l'état passant, il se comporte comme une résistance, notée  $r_{dson}$ , associée aux pertes par conduction. La valeur de la résistance est fonction de la tension de commande de la grille  $V_{GS}$ , c'est-à-dire de l'épaisseur du canal, et également de la surface de la grille pilotée comme nous l'avons rappelé précédemment.

Dans la documentation du convertisseur LTC3537, les valeurs des résistances des MOS ( $r_{nmos}$  pour le transistor nMOS et  $r_{pmos}$  pour le transistor pMOS) sont spécifiées en fonction de la tension de sortie  $V_{OUT}$ . Ceci laisse donc supposer que le circuit de commande de la grille est alimenté par la tension de sortie. Sur la Figure 4.10, nous avons tracé l'évolution des résistances des MOS en fonction de la tension de sortie  $V_{OUT}$  grâce aux valeurs du constructeur (points en bleu).



**FIGURE 4.10** – Variation de la résistance des MOS canal N et canal P du LTC3537 en fonction de la tension de sortie

On retrouve bien l'allure connue de la variation de la résistance d'un MOS en fonction de la tension de commande de grille. Notons que pour ce modèle, nous ne prendrons pas en compte les effets de la température sur la résistance de canal ainsi que sur la tension de seuil.

Le transistor nMOS est passant pendant  $\alpha T$  et le transistor pMOS pendant  $(1-\alpha)T$ . En notant  $I_{IN}$  le courant d'entrée du convertisseur, donc le courant traversant les transistors, et en prenant en compte le pilotage de la grille (coefficient  $k_M$ ) suivant le niveau de puissance, nous pouvons exprimer les pertes par conduction  $P_{cond}$  de la manière suivante :

$$P_{cond} = k_M r_{dson} I_{IN}^2 = k_M (\alpha r_{nmos} + (1-\alpha) r_{pmos}) I_{IN}^2 \quad (4.4)$$

Le courant traversant les transistors est en réalité un courant ondulé. Nous négligeons dans le calcul des pertes, les effets de l'ondulation de courant en ne considérant que la composante continue du courant dans l'inductance de lissage. De plus, nous négligeons également le fait que le convertisseur puisse fonctionner en conduction discontinue en faible puissance. Toutes ces hypothèses sont justifiées par des simulations dans le paragraphe 4.2.3.

#### 4.2.2.2 Pertes par commutation

Les pertes par commutation ont lieu lors des commutations de fermeture et d'ouverture des transistors MOS. Nous faisons l'hypothèse que les formes d'onde à la fermeture et à l'ouverture sont symétriques : les pertes à l'ouverture et à la fermeture sont donc supposées égales. Ainsi, nous ne présentons ci-après que le phénomène de fermeture du transistor nMOS.

Un transistor MOS possède des capacités structurelles représentées à la Figure 4.11 [Leturcq02]. Les temps de commutation à la fermeture et à l'ouverture dépendent de l'aptitude du circuit de commande à charger et décharger rapidement ces capacités.

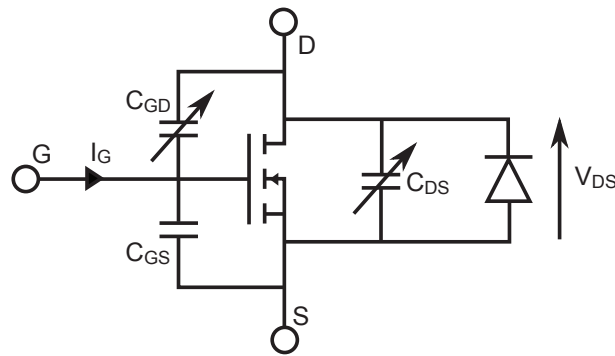


FIGURE 4.11 – Le transistor MOS et ses capacités structurelles

La fermeture du transistor peut se décomposer en quatre phases [Leturcq02], les formes d'onde simplifiées étant décrites à la Figure 4.12. Nous supposons ici que le courant de grille  $I_G$  sortant du driver est constant lors de la fermeture.

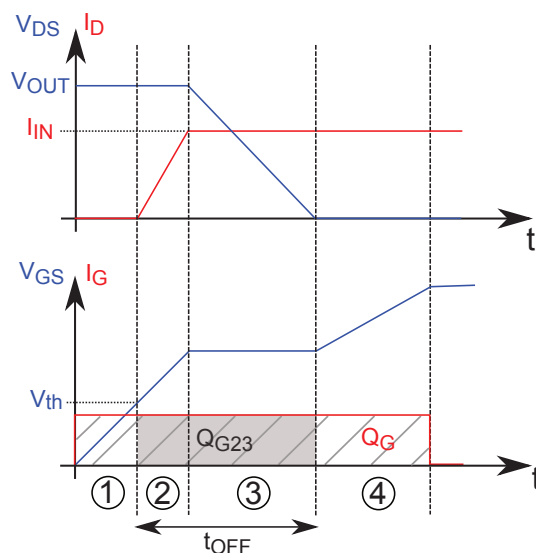


FIGURE 4.12 – Formes d'onde linéarisées à la fermeture d'un transistor MOS commandée par un courant de grille constant [Leturcq02]

Les pertes par commutation correspondent au produit du courant de drain  $I_D$  par la tension  $V_{DS}$ . Ainsi, ces pertes apparaissent lors des phases 2 et 3. Nous noterons alors  $t_{OFF}$  le temps total de ces deux phases tel que  $t_{OFF} = Q_{G32}/I_G$ ,  $Q_{G32}$  étant la part de la charge de grille des phases 2 et 3. De même, lors de l'ouverture du transistor, le temps lié aux pertes par commutation est noté  $t_{ON}$ . Le temps de commutation total d'un transistor MOS est alors noté  $t_{SWeq} = t_{ON} + t_{OFF}$ . En outre, afin de simplifier le modèle des pertes, nous ferons l'approximation importante de temps de commutation constants, donc indépendants du courant à commuter et de la tension aux bornes de l'interrupteur. Nous ferons également l'hypothèse que la modification de la surface de grille n'affecte pas le temps de commutation  $t_{SWeq}$  du transistor, nous considérons donc que le courant de grille dépend de la surface de grille. Dès lors, les pertes par commutation des deux transistors MOS du convertisseur DC-DC peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$P_{SW} = fV_{OUT}I_{IN}t_{SWeq} \quad (4.5)$$

### 4.2.2.3 Puissance consommée par la commande de grille

Dans le cas d'un système à très faible puissance comme celui étudié dans cette thèse, la puissance consommée par la commande de la grille d'un transistor MOS est à prendre en compte. Elle dépend de la charge  $Q_G$  injectée dans la grille pendant la mise en conduction et extraite à l'ouverture, et peut s'exprimer par :

$$P_G = f Q_G V_G \quad (4.6)$$

Dans le cas du convertisseur LTC3537, comme précisé au paragraphe 4.2.2.1, la commande de la grille est alimentée par la tension de sortie  $V_{OUT}$ , et la charge de grille dépend de la surface de grille pilotée (coefficient  $k_M$ ). Ainsi, la puissance consommée par la commande de grille des deux MOS constituant le convertisseur devient :

$$P_G = f ((Q_{gn} + Q_{gp}) / k_M) V_{OUT} = 2f (Q_{Geq} / k_M) V_{OUT} \quad (4.7)$$

### 4.2.3 Modèle électrique du convertisseur

Mise à part les pertes liées aux transistors MOS, nous prenons en compte également les pertes par effet Joule modélisées par la résistance série  $r_L$  de l'inductance. La documentation technique de l'inductance utilisée, de référence B82500-C-A8 de chez EPCOS, et de valeur  $L = 330 \mu\text{H}$ , nous a renseignés sur la valeur de la résistance série :  $r_L = 0.6 \Omega$ , valeur qui a été vérifiée par une mesure.

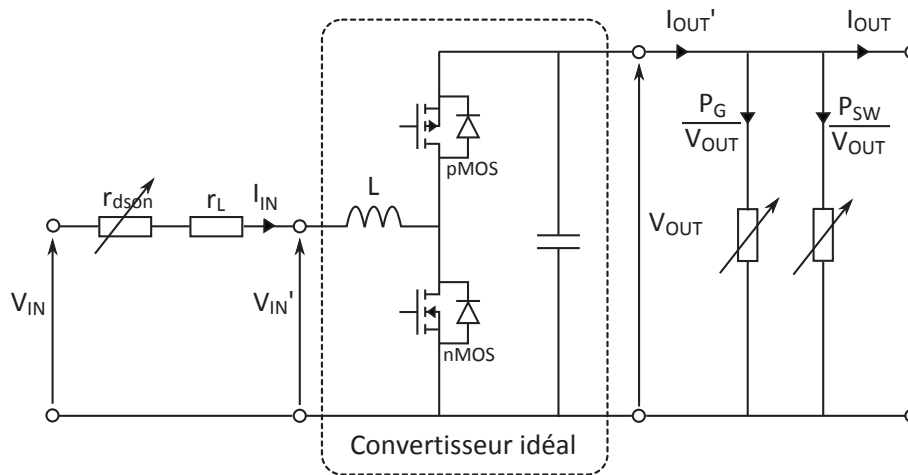


FIGURE 4.13 – Modèle électrique du convertisseur DC-DC pour le calcul de ses pertes

La Figure 4.13 illustre le modèle électrique du convertisseur DC-DC, où l'on retrouve le convertisseur boost idéal défini par les relations connues suivantes :

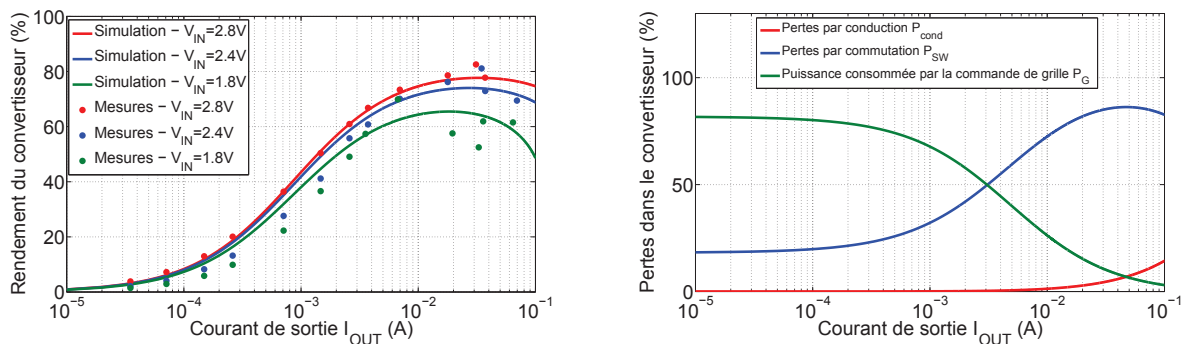
$$\begin{aligned} V_{OUT} &= \frac{V_{IN}'}{1 - \alpha} \\ I_{IN} &= \frac{I_{OUT}'}{1 - \alpha} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Les pertes par conduction sont représentées par les résistances  $r_L$  et  $r_{dson}$  (dépendant du rapport cyclique  $\alpha$ , voir équation (4.4)). Les pertes par commutation  $P_{SW}$  et celles dues à la commande de



la grille  $P_G$  sont modélisées par des résistances variables. Notons que dans cette modélisation, nous négligeons la durée des commutations devant la période de découpage.

La documentation du constructeur ne nous renseigne ni sur le temps de commutation  $t_{SWeq}$  des MOS, ni sur la charge de grille  $Q_{Geq}$ . Pour identifier les paramètres de calcul des pertes, nous avons relevé expérimentalement les courbes de rendement du LTC3537 en fonction du courant de sortie  $I_{OUT}$ , pour une tension de sortie  $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ , et pour différentes tensions d'entrée  $V_{IN}$ . La Figure 4.14 (a) représente les courbes de rendement lorsque le « burst mode » est désactivé et la Figure 4.15 (a) lorsque le « burst mode » est activé. Sur ces figures, les points représentent les mesures expérimentales, et les traits pleins le modèle simulé sous Matlab. De plus, à partir des simulations réalisées, nous avons pu représenter, pour ces deux modes de fonctionnement et pour une tension  $V_{IN} = 2.8\text{ V}$ , la répartition des pertes dans le convertisseur, exprimée en pourcentage (Figures 4.14 (b) et 4.15 (b)).



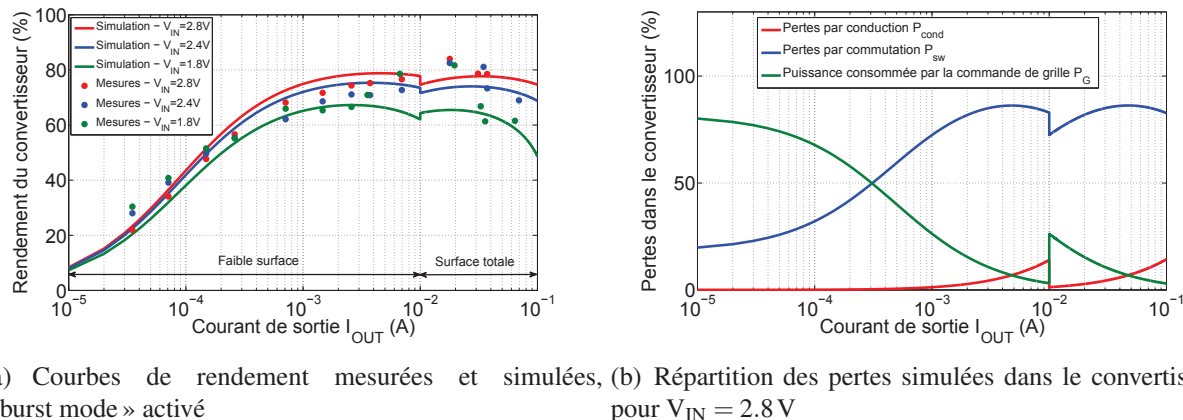
(a) Courbes de rendement mesurées et simulées, (b) Répartition des pertes simulées dans le convertisseur « burst mode » désactivé pour  $V_{IN} = 2.8\text{ V}$

**FIGURE 4.14** – Courbes de rendement mesurées (points) et simulées du LTC3537 pour  $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ , pour différentes tensions d'entrée, « burst mode » désactivé

Les mesures faites lorsque le « burst mode » est désactivé nous ont permis d'identifier la charge de la grille  $Q_{Geq}$  et le temps de commutation  $t_{SWeq}$ , paramètres jusqu'alors inconnus car non renseignés par le constructeur :  $Q_{Geq} = 0.2\text{ nC}$  et  $t_{SWeq} = 70\text{ ns}$ . Notons que pour ces simulations (traits pleins sur la Figure 4.14 (a)), étant donné que la tension de sortie est fixée à  $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ , les résistances des MOS sont égales à  $r_{nmos} = 0.4\ \Omega$  et  $r_{pms} = 0.6\ \Omega$ . De plus, nous constatons sur la Figure 4.14 (b) que les pertes prépondérantes aux faibles puissances sont bien les pertes par commande de grille d'où l'utilité de piloter une surface de grille plus faible pour réduire ces pertes.

Dans le cas du LTC3537, nous avons identifié un facteur  $k_G$  égal à 10 ; la Figure 4.15 (a) représente les courbes de rendement en simulation associées aux mesures expérimentales lorsque le « burst mode » est activé, et la Figure 4.15 (b) la répartition des pertes dans le convertisseur LTC3537, exprimée en pourcentage des pertes totales, dans ce mode de fonctionnement et pour une tension  $V_{IN} = 2.8\text{ V}$ . On peut observer aisément l'effet de la commutation de surface de grille pour un courant de sortie de  $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ , qui se caractérise par une discontinuité sur la courbe de rendement.

Nous pouvons observer que, même en ayant augmenté la résistance de canal (d'un facteur 10) en faible puissance, les pertes par conduction restent négligeables. Ainsi, le fait de diminuer la surface de l'électrode de grille impacte surtout sur la consommation de la commande de grille ce qui constitue le principal facteur d'amélioration du rendement aux faibles puissances. Par exemple, pour un courant de

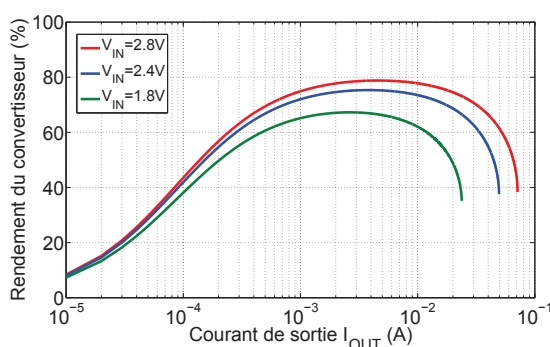


**FIGURE 4.15** – Courbes de rendement mesurées (points) et simulées du LTC3537 pour  $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ , pour différentes tensions d'entrée, « burst mode » activé

sortie  $I_{OUT} = 0.1\text{ mA}$ , le rendement de conversion est de 10 % lorsque le « burst mode » est désactivé (Figure 4.14 (a)), et il atteint les 40 % lorsque le « burst mode » est activé (Figure 4.15 (a)).

Enfin, la Figure 4.15 (b) nous permet de justifier l'hypothèse faite au paragraphe 4.2.2.1. Les pertes par conduction étant quasi négligeables, le fait de ne pas prendre en compte le fonctionnement en conduction discontinue et les ondulations de courant n'a pas d'impact sur cette modélisation des pertes.

A titre d'illustration, nous avons représenté sur la Figure 4.16, les courbes de rendement simulées lorsque la surface de la grille pilotée est celle qui est la plus faible. Pour un courant de sortie compris entre  $10\text{ }\mu\text{A}$  et  $10\text{ mA}$ , on retrouve les courbes de rendement de la Figure 4.15 (a). En revanche, en fortes puissances, la surface de grille étant faible, les pertes par conduction deviennent importantes ; le rendement chute donc rapidement.



**FIGURE 4.16** – Courbes de rendement simulées pour  $V_{OUT} = 3.3\text{ V}$ , pour la plus faible surface de grille

#### 4.2.4 Application : convertisseur connecté au générateur thermoélectrique

Dans le chapitre 3, au paragraphe 3.4.2, nous avons exposé des résultats expérimentaux du convertisseur LTC3537 connecté en entrée à un générateur thermoélectrique, et en sortie à un accumulateur lithium-ion de tension  $V_{OUT} = 4\text{ V}$ . Les puissances mises en jeu étant faibles, nous sommes dans

le cas où l'électrode de grille utilisée pendant le fonctionnement est celle qui est la plus petite. Le Tableau 4.2 présente les valeurs des paramètres utilisés dans la simulation, sachant que comme la tension de sortie est égale à 4 V, les résistances des MOS ont diminué par rapport aux résultats présentés précédemment.

Paramètres	Valeurs
$k_G$	10
$f$ (Hz)	$2.2 \cdot 10^6$
$Q_{Geq}$ (C)	$2 \cdot 10^{-11}$
$r_{nmos}$ ( $\Omega$ )	3
$r_{pmos}$ ( $\Omega$ )	5
$r_L$ ( $\Omega$ )	0.6
$t_{SWeq}$ (s)	$7 \cdot 10^{-9}$

TABLEAU 4.2 – Paramètres de modélisation du convertisseur LTC3537

Sur la Figure 4.17, les points correspondent aux mesures expérimentales, les traits pleins au modèle avec les paramètres présentés au Tableau 4.2, simulé sous Matlab.

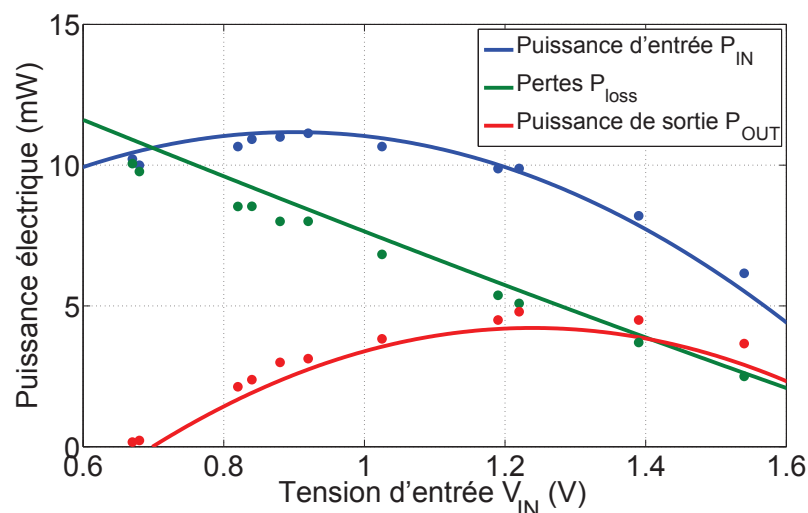


FIGURE 4.17 – Mesures et modélisation des pertes du convertisseur LTC3537 connecté à un générateur thermoélectrique

Le modèle étant très proche des mesures, cette expérimentation nous permet de valider la modélisation du convertisseur LTC3537.

Dans la suite, nous optimiserons le dimensionnement d'un générateur multisource où des convertisseurs DC-DC pourront être présents dans la chaîne de conversion d'énergie. Malheureusement, le convertisseur étudié n'a pas été paramétré en vue d'une optimisation de dimensionnement, il ne fera donc pas l'objet d'un redimensionnement, ses paramètres restant fixes. Nous sommes conscients que c'est une lacune mais il était difficile de traiter aussi cet aspect dans la durée normale d'une thèse de doctorat.

### 4.3 Modélisation de l'élément de stockage

L'élément de stockage considéré pour notre application est un accumulateur lithium-ion. Deux raisons essentielles sont à l'origine de ce choix. La première est que le potentiel standard  $E_0$  du couple  $\text{Li}^+/\text{Li}$  est le plus faible de tous les couples oxydo-réducteurs ( $E_0 = -3\text{ V}$ ) du fait que le lithium soit l'élément le plus réducteur de la classification périodique. Ainsi, lorsque le lithium est couplé avec un matériau d'électrode positive (dont le potentiel standard est positif), la différence de potentiel du générateur électrochimique pourra atteindre 3 ou 4 V. L'énergie spécifique est alors tout à fait remarquable.

La seconde raison est que le lithium a de très fortes énergies massique et volumique, ce qui est un atout considérable pour les applications portables.

La Figure 4.18 représente les performances de quelques accumulateurs électrochimiques, le choix de la technologie lithium par rapport aux autres est donc justifié en termes de tension à vide et d'énergie massique et volumique.

Tableau 2 – Comparaison des performances spécifiques de quelques accumulateurs commercialisés				
Accumulateur	Fem à vide $E_0$ (V)	Énergie spécifique théorique (Wh/kg)	Énergie spécifique pratique (Wh/kg)	Énergie volumique pratique (Wh/dm <sup>3</sup> )
Accumulateur au plomb (étanche) .....	2,1	173	35	80
Accumulateur nickel-cadmium .....	1,30	211	30-50	80
Accumulateur nickel-fer .....	1,41	268	40-60	60
Accumulateur nickel-hydrure métallique .....	1,32	216	65	200
Accumulateur lithium-ion .....	4,1	750	100-150	200-300

FIGURE 4.18 – Performances des accumulateurs électrochimiques [Robert04]

Dans la suite, toutes les expérimentations présentées ont été réalisées avec un accumulateur lithium-ion polymère de la société Ultralife Battery de capacité nominale  $C_{\text{Nom}} = 140\text{ mAh}$  qui nous servira de composant de référence. Notons que la différence avec les accumulateurs en lithium-ion est que le milieu dans lequel migrent les ions lithium, l'électrolyte, est différent. Il est remplacé par une matrice polymère solide dans laquelle est emprisonné le liquide conducteur qui permet de faire des accumulateurs de toutes formes géométriques, notamment minces [Robert05].

#### 4.3.1 Modélisation électrique d'un accumulateur lithium-ion

En première approximation, l'accumulateur lithium peut se modéliser électriquement, en convention récepteur, par une force électromotrice  $E_{\text{sto}}$  dépendante de son état de charge, noté SOC (State Of Charge), en série avec une résistance interne  $R_{\text{sto}}$  également dépendante de son état de charge [Pop08] (Figure 4.19).

La tension aux bornes de l'accumulateur peut donc s'exprimer de la manière suivante :

$$V_{\text{sto}} = E_{\text{sto}}(\text{SOC}) + R_{\text{sto}}(\text{SOC})I_{\text{sto}} \quad (4.9)$$

Ainsi, cette modélisation tient compte des pertes Joule au sein de l'accumulateur (modélisées par la résistance  $R_{\text{sto}}$ ) mais également des pertes chimiques définies par ce que l'on appelle le rendement

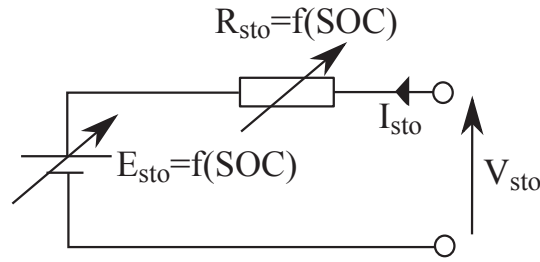


FIGURE 4.19 – Modèle électrique d'un accumulateur au lithium

coulombien ou faradique chez les électrochimistes. Ce rendement traduit la capacité de l'accumulateur à convertir une énergie électrique en énergie chimique pendant la charge, et inversement pendant la décharge. Il est généralement considéré proche de l'unité pour la technologie lithium-ion mais nous avons tout de même cherché à le quantifier.

On note  $C_{stoMax}$  la capacité maximale d'un accumulateur de capacité nominale  $C_{Nom}$ . Le rendement coulombien en charge et en décharge est défini de la manière suivante :

$$\eta_{Coul} = \frac{C_{sto}}{C_{stoMax}} = \frac{\int |I_{sto}| dt}{C_{stoMax}} \quad (4.10)$$

Le rendement coulombien, pour une charge, traduit le fait que le nombre d'électrons transférés dans l'accumulateur est supérieur au nombre d'électrons stockés. En décharge, il traduit le fait que le nombre d'électrons restitués par l'accumulateur est inférieur au nombre d'électrons initialement stockés. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet Peukert qui contribue à diminuer la capacité apparente de l'accumulateur  $C_{sto}$  en fonction du courant sollicité  $|I_{sto}|$  :

$$C_{sto} = \frac{C_{Nom}}{|I_{sto}|^k} \quad (4.11)$$

Le facteur  $k$  dans l'équation (4.11) est supérieur à 1 et dépend de la technologie de l'accumulateur électrochimique. Dès lors, une augmentation du courant de charge ou de décharge entraîne une diminution de la capacité de l'accumulateur  $C_{sto}$ , ce qui a pour effet une dégradation du rendement coulombien  $\eta_{Coul}$ .

Notons par ailleurs que ce modèle simplifié ne prend en compte ni l'influence de la température, ni les aspects dynamiques comme par exemple les phénomènes de relaxation intrinsèques aux accumulateurs électrochimiques.

L'objectif de cette modélisation est donc d'identifier expérimentalement, sur un accumulateur spécifique (c'est à dire un accumulateur de référence), les trois fonctions suivantes :

- Évolution de la tension à vide en fonction de l'état de charge  $E_{sto} = f(SOC)$ .
- Évolution du rendement coulombien en fonction du courant sollicité  $\eta_{Coul} = f(|I_{sto}|)$  en charge et en décharge (ou de la capacité de l'accumulateur  $C_{sto} = f(|I_{sto}|)$ ).
- Évolution de la résistance interne en fonction de l'état de charge  $R_{sto} = f(SOC)$  en charge et en décharge.

Puis, suite à la détermination de ces caractéristiques, nous normaliserons les paramètres du modèle par rapport à ceux d'un élément de référence dont la capacité nominale est celle de l'accumulateur utilisé pour les expérimentations. Dès lors, nous pourrions simuler le comportement énergétique de cette technologie d'accumulateurs lithium-ion sur une large plage de capacités énergétiques.

## 4.3.2 Caractérisation expérimentale en charge et en décharge

### 4.3.2.1 Système expérimental

Pour modéliser l'accumulateur lithium-ion, plusieurs essais en charge et en décharge à courant constant ont été nécessaires. Pour cela, à chaque essai, nous avons mesuré le courant constant  $I_{sto}$  de charge ou de décharge et la tension aux bornes de l'accumulateur  $V_{sto}$ , à l'aide du wattmètre de précision LMG-310 du fabricant Zimmer, connecté au logiciel Labview via une liaison GPIB. La précision du wattmètre pour les calibres en courant (10 mA et 30 mA) et en tension (10 V) était de 0.05 %.

Pour s'assurer que la charge de l'accumulateur se fait bien à courant constant, nous avons chargé ce dernier en utilisant une alimentation stabilisée limitée en courant. Lorsque la tension  $V_{sto}$  atteint la valeur de 4.2 V, nous considérons que la charge est terminée.

Pour la décharge à courant constant, nous avons mis en œuvre le montage décrit à la Figure 4.20. La valeur du courant de décharge dépend donc de la résistance  $R_e$  et la tension d'entrée  $V_{in}$ . Lorsque la tension  $V_{sto}$  atteint une valeur proche de 2.9 V, un circuit de protection interne à l'accumulateur stoppe la décharge.

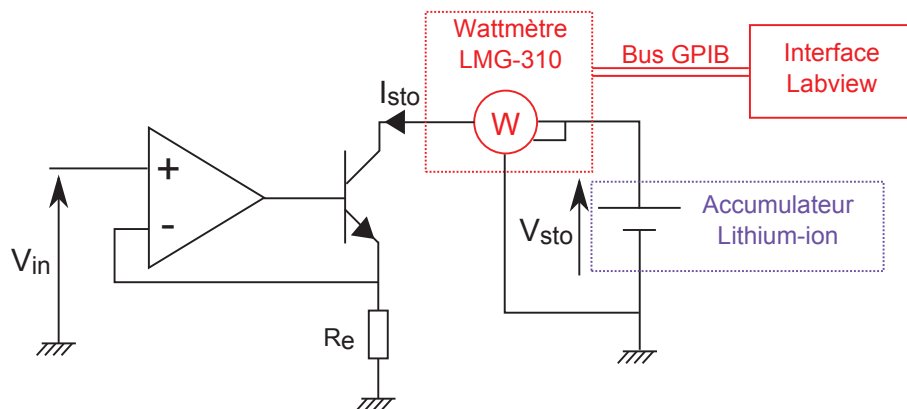


FIGURE 4.20 – Montage expérimental d'une décharge à courant constant

Enfin, notons que toutes les expérimentations ont été réalisées dans une salle où la température n'était pas régulée et variait entre 15 et 20°C.

### 4.3.2.2 Temps de relaxation

Comme dans tous les systèmes électrochimiques, nous devons prendre en compte, pour une bonne précision dans nos mesures, le phénomène de relaxation au sein de l'accumulateur. Le temps de relaxation correspond au temps qu'il faut à l'accumulateur pour revenir à un état d'équilibre électrochimique après une sollicitation de ce dernier. A la fin d'une charge ou d'une décharge, la chimie de l'accumulateur ne se stabilise pas instantanément, ceci étant lié à la diffusion des ions participant à la réaction électrochimique. Ce phénomène de nature exponentielle, pouvant être très lent, ne stoppe que lorsque la concentration des ions dans l'électrolyte est homogène.

Le temps de relaxation dépend de la chimie de l'accumulateur et légèrement du temps de sollicitation de ce dernier mais il est indépendant de la capacité nominale. Nous l'avons observé pour une charge de 4h à C/5 (Figure 4.21)

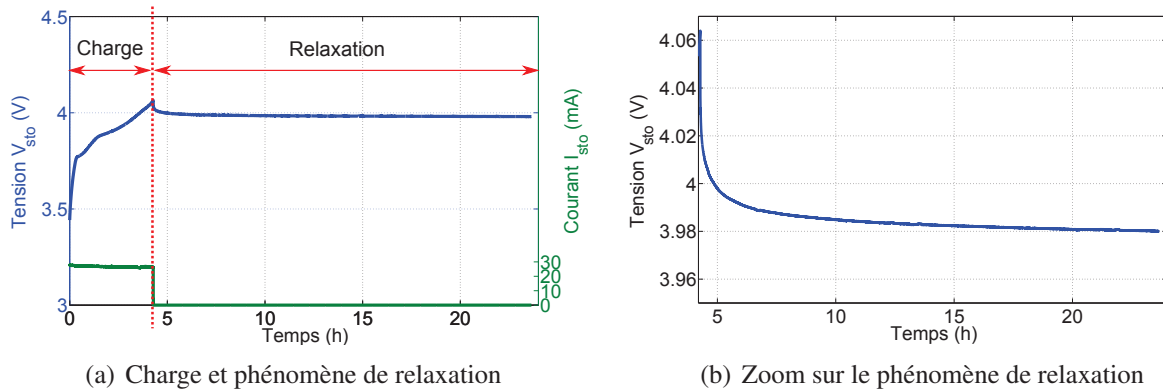


FIGURE 4.21 – Phénomène de relaxation après une charge de l'accumulateur à C/5 durant 4h

Sur la Figure 4.21, nous pouvons observer que le phénomène de relaxation dure une quinzaine d'heures environ. Ensuite un autre phénomène se produit, celui de l'autodécharge de l'accumulateur, principalement dû aux circuits électroniques de protection de l'élément de stockage. Ce second phénomène est moins contraignant pour nos mesures car les variations engendrées sont très faibles.

La prise en compte du phénomène de relaxation lors de nos expérimentations est donc essentielle pour la précision des mesures. Nous supposons dans nos modélisations que l'équilibre chimique est toujours atteint entre deux sollicitations.

#### 4.3.2.3 Relevé expérimental de la fem en fonction de l'état de charge

Cet essai a pour but de déterminer la variation de la tension à vide de l'accumulateur  $E_{sto}$  en fonction de son état de charge (SOC). L'accumulateur est initialement chargé ( $E_{sto} = 4.2\text{ V}$  et  $\text{SOC} = 100\%$ ), l'essai est réalisé en décharge à C/10, c'est-à-dire pour un courant de décharge  $|I_{sto}| = 14\text{ mA}$ . Le but est de décharger l'accumulateur par paliers et de mesurer la tension à ses bornes après un temps de relaxation de 24 h. Dès lors, nous avons déchargé tous les jours l'accumulateur de 5% de son état de charge, et cela pendant 20 jours. Le résultat de cet essai est donnée à la Figure 4.22.

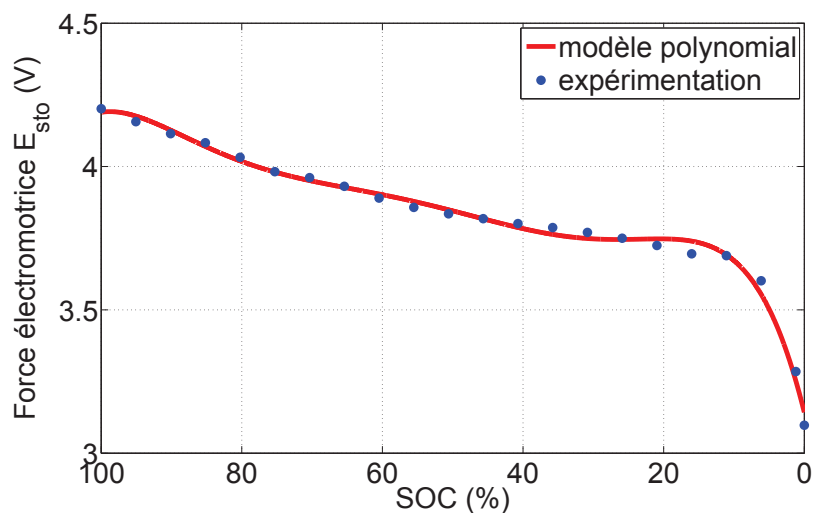


FIGURE 4.22 – Relevé expérimental de la fem  $E_{sto}$  en fonction de l'état de charge SOC

Nous pouvons observer que la tension à vide  $E_{sto}$  ne varie pas linéairement avec l'état de charge.



Cependant, il est tout de même possible de modéliser la variation de  $E_{sto}$  en fonction de l'état de charge par une fonction polynomiale empirique d'ordre 6 (en rouge sur la Figure 4.22) :

$$E_{sto} = \sum_{n=1}^6 K_{Esto_n} SOC^{(n)} \quad (4.12)$$

Le Tableau 4.3 présente les valeurs des coefficients de la fonction polynomiale de l'équation (4.12).

Paramètres	Valeurs
$K_{Esto0}$ (V)	3.14
$K_{Esto1}$ (V)	0.10
$K_{Esto2}$ (V)	$-6.2 \cdot 10^{-3}$
$K_{Esto3}$ (V)	$1.9 \cdot 10^{-4}$
$K_{Esto4}$ (V)	$-2.9 \cdot 10^{-6}$
$K_{Esto5}$ (V)	$2.2 \cdot 10^{-8}$
$K_{Esto6}$ (V)	$-6.6 \cdot 10^{-11}$

TABLEAU 4.3 – Paramètres de modélisation (empirique) de la tension à vide de l'accumulateur

#### 4.3.2.4 Quantification du rendement coulombien

Ce paragraphe est consacré à l'analyse de plusieurs essais en charge et en décharge à différents courants constants afin d'en déduire l'évolution du rendement coulombien  $\eta_{Coul}$  en fonction du courant  $|I_{sto}|$ . Le phénomène de relaxation n'est pas pris en compte ici.

Nous avons mené plusieurs essais en charge et en décharge pour des courants constants allant de C/2 ( $I_{sto} = 7 \text{ mA}$ ) à C/7 ( $I_{sto} = 20 \text{ mA}$ ). La Figure 4.23 représente l'évolution de la tension  $V_{sto}$  en fonction du temps pour l'ensemble des essais menés en charge comme en décharge.

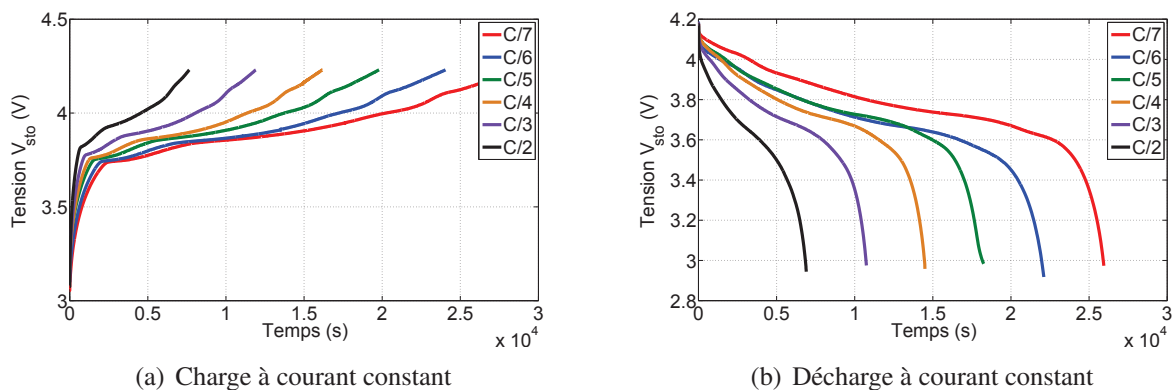
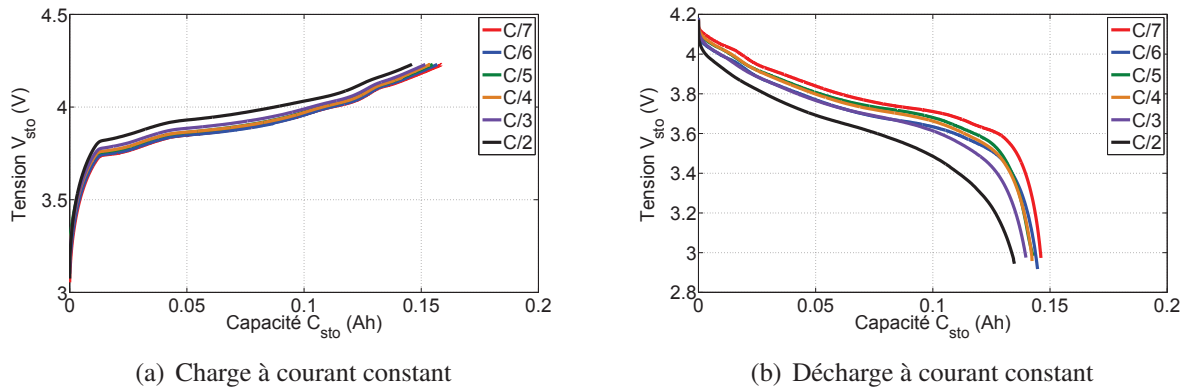


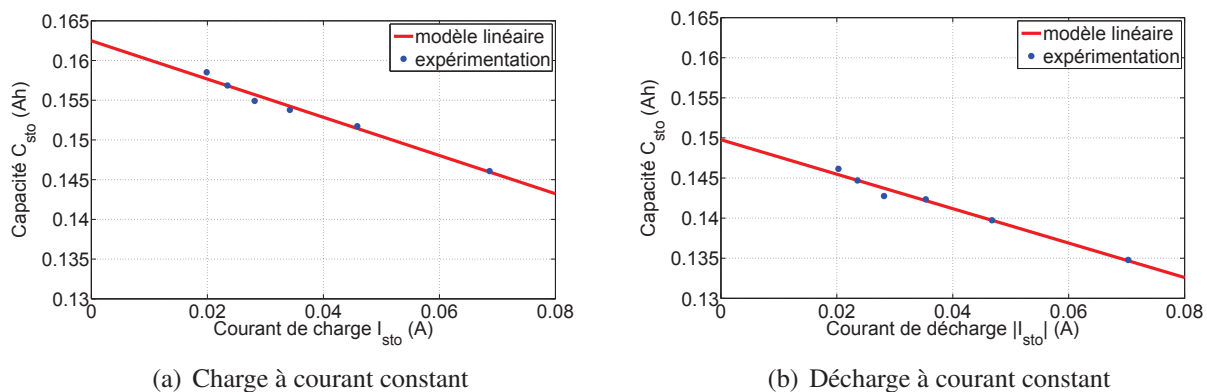
FIGURE 4.23 – Relevés expérimentaux de la tension en fonction du temps en charge et en décharge à courant constant

La Figure 4.24 représente l'évolution de la tension  $V_{sto}$  en fonction de la valeur de la capacité  $C_{sto}$  de l'accumulateur. Le calcul de la capacité  $C_{sto}$ , c'est-à-dire de la charge stockée lors d'une charge ou de la charge restituée lors d'une décharge, est simple : il suffit d'intégrer par rapport au temps le courant  $I_{sto}$  mesuré par le wattmètre.



**FIGURE 4.24** – Évolution de la tension en fonction de la capacité en charge et en décharge à courant constant

Suite à ces essais, nous pouvons d’ores et déjà quantifier le rendement coulombien. Sur la plage de variation considérée du courant  $I_{sto}$  (de 20 à 70 mA), nous avons tracé l’évolution de la capacité  $C_{sto}$  en fonction du courant de charge ou de décharge (Figure 4.25).



**FIGURE 4.25** – Évolution de la capacité  $C_{sto}$  en fonction du courant de charge ou de décharge

Comme nous l’avons analysé au paragraphe 4.3.1, le phénomène se produisant ici, bien qu’il ne soit pas vraiment expliqué, ressemble à l’effet Peukert qui lui-même semble recouvrir de phénomènes divers, notamment en fonction des technologies électrochimiques. Quoiqu’il en soit, nous pouvons ainsi remarquer une diminution linéaire de la capacité de l’accumulateur  $C_{sto}$  lorsque le courant augmente.

Notons par ailleurs que dans ces conditions expérimentales, nous obtenons une capacité maximale d’environ 158 mAh en charge et de 146 mAh en décharge, bien que la capacité nominale de l’accumulateur soit spécifiée à 140 mAh.

Que ce soit en charge ou en décharge, nous avons modélisé l’évolution de la capacité par une droite affine de coefficient directeur négatif telle que :

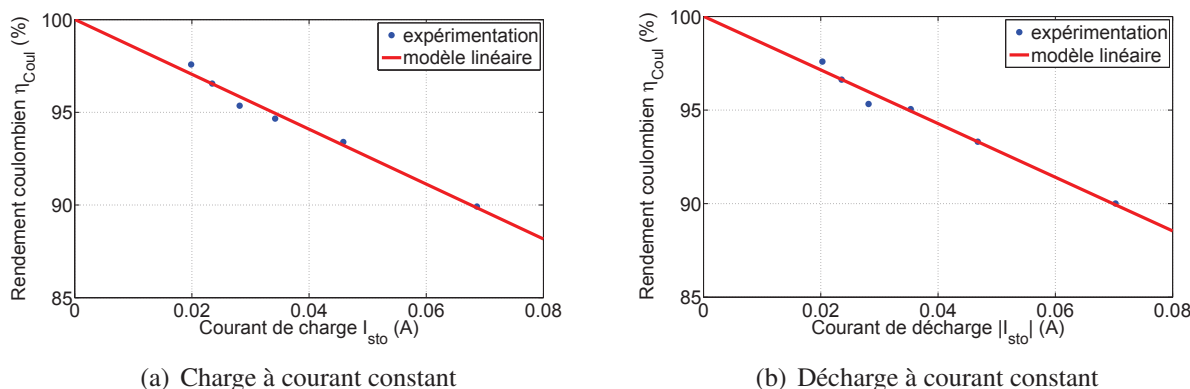
$$C_{sto} = K_{Csto0} - K_{Csto1} |I_{sto}| \quad (4.13)$$

Les valeurs obtenues pour les différents paramètres des modèles, en charge et en décharge, sont rappelées dans le Tableau 4.4.

Paramètres	Valeurs (en charge)	Valeurs (en décharge)
$K_{Csto0}$ (Ah)	0.162	0.150
$K_{Csto1}$ (h)	0.241	0.215

**TABLEAU 4.4** – Paramètres de modélisation de la capacité de l’accumulateur en charge et en décharge

Pour déterminer le rendement coulombien, nous avons ensuite considéré que la capacité maximale  $C_{stoMax}$  était atteinte pour un courant de sollicitation de C/1400 soit  $|I_{sto}| = 0.1$  mA (en charge  $C_{stoMax} = 162$  mAh et en décharge  $C_{stoMax} = 150$  mAh). Pour ce courant, nous considérons un rendement coulombien de 100 %, c’est-à-dire que toute l’énergie électrique, pour ce courant de sollicitation, est convertie en énergie chimique, et vice versa. Nous pouvons alors tracer l’évolution du rendement coulombien (voir équation (4.10)) en fonction du courant sollicité (Figure 4.26).



**FIGURE 4.26** – Évolution du rendement coulombien  $\eta_{Coul}$  en fonction du courant de charge ou de décharge

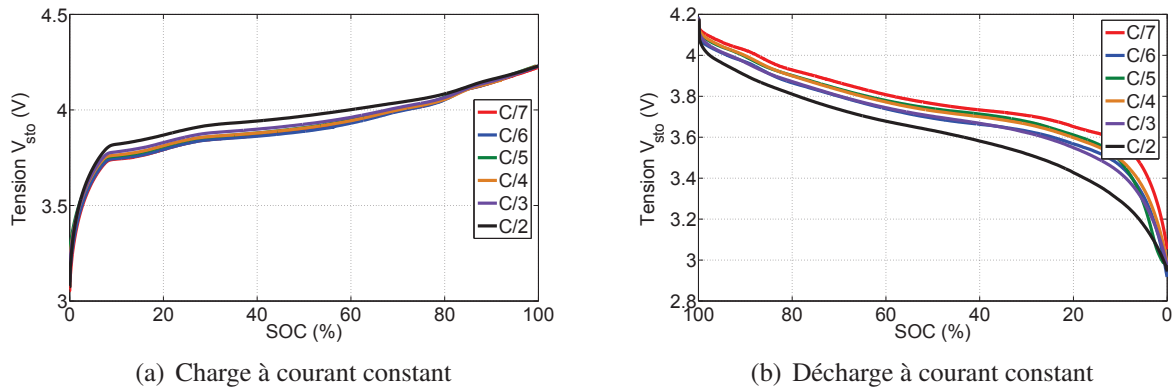
#### 4.3.2.5 Détermination de la résistance interne

Afin de déterminer l’évolution de la résistance interne  $R_{sto}$  de l’accumulateur en fonction de l’état de charge et de la valeur du courant de charge ou de décharge, il nous faut connaître la chute de tension à ses bornes. Pour cela, les essais menés en charge et en décharge peuvent nous renseigner sur l’évolution de la tension aux bornes de l’accumulateur  $V_{sto}$  en fonction de l’état de charge. En effet, en convention récepteur (en charge  $I_{sto} > 0$ ), l’état de charge à l’instant  $t(i)$  s’exprime par rapport à l’état de charge à l’instant précédent  $t(i-1) = t(i) - \Delta t$  tel que :

$$SOC(i) = SOC(i-1) + \frac{I_{sto}\Delta t}{\eta_{Coul}C_{stoMax}} = SOC(i-1) + \frac{I_{sto}\Delta t}{C_{sto}(I_{sto})} \quad (4.14)$$

Pour une charge de l’accumulateur, l’état de charge initial  $SOC(t=0)$  est nul alors que pour une décharge,  $SOC(t=0)$  est égal à 100%. La Figure 4.27 montre l’évolution de la tension  $V_{sto}$  de l’accumulateur en fonction l’état de charge SOC, en charge et en décharge, pour différents courants.

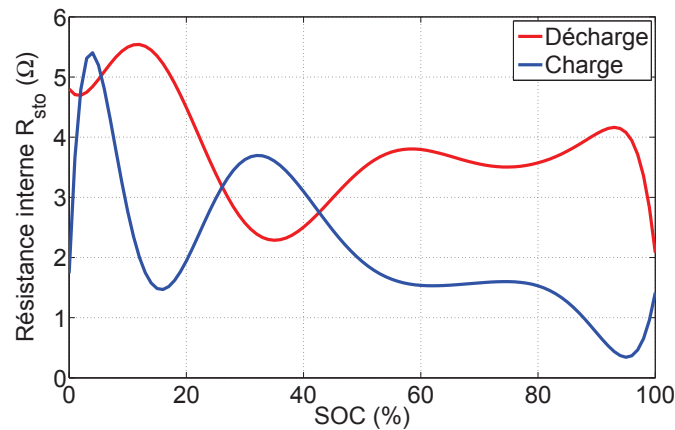
Les courbes de la Figure 4.27, associées à celle de la Figure 4.22 (évolution de la tension à vide en fonction de l’état de charge), nous permettent de déterminer, pour chaque courant sollicité, la chute de tension au niveau de la résistance  $R_{sto}$ . Ainsi, en divisant cette chute de tension par la valeur du



**FIGURE 4.27** – Évolution de la tension  $V_{sto}$  en fonction de l'état de charge SOC

courant sollicité à chaque essai, nous pouvons déterminer l'évolution de la résistance interne de l'accumulateur en fonction de l'état de charge. Nous avons moyenné les différentes valeurs de résistance obtenues à partir des essais effectués en charge et en décharge. La résistance moyenne est modélisée par un polynôme empirique de degré 10 (Figure 4.28) tel que :

$$R_{sto} = \sum_{n=1}^{10} K_{Rsto_n} SOC^{(n)} \quad (4.15)$$



**FIGURE 4.28** – Évolution de la résistance  $R_{sto}$  en fonction de l'état de charge SOC, en charge et en décharge (modèle identifié)

Notons que ces ondulations, étonnantes au premier abord, sont liées à la complexité chimique des matériaux composant l'accumulateur et à des changements de phase associés ; ils ont d'ailleurs été observés dans des accumulateurs lithium-ion de forte puissance d'une toute autre technologie (type LNO) [Thiaux10]. Les paramètres des modèles polynomiaux empiriques pour la résistance en charge et en décharge sont données dans le Tableau 4.5.

Paramètres	Valeurs (en charge)	Valeurs (en décharge)
$K_{Rsto0}(\Omega)$	1.74	4.8
$K_{Rsto1}(\Omega)$	2.41	-0.14
$K_{Rsto2}(\Omega)$	-0.53	$52.5 \cdot 10^{-3}$
$K_{Rsto3}(\Omega)$	$45.4 \cdot 10^{-3}$	$-3.9 \cdot 10^{-3}$
$K_{Rsto4}(\Omega)$	$-2.1 \cdot 10^{-3}$	$5.4 \cdot 10^{-5}$
$K_{Rsto5}(\Omega)$	$5.6 \cdot 10^{-5}$	$3.6 \cdot 10^{-6}$
$K_{Rsto6}(\Omega)$	$-9.5 \cdot 10^{-7}$	$-1.7 \cdot 10^{-7}$
$K_{Rsto7}(\Omega)$	$1.0 \cdot 10^{-8}$	$3.2 \cdot 10^{-9}$
$K_{Rsto8}(\Omega)$	$-6.8 \cdot 10^{-11}$	$-3.2 \cdot 10^{-11}$
$K_{Rsto9}(\Omega)$	$2.5 \cdot 10^{-13}$	$1.7 \cdot 10^{-13}$
$K_{Rsto10}(\Omega)$	$-4.0 \cdot 10^{-16}$	$-3.6 \cdot 10^{-16}$

**TABLEAU 4.5** – Paramètres de modélisation (empirique) de la résistance de l'accumulateur en charge et en décharge

### 4.3.3 Normalisation du modèle

Le modèle décrit au paragraphe précédent est valide pour un accumulateur de référence de capacité nominale  $C_{ref} = 140\text{mAh}$ . Cependant, dans le but de simuler le comportement énergétique d'accumulateurs lithium-ion dans une large plage de capacité, nous avons normalisé ce modèle. De plus, plusieurs éléments lithium peuvent être mis en série afin d'augmenter la tension de bus continu. Nous noterons alors  $n_{elt}$  le nombre d'éléments en série. Le modèle devient alors, pour un accumulateur de capacité nominale  $C_{Nom}$  :

– **Évolution de la tension à vide  $E_{sto}$  :**

$$E_{sto} = n_{elt} \left[ \sum_{n=1}^6 K_{Eston} SOC^{(n)} \right] \quad (4.16)$$

– **Évolution de la capacité  $C_{sto}$  :**

$$C_{sto} = K_{Csto0} \frac{C_{Nom}}{C_{ref}} - K_{Csto1} \frac{C_{ref}}{C_{Nom}} |I_{sto}| \quad (4.17)$$

– **Évolution de la résistance interne  $R_{sto}$  :**

$$R_{sto} = n_{elt} \frac{C_{ref}}{C_{Nom}} \left[ \sum_{n=1}^{10} K_{Rston} SOC^{(n)} \right] \quad (4.18)$$

Dans l'optimisation du dimensionnement du générateur multisource, puisque nous ne considérons qu'une seule technologie de stockage, l'unique paramètre de dimensionnement de l'accumulateur lithium-ion est sa capacité nominale  $C_{Nom}$  (Figure 4.29) ; tous les autres paramètres en découlent alors.

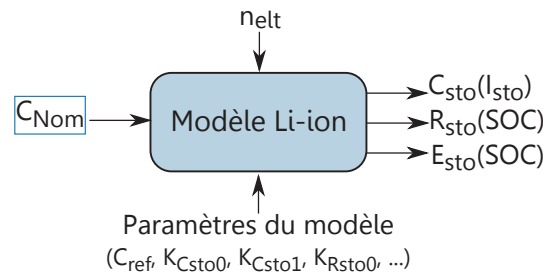


FIGURE 4.29 – Entrées, sorties et paramètres du modèle de l’accumulateur lithium-ion

## 4.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre des modélisations complémentaires, utiles pour l’optimisation du dimensionnement d’un générateur multisource. Il s’agissait des modélisations d’un générateur photovoltaïque en silicium amorphe, d’un hacheur élévateur faible puissance et d’un accumulateur lithium-ion.

Désormais, le modèle de dimensionnement du générateur photovoltaïque nous permet de connaître, pour une surface de captation donnée, les caractéristiques de fonctionnement du générateur en fonction de l’éclairement. Ainsi, suivant les profils d’exposition lumineuse du générateur mais également selon la tension appliquée à ses bornes, nous pouvons déduire de notre modèle l’évolution de la puissance produite au cours du temps en couplant le modèle du générateur PV à celui de l’accumulateur et à la consommation d’énergie des circuits alimentés par le dispositif.

Un modèle de hacheur élévateur de faible puissance a été élaboré à partir d’un convertisseur du commerce ayant la particularité d’être constitué de deux transistors MOS à double grille, ce qui permet d’étendre la plage de rendement maximum. Pour cette modélisation, nous avons pris en compte les pertes par conduction (MOS + inductance), ainsi que les pertes par commutation et dans la commande de grille des MOS. Malheureusement, par manque de temps, nous n’avons pas pu paramétrer ce modèle, nous ne pourrions donc pas agir sur le dimensionnement du hacheur élévateur lors des optimisations présentées au chapitre suivant.

Enfin, pour la modélisation de l’accumulateur lithium-ion, nous avons considéré qu’il se comportait comme une force électromotrice, dépendante de son l’état de charge, associée à une résistance interne, elle même dépendante de l’état de charge. De plus, nous avons considéré un rendement coulombien (non unitaire) de l’accumulateur. Ainsi, à partir de relevés expérimentaux en charge et en décharge à courant constant réalisés sur un accumulateur spécifique (de référence), nous avons pu modéliser, pour une large plage de capacité nominale, la tension à vide et la résistance interne en fonction de l’état de charge, ainsi que le rendement coulombien en fonction du courant.

# Chapitre 5

## Optimisation du dimensionnement global et gestion d'énergie

Dans ce dernier chapitre, nous nous intéressons à l'élaboration d'une méthodologie globale d'optimisation du dimensionnement d'un générateur, éventuellement multisource, récupérant l'énergie dans l'environnement humain.

Après l'introduction de l'outil d'optimisation, la première section concerne le dimensionnement en volume, sur un seul point de fonctionnement, d'un générateur monosource thermoélectrique, intégrant un possible dissipateur thermique, et étant connecté à un hacheur élévateur. Nous montrons en particulier que le fonctionnement et le dimensionnement optimal d'un tel générateur diffère selon la prise en compte ou non des pertes du convertisseur. La seconde section présente l'optimisation du dimensionnement d'un générateur multisource (thermique et photovoltaïque) sur un cycle de fonctionnement donné. Outre le fait que nous abordons le problème de l'insertion de convertisseurs DC-DC dans la chaîne de conversion d'énergie, cette section traite de la formalisation du problème de l'hybridation des ressources. Enfin, dans la dernière section, nous appliquerons les outils et méthodologies développés à un cas précis de capteur communicant sans fil. Cette partie nous permet principalement de mettre en évidence l'impact d'une gestion intelligente des profils de consommations du capteur sur le dimensionnement global du système, mais cette fois avec une seule source.

### 5.1 Le problème d'optimisation

Comme déjà souligné, la finalité de ces travaux de thèse est d'optimiser, sur un cycle de fonctionnement donné, le dimensionnement d'un générateur multisource en considérant toute sa chaîne de conversion, de sa production (thermique, photovoltaïque et/ou micro-cinétique) jusqu'à sa consommation.

D'une façon générale, résoudre un problème d'optimisation revient à rechercher un vecteur de variables ou paramètres minimisant une ou plusieurs fonctions objectives. L'ensemble des solutions possibles forme un espace de recherche qui peut être limité par un ensemble de contraintes. Les itérations successives doivent permettre de passer d'une solution de mauvaise qualité à la solution optimale qui peut être un ensemble de solutions en situation multi-objectif. L'algorithme d'optimisation s'arrête après avoir atteint un nombre d'itérations fixé au départ. Nous considérerons ici des problèmes d'optimisation bi-objectif, c'est-à-dire que l'on cherchera à optimiser deux objectifs contradictoires.



L'ensemble des meilleures solutions répondant au cahier des charges demandé est alors représenté dans le plan des objectifs et réparti sur un front de Pareto. Les solutions sur le front sont des solutions non dominées, solutions où au moins un des critères est meilleur que celui des autres solutions (dites dominées). L'intérêt de l'optimisation bi-objectif est de s'affranchir de l'agrégation des deux objectifs en vue de choisir un unique optimum, cette agrégation étant d'autant plus difficile que les objectifs n'ont pas la même unité physique. Avec cette approche, l'ensemble des compromis est ainsi disponible de façon à choisir la ou les solutions intéressantes.

Les modèles génériques de dimensionnement établis aux chapitres précédents, sur la base de technologies déjà existantes, vont nous permettre d'effectuer ces optimisations, les ressources étant fixées et paramétrables à chaque nouvelle optimisation. Les variables d'optimisation peuvent être regroupées en 3 familles :

- **Action sur le dimensionnement du générateur** : l'algorithme d'optimisation mis en œuvre nous retournera pour chaque solution les paramètres de dimensionnement du système global (caractéristiques des générateurs et de l'élément de stockage).
- **Action sur l'architecture du générateur** : les résultats des optimisations nous permettront de répondre à la question de l'intérêt d'insérer des convertisseurs DC-DC dans les chaînes de conversion.
- **Action sur le profil de consommation de la charge** : moyennant la définition de degrés de liberté de gestion de la consommation de la charge, nous serons à même d'étudier l'impact de la consommation sur le dimensionnement du système.

La Figure 5.1 représente un synoptique du problème d'optimisation du système de génération d'énergie multisource exposé précédemment ; les rectangles bleus correspondent aux modèles des différents composants du générateur multisource incluant leurs propres paramètres de dimensionnement qui constituent les variables d'optimisation.

## 5.2 L'outil d'optimisation

Pour effectuer ces optimisations (bloc optimiseur sur la Figure 5.1), nous avons utilisé un algorithme d'optimisation bi-objectif multivariable basé sur un algorithme par essais particuliers et sur la dominance au sens de Pareto [Reyes-Sierra06]. Cet algorithme, dénommé MOPSO (Multi Objective Particle Swarm Optimization), a été implémenté sous Matlab dans notre équipe par Judicaël Aubry [Aubry11].

L'optimisation par essais particuliers est une métaheuristique d'optimisation, et s'inspire, comme la majorité des métaheuristicques, de systèmes naturels. Les algorithmes par essais particuliers traduisent d'une manière simple, le comportement d'un groupe d'abeilles. Chaque groupe d'abeilles, ou chaque essaim, est composé de plusieurs particules qui se déplacent, à chaque itération, dans l'espace de recherche. Le déplacement d'une particule est fonction de trois composantes :

- *sa vitesse* : la vitesse d'une particule est définie par sa direction et par l'amplitude de son changement de position entre deux itérations.
- *sa meilleure position* : chaque particule est équipée d'une mémoire personnelle dans laquelle sa meilleure position rencontrée est conservée.

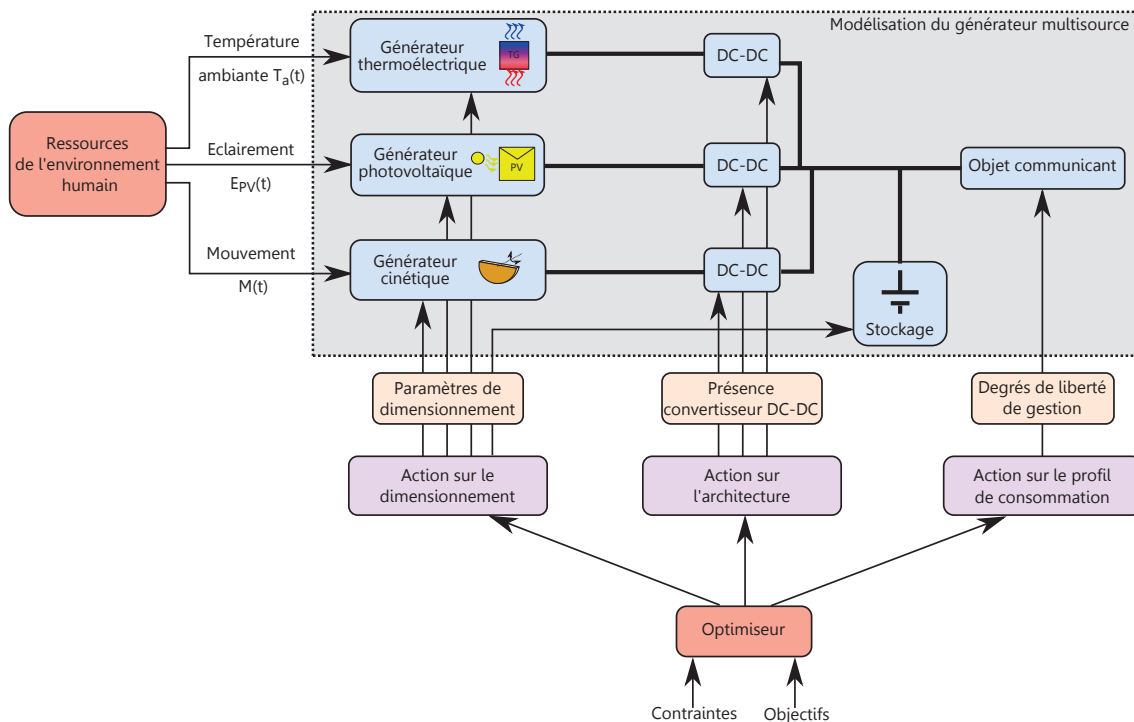


FIGURE 5.1 – du problème d'optimisation du dimensionnement et de la gestion d'énergie du système de génération multisource

– *la meilleure position obtenue dans son voisinage* : chaque particule partage un savoir commun avec ses plus proches voisins leur permettant ainsi de mieux s'orienter.

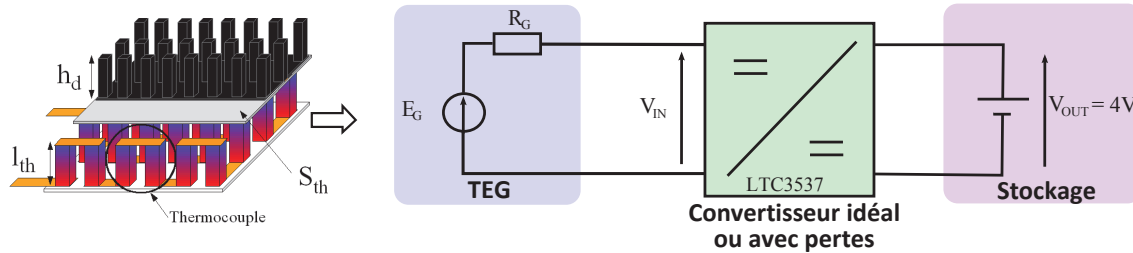
Plusieurs coefficients de réglage (inertie, facteur d'apprentissage...) peuvent ensuite être rectifiés et, lorsqu'ils sont bien choisis, la dernière itération représente l'ensemble des optimums de l'optimisation. Signalons que le critère d'arrêt est simplement le nombre maximal d'itérations autorisé.

## 5.3 Optimisation d'un TEG connecté à un hacheur débitant sur une source de tension

Dans cette section, nous étudions l'optimisation du dimensionnement d'un générateur mono-source thermoélectrique (TEG), associé à un éventuel dissipateur thermique, connecté à un convertisseur DC-DC débitant sur une source de tension fixe [Lossec11b]. Les optimisations se feront donc sur un point de fonctionnement donné. Nous retrouverons les résultats du chapitre 3 montrant que, dans le cas où nous négligeons les pertes dans le convertisseur, la puissance récupérable est maximale lorsque l'impédance du TEG est adaptée thermiquement et électriquement. En revanche, si les pertes du convertisseur sont prises en compte, nous observons une désadaptation thermique et électrique d'impédance lors de la maximisation de la puissance.

### 5.3.1 Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation

Nous considérons le système à optimiser décrit à la Figure 5.2. Il s'agit d'un TEG connecté à un hacheur élévateur lui-même relié à une source de tension fixe  $V_{OUT} = 4V$ , représentant par exemple un élément de stockage type accumulateur lithium-ion dont on néglige ici les variations de tension.



**FIGURE 5.2** – TEG connecté à un hacheur débitant sur une source de tension : système à optimiser et paramètres de dimensionnement (à gauche)

Le TEG à dimensionner pourra être associé ou non à un dissipateur thermique à ailettes et le convertisseur DC-DC sera dans un premier temps considéré comme idéal, c'est à dire qu'il permet d'élever la tension et d'adapter idéalement le TEG sans prise en compte des pertes (rendement unitaire). Puis, dans un deuxième temps, nous prendrons en compte ses pertes. Ces optimisations feront donc appel aux modèles énergétiques développés aux chapitres 3 (TEG et dissipateur) et 4 (convertisseur DC-DC).

Le premier objectif d'optimisation est la maximisation de la puissance électrique récupérée en sortie du convertisseur DC-DC. Dans le cas où le convertisseur est idéal, cela revient finalement à maximiser la puissance électrique en sortie du TEG. Le second objectif d'optimisation est la minimisation du volume du TEG incluant son dissipateur si ce dernier est présent. A l'origine, nous pensions minimiser la surface de captation du TEG mais, comme nous l'avons vu au paragraphe 3.4.1 du chapitre 3, les longueurs de jambe du TEG et hauteurs du dissipateur pour lesquelles la puissance électrique est maximale deviennent élevées relativement aux autres dimensions. Dès lors, minimiser le volume du TEG permet de minimiser l'encombrement du générateur et, en l'absence de dissipateur, de minimiser la quantité de matériau thermoélectrique (coûteux). Notons que ces deux critères sont bien contradictoires et qu'il est tout à fait possible de les adapter pour considérer le coût, la masse ou tout autre critère pertinent dans une application donnée.

Les paramètres d'optimisation sont ici la surface de captation  $S_{th}$  du TEG, sa longueur de jambe  $l_{th}$  et la hauteur du dissipateur  $h_d$  si présence de ce dernier (voir Figure 5.2). Notons que nous avons choisi de faire varier la longueur de jambe, ce qui revient (voir paragraphe 3.4.1.2 du chapitre 3) sensiblement à empiler des modules (à l'épaisseur des plaques de céramique du module près). Ces paramètres géométriques d'optimisation ont été contraints à évoluer dans un domaine restreint (adaptable en pratique à toute situation particulière), défini au Tableau 5.1.

Paramètres	Valeurs min	Valeurs max
$S_{th}$ (cm <sup>2</sup> )	0	100
$l_{th}$ (cm)	0	10
$h_d$ (cm)	0	10

**TABLEAU 5.1** – Domaines de variations des paramètres géométriques d'optimisation du TEG

Le volume du TEG, avec ou sans dissipateur, est un objectif à minimiser, il s'exprime alors, en

fonction des paramètres d'optimisation, de la façon suivante :

$$\begin{aligned} V_{th} &= S_{th}l_{th} \text{ sans dissipateur} \\ &= S_{th}(l_{th} + h_d) \text{ avec dissipateur} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Les caractéristiques constantes considérées dans cette étude sont celles définies aux chapitres 3 et 4, et rappelées au Tableau 5.2.

	Caractéristiques	Valeurs
Caractéristiques du TEG	Coefficient de Seebeck $\alpha_0$	$267 \mu\text{V.K}^{-1}$
	Conductivité thermique $\lambda$	$0.77 \text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$
	Résistivité électrique $\rho$	$20 \mu\text{W.m}$
	Coefficient de remplissage $k_f$	0.6
	Densité de thermocouples	15 par $\text{cm}^2$
Caractéristiques de l'environnement	Température du corps humain $T_b$	$37^\circ\text{C}$
	Température de l'ambiance $T_a$	$22^\circ\text{C}$
	Coefficient d'échange thermique $h_B$	$25 \text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$
	Coefficient d'échange thermique $h_A$	$13 \text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$
Caractéristiques du hacheur	Fréquence de découpage $f$	2.2 MHz
	Temps de commutation $t_{\text{SWeq}}$	70 ns
	Charge de grille des MOS $Q_{\text{Geq}}$	0.2 nC
	Résistance du MOS canal N $r_{\text{nmos}}$	$0.35 \Omega$
	Résistance du MOS canal P $r_{\text{pmos}}$	$0.5 \Omega$

TABLEAU 5.2 – Valeurs des caractéristiques constantes dans les optimisations

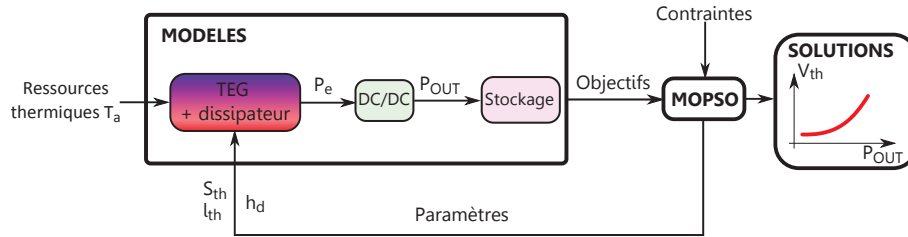
Bien que le fait d'intégrer une plus grande densité de thermocouples permet d'obtenir, à même surface, des tensions à vide du TEG plus élevées et mieux adaptées aux tensions d'entrée des convertisseurs, par manque de données suffisamment génériques sur les effets de la densité de thermocouples, nous avons considéré cette dernière constante (égale à celle du module Ferrotec TM-450-0.8-3.0 utilisé pour établir notre modèle de dimensionnement, soit 15 thermocouples par  $\text{cm}^2$ ), c'est à dire que le nombre  $N_{th}$  de thermocouples reste proportionnel à la surface  $S_{th}$ .

Enfin, dans le cas où le convertisseur est avec pertes, nous avons défini une contrainte d'optimisation imposant au TEG de générer une tension suffisante correspondant à la tension minimale de fonctionnement du convertisseur, soit 0.7 V pour le LTC3537.

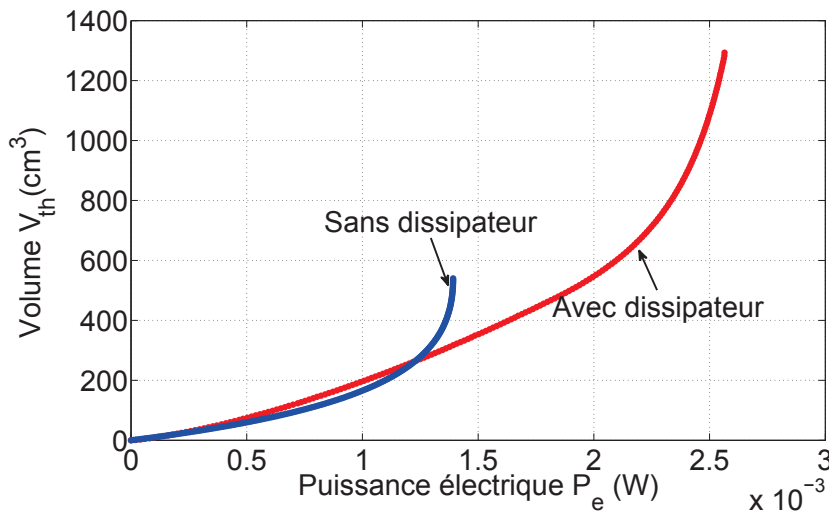
Pour chaque particule (i.e. valeur du triplet  $S_{th}$ ,  $l_{th}$ ,  $h_d$ ) simulée, les deux objectifs d'optimisation évoqués ci-dessus sont évalués. A l'issue de la dernière itération de l'optimisation bi-objectif, les solutions sont représentées sous la forme d'un front de Pareto. La Figure 5.3 représente l'implémentation de l'algorithme d'optimisation.

### 5.3.2 Cas où le convertisseur est idéal

Le convertisseur DC-DC est ici considéré sans pertes. Deux optimisations ont été menées, les résultats sont donnés à la Figure 5.4. Les points rouges correspondent à l'optimisation du TEG avec un dissipateur, et les points bleus à l'optimisation du TEG sans dissipateur.



**FIGURE 5.3** – Implémentation de l'algorithme d'optimisation pour le générateur thermoélectrique



**FIGURE 5.4** – Résultats d'optimisations avec un convertisseur DC-DC sans pertes

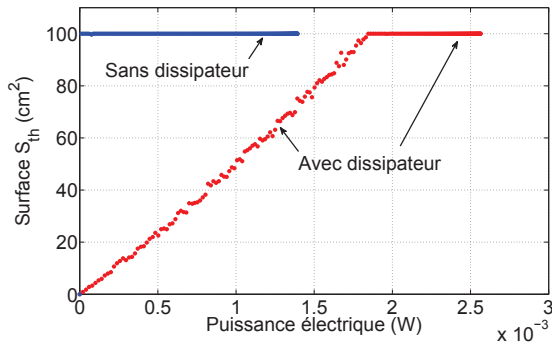
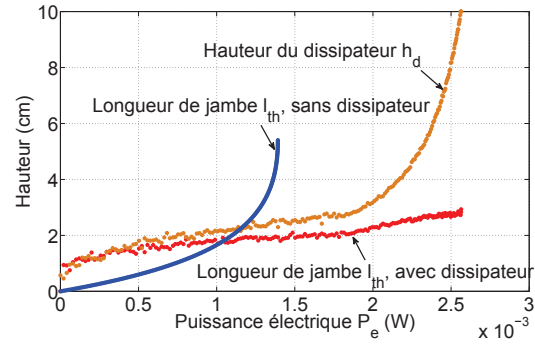
Nous pouvons tout d'abord remarquer que les deux fronts de Pareto obtenus se croisent au point de coordonnées  $V_{th} = 270 \text{ cm}^3$  et  $P_e = 1.23 \text{ mW}$ . En dessous du point de croisement, les deux fronts sont quasiment confondus, l'utilisation d'un dissipateur n'apporte alors que peu d'amélioration en volume mais il permet d'économiser du matériau thermoélectrique. Au-delà, l'ajout d'un dissipateur permet, à même volume, de récupérer plus de puissance.

Pour mieux interpréter ces résultats, nous avons étudié les évolutions des paramètres d'optimisation, soit la surface  $S_{th}$  (Figure 5.5 (a)), la longueur de jambe  $l_{th}$  et la hauteur du dissipateur  $h_d$  (Figure 5.5 (b)).

Pour ces optimisations, le convertisseur étant idéal, maximiser la puissance en sortie du système revient à maximiser la puissance en sortie du TEG donc à réaliser une adaptation parfaite d'impédance électrique. Dans ce cas, rappelons-le, d'après le paragraphe 3.4.1 du chapitre 3, la puissance électrique s'exprime de la manière suivante :

$$P_e = \frac{k_c k_f \alpha_0^2 \Delta T_0^2}{4\rho} \frac{S_{th} l_{th}}{(l_{th} + k_{emv})^2} \quad (5.2)$$

où  $k_c$  est un coefficient dépendant du point de fonctionnement du TEG, égal à 1/4 dans le cas de l'adaptation électrique d'impédance.

(a) Évolution de la surface de captation  $S_{th}$ (b) Évolution de la longueur de jambe  $l_{th}$  et de la hauteur  $h_d$ 

**FIGURE 5.5** – Évolution des paramètres d'optimisation en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur sans pertes

Par ailleurs :

$$\begin{aligned}
 k_{env} &= \lambda k_f \left( \frac{1}{h_B} + \frac{1}{h_A} \right) = \frac{\lambda k_f}{h_{eq}} \text{ sans dissipateur} \\
 k_{env} &= \lambda k_f \left( \frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right) \right) \text{ avec dissipateur}
 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Pour l'optimisation du dimensionnement du TEG sans dissipateur, nous constatons que la surface  $S_{th}$  choisie par l'algorithme d'optimisation est toujours la valeur maximale autorisée (contrainte liée à l'application, la valeur choisie est ici arbitraire), soit ici  $100 \text{ cm}^2$  (en bleu sur la Figure 5.5 (a)). En effet, d'après les équations (5.2) et (5.3), la puissance électrique est proportionnelle à  $S_{th}$ . Ainsi, à surface donnée, pour augmenter la puissance récupérable, il suffit alors d'augmenter la longueur de jambe  $l_{th}$  jusqu'à sa valeur optimale ( $l_{thopt} = k_{env}$ ). L'évolution de  $l_{th}$  en bleu sur la Figure 5.5 (b) correspond finalement à la partie croissante de la caractéristique  $P_{eM}$  vs  $l_{th}$  (voir la courbe en bleu et pointillés de la Figure 3.24 du chapitre 3). Dès que le maximum de puissance est atteint, l'augmentation de  $l_{th}$ , donc du volume  $V_{th}$ , n'est alors plus avantageuse. Ainsi, pour une puissance électrique souhaitée et des conditions d'échanges thermiques fixées, il est préférable de réaliser des TEG de grande surface (dans la limite des contraintes) et de faible épaisseur.

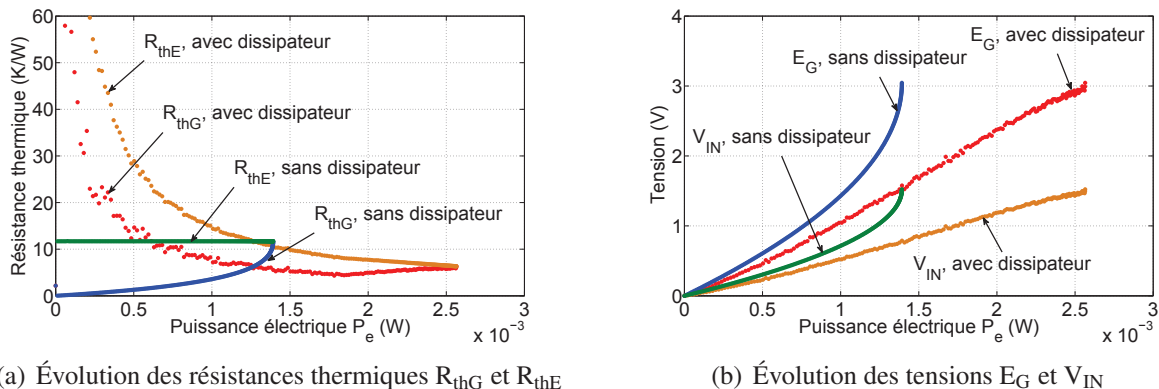
Concernant le dimensionnement optimal du TEG avec dissipateur, la puissance électrique n'est plus proportionnelle à la surface  $S_{th}$  car le coefficient  $k_{env}$  dépend, à cause des caractéristiques des dissipateurs retenus, de la surface (voir équation (5.3)), la valeur choisie par l'algorithme (en rouge sur la Figure 5.5 (a)) n'est donc pas forcément la valeur maximale autorisée. Concernant l'évolution des hauteurs, la Figure 5.5 (b) montre que, majoritairement, des TEG avec une hauteur de dissipateur plus grande que la longueur de jambe sont préférés. Enfin, nous avons remarqué que les puissances atteignables étaient plus élevées avec un dissipateur, cela vient du fait que la puissance augmente avec la hauteur  $h_d$  du dissipateur (voir équations (5.2) et (5.3)). Le maximum de puissance atteint par l'algorithme correspond en fait à l'égalité de la hauteur du dissipateur avec sa valeur maximale autorisée (contrainte également arbitraire), soit ici  $10 \text{ cm}$  (en orange sur la Figure 5.5 (b)).

Sur la Figure 5.6 (a), nous avons représenté, en fonction de la puissance électrique, les évolutions de la résistance thermique du générateur  $R_{thG}$  et de celle liée à l'environnement  $R_{thE}$ , correspondant

à la somme des résistances thermiques de part et d'autre du TEG, et définie par :

$$\begin{aligned} R_{thE} &= R_{thB} + R_{thA} \text{ sans dissipateur} \\ R_{thE} &= R_{thB} + R_{thH} \text{ avec dissipateur} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Ces résistances ont été calculées à partir des paramètres d'optimisation choisis par l'algorithme et des valeurs définies au Tableau 5.2. De plus, nous avons représenté sur la Figure 5.6 (b) les évolutions des tensions à vide  $E_G$  et en sortie du TEG  $V_{IN}$  également en fonction de la puissance.



**FIGURE 5.6** – Évolution des résistances thermiques et des tensions en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur sans pertes

Comme expliqué au paragraphe 3.4.1.2 du chapitre 3, la Figure 5.6 (a) nous confirme que le maximum de puissance est atteint pour une bonne adaptation thermique d'impédance, c'est à dire lorsque  $R_{thG} = R_{thE}$ . De plus, sur la Figure 5.6 (b), l'adaptation électrique d'impédance est aussi vérifiée car, quelle que soit la puissance récupérée, en présence d'un dissipateur ou non, la tension  $V_{IN}$  en sortie du TEG est toujours égale à la moitié de la tension à vide  $E_G$ .

Ainsi, lorsque l'on considère un convertisseur sans pertes, le maximum de puissance est atteint lorsque le TEG est thermiquement adapté à son environnement, et électriquement adapté à sa charge.

### 5.3.3 Prise en compte des pertes du convertisseur

Nous considérons maintenant un convertisseur réel, prenant en compte ses pertes de conduction, de commutation et de commande de grille. Rappelons que le modèle du convertisseur n'a pas été paramétré en vue de ces optimisations, tous ses paramètres restent donc fixes comme indiqué au Tableau 5.2.

Les résultats des optimisations du dimensionnement du TEG, avec ou sans dissipateur, sont donnés à la Figure 5.7. Comme précédemment, les points rouges correspondent à l'optimisation du TEG avec un dissipateur, et les points bleus à l'optimisation du TEG sans dissipateur.

Similairement aux résultats exposés au cas d'un convertisseur sans pertes, la puissance récupérable est plus élevée, à partir d'un certain volume, ici  $V_{th} = 400 \text{ cm}^2$ , lorsque l'on ajoute un dissipateur. Au-delà de cette première constatation, nous pouvons remarquer qu'il existe à l'inverse du cas



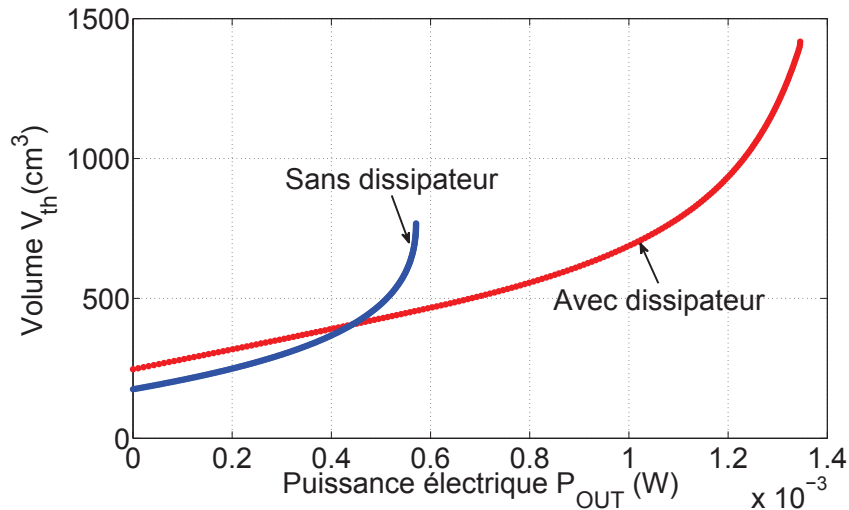
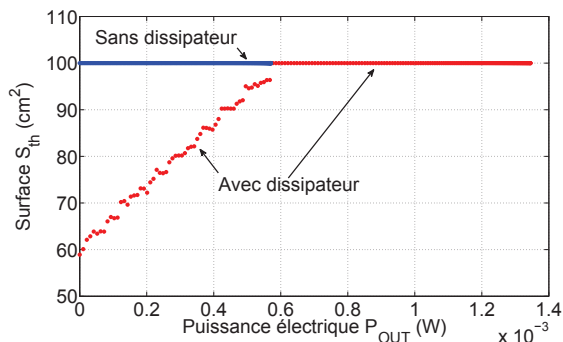


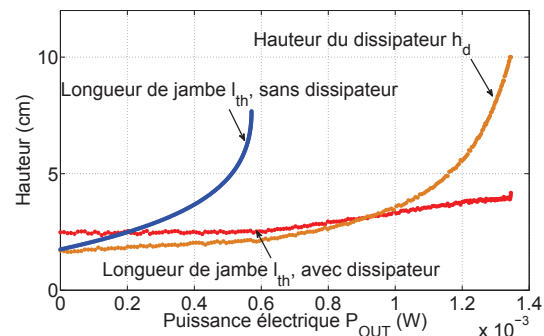
FIGURE 5.7 – Résultats d'optimisations avec un convertisseur DC-DC avec pertes

théorique précédent un volume minimal, en dessous duquel, la récupération d'énergie n'est pas envisageable. Ce volume minimal est dû au fait que la puissance récupérée par le TEG doit être suffisante pour compenser les pertes du hacheur.

Nous avons représenté, aux Figures 5.8 (a) et (b), les évolutions des paramètres d'optimisation ( $S_{th}$ ,  $l_{th}$  et  $h_d$  si présence d'un dissipateur) en fonction de la puissance électrique, et aux Figures 5.9 (a) et (b), les évolutions des résistances thermiques ( $R_{thG}$  et  $R_{thE}$ ) et des tensions ( $E_G$  et  $V_{IN}$ ), également en fonction de la puissance.



(a) Évolution de la surface de captation  $S_{th}$



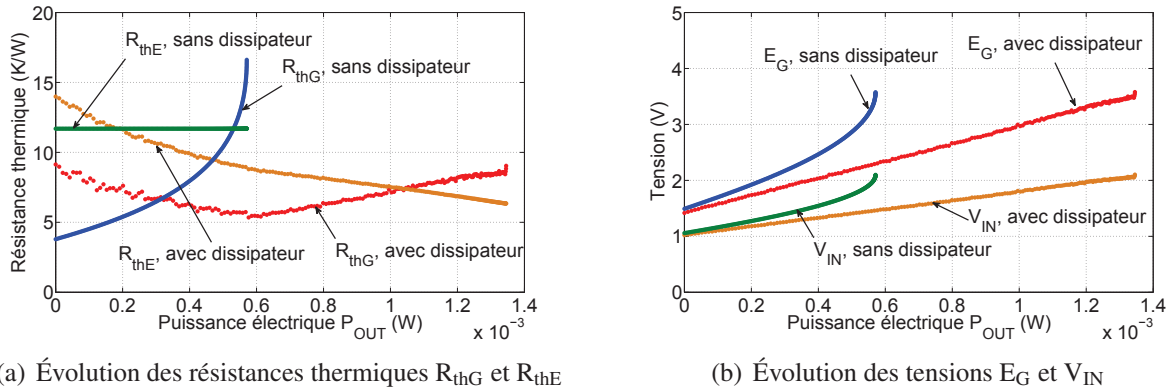
(b) Évolution de la longueur de jambe  $l_{th}$  et de la hauteur  $h_d$

FIGURE 5.8 – Évolution des paramètres d'optimisation en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur avec pertes

Si l'on n'ajoute pas de dissipateur, la surface optimale est celle correspondant à la valeur maximale autorisée. Quel que soit le point de fonctionnement électrique, sa puissance est toujours proportionnelle à la surface  $S_{th}$  (voir équations (5.2) et (5.3)). Ainsi, comme précédemment, l'augmentation de la puissance, à surface donnée, peut se faire en augmentant la longueur de jambe  $l_{th}$  jusqu'à sa valeur optimale (l'évolution de  $l_{th}$  en bleu sur la Figure 5.8 (b) correspond à la courbe rouge en trait plein de la Figure 3.24 du chapitre 3).

Avec un dissipateur, le problème est plus complexe, la surface choisie n'est pas nécessairement

la valeur maximale autorisée, et, à partir d'une certaine puissance, ici  $P_e = 0.9 \text{ mW}$ , des TEG avec une longueur de jambe plus faible que la hauteur du dissipateur sont préférés. Encore une fois, la puissance récupérable est limitée par la hauteur maximale autorisée du dissipateur.



**FIGURE 5.9** – Évolution des résistances thermiques et des tensions en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur avec pertes

Au regard des Figures 5.9 (a) et (b), nous n'observons plus d'adaptation thermique d'impédance lorsque la puissance récupérée est maximale (la résistance thermique du TEG n'est pas égale à celle liée à l'environnement, soit  $R_{thG} \neq R_{thE}$ ). De plus, en observant la fem  $E_G$  du TEG et la tension d'entrée du convertisseur  $V_{IN}$ , nous pouvons constater que la tension  $V_{IN}$  n'est pas égale à  $E_G/2$  donc qu'il n'y a pas non plus d'adaptation d'impédance électrique. En effet, la tension  $V_{IN}$  est toujours supérieure à  $E_G/2$  de façon à être suffisamment élevée pour réduire les pertes dans le convertisseur (son rendement croît avec la tension d'entrée) et donc à maximiser sa puissance en sortie et non plus celle juste en sortie du TEG.

Cependant, par manque de données et de temps, le dimensionnement du convertisseur, considéré ici fixe, n'a pas été adapté à chaque niveau de puissance. Sur la Figure 5.10, le rendement du convertisseur pour chaque solution du front de Pareto a été calculé, avec la présence ou non d'un dissipateur sur la face froide du TEG. Le rendement de conversion du hacheur atteint des valeurs autour de 40 % sans dissipateur, et de 60 % avec un dissipateur, mais est très dégradé en faible puissance. Cette observation met bien en évidence la nécessité de redimensionner le convertisseur, c'est-à-dire d'intégrer les paramètres de dimensionnement du convertisseur à l'optimisation, de façon à obtenir des convertisseurs bien adaptés, donc ayant de meilleurs rendements de conversion, en faible puissance.

A titre d'illustration, nous avons représenté aux Figures 5.11 (a) et (b) l'évolution des puissances volumiques et surfaciques en fonction de la puissance récupérée, dans le cas où le convertisseur est idéal ou sans pertes (ronds vides) ou réel avec pertes (ronds pleins), en considérant l'ajout d'un dissipateur (en rouge) ou non (en bleu).

Logiquement, les puissances volumiques et surfaciques sont plus élevées lorsque le convertisseur est idéal, car les pertes ont été négligées, et de ce fait, il n'existe pas de volume minimal autorisant la récupération d'énergie. De plus, nous remarquons sur la Figure 5.11 (a) que, dans le cas où le convertisseur est sans pertes, le volume du générateur augmente plus rapidement que la puissance électrique (la fonction de la puissance volumique est décroissante). Dans le cas où les pertes du convertisseur sont prises en compte, la puissance volumique passe par un maximum de valeur proche

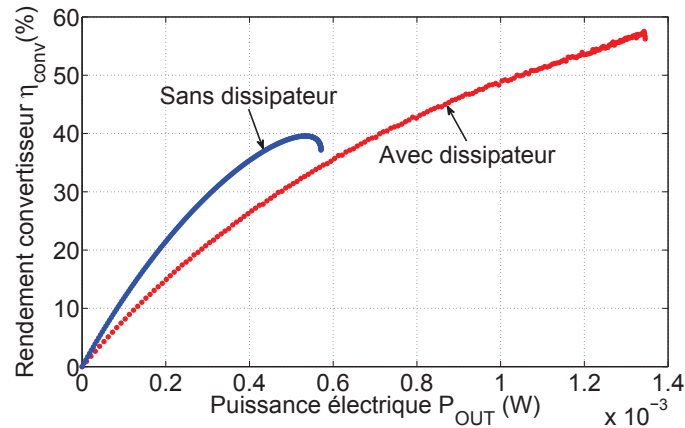


FIGURE 5.10 – Rendement du convertisseur en fonction de la puissance électrique

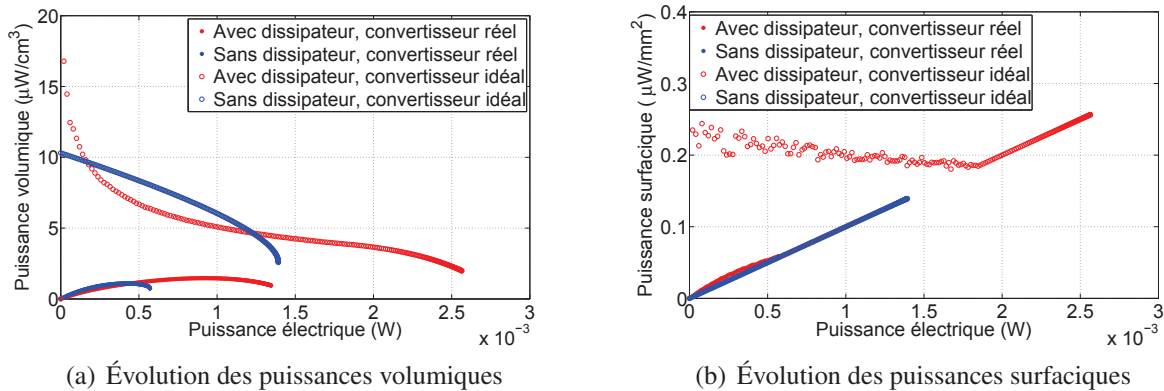


FIGURE 5.11 – Évolution des puissances volumiques et surfaciques en fonction de la puissance électrique (convertisseur avec ou sans pertes)

( $\simeq 1.5 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-3}$ ) selon l'ajout ou non d'un dissipateur, mais ce maximum est atteint pour des puissances électriques différentes. Enfin, la Figure 5.11 (b) montre que la puissance électrique augmente plus vite que la surface du TEG, la fonction de la puissance surfacique étant croissante.

## 5.4 Optimisation d'un générateur multisource connecté à une charge paramétrable

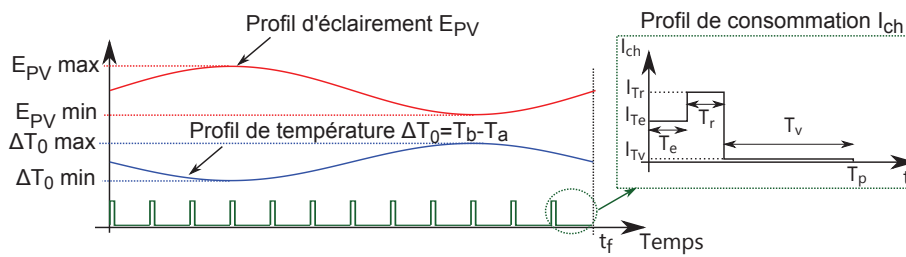
Dans cette section, nous optimisons le dimensionnement d'un générateur multisource sur un cycle de fonctionnement donné pendant lequel les ressources thermique et photovoltaïque, ainsi que la consommation de la charge évoluent [Lossec11a]. Les problèmes d'insertion de convertisseurs DC-DC dans la chaîne de conversion et d'hybridation de plusieurs sources sont là aussi abordés.

### 5.4.1 Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation

Le générateur multisource étudié dans cette section est constitué d'un générateur thermoélectrique et/ou d'un générateur photovoltaïque, de possibles convertisseurs DC-DC, d'un accumulateur lithium-ion et d'une charge consommatrice d'énergie. Par manque de temps, nous n'avons malheureusement

pas pris en compte la possibilité d'ajouter un générateur micro-cinétique, tel que celui développé au chapitre 2. Il faut noter également les difficultés pour trouver des critères de pondération de ces trois familles de générateurs, les uns étant plutôt volumiques (micro-cinétique et TEG), les autres plutôt surfaciques (PV et TEG). Ces optimisations feront donc appel aux modèles énergétiques développés aux chapitres 3 (générateur thermoélectrique) et 4 (générateur PV, convertisseur DC-DC et accumulateur lithium-ion).

Afin d'optimiser le dimensionnement du générateur multisource sur un cycle de fonctionnement donné, les modèles énergétiques établis aux précédents chapitres vont nous permettre de simuler l'évolution des flux énergétiques dans le système au cours du temps. Pour les optimisations menées dans cette section, le cycle de fonctionnement dure  $t_f = 1$  h. Les ressources énergétiques (différence de température  $\Delta T_0 = T_b - T_a$  et éclairement  $E_{PV}$ ) ainsi que celui de la charge sont variables dans le temps mais les profils temporels sont ici non paramétrables. Ils sont illustrés à la Figure 5.12, les ressources étant volontairement en opposition de phase pour exploiter la complémentarité des ressources et donc favoriser l'hybridation des ressources.



**FIGURE 5.12** – Profils de production thermique et photovoltaïque et de consommation de la charge

Comme précédemment, l'objectif est de dimensionner le générateur multisource dans un contexte de ressources données, et de puissance de consommation de la charge fixée. Dans les applications envisagées (type capteur communicant), la taille d'un tel système récupérateur d'énergie est généralement un critère important dans le dimensionnement du système, notre intention est donc de minimiser la taille du générateur multisource tout en répondant à un service demandé.

Pour pouvoir comparer la part de capteur photovoltaïque par rapport à celle de capteur thermoélectrique, nous avons choisi de dimensionner les sources de production en surface bien qu'il nous semble finalement qu'un TEG se dimensionne plutôt en volume du fait de son encombrement volumique (longueur de jambe optimale non négligeable et/ou dissipateur). Le premier objectif d'optimisation à minimiser est donc la surface totale des générateurs  $S_T = S_{PV} + S_{th}$ . Pour limiter la complexité de cette étude, somme toute relativement théorique, nous ne prendrons pas en compte l'ajout possible d'un dissipateur à ailettes sur le TEG, bien qu'il améliore la productivité thermoélectrique. Le second objectif d'optimisation est la minimisation de la capacité nominale de l'accumulateur, notée  $C_{Nom}$ , ce qui revient à minimiser l'énergie maximale pouvant être stockée donc la taille de l'élément de stockage. Comme nous le verrons, ces deux objectifs sont contradictoires.

Les paramètres d'optimisation sont les surfaces de captation des générateurs photovoltaïque  $S_{PV}$  et thermoélectrique  $S_{th}$ , la longueur de jambe  $l_{th}$  du TEG, la capacité nominale  $C_{Nom}$  et l'état de charge initial  $SOC(t=0)$  de l'accumulateur. Ces paramètres ont été contraints à évoluer dans un domaine restreint défini au Tableau 5.3.

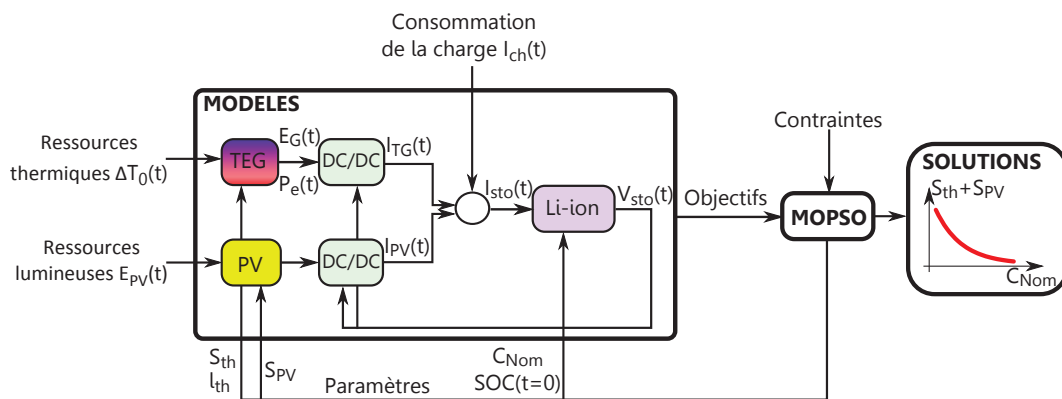
Paramètres	Valeurs min	Valeurs max
$S_{PV}$ (cm <sup>2</sup> )	0	100
$S_{th}$ (cm <sup>2</sup> )	0	100
$l_{th}$ (cm)	0	10
$C_{Nom}$ (Ah)	0	1
$SOC(t=0)$ (%)	10	100

**TABLEAU 5.3** – Domaines de variations des paramètres d'optimisation du générateur multisource

Par ailleurs, nous avons défini des contraintes d'optimisation qui sont au nombre de quatre :

- $SOC(t) \geq 10\%$  : comme le cyclage profond accroît le vieillissement, nous limitons la profondeur de décharge.
- $SOC(t) \leq 100\%$  : l'accumulateur ne doit pas être surchargé.
- $SOC(t=0) = SOC(t=t_f)$  : nous imposons que l'énergie produite à la fin du cycle soit égale à l'énergie consommée par la charge, ce qui traduit l'autonomie énergétique du système sur le cycle considéré.
- $S_T = S_{PV} + S_{th} < 100\text{ cm}^2$  : nous limitons la surface totale de captation des générateurs.

La Figure 5.13 représente la stratégie d'optimisation. Le résultat est représenté sous forme d'un front de Pareto dans le plan des objectifs à minimiser que sont  $C_{Nom}$  et  $S_T = S_{PV} + S_{th}$ .



**FIGURE 5.13** – Implémentation de l'algorithme d'optimisation pour le générateur multisource

Enfin, pour toutes les optimisations présentées dans cette section, le profil de charge est le même avec les valeurs présentes dans le Tableau 5.4 (voir Figure 5.12). Ce profil est similaire à un profil de consommation d'un capteur communicant avec une phase d'émission (durant un temps  $T_e$ ), une phase de réception (durant un temps  $T_r$ ) et une phase de veille (durant un temps  $T_v$ ).

Courant	Temps
$I_{Te} = 15\text{ mA}$	$T_e = 0.5\text{ s}$
$I_{Tr} = 20\text{ mA}$	$T_r = 0.5\text{ s}$
$I_{Tv} = 1\text{ }\mu\text{A}$	$T_v = 299\text{ s}$

**TABLEAU 5.4** – Valeurs des courants et des temps du profil de charge

## 5.4.2 Architecture du générateur multisource

Nous allons étudier dans cette partie différentes architectures de conversion d'énergie qui diffèrent selon l'insertion ou non d'un convertisseur DC-DC (avec pertes) entre le générateur et l'élément de stockage. Comme déjà évoqué dans ce mémoire, l'ajout d'un convertisseur DC-DC permet, dans le cas du TEG, d'élever sa tension pour le connecter à un élément de stockage, et dans le cas du générateur PV, de réaliser un contrôle MPPT pour récupérer le maximum de puissance. Nous présenterons tout d'abord une étude monosource dont l'objectif est de déterminer la nécessité ou non d'un convertisseur d'adaptation DC-DC, sachant que son dimensionnement est fixe et non paramétrable. Les résultats obtenus nous permettront alors de définir une architecture de générateur multisource que nous optimiserons par la suite.

### 5.4.2.1 Optimisation sur cycle du dimensionnement du TEG seul

Dans ce paragraphe, en considérant le profil de température  $\Delta T_0 (= T_b - T_a)$  décrit à la Figure 5.12, nous avons optimisé le dimensionnement du système lorsque le TEG est connecté ou non à un convertisseur DC-DC. Deux profils de température ambiante ont été étudiés :  $10^\circ\text{C} < T_a < 15^\circ\text{C}$  et  $15^\circ\text{C} < T_a < 20^\circ\text{C}$ , avec pour chacun des deux cas  $T_b = 37^\circ\text{C}$ . Les résultats obtenus sont donnés dans le plan des objectifs à la Figure 5.14.

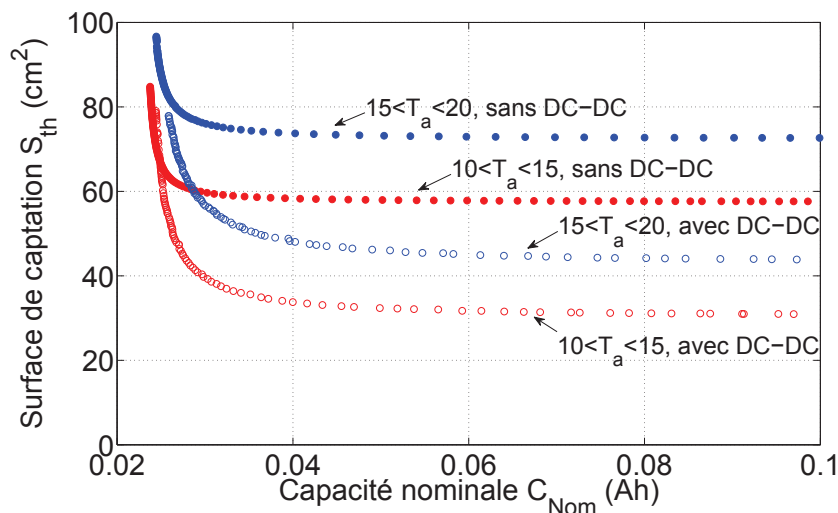


FIGURE 5.14 – Résultats d'optimisation sur cycle avec la génération thermoélectrique ( $T_a$  en  $^\circ\text{C}$ )

Ce premier résultat montre l'intérêt d'insérer un convertisseur DC-DC entre le TEG et l'élément de stockage : les solutions d'optimisation sont meilleures avec la présence d'un convertisseur. Malgré ses pertes, l'avantage d'un tel convertisseur est d'élever la faible tension en sortie du TEG pour pouvoir le connecter à un accumulateur ayant une tension pouvant varier entre 3.5V et 4.2V selon son état de charge. La solution sans convertisseur d'adaptation (connexion directe du TEG à l'accumulateur) impose que la tension du TEG soit suffisamment élevée ce qui implique un grand nombre de thermocouple  $N_{th}$  donc une grande surface de captation  $S_{th}$ . Notons que la prise en compte de technologies avec d'autres densités de cellules aurait sans doute largement complété ce raisonnement.

Par ailleurs, la Figure 5.14 montre qu'il existe d'une part une valeur de capacité minimale et d'autre part une surface  $S_{th}$  minimale en dessous desquelles le profil de consommation imposé ne



peut être satisfait. La surface minimale est due au fait que nous imposons que l'énergie consommée (qui est fixe) soit égale à l'énergie produite. Concernant la capacité, ce sont les contraintes définies sur l'état de charge minimal et maximal qui limitent la valeur de la capacité minimale.

#### 5.4.2.2 Optimisation sur cycle du dimensionnement du générateur PV seul

Dans ce paragraphe, nous avons ensuite réalisé les mêmes optimisations que précédemment, avec cette fois-ci un générateur photovoltaïque, pour deux profils d'éclairement :  $300 \text{ lux} < E_{PV} < 1400 \text{ lux}$  et  $300 \text{ lux} < E_{PV} < 700 \text{ lux}$  (voir Figure 5.12). Les résultats sont donnés à la Figure 5.15.

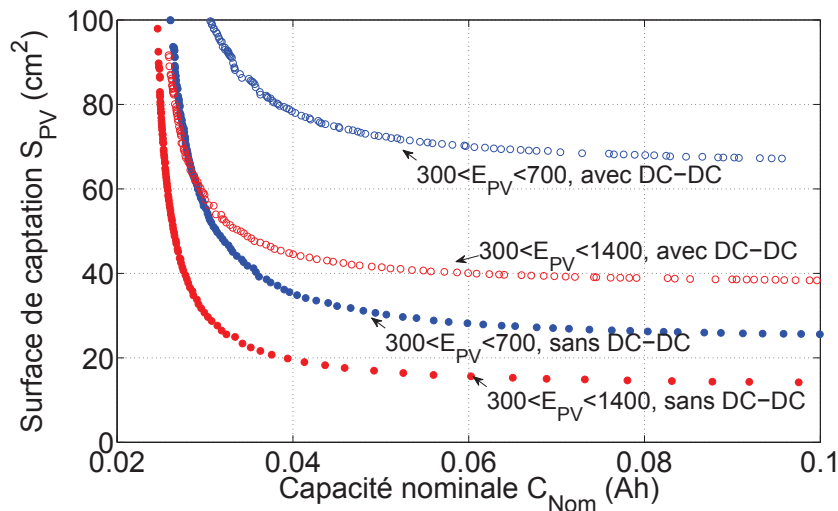


FIGURE 5.15 – Résultats d'optimisation sur cycle avec la génération photovoltaïque ( $E_{PV}$  en lux)

Ces résultats montrent, à l'inverse du cas précédent, que l'insertion d'un étage de conversion supplémentaire n'est pas avantageux. L'amélioration de la puissance produite par le générateur PV avec le convertisseur MPPT ne permet pas de compenser les pertes générées par ce dernier. Cela s'explique largement par le fait que le générateur PV est lui-même optimisé pour un élément lithium-ion et que le convertisseur utilisé n'est pas nécessairement bien optimisé pour ces puissances.

Là aussi, des valeurs minimales de surface de captation et de capacité de stockage sont mises en évidence.

#### 5.4.3 Optimisation sur cycle du dimensionnement du générateur multisource

Suite aux optimisations précédentes, nous étudions dans ce paragraphe un générateur multisource constitué d'un générateur thermoélectrique avec un convertisseur DC-DC et d'un générateur photovoltaïque sans convertisseur DC-DC. Les résultats de quelques optimisations monosources avec ces architectures de conversion sont représentés sur la Figure 5.16.

Pour les optimisations du générateur multisource, différents cas de ressources ont été analysés, les profils étant toujours ceux définis à la Figure 5.12. Ainsi, la valeur maximale de l'éclairement  $E_{PVmax}$  est égale à 500, 700 ou 1400 lux pour un éclairement minimal de 300 lux. Concernant la température ambiante  $T_a$ , elle varie dans tous les cas entre 10 et 15°C. Les résultats des trois optimisations effectuées sont représentés sur les Figures 5.17 (a), (c) et (e) (carrés noirs sur ces figures). Pour chaque



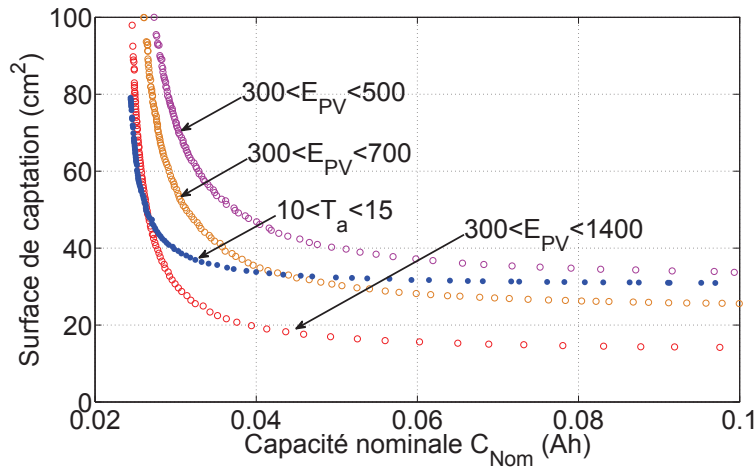


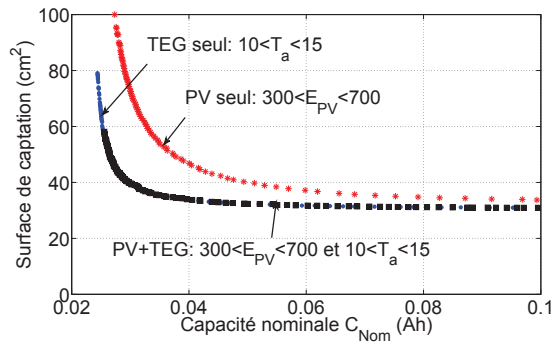
FIGURE 5.16 – Résultats des optimisations monosources ( $E_{PV}$  en lux et  $T_a$  en  $^{\circ}C$ )

optimisation, nous avons retracé sur la même figure les solutions des optimisations monosources : les étoiles rouges correspondent aux solutions avec le générateur PV et les ronds bleus à celles avec le TEG. Enfin, les Figures 5.17 (b), (d) et (f) montrent l'évolution des paramètres d'optimisation  $S_{PV}$  (étoiles rouges) et  $S_{th}$  (ronds bleus) en fonction de la capacité nominale  $C_{Nom}$ .

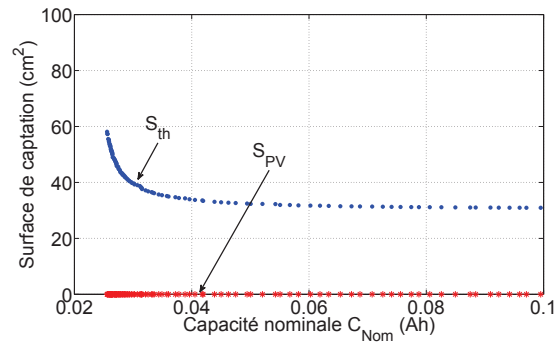
Une première constatation, valable pour toutes les optimisations, est que les solutions choisies par l'algorithme d'optimisation sont toujours des solutions monosources. En effet, au regard des Figures 5.17 (b), (d) et (f), dès que la surface de captation  $S_{PV}$  du générateur PV est non nulle, la surface de captation  $S_{th}$  du TEG est nulle, et inversement.

En fait, les solutions choisies par l'algorithme sont toujours les meilleures solutions obtenues lors des optimisations monosources (résultats rappelés sur la Figure 5.16). Par exemple, lorsque que l'éclairement varie entre 300 et 500 lux et la température ambiante entre 10 et  $15^{\circ}C$  (Figures 5.17 (a) et (b)), les solutions d'optimisation monosource avec un TEG, dans ces conditions de température, étant meilleures que celles avec le générateur PV, dans ces conditions d'éclairement, les solutions de l'optimisation du générateur multisource sont identiques à celles de l'optimisation monosource avec le TEG. Dans ce cas, la surface  $S_{PV}$  est toujours nulle. En revanche, si l'éclairement varie entre 300 et 1400 lux et la température ambiante entre 10 et  $15^{\circ}C$  (Figures 5.17 (e) et (f)), cette fois ce sont les solutions d'optimisation monosource avec le générateur PV qui sont meilleures que celles avec le TEG. Nous observons donc pour toutes les solutions de l'optimisation multisource  $S_{th} = 0$ . Le résultat est donc dépendant des conditions de ressources et de la productivité des technologies utilisées.

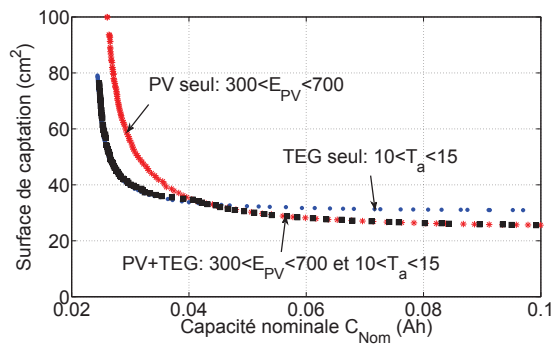
Par contre, lorsque l'éclairement varie entre 300 et 700 lux et la température ambiante entre 10 et  $15^{\circ}C$  (Figures 5.17 (c) et (d)), les fronts de Pareto des optimisations monosources se croisant pour une valeur de capacité nominale, égale dans cet exemple à  $C_{Nom} = 0.04$  Ah, les solutions choisies par l'algorithme seront soit des solutions monosources avec un TEG ( $S_T = S_{th}$ ), soit des solutions monosources avec un générateur PV ( $S_T = S_{PV}$ ). Ainsi, pour une capacité de stockage inférieure à 0.04 Ah, la minimisation de  $S_T = S_{PV} + S_{th}$  correspond à  $S_{PV} = 0$  et  $S_{th} = S_{thopt}$  identique au cas monosource. Pour une capacité supérieure, la configuration minimisant  $S_T = S_{PV} + S_{th}$  est celle où  $S_{th} = 0$ . Par conséquent, pour les profils de production et de consommation considérés, le choix du mode de production dépend du poids du coût (au sens large de l'optimisation) du stockage dans le coût global du système. Si ce coût est faible, une production PV est privilégiée. Si le coût du stockage



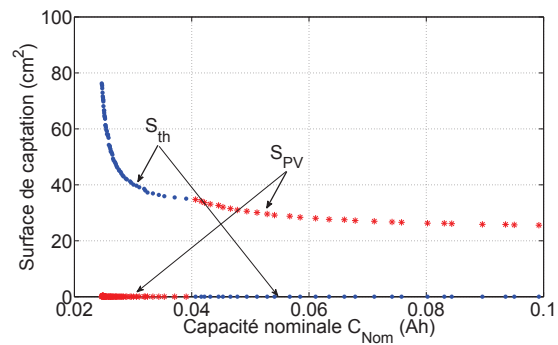
(a) Front de Pareto (en noir) de l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 500$  et  $10 < T_a < 15$



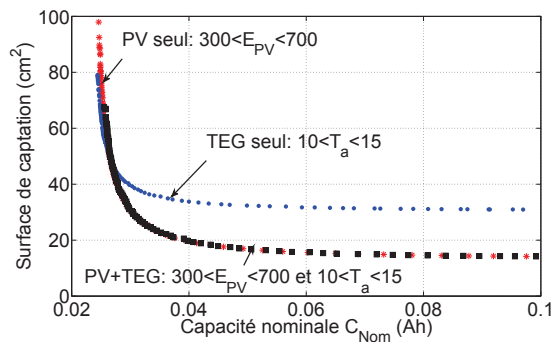
(b) Évolution des surfaces pour l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 500$  et  $10 < T_a < 15$



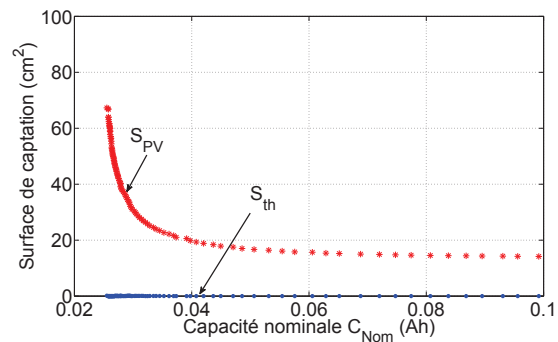
(c) Front de Pareto (en noir) de l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 700$  et  $10 < T_a < 15$



(d) Évolution des surfaces pour l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 700$  et  $10 < T_a < 15$



(e) Front de Pareto (en noir) de l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 1400$  et  $10 < T_a < 15$



(f) Évolution des surfaces pour l'optimisation multisource avec  $300 < E_{PV} < 1400$  et  $10 < T_a < 15$

**FIGURE 5.17** – Résultats d'optimisation avec la génération multisource ( $E_{PV}$  en lux et  $T_a$  en  $^{\circ}\text{C}$ )

est à l'inverse prépondérant, alors une production thermoélectrique est préférée. Une solution hybride n'est donc pas ici optimale.

Ces résultats peuvent paraître surprenants et ne sont pas très intuitifs d'autant plus que les ressources (thermique et photovoltaïque) considérées sont en opposition de phase et que l'on aurait pu s'attendre a priori à ce que cette complémentarité soit exploitée. Nous allons donc tâcher dans le paragraphe suivant de formaliser ce problème de génération multisource et de comprendre pourquoi des solutions monosources sont toujours préférées.

### 5.4.4 Explication des résultats d'optimisation

L'objectif de ce paragraphe est de comprendre pourquoi les solutions choisies par l'algorithme d'optimisation se sont révélées être systématiquement des solutions pour lesquelles l'hybridation des ressources n'est pas intéressante. Intuitivement, on pouvait s'attendre à ce que la complémentarité des ressources mène à des solutions préférant un générateur multisource. Pour ce faire, nous avons formalisé ce problème d'optimisation puis illustré, à partir de simulations faites sous Matlab, sur des exemples simples, le fonctionnement de l'algorithme d'optimisation.

#### Définition du problème de génération multisource

Pour ce problème, nous considérons que les profils des ressources et de la charge sont connus, les objectifs étant de minimiser la surface de captation totale des générateurs, notée  $S_T$ , et la capacité nominale de l'accumulateur, notée  $C_{Nom}$ . Rappelons que les paramètres d'optimisation sont la capacité  $C_{Nom}$ , les surfaces des générateurs photovoltaïque ( $S_{PV}$ ) et thermoélectrique ( $S_{th}$ ), ainsi que l'état de charge initial de l'accumulateur, c'est à dire l'énergie initialement stockée que nous noterons  $W_{sto0}$ . D'ailleurs, en définissant  $W_{stomax}$  et  $W_{stomin}$ , les énergies maximale et minimale stockées dans l'accumulateur, ainsi que deux coefficients,  $k_{sto1}$  et  $k_{sto2}$ , positifs et inférieurs à 1, les relations entre toutes ces énergies et la capacité nominale de l'accumulateur sont les suivantes :

$$\begin{aligned} W_{stomax} &= C_{Nom}V_{OUT} \\ W_{stomin} &= k_{sto1}W_{stomax} \\ W_{sto0} &= k_{sto2}W_{stomax} \end{aligned} \quad (5.5)$$

avec  $V_{OUT}$  la tension aux bornes de l'accumulateur, égale à 4 V pour la technologie lithium-ion.

De plus, dans cette analyse, nous n'avons pas considéré le paramètre d'optimisation longueur de jambe. La Figure 5.18 rappelle l'architecture du générateur multisource étudié, avec notamment les notations des puissances transitant dans le système.

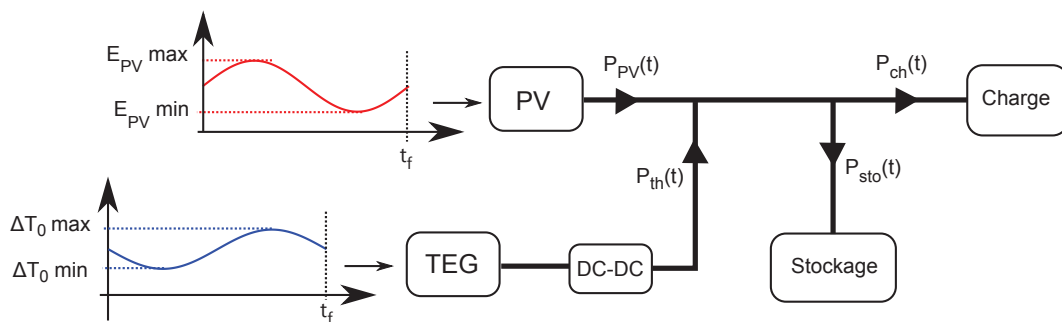


FIGURE 5.18 – Définition des flux de puissance dans le générateur multisource

Sachant que  $P_{PV}$  représente la puissance en sortie du générateur PV, et  $P_{th}$  celle en sortie du convertisseur DC-DC connecté au TEG, et en notant  $f(t)$  et  $g(t)$  deux fonctions évoluant au cours du temps, les profils des puissances produites s'expriment par :

$$\begin{aligned} P_{PV}(t) &= f(t)S_{PV}E_{PV\ max} \\ P_{th}(t) &= g(t)S_{th}\Delta T_{0\ max}^2 - P_{loss} \end{aligned} \quad (5.6)$$

où  $P_{\text{loss}}$  correspond aux pertes dans le convertisseur DC-DC qui, en réalité, sont fonction de la surface  $S_{\text{th}}$ , des ressources thermiques et de la tension du bus continu, mais par simplicité, nous les considérons comme constantes.

Les surfaces de captation des deux générateurs peuvent être exprimées en fonction de la surface totale des générateurs telles que :

$$\begin{aligned} S_{PV} &= (1 - \alpha_s)S_T \\ S_{th} &= \alpha_s S_T \end{aligned} \quad (5.7)$$

Ainsi, trois possibilités sont envisageables :

- $\alpha_s = 0$  : le générateur optimal est un générateur monosource avec uniquement de la production photovoltaïque.
- $\alpha_s = 1$  : le générateur optimal est un générateur monosource avec uniquement de la production thermoélectrique.
- $0 < \alpha_s < 1$  : le générateur optimal est un générateur multisource.

Enfin, à tout instant, la relation suivante doit être satisfaite (voir Figure 5.18) :

$$P_{PV}(t) + P_{th}(t) - P_{sto}(t) = P_{ch}(t) \quad (5.8)$$

### Les contraintes d'optimisation à respecter

Nous avons défini trois contraintes d'optimisation que nous rappelons ici :

1. A la fin du cycle de simulation, l'état de charge final  $\text{SOC}(t=t_f)$  doit être égal à l'état de charge initial  $\text{SOC}(t=0)$ . Mathématiquement, cette contrainte s'exprime par :

$$\int_0^{t_f} P_{sto}(t) dt = 0 \quad (5.9)$$

2. A tout instant  $t$ , l'état de charge doit être inférieur à  $\text{SOC}_{\text{max}}$ , donc l'énergie stockée dans l'accumulateur doit toujours être inférieure à l'énergie maximale acceptable, notée  $W_{\text{stomax}}$ .
3. A tout instant  $t$ , l'état de charge doit être supérieur à  $\text{SOC}_{\text{min}}$ , donc l'énergie stockée dans l'accumulateur doit toujours être supérieure à l'énergie minimale devant être stockée, notée  $W_{\text{stomin}}$ .

### Première contrainte

La première contrainte stipule qu'à la fin du cycle de simulation, l'énergie consommée doit être égale à l'énergie produite. En intégrant l'équation (5.8) de 0 à  $t_f$ , et d'après l'équation (5.9), nous en déduisons la relation suivante :

$$\langle P_{PV}(t) \rangle + \langle P_{th}(t) \rangle = \langle P_{ch}(t) \rangle \quad (5.10)$$

D'après les définitions des puissances  $P_{PV}$  et  $P_{th}$  (équation (5.6)) et des surfaces  $S_{PV}$  et  $S_{th}$  (équation

tion (5.7)), l'équation (5.10) devient :

$$\langle f(t) \rangle (1 - \alpha_s) S_T E_{PVmax} + \langle g(t) \rangle \alpha_s S_T \Delta T_{0max}^2 - P_{loss} = \langle P_{ch}(t) \rangle \quad (5.11)$$

La surface totale  $S_T$  de captation des générateurs est fonction de  $\alpha_s$  et s'exprime comme suit :

$$S_T = \frac{\langle P_{ch}(t) \rangle + P_{loss}}{(1 - \alpha_s) E_{PVmax} \langle f(t) \rangle + \alpha_s \Delta T_{0max}^2 \langle g(t) \rangle} = \frac{A_1}{(1 - \alpha_s) B_1 + \alpha_s C_1} \quad (5.12)$$

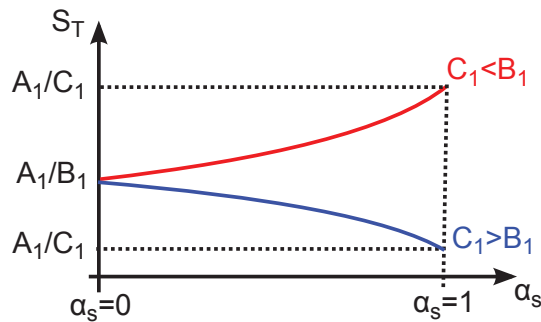
L'objectif est de trouver le coefficient optimal  $\alpha_s$  qui minimise la surface totale  $S_T$ . En dérivant l'équation (5.12) par rapport à  $\alpha_s$ , on obtient alors :

$$\frac{dS_T}{d\alpha_s} = -\frac{A_1}{B_1} \left( \frac{C_1}{B_1} - 1 \right) \frac{1}{\left( \alpha_s \left( \frac{C_1}{B_1} - 1 \right) + 1 \right)^2} \quad (5.13)$$

Comme le signe de la dérivée  $\frac{dS_T}{d\alpha_s}$  ne dépend pas de  $\alpha_s$ , la fonction  $S_T = f(\alpha_s)$  est monotone, c'est à dire que son sens de variation ne change pas :

- Si  $\frac{C_1}{B_1} < 1$  (i.e.  $\Delta T_{0max}^2 \langle g(t) \rangle < E_{PVmax} \langle f(t) \rangle$ ) alors  $\frac{dS_T}{d\alpha_s} > 0$  donc  $S_T = f(\alpha_s)$  est une fonction croissante. Elle est donc minimale pour  $\alpha_s = 0$  (monosource PV).
- Si  $\frac{C_1}{B_1} > 1$  (i.e.  $\Delta T_{0max}^2 \langle g(t) \rangle > E_{PVmax} \langle f(t) \rangle$ ) alors  $\frac{dS_T}{d\alpha_s} < 0$  donc  $S_T = f(\alpha_s)$  est une fonction décroissante. Elle est donc minimale pour  $\alpha_s = 1$  (monosource TEG).

Ainsi, en ne considérant que cette contrainte d'autonomie énergétique, l'hybridation des ressources n'est pas une solution optimale (Figure 5.19).



**FIGURE 5.19** – Évolution de la fonction monotone  $S_T = f(\alpha_s)$  en ne considérant que la contrainte n°1

## Deuxième contrainte

La seconde contrainte impose, qu'à tout instant  $t$ , l'énergie stockée dans l'accumulateur soit inférieure à  $W_{stomax}$ . Cette condition se traduit comme suit :

$$\int_0^t P_{PV}(t) dt + \int_0^t P_{th}(t) dt - \int_0^t P_{ch}(t) dt = \int_0^t P_{sto}(t) dt \leq W_{stomax} - W_{sto0} \quad (5.14)$$

D'après les équations (5.6), (5.7) et (5.14), et en notant  $F(t)$  et  $G(t)$  les primitives de  $f(t)$  et  $g(t)$  qui

s'annulent en  $t=0$ , la seconde contrainte impose de vérifier pour tout  $t$  :

$$S_T \leq \frac{W_{stomax} - W_{sto0} + P_{loss}t + \int_0^t P_{ch}(t)dt}{(1 - \alpha_s) E_{PVmax} F(t) + \alpha_s \Delta T_{0max}^2 G(t)} = \frac{A_2(t)}{(1 - \alpha_s) B_2(t) + \alpha_s C_2(t)} \quad (5.15)$$

Cette deuxième contrainte impose une valeur maximale de la surface de captation  $S_T$  telle que :

$$S_T \leq S_{Tmax} = \min_t \left[ \frac{A_2(t)}{(1 - \alpha_s) B_2(t) + \alpha_s C_2(t)} \right] \quad (5.16)$$

### Troisième contrainte

La troisième contrainte impose, qu'à tout instant  $t$ , l'énergie stockée dans l'accumulateur soit supérieure à  $W_{stomin}$ , ce qui correspond à l'équation suivante :

$$\int_0^t P_{PV}(t)dt + \int_0^t P_{th}(t)dt - \int_0^t P_{ch}(t)dt = \int_0^t P_{sto}(t)dt \geq W_{stomin} - W_{sto0} \quad (5.17)$$

D'après les équations (5.6), (5.7) et (5.17), la troisième contrainte impose de vérifier pour tout  $t$  que :

$$S_T \geq \frac{W_{stomin} - W_{sto0} + P_{loss}t + \int_0^t P_{ch}(t)dt}{(1 - \alpha_s) E_{PVmax} F(t) + \alpha_s \Delta T_{0max}^2 G(t)} = \frac{A_3(t)}{(1 - \alpha_s) B_2(t) + \alpha_s C_2(t)} \quad (5.18)$$

Cette troisième contrainte impose une valeur minimale de la surface de captation  $S_T$  telle que :

$$S_T \geq S_{Tmin} = \max_t \left[ \frac{A_3(t)}{(1 - \alpha_s) B_2(t) + \alpha_s C_2(t)} \right] \quad (5.19)$$

### Illustrations sous Matlab

Afin d'illustrer ce problème d'optimisation, nous avons réalisé quelques simulations sous Matlab. Par souci de simplification, les hypothèses suivantes ont été définies :

- Les pertes du convertisseur sont constantes et égales ici à  $P_{loss} = 50\mu W$  (correspondant à l'ordre de grandeur des pertes dans les optimisations précédentes).
- Le profil du courant de charge est considéré constant et égal à  $I_{ch} = 0.5 \text{ mA}$ .
- La tension de l'accumulateur est supposée constante et égale à  $V_{OUT} = 4 \text{ V}$ .
- L'impédance du TEG est adaptée thermiquement et électriquement.
- L'énergie maximale pouvant être stockée est calculée telle que :  $W_{stomax} = C_{Nom} V_{OUT}$ , les énergies  $W_{stomin}$  et  $W_{sto0}$  sont ensuite déduites à partir de l'équation (5.5) et suivant les valeurs des coefficients  $k_{sto1}$  et  $k_{sto2}$ .

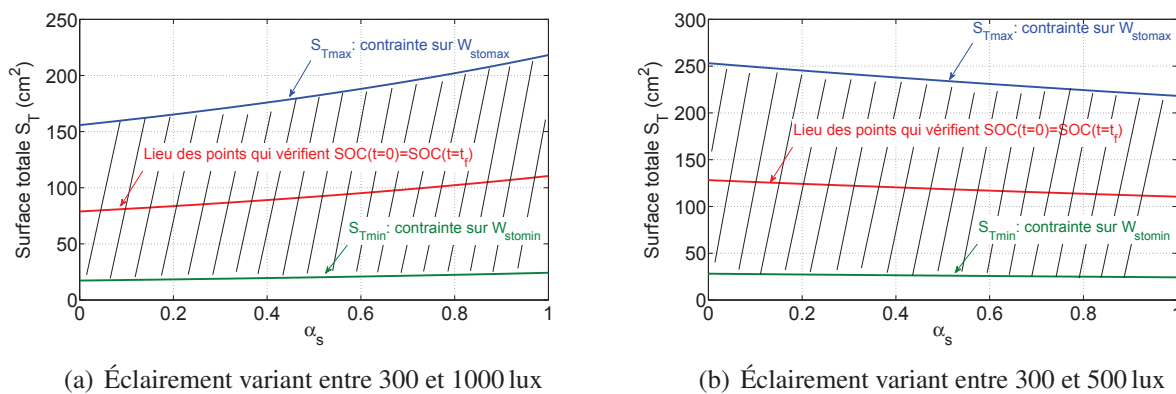
Pour  $0 < \alpha_s < 1$ , la surface totale  $S_T$  des générateurs est calculée de manière à vérifier la première contrainte (équation (5.12)). Sur les figures qui vont suivre, le lieu des solutions est alors représenté par une courbe rouge. Ensuite, nous avons calculé  $S_{Tmax}$  la limite haute de la surface  $S_T$  (équation (5.16)), qui correspond à la prise en compte de la seconde contrainte (courbe bleue sur les figures), puis  $S_{Tmin}$  la limite basse de  $S_T$  (équation (5.19)) décrivant la troisième contrainte (courbe verte sur les figures).

Comme précédemment, l'éclairement  $E_{PV}$  varie entre 300 et 1000 lux et la température ambiante  $T_a$  entre 10 et 15°C (les profils des ressources sont sinusoïdaux et en opposition de phase comme

illustré à la Figure 5.18). De plus, nous considérons que la capacité nominale est de  $C_{Nom} = 1$  mAh, et que les coefficients  $k_{sto1}$  et  $k_{sto2}$  sont respectivement égaux à 0.1 et 0.5. La Figure 5.20 (a), qui fait office de cas de référence, montre le lieu des solutions vérifiant les trois contraintes exposées précédemment. La partie hachurée correspond au lieu des solutions vérifiant les contraintes n°2 et n°3, et la courbe rouge à celui vérifiant la contrainte n°1. Ainsi, dans cet exemple, la solution optimale qui minimise la surface totale  $S_T$  est obtenue pour  $\alpha_s = 0$ , ce qui correspond à un générateur monosource avec uniquement de la génération photovoltaïque.

Nous avons ensuite mené une étude de sensibilité des simulations sur les valeurs de l'éclairement maximal (Figure 5.20 (b)), de la capacité nominale (Figures 5.21 (a) et (b)), et des coefficients  $k_{sto1}$  (Figures 5.22 (a) et (b)) et  $k_{sto2}$  (Figures 5.23 (a) et (b)).

La Figure 5.20 (b) représente le lieu des solutions pour un éclairement  $E_{PV}$  plus faible que précédemment, variant entre 300 et 500 lux. Dans ce cas, la solution optimale est obtenue pour  $\alpha_s = 1$ , la fonction  $S_T = f(\alpha_s)$  étant une fonction décroissante. Le générateur optimal est un générateur monosource avec uniquement de la génération thermoélectrique.

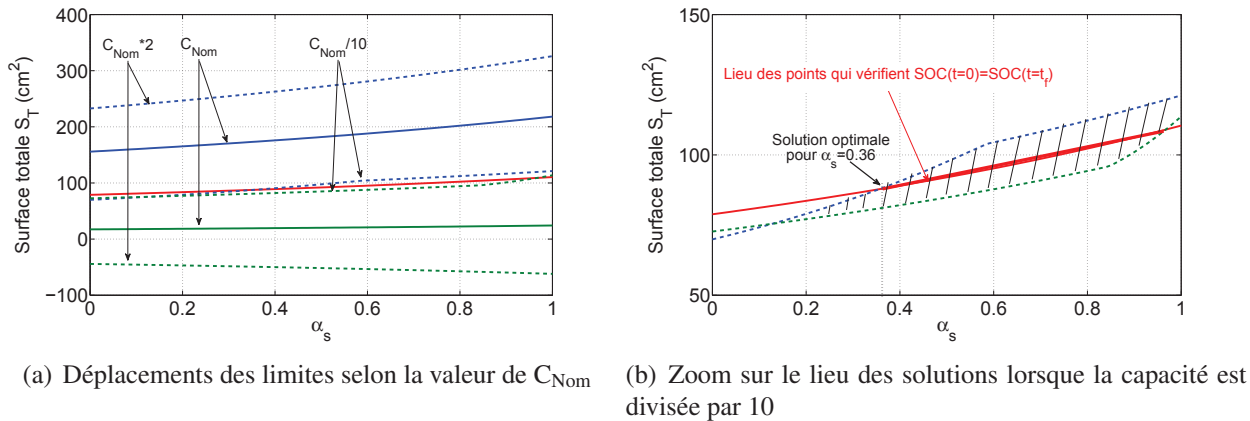


**FIGURE 5.20** – Illustration du lieu des solutions respectant les trois contraintes d'optimisation, pour différents profils d'éclairement

La valeur de la capacité nominale  $C_{Nom}$ , à coefficients  $k_{sto1}$  et  $k_{sto2}$  fixes, détermine les valeurs des énergies  $W_{stomax}$ ,  $W_{stomin}$  et  $W_{sto0}$ . Dès lors, selon la valeur de  $C_{Nom}$ , les limites haute (en bleue) et basse (en vert) de la surface  $S_T$  se déplacent (Figure 5.21 (a)), la première contrainte étant indépendante de  $C_{Nom}$ . La Figure 5.21 (b) représente un zoom de la Figure 5.21 (a) afin d'observer le lieu de solutions lorsque la capacité a été divisée par 10. Dans cet exemple, le lieu des solutions respectant les trois contraintes est réduit par rapport au cas de référence, la solution optimale est alors obtenue non plus pour  $\alpha_s = 0$  mais pour  $\alpha_s = 0.36$ . Ainsi, nous montrons que, selon les valeurs des énergies associées à l'élément de stockage ( $W_{stomax}$ ,  $W_{stomin}$  et  $W_{sto0}$ ), une solution multisource peut être envisageable.

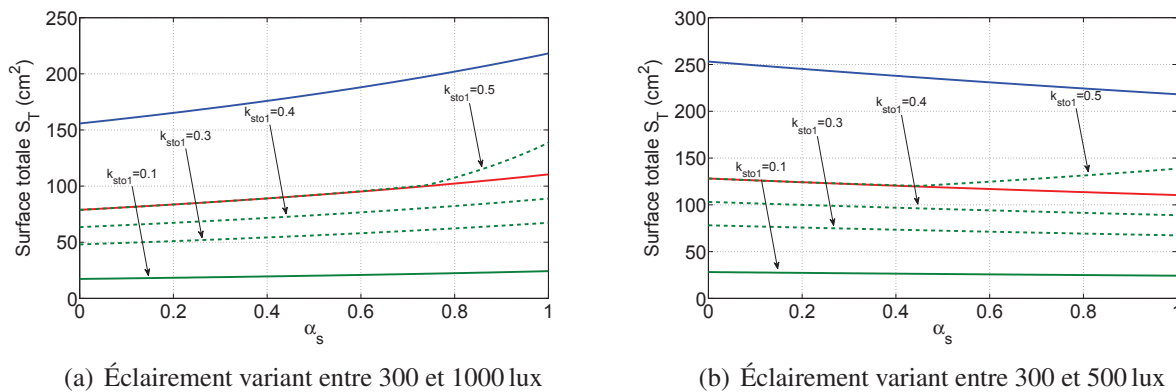
La Figure 5.22 (a) illustre le déplacement de la limite basse de  $S_T$  (en vert) selon la valeur du coefficient  $k_{sto1}$  (variant de sa valeur de référence, égale à 0.1, jusqu'à sa valeur maximale, égale à  $k_{sto2}$  soit ici à 0.5). A capacité donnée, cela revient à faire varier l'énergie minimale devant être stockée dans l'accumulateur. Finalement, ce coefficient est l'image de la contrainte d'optimisation imposant un état de charge minimal pour l'accumulateur. Comme la fonction  $S_T = f(\alpha_s)$  est croissante, la solution optimale est toujours obtenue pour  $\alpha_s = 0$ . En revanche, si la fonction  $S_T = f(\alpha_s)$  est décroissante,





**FIGURE 5.21** – Sensibilité du lieu des solutions à la valeur de la capacité nominale

le déplacement de la limite basse aura une influence. Nous avons donc fait varier l'éclairement entre 300 et 500 lux (de façon à avoir une fonction décroissante), puis observé l'impact de la modification du coefficient  $k_{sto1}$  (Figure 5.22 (b)). Pour  $k_{sto1} = 0.5$ , la solution optimale est atteinte non plus pour  $\alpha_s = 1$  mais pour  $\alpha_s = 0.43$ .



**FIGURE 5.22** – Sensibilité du lieu des solutions à la valeur du coefficient  $k_{sto1}$

Les Figures 5.23 (a) et (b) illustrent le déplacement des limites haute (en bleue) et basse (en vert) de  $S_T$  selon la valeur du coefficient  $k_{sto2}$ . Ce coefficient influe, à capacité donnée, sur la valeur de l'énergie initialement stockée dans l'accumulateur, donc à l'inverse du coefficient  $k_{sto1}$ , il est l'image non pas d'une contrainte mais d'un paramètre d'optimisation : l'état de charge initial  $SOC(t=0)$ . Nous pouvons voir sur ces figures que, selon la valeur de  $k_{sto2}$ , le générateur peut être un générateur monosource (ici PV) ou un générateur multisource (PV+TEG). Par contre, l'état de charge initial étant un paramètre d'optimisation, c'est l'algorithme qui lui attribue une valeur dans le but de minimiser la surface totale  $S_T$ . Selon l'état de charge initial, le  $\alpha_s$  optimal n'est pas le même. L'optimiseur choisira  $k_{sto2}$  pour que la surface  $S_T$  soit la plus faible possible. Ainsi, dans cet exemple, il évitera de choisir  $k_{sto2} = 0.11$  car, dans ce cas la solution optimale est obtenue pour  $\alpha_s = 0.36$  et la surface  $S_T$  est plus élevée que celle obtenue pour  $\alpha_s = 0$ .

A titre d'illustration, nous montrons, sur la Figure 5.24, un cas qui n'admet pas de solution respectant les trois contraintes imposées précédemment définies. Pour cette simulation, nous avons pris  $C_{Nom} = 0.1\text{mAh}$ ,  $k_{sto1} = 0.1$ ,  $k_{sto2} = 0.5$ , et un profil de ressources thermiques (avec  $T_a$  variant entre

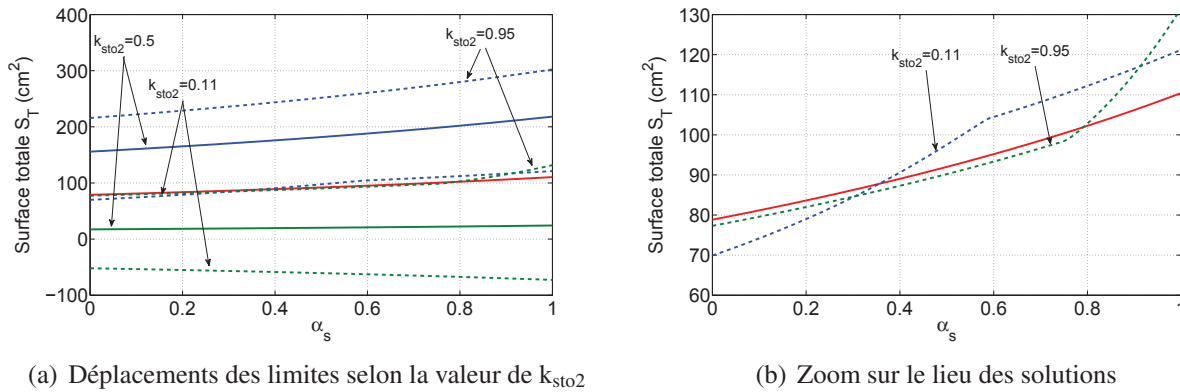


FIGURE 5.23 – Sensibilité du lieu des solutions à la valeur du coefficient  $k_{sto2}$

10 et 15°C) déphasé de  $\pi/2$  par rapport au profil de ressources photovoltaïques (avec  $E_{PV}$  variant entre 300 et 1000 lux) : la différence de température  $\Delta T_0 = T_b - T_a$  est donc maximale à  $t=0$ .

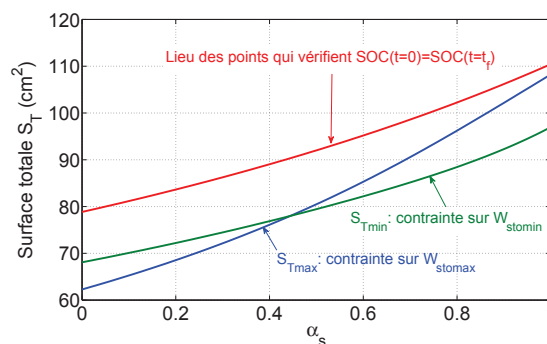


FIGURE 5.24 – Illustration d'une simulation sans solution

Toutes ces simulations montrent que l'hybridation des ressources est a priori moins intéressante qu'une solution monosource. En effet, la fonction décrivant la surface totale des générateurs  $S_T$  en fonction de  $\alpha_s$  est monotone, ceci étant dû essentiellement au fait que nous avons contraint le système à être autonome énergétiquement. Le fait de définir des contraintes sur l'élément de stockage (énergies minimale et maximale pouvant être stockées) limite d'autant plus le lieu des solutions, ce qui permet d'envisager dans certains cas l'hybridation des ressources. De plus, la solution optimale dépend fortement des ressources fixes, de la capacité  $C_{Nom}$ , des coefficients  $k_{sto1}$  et  $k_{sto2}$  et certainement du profil de consommation de la charge. Notons par ailleurs, que la complémentarité des sources présenterait certainement un avantage si l'on donnait un poids (coût) à l'accumulateur relativement au système de production. Ce résultat avait d'ailleurs été montré dans la thèse d'Olivier Gergaud [Gergaud02a] réalisée dans notre équipe, et concernait l'hybridation des ressources photovoltaïques et éoliennes.

Bien que ce formalisme soit simplifié, ces résultats théoriques sont vérifiés dans nos précédentes optimisations qui utilisent des modèles plus complexes et réalistes.

## 5.5 Gestion des profils de consommation - application à la carte PEGASE

Nous étudions dans cette section le dimensionnement d'un système récupérateur d'énergie mono-source (générateur photovoltaïque avec accumulateur lithium-ion) permettant d'alimenter une carte électronique générique développée pour des applications sans fil dans le Génie Civil [Le Cam10b]. Cette carte, destinée à une application réelle, se prête en effet particulièrement bien à une gestion de son profil de consommation car différents degrés de liberté sont disponibles. Le dimensionnement du système est ici optimisé pour mettre en évidence l'impact d'une gestion intelligente de la consommation.

### 5.5.1 Description de la carte PEGASE

La carte PEGASE a été développée par le LCPC (Laboratoire Central des Ponts et Chaussées) devenu maintenant l'IFSTTAR (Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux). PEGASE, qui signifie "Plateforme Experte Générique pour Applications Sans fil Embarquées", est une carte générique qui a été conçue pour développer une large gamme d'applications de monitoring sans fil. Les applications visées concernent la télémessure et le calcul en Génie Civil mais, du fait de sa généricité, les applications de PEGASE peuvent s'inscrire dans des domaines très divers : télécommunications, géo-positionnement, industrie, contrôle, etc [Le Cam10c]. Cette carte est équipée d'un processeur basse consommation type DSP (Blackfin 537 d'Analog device), d'une mémoire RAM et d'une mémoire FLASH, d'un module WiFi, d'un module GPS (nous verrons son utilité dans la suite), et d'un connecteur d'extension des entrées/sorties (Figure 5.25). De plus, le système d'exploitation de cette carte est Linux, ce qui traduit également la généricité de la carte.

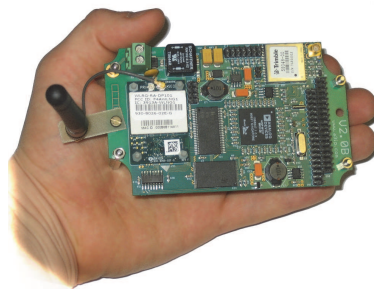


FIGURE 5.25 – Photographie de la carte PEGASE [Le Cam10a]

La carte PEGASE est la carte mère d'un système « carte mère/carte fille ». La carte fille est spécifique à une application, et dans le cadre de cette thèse, l'application étudiée est le contrôle acoustique pour la surveillance des câbles de ponts suspendus (capteur CASC). Plusieurs capteurs sont alors déployés sur le pont à surveiller et leur rôle est « d'écouter » en permanence le câble. Chaque capteur conditionne, mesure et compare en continu les signaux acoustiques issus d'un accéléromètre et échantillonnés à une fréquence adéquate. L'accéléromètre produit, par effet piézoélectrique, une tension image des ondes mécaniques se propageant dans le câble. Au moment d'une rupture de câble

(Figure 5.26), une onde se propage de part et d'autre de cette rupture, un seuil préalablement défini est alors dépassé ce qui déclenche une mémorisation de l'intensité du signal et une datation de cet évènement. L'ensemble de ces informations est alors transmis par ondes WiFi à un superviseur, qui en analysant les données, peut en déduire le lieu de rupture. Les ruptures de câbles n'arrivant que très rarement, chaque capteur intègre également un mécanisme de réveil du système d'émission, c'est-à-dire, qu'à une période paramétrable depuis le superviseur, chaque capteur signale son bon fonctionnement au superviseur.

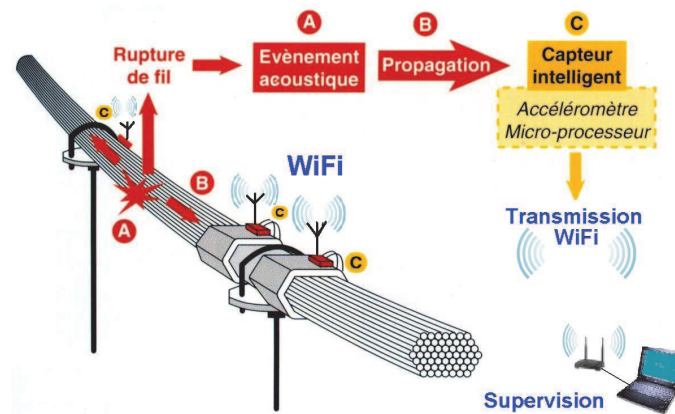


FIGURE 5.26 – Fonctionnement des capteurs lors d'une rupture de câble [Le Cam10a]

Lorsqu'il récolte les informations provenant des capteurs, le superviseur doit être capable de localiser la rupture. Sachant qu'il connaît les distances entre chaque capteur, notées  $L_{12}$  et  $L_{23}$  sur la Figure 5.27, et la datation de la détection de l'onde par chaque capteur, notée  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ , il est possible de déterminer la vitesse de propagation de l'onde, notée  $v$ , et donc d'en déduire la distance entre le premier capteur ayant reçu l'onde et le point de rupture, noté  $x$  sur la Figure 5.27, telles que :

$$v = \frac{L_{12}}{\Delta t_{12}} = \frac{L_{12}}{t_1 - t_2}$$

$$x = \frac{1}{2} (L_{23} - v\Delta t_{23}) \quad (5.20)$$

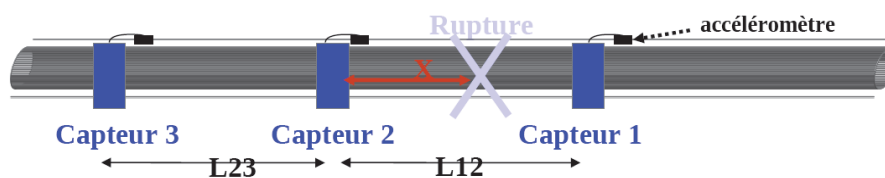


FIGURE 5.27 – Principe de localisation d'une rupture [Le Cam10a]

La précision sur la localisation de la rupture est alors très dépendante de la distance entre chaque capteur ( $L_{12}$  et  $L_{23}$ ) et de la bonne estimation par les capteurs des temps de détection ( $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ ). La distance entre les capteurs est a priori parfaitement connue car elle a été mesurée lors de l'installation. Le temps de détection est également très bien estimé car chaque capteur est équipé d'un module GPS permettant la synchronisation de tous les capteurs à l'aide du signal PPS (Pulse Per Second) [Le Cam10b]. Ce signal envoie un pulse toutes les secondes avec une précision de  $\pm 20$  ns.

Actuellement, la carte PEGASE est alimentée par une source de tension continue de 12 V. Cependant, ce choix technologique d'alimentation engendre le déploiement de nombreux câbles d'alimentation et donc un coût d'installation des capteurs important. C'est pourquoi il apparaît judicieux d'adjoindre à PEGASE une source d'énergie lui permettant de fonctionner en complète autonomie. La solution choisie est d'alimenter la carte avec un module photovoltaïque, associé à un hacheur à contrôle MPPT, et à un accumulateur électrochimique. Notre objectif est donc de dimensionner ce système, mais surtout d'étudier l'impact des profils de consommation sur ce dimensionnement.

### 5.5.2 Consommations et degrés de liberté

La principale source de consommation de la carte PEGASE, avec son application CASC, est liée à l'activation des modules WiFi et GPS. Selon leur état de fonctionnement, les consommations de la carte varient. Dans la version initiale de la carte, les puissances consommées, sous 12 V, sont données au Tableau 5.5.

État du WiFi	État du GPS	Puissance consommée
ON	ON	1524 mW
OFF	ON	659 mW
OFF	OFF	459 mW

TABLEAU 5.5 – Puissances consommées selon l'état des modules WiFi et GPS

Ces consommations peuvent être réduites considérablement en jouant sur les quelques degrés de liberté disponibles. Nous entendons par degrés de liberté toute modification d'un paramètre du système engendrant une baisse de la consommation tout en assurant un service sensiblement équivalent ou dégradé mais encore acceptable du point de vue de l'utilisateur. Ainsi cinq degrés de liberté ont été identifiés. Les mesures des consommations en agissant sur ces degrés de liberté ont été réalisées par l'IFFSTTAR [Le Maulf11], nous reprenons donc certains de leurs résultats.

#### Modification de la fréquence d'horloge du processeur

Moyen d'action sur la consommation, le plus connu, la diminution de la fréquence d'horloge du cœur du processeur, notée  $f_{\text{CLK}}$ , permet de réduire sensiblement la consommation de la carte. En effet, la consommation d'un microprocesseur est la somme de ses consommations statique et dynamique. Cette dernière est proportionnelle à la fréquence d'horloge. Ici, la réduction observée en baissant la fréquence  $f_{\text{CLK}}$  de 500 MHz à 250 MHz est de 139 mW lorsque le WiFi est activé (soit 9% de réduction), et de 124 mW lorsqu'il est éteint (soit 19% de réduction).

#### Modification de la fréquence d'échantillonnage du capteur

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le capteur échantillonne en permanence les signaux acoustiques issus de l'accéléromètre. La fréquence d'échantillonnage, notée  $f_e$ , est initialement égale à 250 kHz. Ce choix a été fait, d'une part, pour respecter le théorème de Shannon, mais également pour avoir une précision suffisante dans la datation du front d'onde acoustique du capteur (l'erreur

maximale étant égale à la moitié du pas d'échantillonnage). Cependant, il a été montré qu'en diminuant cette fréquence à 100 kHz, le signal échantillonné était suffisamment précis pour être analysé. La réduction de consommation est alors de 63 mW, soit de 4% lorsque le WiFi est activé et de 10% lorsqu'il est désactivé.

### Extinction du module GPS

Le module GPS est allumé en permanence pour assurer une bonne synchronisation des capteurs afin d'obtenir une précision dans la datation des ruptures de câbles, et ainsi de connaître avec une certaine précision le lieu des ruptures. Cependant, la consommation du GPS est de 200 mW (Tableau 5.5), ce qui représente une part importante de la consommation totale de la carte (30% lorsque le WiFi est éteint). Lorsque le GPS est éteint, une perte de synchronisation est observée du fait de la dérive du quartz du microprocesseur. Toutefois, il a été mesuré que lors d'une extinction du GPS de 5 min, la perte de synchronisation était acceptable vu qu'elle restait inférieure à 50  $\mu$ s. En effet, la vitesse de propagation des ondes étant de l'ordre de 5000 m.s<sup>-1</sup> [Le Cam10a], une erreur de datation de 50  $\mu$ s impliquerait une imprécision de  $\pm 25$  cm sur le lieu de la rupture, ce qui est admissible. Ainsi, il est possible d'éteindre périodiquement le GPS pendant 5 min et de le rallumer pendant 1 min, temps nécessaire pour rétablir la synchronisation.

### Extinction des LEDs

La carte fille de PEGASE est équipée de quatre LEDs permettant de renseigner l'utilisateur sur le fonctionnement de la carte. Leur allumage ou extinction correspond à différentes phases de fonctionnement comme l'activation du WiFi ou bien du GPS. Ainsi, l'extinction permanente de ces LEDs permet d'économiser de l'énergie, la réduction étant évaluée à 50 mW (3% lorsque le WiFi est activé et de 8% lorsqu'il est désactivé). De plus, leur fonctionnement n'est nécessaire que lorsqu'un opérateur est présent, il suffit donc de demander leur affichage si besoin.

### Pilotage des émissions selon l'état de charge

Bien que la rupture d'un câble n'arrive que très rarement, la carte doit tout de même émettre régulièrement une information au superviseur signalant son bon fonctionnement, l'émission durant environ 10 s. La période d'émission, notée  $T_{em}$ , est actuellement d'une heure mais elle peut être augmentée par le superviseur jusqu'à la valeur critique de 25 heures. Le rapport cyclique passerait donc de 0.27% à 0.01%. Si  $T_{em} > 1$  h, nous parlerons de dégradation de service que nous allons quantifier. Nous avons donc choisi d'agir sur cette période selon les ressources disponibles, c'est à dire selon l'état de charge (SOC) de l'accumulateur. La stratégie de pilotage arbitraire adoptée est décrite à la Figure 5.28.

Le temps d'émission est donc d'1 h si le SOC est supérieur ou égal à 90%. Ensuite, lorsque le SOC est compris entre 50% et 90%, le temps entre chaque émission augmente progressivement (il est compris entre 1 h et 5 h), le service est alors légèrement dégradé. Puis, dès que le SOC devient inférieur à 50%, la dégradation de service est plus marquée, la fréquence d'émission diminue rapidement lorsque le SOC se réduit.



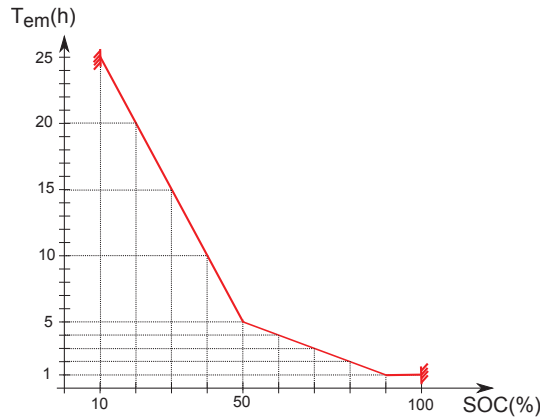


FIGURE 5.28 – Loi de variation de la période d'émission  $T_{em}$  suivant le SOC

### Bilan des consommations

Nous venons de montrer qu'en agissant sur quelques degrés de liberté, la consommation de la carte pouvait énormément baisser. Dans le tableau 5.6, nous résumons les puissances consommées suivant certains degrés de liberté précédemment définis, à savoir l'activation ou non du WiFi et du GPS, la diminution de la fréquence du cœur du processeur à  $f_{CCLK} = 250\text{MHz}$  et de la fréquence d'échantillonnage acoustique à  $f_e = 100\text{kHz}$ , ainsi que l'extinction permanente de toutes les LEDs.

État du WiFi	État du GPS	Puissance consommée
ON	ON	1272 mW
OFF	ON	422 mW
OFF	OFF	222 mW

TABLEAU 5.6 – Puissances consommées selon l'état des modules WiFi et GPS, lorsque  $f_{CCLK} = 250\text{MHz}$ ,  $f_e = 100\text{kHz}$  et que les LEDs sont éteintes

### 5.5.3 Optimisation du dimensionnement intégrant la gestion de la consommation

Nous souhaitons optimiser le dimensionnement du récupérateur d'énergie de la carte PEGASE en prenant en compte le degré de liberté possible sur sa consommation, c'est à dire déterminer les valeurs optimales de la surface de captation  $S_{PV}$  du module photovoltaïque et de la capacité nominale  $C_{Nom}$  de l'élément de stockage, ainsi que l'évolution de la période d'émission  $T_{em}$  au cours du temps, selon un type de profil de consommation de la carte donné.

L'élément de stockage est un accumulateur lithium-ion, ce qui nous permet d'utiliser le modèle développé au chapitre 4. La tension du bus continu devant être de 12 V (tension de l'alimentation actuelle), il suffit de connecter en série trois éléments lithium ( $n_{elt} = 3$ ). Bien entendu, la tension du bus continu varie selon l'état de charge de l'accumulateur. Or comme la carte est équipée d'un régulateur de tension, dont nous avons négligé le rendement, les mesures des puissances consommées ont été faites sous 12 V. Nous avons donc adapté le courant dans la charge selon la tension du bus continu en raisonnant à puissance constante.



Concernant le générateur photovoltaïque, la carte PEGASE étant amenée à fonctionner en plein air, la technologie photovoltaïque la mieux adaptée, pour des raisons d'encombrement, est celle du silicium cristallin. De ce fait, nous ne pouvons pas utiliser le modèle établi au chapitre 4 du générateur PV en silicium amorphe. Nous considérerons alors le modèle développé au laboratoire SATIE par Olivier Gergaud [Gergaud02b] qui permet de déduire la puissance maximale pouvant être obtenue en sortie d'un générateur PV en silicium polycristallin en fonction de la puissance rayonnée incidente et de la température de jonction des modules. Enfin, nous considérons un hacheur avec contrôle MPPT (pour récupérer le maximum de puissance) avec un rendement unitaire.

Les optimisations qui vont suivre ont été réalisées sur un cycle de fonctionnement donné correspondant au fonctionnement de la carte PEGASE lors d'une semaine critique, c'est à dire pendant une semaine d'hiver où la productivité PV est la plus faible. De cette façon, si le récupérateur d'énergie est bien dimensionné pour assurer une autonomie complète du système lors de cette semaine critique, le système sera, a priori, également autonome le reste du temps. Cela nous permet d'éviter une optimisation sur une année entière, mais il faudrait en pratique analyser les données météorologiques sur plusieurs années pour y détecter la plus mauvaise semaine. La Figure 5.29 représente le pourcentage de la puissance crête photovoltaïque du module installée, lors d'une semaine critique. Dans la suite, sachant que pour la technologie au silicium polycristallin, la densité de puissance est de l'ordre de 100 Wc par m<sup>2</sup> de surface brute, nous pouvons déterminer le productible photovoltaïque pour différentes surfaces de générateurs, avec cette densité de puissance.

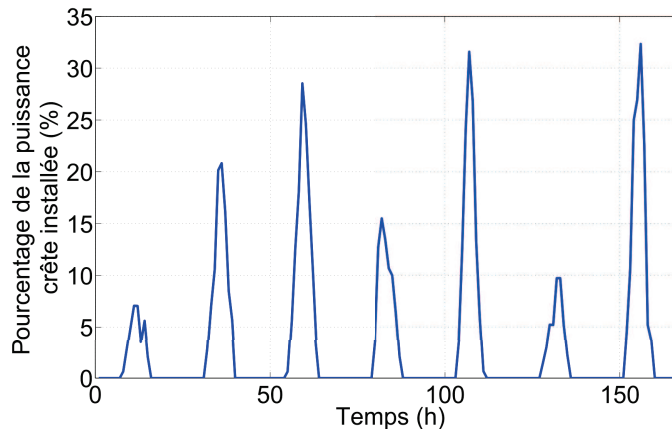


FIGURE 5.29 – Pourcentage de la puissance crête installée lors d'une semaine critique (168 h)

### 5.5.3.1 Objectifs, paramètres et contraintes d'optimisation

Les deux objectifs d'optimisation sont la minimisation de la surface de captation  $S_{PV}$  du générateur photovoltaïque et la minimisation de la capacité nominale  $C_{Nom}$  de l'accumulateur. Les paramètres variables peuvent être regroupés en deux familles : les paramètres de dimensionnement et les paramètres de gestion. Les paramètres de dimensionnement sont au nombre de trois : il s'agit de la surface  $S_{PV}$ , de la capacité  $C_{Nom}$  et de l'état de charge initial de l'accumulateur  $SOC(t=0)$ . De plus, nous considérons un unique paramètre de gestion qui est la période d'émission  $T_{em}$ . Comme précédemment, nous les avons contraints à évoluer dans un domaine restreint défini au Tableau 5.7

Concernant les contraintes d'optimisation, nous avons défini deux contraintes liées à l'état de

Paramètres	Valeurs min	Valeurs max
$S_{PV}$ (m <sup>2</sup> )	0	1
$C_{Nom}$ (Ah)	0	15
SOC(t=0) (%)	10	100
$T_{em}$ (h)	1	25

**TABLEAU 5.7** – Domaines de variation des paramètres d'optimisation du système de récupération d'énergie de la carte PEGASE

charge de l'accumulateur :  $SOC(t) \geq 10\%$  pour éviter les décharges profondes et  $SOC(t=0) = SOC(t=t_f)$  pour assurer l'autonomie du système. Une troisième contrainte est introduite en imposant une valeur d'énergie minimale dans l'élément de stockage nécessaire pour émettre trois séquences successives. Notons que nous n'imposons plus, comme aux sections 5.3 et 5.4, que l'état de charge soit toujours inférieur ou égal à 100%. En réalité, si l'accumulateur est complètement chargé, nous acceptons de délester la production en dégradant la production PV grâce à l'action sur le contrôle MPPT de façon à ne récupérer que la stricte puissance nécessaire à l'alimentation de la charge et non plus la puissance maximale disponible.

Par ailleurs, pour quantifier la dégradation de service, nous avons défini un « indice de qualité de service », noté  $I_q$ , compris entre 0 et 1, correspondant au rapport du nombre  $N_{em}$  de séquences d'émission sur l'ensemble du cycle de fonctionnement considéré (soit pendant une semaine) sur le nombre  $N_{emMax}$  d'émissions maximal possible durant ce même cycle :

$$I_q = \frac{N_{em}}{N_{emMax}} \quad (5.21)$$

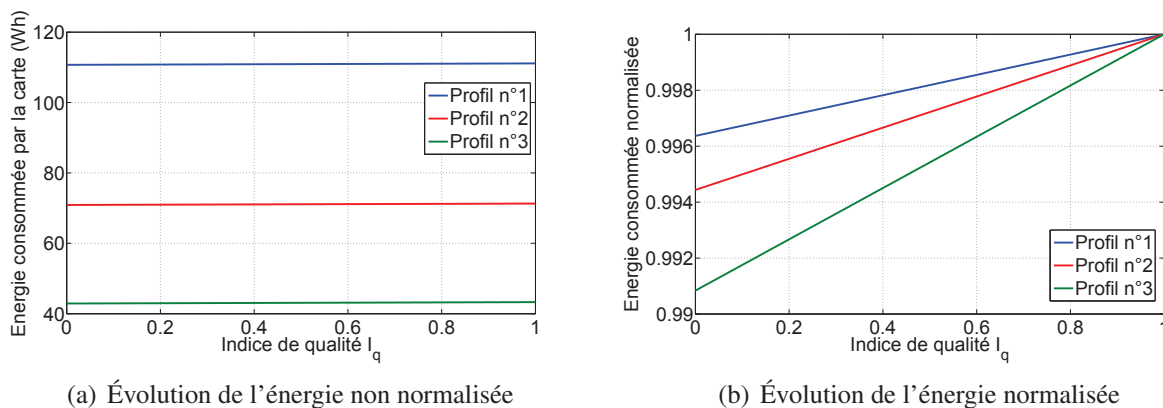
Dans notre exemple, la période d'émission minimale est de  $T_{em} = 1$  h, le nombre de séquences d'émission maximal sur une semaine est donc de  $N_{emMax} = 168$ . Rappelons que la période d'émission, donc le nombre de séquences d'émission, est fonction de l'état de charge de l'accumulateur (Figure 5.28). Ainsi, plus l'état de charge est faible, plus l'indice  $I_q$  sera réduit et plus le service sera dégradé. Pratiquement, pendant le cycle de fonctionnement, le SOC est testé toutes les heures. Si la période d'émission  $T_{em}$  imposée par le SOC à cet instant est inférieure ou égale au temps depuis lequel a eu lieu la dernière émission, alors la carte PEGASE émettra une information.

Enfin, nous avons étudié trois types de profil de consommation qui diffèrent selon les valeurs des fréquences du processeur et d'échantillonnage acoustique et de l'extinction ou non des LEDs et du GPS. Dans chaque type de profil,  $T_{em}$  est une variable de gestion à déterminer. Ces trois types de profils sont les suivants :

- **Profil n°1** : Ce type de profil de consommation est le plus contraignant énergétiquement et correspond au fonctionnement actuel de la carte PEGASE. Ainsi, la fréquence du processeur est de  $f_{CCLK} = 500$  MHz, la fréquence d'échantillonnage acoustique de  $f_e = 250$  kHz, et les LEDs ainsi que le GPS sont allumés en permanence.
- **Profil n°2** : Ce type de profil de consommation est un peu moins gourmand énergétiquement puisque la fréquence du processeur a été réduite à  $f_{CCLK} = 250$  MHz, celle d'échantillonnage acoustique à  $f_e = 100$  kHz et que les LEDs sont continuellement éteintes. En revanche, le GPS est toujours allumé.

- **Profil n°3** : Ce type de profil de consommation est similaire au profil n°2 sauf qu'il prend en compte l'extinction périodique du GPS (extinction pendant 5 min et allumage pendant 1 min). Nous considérerons d'ailleurs que l'émission de données a forcément lieu lorsque le GPS est allumé.

Ainsi, l'énergie consommée par la carte dépend du type de profil de consommation mais également de l'indice de qualité  $I_q$ , c'est à dire du nombre d'émissions pendant le cycle de fonctionnement. La Figure 5.30 montre l'évolution de l'énergie consommée par la carte en fonction de l'indice de qualité  $I_q$  pour les trois types de profil de consommation exposés précédemment. De plus, nous représentons sur la Figure 5.30 (b) pour chaque type de profil, l'évolution de l'énergie normalisée par rapport à sa valeur maximale.



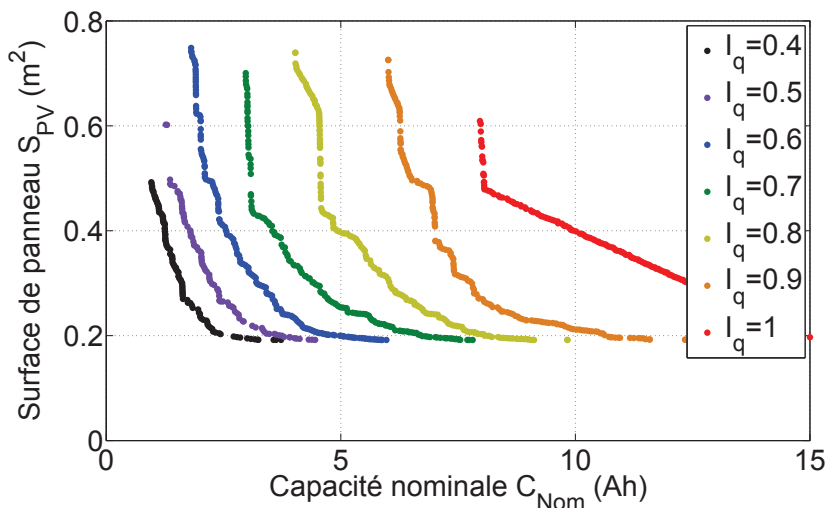
**FIGURE 5.30** – Évolution de l'énergie consommée par la carte en fonction de l'indice de qualité, pour différents types de profil de consommation

A première vue, il apparaît que la dégradation de service n'affecte que très peu l'énergie consommée par la carte. Cependant nous verrons par la suite l'intérêt du pilotage de la consommation sur le dimensionnement du système, tout particulièrement sur celui de l'accumulateur.

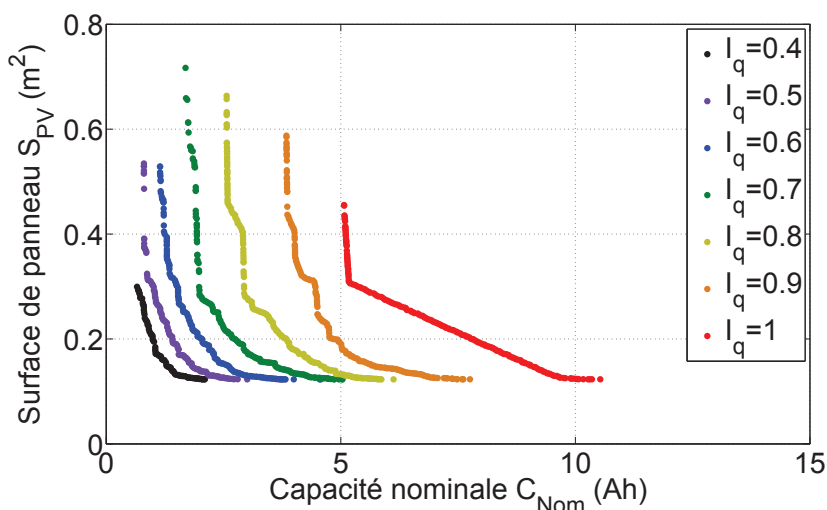
### 5.5.3.2 Résultats d'optimisation

Pour chaque type de profil de consommation, nous avons optimisé le dimensionnement du système de récupération d'énergie tout en imposant à chaque fois une valeur d'indice de qualité  $I_q$ , comprise ici entre 0.4 et 1 (Nous expliquerons ultérieurement pourquoi nous ne sommes pas descendu en dessous de  $I_q = 0.4$ ). Les Figures 5.31 (a), (b) et (c) représentent, dans le plan des objectifs, les solutions des optimisations réparties sur un front de Pareto, avec respectivement les types de profil de consommation n°1, 2 et 3.

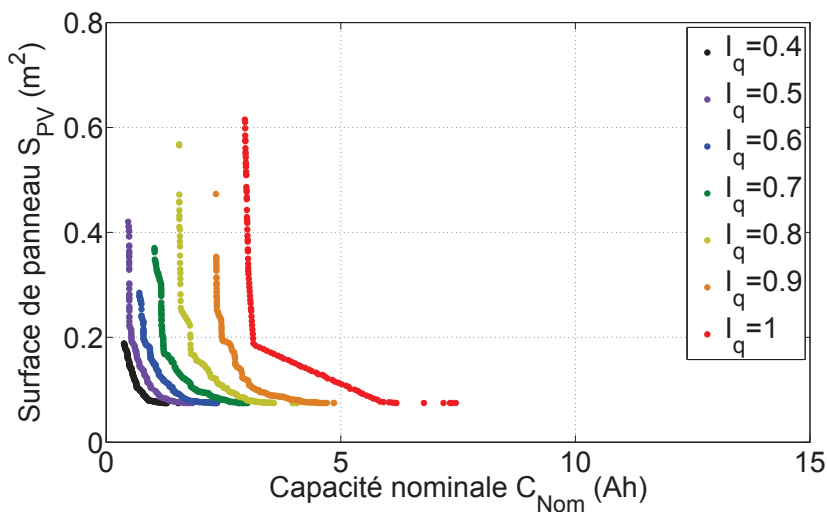
A la vue de ces résultats, des observations communes peuvent être faites. En effet, quel que soit le type de profil de consommation, les allures des différents fronts de Pareto sont les mêmes. Plus le facteur de qualité  $I_q$  est faible, plus le front de Pareto se décale vers la gauche, ce qui traduit, à même surface de module  $S_{PV}$ , la possibilité de réduire la capacité de stockage du système lorsque le nombre de séquences d'émission sur cycle diminue. De même, à capacité nominale donnée, autoriser la dégradation de service permet de réduire la surface du module PV. Une autre observation commune est la forme du front de Pareto, lorsque  $I_q = 1$ , qui n'est pas exactement la même que celles des autres fronts. Imposer un indice  $I_q = 1$  revient à contraindre le système à émettre périodiquement toutes



(a) Résultats d'optimisation avec le profil n°1



(b) Résultats d'optimisation avec le profil n°2



(c) Résultats d'optimisation avec le profil n°3

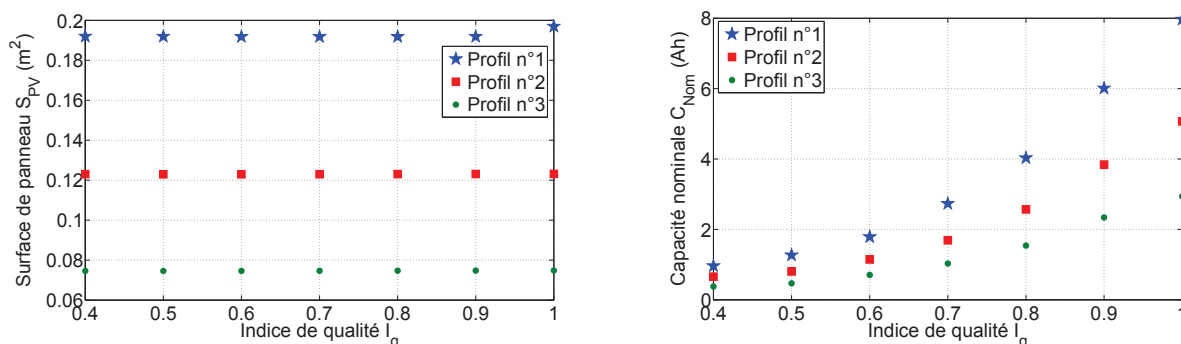
**FIGURE 5.31** – Résultats d'optimisation du dimensionnement pour les trois types de profil de consommation, avec différentes valeurs de  $I_q$

les heures, l'état de charge de l'accumulateur ne pouvant alors varier qu'entre 90 et 100%. Ainsi, dès que la surface  $S_{PV}$  diminue, la capacité de stockage  $C_{Nom}$  doit nécessairement augmenter de façon à maintenir un SOC compris entre 90 et 100%. En revanche, pour un indice  $I_q < 1$ , le nombre d'émissions est certes imposé par la valeur de  $I_q$  mais le temps entre deux émissions successives ne l'est pas, l'émission des données n'est alors pas nécessairement périodique. Ainsi, l'excursion du SOC diffère d'une solution à une autre (voir Figures 5.34 (a) et (b)), et de ce fait, la diminution de la surface  $S_{PV}$  n'engendre pas obligatoirement une augmentation rapide de la capacité  $C_{Nom}$  comme pour  $I_q = 1$ .

Par ailleurs, en analysant les solutions selon le type de profil de consommation imposé (profil n°1, 2 ou 3), nous montrons naturellement que plus l'énergie consommée par la carte est faible, plus les surfaces  $S_{PV}$  et les capacités  $C_{Nom}$  diminuent, et par conséquent, plus la taille du système est réduite.

### Étude des solutions pour lesquelles la surface ou la capacité est minimale

Pour compléter cette remarque, nous avons tracé les évolutions de la surface minimale (Figure 5.32 (a)) et de la capacité minimale (Figure 5.32 (b)) pour chaque valeur de  $I_q$  et pour les trois types de profil de consommation.



(a) Évolution de la surface minimale en fonction de l'indice de qualité (b) Évolution de la capacité minimale (sous 12 V) en fonction de l'indice de qualité

**FIGURE 5.32** – Solutions des optimisations pour lesquelles la surface de module PV ou la capacité nominale est minimale

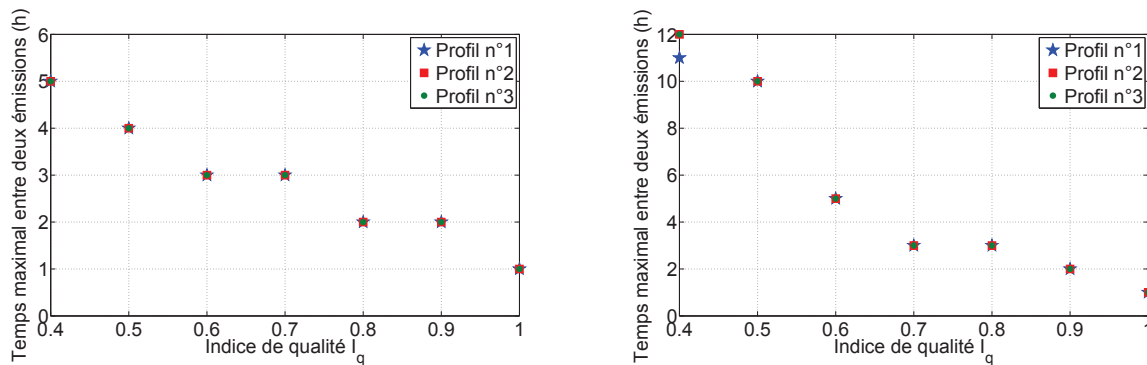
La Figure 5.32 (a) montre que, indépendamment du type de profil de consommation, la diminution de l'indice  $I_q$  n'a pas de réelle influence sur le dimensionnement de la surface  $S_{PV}$  du module PV. En réalité, étant donné que l'une des contraintes d'optimisation impose que, sur le cycle de fonctionnement, l'énergie produite (et non le productible) soit égale à l'énergie consommée ( $SOC(t=0) = SOC(t=t_f)$ ), la surface  $S_{PV}$  est dimensionnée de façon à satisfaire cette contrainte. Or, diminuer  $I_q$  ne réduit que très légèrement l'énergie consommée par la charge (voir Figure 5.30), ce qui explique la très faible diminution de  $S_{PV}$  avec  $I_q$  (qui n'est d'ailleurs pas vraiment visible à l'échelle de la Figure 5.32 (a) mais que nous avons constaté en analysant les valeurs précises de la surface).

Concernant l'évolution de la capacité minimale en fonction de l'indice de qualité  $I_q$ , nous pouvons voir sur la Figure 5.32 (b) que la diminution de l'indice  $I_q$  entraîne une diminution notable de la capacité. Par exemple, pour le profil n°1 (correspondant aux étoiles bleues), diminuer  $I_q$  de 1 à 0.8

permet de réduire de moitié la capacité de stockage :  $C_{Nom}$  passe de 8 à 4 Ah. Par contre, plus  $I_q$  diminue, moins la baisse de  $C_{Nom}$  est importante. En fait, avoir un indice  $I_q = 1$  impose une variation du SOC comprise entre 90 et 100% donc une capacité d'accumulateur élevée. Autoriser la dégradation de service revient finalement à permettre au SOC d'être au moins inférieur à 90% et donc à accepter que l'accumulateur ait de plus grandes excursions de SOC donc que sa capacité soit plus faible.

### Conséquences sur le temps maximal entre deux séquences d'émission successives

Nous avons également tracé sur les Figures 5.33 (a) et (b) le temps maximal entre deux émissions pour chaque solution représentée aux Figures 5.32 (a) et (b).



(a) Évolution du temps maximal entre deux émissions en fonction de l'indice de qualité lorsque la surface est minimale  
(b) Évolution du temps maximal entre deux émissions en fonction de l'indice de qualité lorsque la capacité est minimale

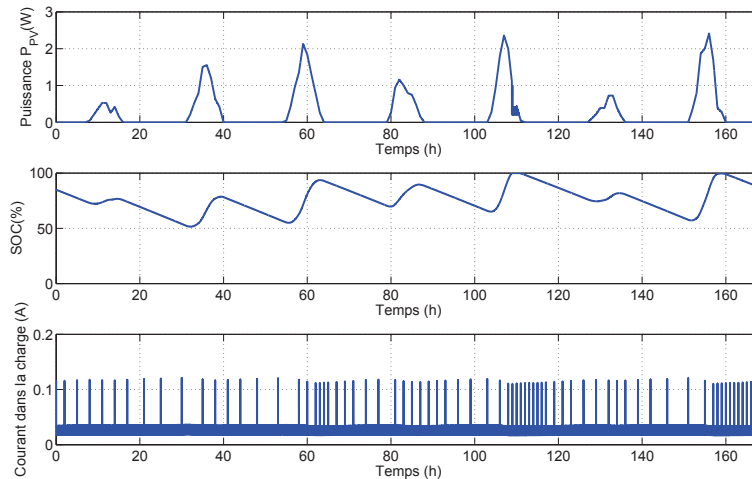
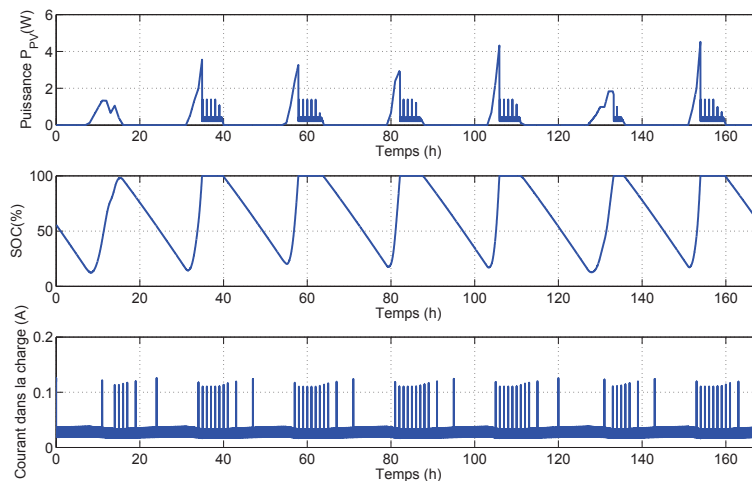
**FIGURE 5.33** – Évolution du temps maximal entre deux émissions en fonction de l'indice de qualité

Notons tout d'abord que les courbes obtenues pour les trois profils sont confondues. De plus, que ce soit pour les solutions pour lesquelles la surface est minimale ou pour celles pour lesquelles la capacité est minimale, il apparaît naturel que, quel que soit le type de profil de consommation, plus l'indice de qualité  $I_q$  augmente, c'est à dire plus le nombre d'émissions sur cycle croît, plus la période maximale entre deux émissions diminue jusqu'à atteindre logiquement  $T_{em} = 1$  h pour  $I_q = 1$ . Par contre, nous observons que cette période maximale atteint des valeurs plus importantes lorsque la capacité est minimale ( $T_{em} = 12$  h) que lorsque la surface est minimale ( $T_{em} = 5$  h).

### Simulations temporelles sur une semaine critique avec dimensionnement sur semaine critique

Pour mieux comprendre cette différence, nous avons représenté les simulations temporelles du système, avec le profil n°3 de consommation, lorsque l'indice de qualité est de  $I_q = 0.4$ . Ces simulations ont été réalisées en considérant les paramètres d'optimisation choisis pour la solution à surface minimale, soit ici  $S_{PV} = 750 \text{ cm}^2$  (Figure 5.34 (a)), et ceux choisis pour la solution à capacité minimale, soit ici  $C_{Nom} = 380 \text{ mAh}$  (Figure 5.34 (b)).

Sur ces figures, nous pouvons observer les variations temporelles de la puissance produite par le générateur PV, de l'état de charge (SOC) de l'accumulateur et du courant consommé par la charge pendant la semaine que nous avons qualifiée de critique. Pour ces deux simulations, l'indice  $I_q$  est identique donc le nombre d'émissions pendant la semaine étudiée est le même. Seulement, comme

(a) Simulation temporelle lorsque la surface  $S_{PV}$  est égale à sa valeur minimale(b) Simulation temporelle lorsque la capacité  $C_{Nom}$  est égale à sa valeur minimale

**FIGURE 5.34** – Simulations temporelles du système avec le profil n°3 de consommation pour  $I_q = 0.4$

nous pouvons le voir, la répartition des émissions est différente. Dans le cas où la surface  $S_{PV}$  est minimale (Figure 5.34 (a)), et donc par conséquent la capacité maximale, l'excursion du SOC est plus faible que dans le cas où la capacité est minimale (Figure 5.34 (b)) : elle est de 50% comparée à 90%. Or comme la période d'émission est définie selon le SOC, la répartition des émissions est nécessairement différente selon ces deux cas. Ainsi, pour une capacité de stockage faible, le SOC atteignant des valeurs faibles, la période maximale entre deux émissions est plus élevée que lorsque la capacité est élevée. Finalement, en s'autorisant une dégradation possible de service, privilégier une faible capacité de stockage implique un fonctionnement du système n'émettant que la journée soit lorsque des ressources photovoltaïques sont disponibles, et privilégier une faible surface de module PV implique, d'un point de vue superviseur, de recevoir des informations quasi-périodiquement.

Par ailleurs, nous pouvons remarquer sur la Figure 5.34 (b) que lorsque l'accumulateur est complètement chargé, c'est à dire lorsque le SOC est égal à 100%, la production PV est délestée : le



générateur PV ne fournit que la puissance nécessaire à l'alimentation de la carte. Enfin, en analysant l'évolution du courant de charge, nous pouvons voir que lorsqu'il n'y a pas d'émission, le courant peut prendre deux valeurs, ce qui correspond à l'allumage et à l'extinction du GPS. De plus, nous pouvons observer une certaine ondulation dans la forme d'onde du courant due au fait que, à puissance consommée donnée, le courant dépend de la tension du bus continu et donc du SOC de l'accumulateur. L'ondulation est donc plus perceptible sur la Figure 5.34 (b) que sur la Figure 5.34 (a) car les variations du SOC sont plus élevées.

Dans les optimisations présentées, la valeur minimale de l'indice  $I_q$  imposée est de 0.4. Cependant, le système peut fonctionner avec un indice de qualité plus faible, mais dans ce cas, la capacité de stockage  $C_{Nom}$  minimale ne diminue plus en fonction de  $I_q$  comme à la Figure 5.32 (b). En effet, avoir un faible indice de qualité contraint le SOC de l'accumulateur à être relativement faible en permanence pour que le temps entre deux émissions soit le plus grand possible. Finalement, l'excursion du SOC ne doit pas être trop grande pour éviter que l'accumulateur ne se charge trop, ce qui autoriserait les émissions des données. Pour satisfaire cette contrainte, la capacité de l'accumulateur doit alors être suffisante. Si la capacité est trop faible, l'excursion du SOC augmentera et le nombre d'émissions par cycle également. Une solution, que nous n'avons pas mise en œuvre, aurait été de délester la production PV pour éviter une charge de l'accumulateur, ce qui aurait été tout de même paradoxal. Dans nos optimisations, le délestage de la production PV n'est possible que lorsque le SOC=100%.

### Simulations temporelles sur une semaine d'été avec dimensionnement sur semaine critique

Toutes les optimisations présentées ont été faites sur une semaine critique. En conservant le dimensionnement optimisé lors de cette semaine, nous avons voulu observer le fonctionnement de ce système lors d'une semaine d'été, donc lorsque le productible PV est plus élevé, et étudier dans ces conditions le pilotage de la consommation de la carte. La semaine d'été étudiée est représentée à la Figure 5.35.

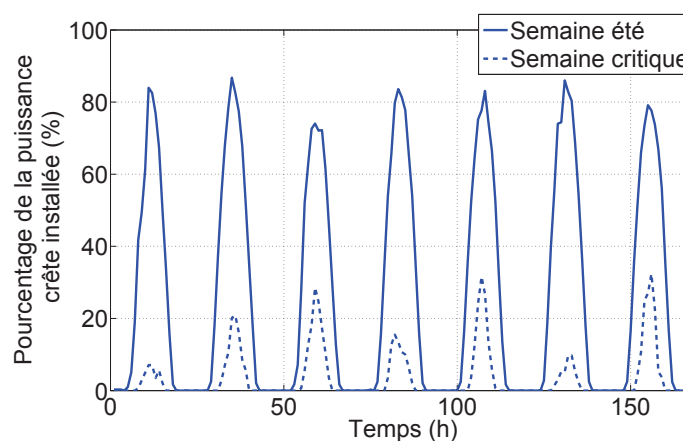
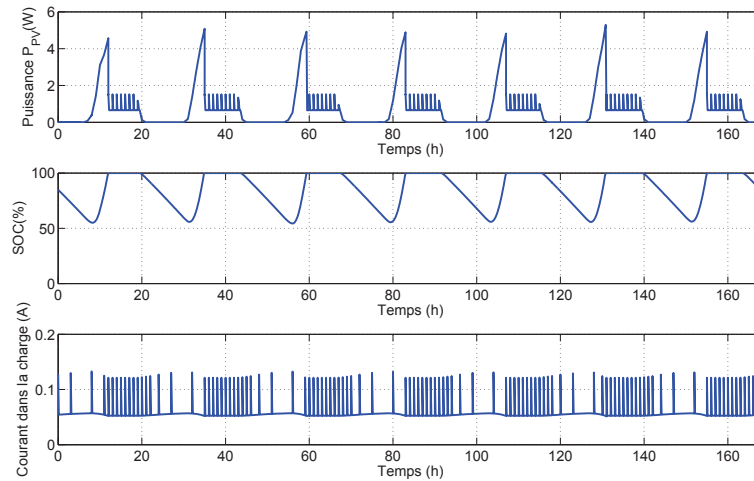


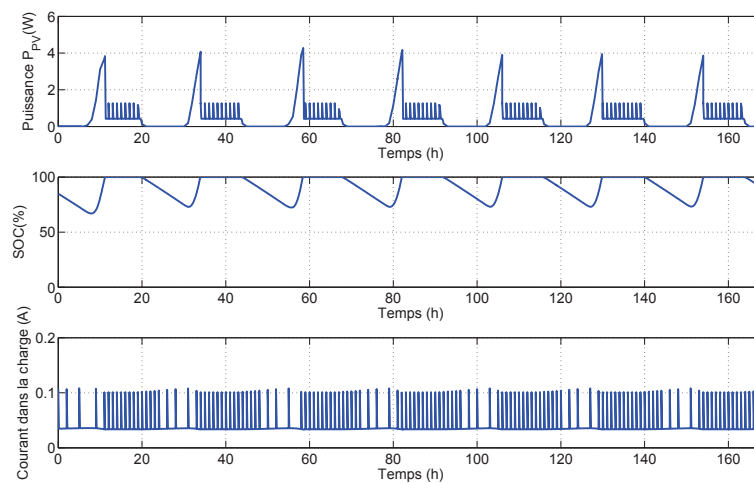
FIGURE 5.35 – Pourcentage de la puissance crête installée lors d'une semaine d'été

Les Figures 5.36 (a) et (b) illustrent les simulations temporelles du système lors d'une semaine d'été. La surface  $S_{PV}$  la plus faible étant celle obtenue lorsque le type de profil de consommation est le profil n°3 et l'indice de qualité  $I_q = 0.4$ , nous avons donc étudié le comportement du système avec le dimensionnement optimisé sur la semaine d'hiver, lorsque les paramètres d'optimisation sont ceux

choisis pour la solution à surface minimale. Concernant les conditions de fonctionnement étudiées, en plus de celle relative à la ressource (semaine d'été), nous avons considéré les types de profil les plus contraignants énergétiquement : le type n°1 (Figure 5.36 (a)) et n°2 (Figure 5.36 (b)).



(a) Simulation temporelle avec le dimensionnement de la solution à surface minimale et le profil n°1 de consommation



(b) Simulation temporelle avec le dimensionnement de la solution à surface minimale et le profil n°2 de consommation

**FIGURE 5.36** – Simulations temporelles du système lors d'une semaine d'été, avec les profils n°1 ou n°2 de consommation, le dimensionnement étant celui optimisé sur une semaine critique avec le profil n°3 de consommation et un indice  $I_q = 0.4$

L'intérêt de cette étude est de remarquer que, pour un dimensionnement donné, le système peut fonctionner en hiver en autorisant une dégradation de service importante se manifestant par une diminution du nombre d'émissions ( $I_q = 0.4$ ), de la fréquence d'horloge du processeur et de celle d'échantillonnage acoustique, ainsi qu'une extinction permanente des LEDs et périodique du GPS (profil n°3). Avec ce même dimensionnement, le système peut également fonctionner en été tout en dégradant beaucoup moins le service. Par exemple, sur la Figure 5.36 (a) où le profil de consommation est le n°1, donc le plus contraignant énergétiquement, le nombre d'émissions sur la semaine est

de 106, ce qui correspond à un indice  $I_q = 0.63$ . Sur la Figure 5.36 (b) où le profil de consommation est le n°2, le nombre d'émissions sur la semaine est de 130, soit un indice  $I_q = 0.77$ . Gérer intelligemment la consommation peut revenir en fait à autoriser une dégradation du service lorsque les ressources présentes dans l'environnement et dans l'élément de stockage sont faibles. Finalement, en considérant des ressources photovoltaïques, nous montrons qu'il vaut mieux diminuer la consommation d'énergie pendant la nuit et pendant la saison hivernale, c'est à dire tenter de faire en sorte que le profil de la consommation soit en phase avec le profil de production. Cet effort sera alors perceptible sur le dimensionnement du système à la fois en terme de surface PV et de volume accumulateur. C'est d'ailleurs un des résultats importants de la thèse de Yaël Thiaux [Thiaux10] réalisée dans notre équipe.

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthodologie globale permettant d'optimiser le dimensionnement d'un générateur thermoélectrique et/ou photovoltaïque, fonctionnant à partir des ressources présentes dans l'environnement, et intégrant une stratégie de gestion de la consommation.

Nous avons tout d'abord exposé l'optimisation du dimensionnement d'un générateur thermoélectrique seul, associé à un possible dissipateur thermique et à un convertisseur DC-DC (avec ou sans pertes) lui même connecté à une source de tension fixe. En ayant défini deux objectifs d'optimisation contradictoires qui consistaient à minimiser le volume global du TEG (dissipateur éventuel inclus) tout en maximisant la puissance produite en sortie du convertisseur, nous avons mis en évidence, d'une part, qu'à partir d'un certain volume du générateur il est avantageux d'ajouter un dissipateur pour récupérer le maximum de puissance (qui est d'ailleurs obtenu en adaptant thermiquement et électriquement l'impédance du TEG). D'autre part, nous avons montré à l'inverse que, lorsque les pertes dans le convertisseur DC-DC n'étaient pas négligées, l'optimum de fonctionnement et de dimensionnement n'était plus celui de l'adaptation d'impédance thermique et électrique.

Nous avons ensuite présenté l'optimisation du dimensionnement d'un générateur multisource sur un cycle de fonctionnement donné (ressources et charge fixées). Nous avons ainsi montré pour ce niveau de puissance, spécifique aux récupérateurs en environnement humain, qu'un étage de conversion DC-DC est énergétiquement utile dans le cas du thermogénérateur mais pas nécessairement dans le cas du générateur photovoltaïque dont il est assez aisé de définir la tension de fonctionnement (lors de son dimensionnement) pour qu'elle soit compatible avec celle de l'accumulateur. Seulement, ces résultats sont à modérer car le dimensionnement du convertisseur DC-DC étudié n'a pas été réoptimisé pour chaque cas, son modèle n'étant pas paramétrable. Par ailleurs, nous n'avons pas observé d'intérêt d'une hybridation des modes de production avec les critères d'optimisation retenus. Cela nous a amené à formaliser le problème du multisource pour en comprendre les raisons. Nous avons ainsi montré que, a priori, l'hybridation des ressources n'est une solution optimale que sous condition d'introduire des contraintes sur l'élément de stockage. Cependant, si nous avions considéré d'autres critères d'optimisation permettant par exemple de quantifier le coût de l'accumulateur relativement au système de production, la complémentarité des ressources aurait pu être bénéfique.

Enfin, nous avons appliqué les méthodologies développées précédemment à un cas précis d'alimentation d'un capteur communicant appelé PEGASE, utilisé pour des applications sans fil dans le

domaine du Génie Civil et où une gestion des profils de consommation était possible. Plusieurs degrés de liberté vis à vis de la consommation ont été définis permettant ainsi de réduire la consommation de la carte en agissant sur les fréquences d'horloge du processeur et d'échantillonnage acoustique, et également en autorisant les extinctions permanente des LEDs et périodique du module GPS. De plus, nous avons mis en œuvre une stratégie de gestion du profil de consommation consistant à adapter la période d'émission en fonction l'état de charge de l'accumulateur. Ainsi, en introduisant la notion de dégradation de service, nous avons mis en évidence l'impact significatif d'une gestion optimale de la consommation de la carte sur le dimensionnement du système.

# Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse concernaient la modélisation multiphysique et l'optimisation d'un générateur, pouvant hybrider trois types de récupérateurs : microcinétique, photovoltaïque et thermoélectrique. Une part conséquente de ce travail a consisté à élaborer des modèles énergétiques génériques des différents composants (générateurs et élément de stockage) du générateur multisource, à partir d'essais expérimentaux et sur la base de technologies déjà existantes. Une seconde contribution a été de proposer une méthodologie pour l'optimisation du dimensionnement d'un tel générateur en considérant essentiellement des critères de surface ou de volume, sachant que d'autres critères pourraient très bien être considérés. Ces optimisations nous ont alors permis d'aborder différents thèmes comme l'ajout de convertisseurs d'électronique de puissance dans la chaîne de conversion, l'hybridation de plusieurs sources d'énergie et la gestion intelligente des profils de consommation.

Une analyse énergétique a tout d'abord été menée sur un générateur micro-cinétique, récupérant l'énergie issue des mouvements, initialement dimensionné pour alimenter une montre. Il s'agit du générateur Autoquartz de la société Suisse ETA, dispositif original du fait de son stockage intermédiaire d'énergie dans un ressort. Un optimum de rendement du système Autoquartz a été observé et deux solutions pour maximiser la récupération d'énergie (soit récupérer environ  $40 \mu\text{J}$  par décharge) ont été proposées et comparées sur un cycle de fonctionnement spécifique. Comme ce système fonctionne de manière impulsionnelle avec une faible fréquence (quelques Hertz), il est apparu que la solution d'interfacer un hacheur élévateur entre la sortie du système et l'élément de stockage pouvait s'avérer désastreuse, en partie à cause des pertes à vide du hacheur, en comparaison avec la solution consistant à adapter, dès sa conception, le bobinage de la génératrice. Enfin, l'objectif final de cette étude a été d'établir un modèle générique de dimensionnement du système, tout en gardant la même architecture de conversion, en vue d'optimiser le dimensionnement de toute la chaîne de conversion à d'autres niveaux de productivité. En prenant en compte les effets d'échelle sur la génératrice et en modifiant de façon optimale certains paramètres fondamentaux du système, nous pouvons désormais ajuster la productivité du système en agissant sur l'épaisseur du système, notamment de la masselotte oscillante qui conserve ainsi sa fréquence propre adaptée au type de mouvement d'excitation.

Une seconde analyse présentée dans ce manuscrit a été celle d'un générateur thermoélectrique (TEG) récupérant la chaleur du corps humain. Les expérimentations menées sur des modules Ferrotec, pour une température ambiante de  $T_a = 22^\circ\text{C}$ , nous ont montré qu'une puissance, sur charge adaptée, de quelques  $\mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$  pouvait être récupérée. Dans ce contexte très particulier où la différence de température appliquée aux thermocouples est très faible (de l'ordre du degré Celsius), notamment du fait du mauvais couplage thermique du TEG avec son environnement, nous avons élaboré

un modèle de dimensionnement du TEG, intégrant un possible dissipateur thermique mais également la possibilité d'empiler des modules ou d'allonger les jambes de thermocouples. Nous avons vérifié que la puissance récupérée est maximale lorsque l'impédance du TEG est adaptée thermiquement à son environnement et électriquement à sa charge. Cependant, en raison de la faible différence de température mais également du fait de la faible densité de thermocouples du TEG considéré, la tension en sortie du thermogénérateur n'est pas suffisante pour connecter directement le TEG à un accumulateur. Il est donc nécessaire d'insérer un hacheur élévateur entre le TEG et l'élément de stockage. La prise en compte de ce hacheur dans la chaîne de conversion nous a obligé alors à considérer le système dans sa globalité. Aussi, nous avons montré que les classiques adaptations d'impédance se sont plus respectées lors de la maximisation du rendement global de conversion.

Toujours dans l'optique de modéliser l'ensemble d'un système de génération multisource en vue d'optimiser son dimensionnement, nous avons également développé des modèles d'un générateur photovoltaïque en silicium amorphe, d'un hacheur élévateur faible puissance et d'un accumulateur électrochimique de technologie lithium-ion. Le modèle du générateur photovoltaïque est paramétré en surface de captation du générateur, et permet de déduire le productible photovoltaïque suivant les conditions d'éclairement du générateur, d'ailleurs limitées à des éclairagements d'intérieur, et en fonction de la tension à ses bornes. Concernant le hacheur élévateur, un modèle tenant compte des pertes par conduction (inductance + transistors) et des pertes par commutation et par commande de grille des MOS a été identifié expérimentalement. Le hacheur étudié possède l'originalité d'être constitué d'un bras de pont à deux transistors MOS à double grille, technologie permettant d'étendre la plage de rendement maximum, ce que nous avons bien mis en évidence. Enfin, un modèle équivalent de Thévenin non linéaire a été retenu pour l'accumulateur lithium-ion. Les variations de la tension à vide et de la résistance interne selon l'état de charge ainsi que l'évolution de la capacité en fonction du courant sollicité ont été prises en compte, ce qui nous a permis d'aboutir à un modèle validé dont le paramètre fondamental de dimensionnement est la capacité nominale.

Disposant de modèles énergétiques, et d'un outil d'optimisation adéquate, nous avons alors étudié, en dernier lieu, l'optimisation du dimensionnement d'un générateur pouvant hybrider plusieurs sources. L'objectif principal a été d'établir des méthodologies de dimensionnement transposables à d'autres systèmes. Tout d'abord, en considérant un unique point de fonctionnement, un TEG avec un possible dissipateur a été dimensionné en volume de façon à maximiser sa puissance produite. Les résultats d'optimisation nous ont permis de mettre en évidence que l'ajout d'un dissipateur n'était justifié qu'à partir d'un certain volume, en terme de puissance récupérée. En prenant en compte les pertes dans le hacheur connecté au TEG intégrant un dissipateur, les puissances volumiques et surfaciques récupérées, pour une température ambiante  $T_a = 22^\circ\text{C}$ , peuvent atteindre respectivement  $1.5 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-3}$  et  $13 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$ . Par ailleurs, en considérant par la suite un cycle de fonctionnement donné, nous avons étudié l'optimisation du dimensionnement d'un générateur multisource (thermique et photovoltaïque), intégrant de possibles convertisseurs DC-DC ainsi qu'un élément de stockage, et alimentant une charge de type capteur communicant. Bien que le convertisseur DC-DC ne soit pas redimensionné, nous avons montré qu'à ces niveaux de puissance, spécifiques aux récupérateurs d'énergie en environnement humain, l'insertion d'un étage de conversion supplémentaire n'était intéressant

énergétiquement que pour la récupération d'énergie thermique et non pour la production photovoltaïque. En effet, pour la production thermoélectrique, l'avantage d'insérer un convertisseur DC-DC est d'élever la faible tension du TEG pour le connecter à un accumulateur. Or, pour la production photovoltaïque, la plage de variation de tension l'accumulateur étant proche de la tension optimale maximisant la production PV, l'ajout d'un hacheur à contrôle MPPT n'est pas énergétiquement judicieux. De plus, par simulations numériques utilisant des modèles complexes et par un formalisme basé sur des modèles simplifiés, nous avons précisé les conditions de ressources et de stockage où l'hybridation de plusieurs sources d'énergie est pertinente.

Enfin, une dernière étude a porté sur l'impact d'une gestion intelligente des profils de consommation sur le dimensionnement d'un système récupérateur d'énergie. Pour ce faire, nous avons appliqué les outils et méthodologies développés à un cas précis de carte électronique communicante sans fil : la carte PEGASE développée par l'IFFSTAR et consommant des puissances allant de la centaine de milliwatt au watt. Cette carte destinée à la surveillance des ouvrages d'art en génie civil et dupliquée en grande quantité génère des coûts très élevés de câblage d'alimentation ce qui justifie de l'alimenter par récupération d'énergie ambiante (ici le soleil seulement). Cette application nous a servi de support pour étudier l'impact de la gestion d'énergie sur le dimensionnement du système de production et de stockage. En collaboration avec l'IFFSTAR, nous avons tout d'abord défini les degrés de liberté disponibles (diminution des fréquences d'horloge du processeur et d'échantillonnage acoustique, extinction de LEDs et des modules Wifi et GPS) ainsi qu'un indice quantitatif de dégradation de service lié au fonctionnement du capteur communicant. Ainsi, nous avons pu optimiser le système pour différents types de profil de consommation, sur une semaine d'hiver (la plus défavorable et d'une durée suffisante pour poser le problème), tout en mettant en œuvre une gestion de la consommation selon l'état de charge de l'accumulateur. Les optimisations réalisées ont ainsi montré qu'en autorisant une dégradation de la qualité du service demandé, exprimée notamment en nombre d'émissions réalisées par rapport au nombre maximal imposé, le dimensionnement optimal du système est notablement réduit en terme de surface PV mais surtout de capacité de stockage (diminution de la capacité allant jusqu'à 85%).

Ces travaux de thèse pourraient être poursuivis dans plusieurs directions. Les modèles développés ne sont évidemment pas parfaits et peuvent être pour la plupart améliorés à commencer par le hacheur élévateur. En effet, comme nous l'avons signalé à plusieurs reprises, le modèle du hacheur élévateur se doit d'être paramétré afin d'optimiser son dimensionnement selon l'application concernée ce qui nécessite d'entrer dans la conception et sans doute la technologie de ce type de convertisseur. De plus, la prise en compte du vieillissement des composants, notamment celui de l'accumulateur lithium-ion, nous semblerait pertinent, en particulier si les optimisations se font sur des cycles de fonctionnement durant plusieurs années. En effet, si de tels systèmes sont destinés à des applications exigeantes du point de vue de la maintenance et/ou de l'accessibilité, ceci constitue un point important.

En outre, nous ne nous sommes intéressées dans cette thèse qu'à des technologies déjà existantes, il est clair que le potentiel d'amélioration via d'autres technologies, ou des améliorations des technologies existantes, est très important. Dans ce contexte, les matériaux utilisés dans les différents



transducteurs jouent un rôle extrêmement important. Par exemple, les matériaux thermoélectriques sont actuellement optimisés pour maximiser le rendement de conversion et non la puissance produite, nous avons également bien compris que la densité de cellules constituait un paramètre majeur d'optimisation. Enfin, du point de vue des architectures de conversion, des structures originales destinées aux faibles puissances sont à imaginer et à concevoir comme le fait par exemple le département DSIS du CEA-LETI [Lhermet08]. En somme, c'est le traitement des couplages entre tous ces aspects du problème qui conduira à des solutions réellement performantes.

Concernant les optimisations du dimensionnement du générateur multisource, il serait intéressant de les améliorer sur plusieurs aspects :

- Intégration du générateur micro-cinétique : à ce jour, le générateur micro-cinétique n'a pas pu être intégré au générateur multisource au même titre que les générateurs thermoélectrique et photovoltaïque. Pour ce faire, il serait nécessaire de trouver des critères de pondération de ces trois familles de générateurs.
- Allongement de la durée du cycle de fonctionnement : afin de prendre en compte les effets de vieillissement, il faudrait simuler le fonctionnement du système non plus sur une heure ou une semaine, mais sur plusieurs années, ce qui nécessite sans doute un changement méthodologique important.
- Mise en œuvre pratique de la stratégie temps réel de la gestion d'énergie développée compte tenu de la variabilité imprévue de la productivité et de la consommation.

Enfin, une des finalités de ces travaux serait de considérer d'autres critères de dimensionnement comme les critères environnementaux sur l'ensemble du cycle de vie ou encore des critères purement économiques incluant les opérations d'intervention (changement de piles par exemple) ou les coûts de câblage comme dans le cas de la carte PEGASE. Nous aurions souhaité mener de telles évaluations mais nous ne disposions pas de données suffisantes. En outre, il semble difficile de faire de telles études de façon très générale. Il serait plus souhaitable de disposer d'une palette représentative d'exemples. Cette partie reste donc à explorer et pourrait par exemple montrer l'intérêt ou non de remplacer dans les applications considérées une pile par un système récupérant l'énergie environnante.

# Annexe A

## Compléments sur le générateur micro-cinétique Autoquartz

### A.1 Fonctionnement et modélisation des roues à cliquets

#### A.1.1 Fonctionnement des roues à cliquets

Les roues à cliquets, appelées également inverseurs, jouent un rôle de redresseur mécanique. Elles permettent au ressort de s'enrouler toujours dans le même sens quel que soit le sens de rotation de la masselotte. Pour comprendre le fonctionnement des deux roues à cliquets du système Autoquartz, il faut d'abord revenir sur le fonctionnement d'une seule roue à cliquet. Une roue à cliquet fonctionne sur le même principe que la roue libre de vélo qui est entraînée en rotation par le pédalier uniquement lorsque le cycliste pédale dans un sens.

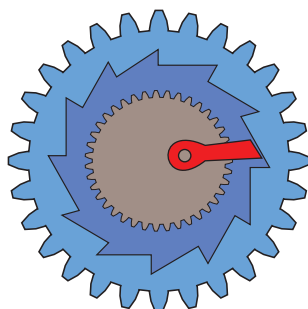


FIGURE A.1 – Fonctionnement d'une roue à cliquet, sens horaire

Sur la Figure A.1, la roue supérieure (de couleur bleue) est entraînée en rotation uniquement lorsque la roue inférieure (de couleur grise) tourne dans le sens horaire (la roue inférieure sera en roue libre si elle tourne dans le sens anti-horaire). La denture intérieure de la roue supérieure peut être orientée dans le sens inverse de façon à ce qu'elle soit entraînée lorsque la roue inférieure tourne dans le sens anti-horaire.

La montre Autoquartz est équipée de deux roues à cliquets (Figure A.2), l'une fonctionnant dans le sens horaire (n°1) et l'autre dans le sens anti-horaire (n°2). Lorsque la masselotte tourne dans le sens horaire (flèche mauve), les deux roues inférieures sont entraînées et, grâce au système de cliquets, la roue supérieure n°2 se met à tourner entraînant en rotation la roue supérieure n°1 et surtout le barillet du ressort spiral. A l'inverse, lorsque la masselotte tourne dans le sens anti-horaire (flèche

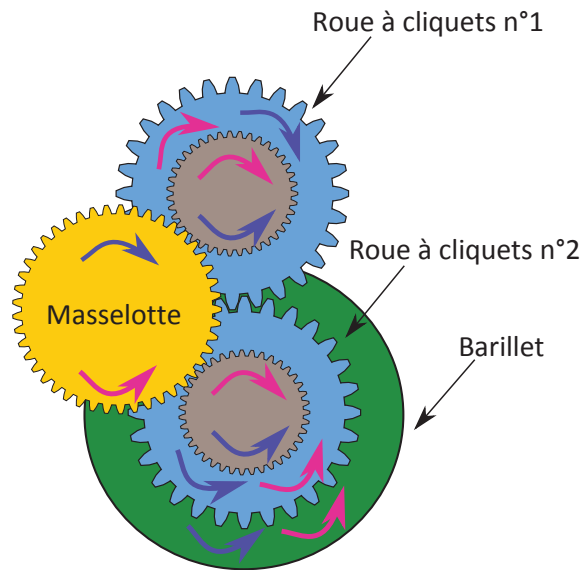


FIGURE A.2 – Fonctionnement des deux roues à cliquets

rose), c'est la roue supérieure n°1 qui entraîne en rotation la roue supérieure n°2 et donc le barillet du ressort. Ainsi, le ressort s'enroule toujours dans le même sens quel que soit le sens de rotation de la masselotte.

### A.1.2 Modélisation des roues à cliquets

La modélisation des roues à cliquets (Figure A.3) va nous permettre de connaître la variation de la position angulaire  $\alpha_{osc}$  de l'extrémité intérieure du ressort spiral à partir de l'évolution de l'angle de la masselotte  $\theta_{osc}$ .

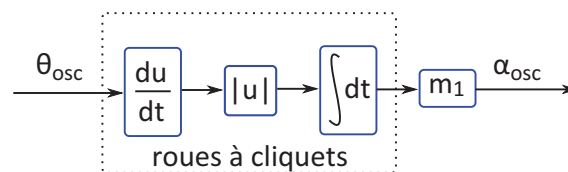


FIGURE A.3 – Modélisation des roues à cliquets

Nous dérivons tout d'abord l'angle  $\theta_{osc}$  par rapport au temps afin d'éliminer les constantes. En effet, sans cette étape, le ressort serait préalablement chargé et son énergie initiale dépendrait de la position initiale de la masselotte. Ensuite, la valeur absolue permet de modéliser la fonction de redressement mécanique des roues à cliquets. Puis, nous intégrons par rapport au temps de façon à obtenir une variation angulaire. Il est d'ailleurs possible de pré-charge le ressort en définissant une constante d'intégration.

L'expression de  $\alpha_{osc}$  en fonction de  $\theta_{osc}$  est alors la suivante :

$$\alpha_{osc} = m_1 \int \left| \frac{d\theta_{osc}}{dt} \right| dt \quad (\text{A.1})$$

## A.2 Modélisation du mouvement de la masse oscillante

### A.2.1 Caractérisation de la masse oscillante

La masselotte a une forme relativement complexe. Les données transmises par le constructeur (société ETA) (Tableau 2.1 du chapitre 2) sont la masse  $m_{osc}$ , le bras de levier (distance entre l'axe de rotation de la masselotte et son centre de gravité)  $L_{osc}$  et le moment d'inertie  $J_{osc}$  de la masselotte suivant son axe de rotation. Il nous manque cependant sa matrice d'inertie  $I_{osc}$  exprimée au point d'intersection du plan de la masselotte et de l'axe de son pivot, dans son référentiel.

Pour cela, une modélisation de la masselotte sous le logiciel de CAO SolidWorks a été réalisée [Moya08]. Les résultats obtenus, répertoriés dans le Tableau A.1, semblent cohérents et sont conformes aux données du constructeur.

Masse $m_{osc}$ (kg)	$3.56 \cdot 10^{-3}$
Volume $V_{osc}$ ( $\text{mm}^3$ )	167.31
Bras de levier $L_{osc}$ (m)	$6.2 \cdot 10^{-3}$
Matrice d'inertie $I_{osc}$ ( $\text{gmm}^2$ )	$\begin{pmatrix} 349.29 & -11.11 & 0 \\ -11.11 & 170.19 & 0 \\ 0 & 0 & 181.26 \end{pmatrix}$

TABLEAU A.1 – Paramètres de la masselotte obtenus sous SolidWorks

### A.2.2 Mouvement du boîtier et les différents repères

La montre, lorsqu'elle est portée, est soumise à un mouvement 3D d'excitation (trois translations et trois rotations) imposé par le porteur.

L'objectif de cette étude est de pouvoir déterminer, à partir du mouvement 3D du boîtier, le mouvement de la masselotte représenté par son angle de rotation, noté  $\theta_{osc}$ , par rapport au boîtier de la montre.

Il s'agit donc ici de résoudre un problème de dynamique à 6 paramètres :  $x$ ,  $y$  et  $z$  pour les translations du centre du système, noté  $O^*$ , et  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$ , inspirés d'Euler, pour l'inclinaison du plan de rotation de la masse oscillante [Moya08], [Fredy09].

Les trois translations sont associées à un référentiel non galiléen  $R^*$ , de centre  $O^*$ , en translation par rapport au référentiel terrestre galiléen  $R$ . Les trois rotations décrivent l'orientation du boîtier et donc du plan lié à la masselotte dans le référentiel terrestre. Les rotations d'angles  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  sont associées respectivement aux référentiels  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ . Enfin, le référentiel  $R_4$ , en rotation d'angle  $\theta_{osc}$  par rapport au référentiel  $R_3$ , est le référentiel lié à la masse oscillante. C'est donc la variation de l'angle  $\theta_{osc}$  que nous cherchons à déterminer, car elle est à l'origine du transfert d'énergie au reste du système. La Figure A.4 illustre les différents référentiels.

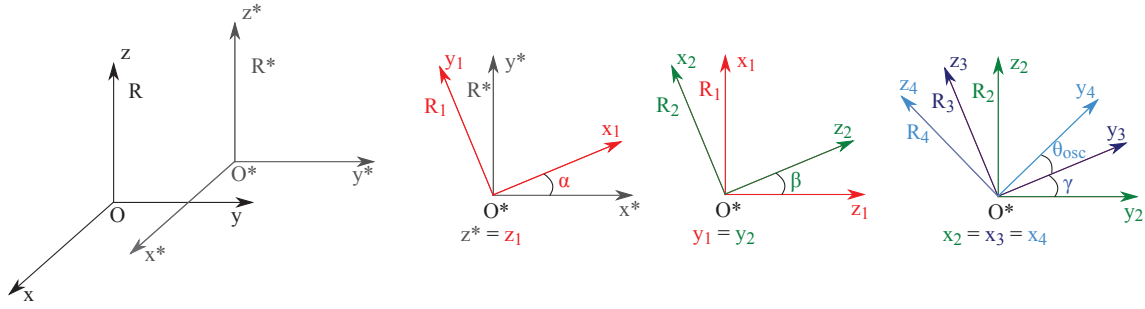


FIGURE A.4 – Définitions des différents référentiels

### A.2.3 Principe fondamental de la dynamique : théorème du moment dynamique

Pour déterminer l'angle  $\theta_{osc}$  de la masselotte par rapport au boîtier, on applique au système, noté S, le principe fondamental de la dynamique au point  $O^*$ , centre du système. Plus précisément, c'est le théorème du moment dynamique en  $O^*$ , projeté sur l'axe  $\vec{n}$ , vecteur colinéaire à l'axe de rotation de la masselotte, et exprimé dans le référentiel terrestre galiléen R, qui permet de résoudre ce problème de dynamique complexe. On notera  $I_{O^*}$  la matrice d'inertie de la masselotte dans le référentiel terrestre. Le théorème du moment s'énonce comme suit :

$$\vec{\delta}_{O^*}({}^S/R) \cdot \vec{n} = \sum \vec{M}_{O^*}(\bar{S} \rightarrow S) \cdot \vec{n} \quad (\text{A.2})$$

Le moment dynamique  $\vec{\delta}_{O^*}({}^S/R)$  est lié au moment cinétique  $\vec{\sigma}_{O^*}({}^S/R)$  par la relation suivante :

$$\vec{\delta}_{O^*}({}^S/R) = \left[ \frac{d\vec{\sigma}_{O^*}({}^S/R)}{dt} \right]_R + m_{osc} \vec{V}_{O^*}({}^S/R) \wedge \vec{V}_G({}^S/R) \quad (\text{A.3})$$

Et le moment cinétique s'exprime par :

$$\vec{\sigma}_{O^*}({}^S/R) = m_{osc} \overrightarrow{O^*G} \wedge \vec{V}_{O^*}({}^S/R) + I_{O^*} \vec{\Omega}({}^{R4}/R) \quad (\text{A.4})$$

En dérivant l'équation (A.4), on obtient :

$$\begin{aligned} \left[ \frac{d\vec{\sigma}_{O^*}({}^S/R)}{dt} \right]_R &= \frac{d}{dt} \left( m_{osc} \overrightarrow{O^*G} \wedge \vec{V}_{O^*}({}^S/R) \right) + \frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}({}^{R4}/R) \right) \\ &= m_{osc} \overrightarrow{O^*G} \wedge \vec{\Gamma}_{O^*}({}^S/R) + m_{osc} \vec{V}_G({}^S/R) \wedge \vec{V}_{O^*}({}^S/R) + \frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}({}^{R4}/R) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Ainsi d'après les équations (A.3) et (A.5), et après simplification, l'expression du moment dynamique projeté sur  $\vec{n}$  est la suivante :

$$\vec{\delta}_{O^*}({}^S/R) \cdot \vec{n} = \frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}({}^{R4}/R) \right) \cdot \vec{n} + m_{osc} \left( \overrightarrow{O^*G} \wedge \vec{\Gamma}_{O^*}({}^S/R) \right) \cdot \vec{n} \quad (\text{A.6})$$

Par ailleurs, la somme des moments des efforts extérieurs appliqué au système S est égale à la somme du moment lié à la pesanteur, noté  $\overrightarrow{T}_{pes}$ , et du moment lié à l'effet du ressort, noté  $\overrightarrow{T}_{sp}$  transmis à travers un multiplicateur à engrenages de rapport  $m_1$ . Notons que le couple du ressort est toujours un couple résistant du fait des roues à cliquets. Ainsi, le théorème du moment dynamique en  $O^*$ , projeté

sur l'axe  $\vec{n}$  et exprimé dans le référentiel terrestre galiléen R devient :

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R_4/R)} \right) \cdot \vec{n}}_A + \underbrace{m_{osc} \left( \vec{O}^* \vec{G} \wedge \vec{\Gamma}_{O^*}^{(S/R)} \right) \cdot \vec{n}}_B = \underbrace{\vec{T}_{pes} \cdot \vec{n} - m_1 \vec{T}_{sp} \cdot \vec{n}}_C \quad (\text{A.7})$$

Le terme noté A dans l'équation (A.7) peut se développer de la manière suivante :

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R_4/R)} \right) \cdot \vec{n}}_A = \underbrace{\frac{d}{dt} \left( I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R_4/R)} \right) \cdot \vec{n}}_{A1} - \underbrace{I_{O^*} \vec{\Omega}^{(R_4/R)} \frac{d\vec{n}}{dt}}_{A2} \quad (\text{A.8})$$

où la vitesse de rotation  $\vec{\Omega}^{(R_4/R)}$  de la masselotte dans le référentiel terrestre R est donnée par :

$$\vec{\Omega}^{(R_4/R)} = (\dot{\theta}_{osc} + \dot{\gamma}) \vec{x}_2 + \dot{\beta} \vec{y}_1 + \dot{\alpha} \vec{z}^* \quad (\text{A.9})$$

## A.2.4 Modèle sous Matlab Simulink

Le modèle réalisé sous Matlab Simulink permet de décrire les équations de la dynamique présentées au paragraphe précédent. La finalité de ce modèle est de déterminer la variation de l'angle de la masselotte  $\theta_{osc}$ . Pour cela, nous avons mis en place plusieurs boucles imbriquées pour décomposer l'équation (A.7) et extraire la valeur de  $\theta_{osc}$  (Figure A.5) [Fredy09].

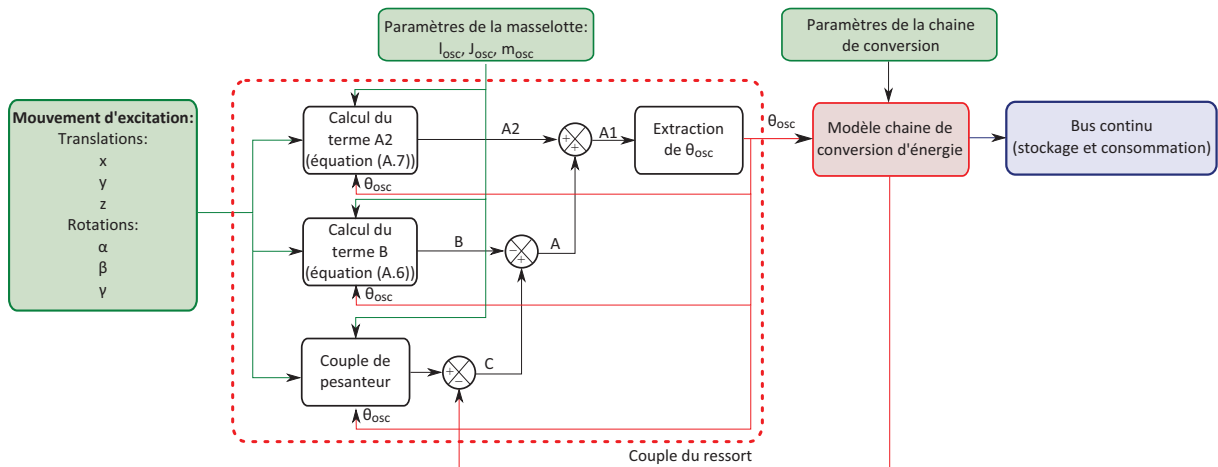
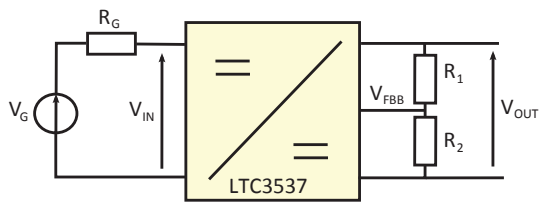


FIGURE A.5 – Synoptique de la modélisation du mouvement de la masselotte

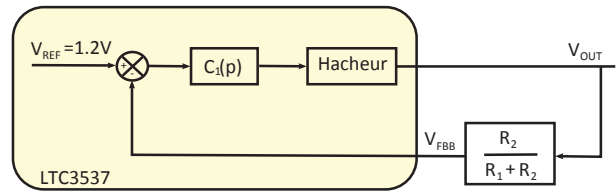
## A.3 Régulation de la tension d'entrée du convertisseur DC-DC

A partir d'un régulateur à découpage boost synchrone du commerce, le LTC3537 (2,2 MHz) [LT07] prévu initialement pour réguler la tension de sortie sur la base d'une référence interne fixe  $V_{REF}$  et d'une mesure de la tension de sortie effectuée à travers un pont diviseur (ajustable par résistances  $R_1$  et  $R_2$  : Figures A.6 (a) et (b)), et donc inadapté à notre besoin, nous avons trouvé une solution de régulation de la tension d'entrée avec consigne ajustable grâce à une architecture originale.

La solution proposée consiste à transformer l'entrée de retour de l'asservissement de la tension de sortie  $V_{FBB}$  en une entrée de commande. Une boucle d'asservissement externe a été mise en œuvre



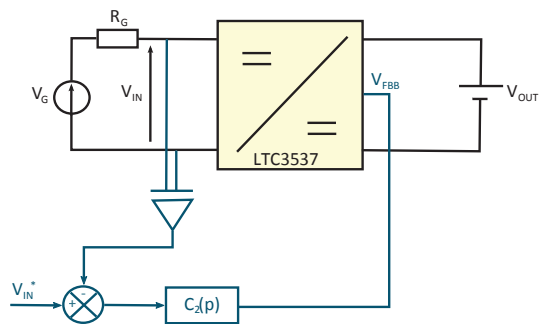
(a) Schéma du fonctionnement normal du LTC3537



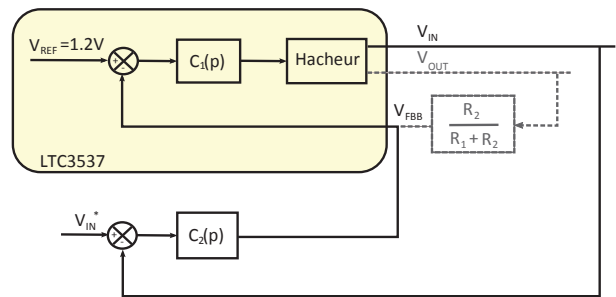
(b) Asservissement de la tension de sortie du LTC3537

**FIGURE A.6** – Fonctionnement normal du régulateur LTC3537

pour permettre de réguler la tension d'entrée du convertisseur comme expliqué sur les Figures A.7 (a) et (b).



(a) Schéma du fonctionnement modifié du LTC3537

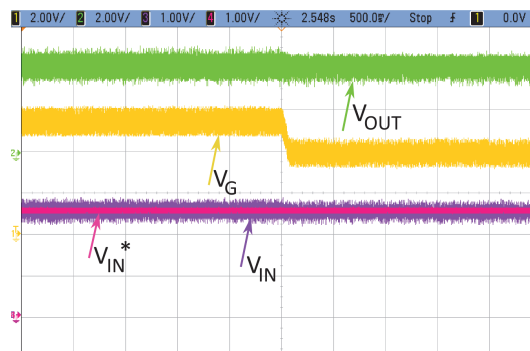


(b) Asservissement de la tension d'entrée du LTC3537

**FIGURE A.7** – Fonctionnement modifié du régulateur LTC3537

Comme le correcteur  $C_1$  de la boucle d'asservissement interne du circuit intégré possède un intégrateur pour annuler l'erreur statique lors de la régulation de la tension de sortie, une identification du système en boucle ouverte est impossible. Le correcteur  $C_2$  de la nouvelle boucle d'asservissement (externe) a donc dû être dimensionné à partir d'une évaluation en boucle fermée des performances de la boucle initiale. Le comportement intégrateur de la boucle ouverte permet logiquement d'annuler l'erreur statique, cependant la référence interne de tension joue dans ce cas le rôle d'une perturbation placée en amont de l'intégrateur. Le correcteur  $C_2$  doit donc contenir une action intégrale.

La régulation a été testée avec en entrée une alimentation stabilisée de tension  $V_G$  avec une résistance  $R_G = 10\Omega$ , et en sortie un accumulateur lithium ion de tension  $V_{OUT}$ . Les résultats de cette régulation sont présentés à la Figure A.8.



**FIGURE A.8** – Régulation de la tension d'entrée  $V_{IN}$  du convertisseur LTC3537



Nous pouvons remarquer sur la Figure A.8 que la régulation rejette bien les perturbations, illustrées ici par une variation de la tension  $V_G$ .

Ainsi, l'asservissement de la tension d'entrée  $V_{IN}$  du convertisseur LTC3537 fonctionne. Il est donc possible de maximiser l'énergie récupérée lors d'une décharge du ressort, à condition que le rendement de conversion du convertisseur DC-DC ne soit pas trop faible.

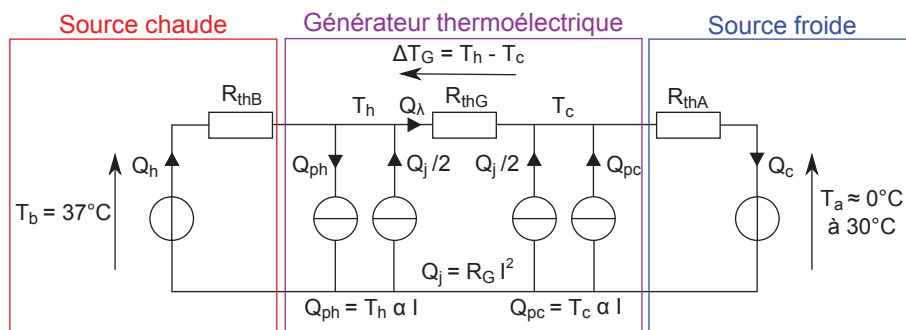


# Annexe B

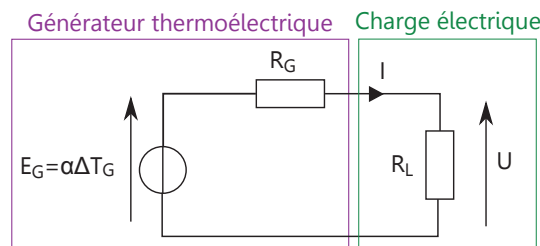
## Complément sur le générateur thermoélectrique

### B.1 Maximisation du rendement d'un TEG

La démonstration de la maximisation du rendement de conversion d'un TEG n'est pas triviale, et peu relatée dans la littérature, c'est pourquoi nous la détaillons dans cette annexe<sup>1</sup>. Pour cela, les modèles thermique et électrique d'un TEG sont rappelés aux Figures B.1 (a) et (b).



(a) Modèle thermique d'un TEG



(b) Modèle électrique d'un TEG

**FIGURE B.1** – Modèles thermique et électrique d'un TEG

En thermogénération, le rendement  $\eta_{\text{TEG}}$  (rapport de la puissance électrique  $P_e$  sur le flux de chaleur collecté à la source chaude  $Q_h$ ) s'exprime par la formule suivante dans le cas du débit sur charge résistive  $R_L$  :

1. Cette démonstration n'est pas triviale et nécessite de faire plusieurs approximations. Nous tenons à remercier Christophe Goupil pour l'aide qu'il nous a apportée.

$$\eta_{TEG} = \frac{P_e}{Q_h} = \frac{UI}{Q_{ph} + Q_\lambda - \frac{Q_j}{2}} = \frac{R_L I^2}{T_h \alpha I + \frac{\Delta T_G}{R_{thG}} - \frac{1}{2} R_G I^2} \quad (\text{B.1})$$

avec

$$I = \frac{\alpha \Delta T_G}{R_G + R_L} \quad (\text{B.2})$$

L'expression du rendement devient alors :

$$\eta_{TEG} = \frac{\frac{R_L \Delta T_G}{R_G T_h}}{\left(1 + \frac{R_L}{R_G}\right) + \frac{R_G}{R_{thG} \alpha^2 T_h} \left(1 + \frac{R_L}{R_G}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h}} \quad (\text{B.3})$$

En notant  $\mu$  le rapport de la résistance de charge sur la résistance interne du TEG et en rappelant la définition du facteur de mérite adimensionnel  $Z$ , on a :

$$\mu = \frac{R_L}{R_G} \quad \text{et} \quad Z = \frac{\alpha^2}{\lambda \rho} = \frac{\alpha^2 R_{thG}}{R_G}$$

Le rendement de conversion du TEG s'exprime alors par :

$$\eta_{TEG} = \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\mu}{(1 + \mu) + \frac{(1 + \mu)^2}{Z T_h} - \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h}} \quad (\text{B.4})$$

Le rapport optimal des résistances  $\mu_{opt}$  s'obtient en dérivant l'équation (B.4) par rapport à  $\mu$  :

$$\begin{aligned} \frac{d\eta_{TEG}}{d\mu} = 0 &\Leftrightarrow \frac{\Delta T_G}{T_h} \left(1 + \mu_{opt} + \frac{(1 + \mu_{opt})^2}{Z T_h} \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h}\right) - \mu_{opt} \frac{\Delta T_G}{T_h} \left(1 + \frac{2(1 + \mu_{opt})}{Z T_h}\right) = 0 \\ &\Leftrightarrow 1 + Z T_h - \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h} Z T_h - \mu_{opt}^2 = 0 \\ &\Leftrightarrow \mu_{opt} = \sqrt{1 + Z \bar{T}} \quad \text{avec} \quad \bar{T} = \frac{T_h + T_c}{2} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

En remplaçant l'expression de l'équation (B.5) dans l'équation (B.4), on obtient :

$$\eta_{TEGmax} = \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\sqrt{1 + Z \bar{T}}}{1 + \sqrt{1 + Z \bar{T}} + \frac{(1 + \sqrt{1 + Z \bar{T}})^2}{Z T_h} - \frac{1}{2} \frac{\Delta T_G}{T_h}} \quad (\text{B.6})$$

En utilisant les approximations suivantes (qui sont bien sur vérifiées dans les conditions de notre application) :

$$\bar{T} \cong T_h \quad \text{et} \quad \frac{\Delta T_G}{2 T_h} \ll 1$$

L'expression de l'équation (B.6) se simplifie de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 \eta_{TEGmax} &= \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\mu_{opt}}{1 + \mu_{opt} + \frac{(1 + \mu_{opt})^2}{\mu_{opt}^2 - 1}} \\
 &= \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\mu_{opt} - 1}{\mu_{opt} + 1} \\
 &= \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\sqrt{1 + Z\bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z\bar{T}} + 1}
 \end{aligned} \tag{B.7}$$

Dans la littérature [Rowe95],[Lineykin07],[Godart09], le rendement maximal de conversion est donné par l'expression suivante :

$$\eta_{TEGmax} = \frac{\Delta T_G}{T_h} \frac{\sqrt{1 + Z\bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z\bar{T}} + \frac{T_c}{T_h}} \tag{B.8}$$

Par conséquent, l'expression connue du rendement maximal et largement utilisée dans la communauté de la thermoélectricité, n'est valide que si les températures des sources chaude et froide sont proches, c'est à dire si  $T_c \cong T_h$ , ce qui est vérifié pour notre application mais pas nécessairement dans d'autres...

Ainsi, le rendement de conversion d'un TEG est bien maximal lorsque le facteur de mérite  $Z\bar{T}$  est maximal. Cependant, ce rendement reste toujours inférieur au rendement de Carnot  $\eta_{Carnot}$ , et il est intéressant d'observer qu'il ne peut être atteint que lorsque  $Z\bar{T}$  tend vers l'infini :

$$Z\bar{T} \rightarrow \infty \Rightarrow \eta_{TEGmax} = \eta_{Carnot} = \frac{T_h - T_c}{T_h} \tag{B.9}$$

## B.2 Maximisation de la puissance volumique d'un TEG

L'ajout d'un dissipateur thermique sur un générateur thermoélectrique permet d'augmenter la puissance électrique récupérable mais augmente également l'encombrement du générateur. Il existe donc une hauteur de dissipateur optimale maximisant la puissance volumique. C'est ce que nous allons démontrer dans cette section grâce à la formulation analytique (empirique) établie pour les dissipateurs Aavid au chapitre 3.

D'après le paragraphe 3.4.1.3, la puissance électrique, sur charge adaptée, s'exprime par :

$$P_{eM} = \frac{k_f \alpha_0^2 \Delta T_0^2}{16\rho} \frac{S_{th} l_{th}}{(l_{th} + k_{env})^2} \tag{B.10}$$

avec le coefficient  $k_{env}$  défini, en présence d'un dissipateur, par :

$$k_{env} = \lambda k_f \left( \frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right) \right) \tag{B.11}$$

Nous pouvons montrer, en dérivant l'équation B.10 par rapport à la longueur de jambe  $l_{th}$ , que la puissance  $P_{eM}$  est maximale lorsque  $l_{thopt} = k_{env}$ , ce qui nous donne :

$$P_{eM_{opt}} = \frac{\alpha_0^2 \Delta T_0^2}{64 \rho \lambda} S_{th} \frac{1}{\frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} \left( \frac{k_{H1}}{h_d} + k_{H2} \right)} \quad (\text{B.12})$$

Le volume du TEG avec son dissipateur est alors de :

$$V_{th} = S_{th} (l_{th_{opt}} + h_d) \quad (\text{B.13})$$

Nous définissons la puissance volumique, notée  $P_v$ , rapport de la puissance électrique maximale récupérable (sur charge adaptée) sur le volume du TEG, tel que :

$$\begin{aligned} P_v &= \frac{P_{eM_{opt}}}{V_{th}} \\ &= \frac{\alpha_0^2 \Delta T_0^2}{64 \rho \lambda^2 k_f} \frac{h_d^2}{(k_0 + k_1 h_d) (k_0 + k_1 h_d + k_2 h_d^2)} \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

avec

$$\begin{cases} k_0 &= \sqrt{S_{th}} k_{H1} \\ k_1 &= \frac{1}{h_B} + \sqrt{S_{th}} k_{H2} \\ k_2 &= \frac{1}{\lambda k_f} \end{cases}$$

La hauteur du dissipateur optimale maximisant la puissance volumique s'obtient alors en dérivant l'équation (B.14) par rapport à  $h_d$  :

$$\frac{dP_v}{dh_d} = 0 \Leftrightarrow 2k_0^2 + 2k_0 k_1 h_d - k_1 k_2 h_d^3 = 0 \quad (\text{B.15})$$

Nous sommes alors confrontés à une équation du troisième degré sans solution évidente. Nous avons donc utilisé le logiciel Maple pour résoudre cette équation. Les solutions de l'équation sont au nombre de trois, deux solutions complexes (donc inenvisageables) et une solution réelle exprimée comme suit :

$$h_{d_{opt}} = \frac{3^{1/3} \left( \left( k_0 \left( 9k_0 + \sqrt{3} \sqrt{\frac{k_0(-8k_1^2 + 27k_0 k_2)}{k_2}} \right) k_1^2 k_2^2 \right)^{2/3} + 2k_0 k_1^2 3^{1/3} k_2 \right)}{3k_1 k_2 \left( k_0 \left( 9k_0 + \sqrt{3} \sqrt{\frac{k_0(-8k_1^2 + 27k_0 k_2)}{k_2}} \right) k_1^2 k_2^2 \right)^{1/3}} \quad (\text{B.16})$$

C'est grâce à cette formule que nous avons pu tracer les courbes de la Figure 3.21 du chapitre 3, représentant la puissance volumique maximale en fonction de la surface  $S_{th}$ , ainsi que les longueurs de jambe  $l_{th_{opt}}$  et hauteurs de dissipateur  $h_{d_{opt}}$  maximisant cette puissance volumique.

# Table des figures

1.1	Étendue du spectre électromagnétique [IBGE07]	16
1.2	Évolution du champ électrique généré par une antenne WiFi en fonction de la distance [Galtee09]	17
1.3	Répartition hebdomadaire de la densité de puissance en $nW.cm^{-2}$ des hyperfréquences [Lan Sun Luk10]	17
1.4	Principe de fonctionnement d'un générateur électrostatique [Mitcheson08]	18
1.5	Description des modes longitudinal et transversal	19
1.6	Chaussures piézoélectriques développées par le MIT [Khaligh10]	20
1.7	Genouillère récupérant l'énergie de la marche [Donelan08]	20
1.8	Générateur linéaire développé au laboratoire SATIE [Ruellan05]	21
1.9	Générateur électromagnétique développé dans [Sari08]	21
1.10	Principe de fonctionnement d'un thermogénérateur (TEG)	23
1.11	Courbes de meilleures valeurs de $Z\bar{T}$ pour différents matériaux thermoélectriques [Godart09]	23
1.12	Vue de côté de la montre Seiko [Kanesaka99]	24
1.13	Capteur communiquant mesurant le taux d'oxygène dans le sang alimenté par le corps humain [Leonov09b]	25
1.14	Générateur récupérant la chaleur du corps humain alimentant un électroencéphalogramme [Van Bavel08]	25
1.15	Principe d'une cellule photovoltaïque et son réseau de caractéristiques électriques	26
1.16	Comparaison des rendements de conversion du silicium cristallin et du silicium amorphe en fonction de l'éclairement	26
1.17	Photo et structure du système Everlast [Simjee06]	27
1.18	Synoptique et photo d'une « radiopile » [Douyere08a]	28
1.19	Schéma électrique et photo d'une étiquette RFID passive [Scienceprog]	28
1.20	Récupération des ondes TV [Sample09]	29
1.21	Synthèse du potentiel de récupération d'énergie dans l'environnement humain (ordres de grandeur)	30
1.22	Plateforme Managy développé par le CEA/LETI [Christmann10a]	31
1.23	Générateurs hybrides développé par l'IMEC	32
1.24	Exemple d'architecture envisageable du générateur d'énergie multisource	33
2.1	Vues 3D et en coupe du système mécanique	38
2.2	Photographies du système Autoquartz	38
2.3	Architecture de conversion du système Autoquartz	39
2.4	Illustrations du barillet et de son ressort [Horlogerie-suisse]	40
2.5	Photographie et vue 3D de la génératrice [Kinetron02a]	40
2.6	Représentation schématique de l'interaction couple du ressort et couple de détente	41
2.7	Modèle de production micro-cinétique à partir de profils de mouvement	42
2.8	Synoptique de la modélisation du mouvement de la masselotte	43



2.9	Schéma bloc du système Autoquartz à vide (charge et décharge) . . . . .	45
2.10	Position initiale de la masselotte – simulation d'un lâcher . . . . .	45
2.11	Formes d'onde simulées lors d'un lâcher . . . . .	45
2.12	Forme d'onde " constructeur " de la force électromotrice $E_G$ [Gilomen97] . . . . .	46
2.13	Formes d'onde simulées lors d'une décharge du ressort . . . . .	46
2.14	Système Autoquartz connecté à une source de tension . . . . .	47
2.15	Schéma bloc pour la simulation d'une décharge du système Autoquartz connecté à une source de tension $V_{bus}$ . . . . .	47
2.16	Comparaison expérimentation/simulation du courant $I_{bus}$ en sortie du système Autoquartz lors d'un débit sur source de tension $V_{bus} = 5V$ . . . . .	47
2.17	Influence de la tension continue $V_{bus}$ sur l'énergie de décharge récupérée $W_d$ . . . . .	48
2.18	Analyse de sensibilité aux différents paramètres . . . . .	50
2.19	Variation du nombre de spires $n$ . . . . .	51
2.20	Schéma de la chaîne électrique avec hacheur d'optimisation de la récupération en sortie . . . . .	52
2.21	Rendement du convertisseur LTC3537 pour une tension de sortie $V_{OUT} = 3.3V$ . . . . .	52
2.22	Représentation des cycles (supposés ici périodiques) de décharges du système Autoquartz excité par des mouvements réguliers . . . . .	53
2.23	Définitions des paramètres de dimensionnement du système Autoquartz pour obtenir d'autres niveaux de productivité . . . . .	54
2.24	Influence d'une variation du facteur $k_{sp}^*$ sur l'énergie électrique d'une décharge $W_d$ . . . . .	57
2.25	Evolution de l'énergie maximale d'une décharge $W_{dMax}$ en fonction du facteur $k_{sp}^*$ . . . . .	57
2.26	Influence d'une variation du facteur $m_2^*$ sur l'énergie électrique d'une décharge $W_d$ . . . . .	58
2.27	Influence d'une variation du facteur $\ell_G^*$ sur l'énergie électrique d'une décharge $W_d$ . . . . .	60
2.28	Démarche de l'optimisation par énumération exhaustive . . . . .	61
2.29	Mouvement imposé au système Autoquartz . . . . .	62
2.30	Évolution de l'énergie maximale $W_{tMax}$ récupérée sur l'ensemble du cycle d'excitation en fonction du facteur d'échelle $th_{osc}^*$ . . . . .	63
2.31	Évolution du jeu de paramètres optimal ( $m_1^*$ , $k_{sp}^*$ , $m_2^*$ , $\ell_G^*$ ) en fonction du facteur d'échelle $th_{osc}^*$ . . . . .	63
2.32	Évolution de l'énergie électrique d'une décharge $W_d$ en fonction de $V_{bus}$ pour différents facteur d'échelle $th_{osc}^*$ lorsque le nombre de spires est constant . . . . .	65
2.33	Étude du rendement maximal d'une décharge en fonction du facteur d'échelle $th_{osc}^*$ . . . . .	66
3.1	Contexte de la production thermoélectrique . . . . .	70
3.2	Modèle thermique du TEG . . . . .	70
3.3	Modèle électrique du TEG . . . . .	71
3.4	Principe de l'adaptation avec débit sur charge résistive $R_o$ et sur source de tension constante $U_{dc}$ . . . . .	72
3.5	Montage expérimental pour la mesure du coefficient de Seebeck du TEG . . . . .	73
3.6	Mesure du coefficient de Seebeck du TEG . . . . .	73
3.7	Montage expérimental pour la mesure de la résistance thermique du TEG . . . . .	74
3.8	Droite de charge pour une différence de température $\Delta T_G = 0.87^\circ C$ . . . . .	75
3.9	Modèle thermique du TEG avec des connexions thermiques aux sources chaude et froide parfaites . . . . .	75
3.10	Définitions des notations d'un module thermoélectrique . . . . .	76
3.11	Modèle thermique simplifié du TEG dans les conditions de récupération sur le corps humain . . . . .	77
3.12	Amélioration de la récupération par unité de surface grâce à l'empilement de plusieurs modules thermoélectriques . . . . .	80
3.13	Mesure sur le bras d'une personne . . . . .	81

3.14	Mesures de la fem $E_G$ en mouvement à $T_a = 22^\circ\text{C}$ . . . . .	82
3.15	Comparaison des puissances surfaciques maximales récupérables mesurées et théoriques avec le module TM-450-0.8-3.0 à $T_a = 22^\circ\text{C}$ . . . . .	83
3.16	Puissances surfaciques maximales récupérables en fonction de la température ambiante, pour $T_b = 37^\circ\text{C}$ . . . . .	84
3.17	Allure de la puissance électrique maximale récupérable en fonction de la longueur de jambe . . . . .	87
3.18	Définitions des notations d'un TEG avec son dissipateur . . . . .	88
3.19	Modèle thermique d'un dissipateur à ailettes . . . . .	89
3.20	Évolution des fem et des puissances maximales, avec ou sans dissipateur, en fonction de la longueur de jambe $l_{th}$ . . . . .	90
3.21	Puissance volumique maximale et longueur de jambe et hauteur de dissipateur optimales en fonction de la surface de captation . . . . .	91
3.22	Architecture du système complet pour permettre la régulation de la tension d'entrée du convertisseur à partir d'un régulateur à découpage commercial . . . . .	92
3.23	Puissances mesurées en entrée et en sortie du convertisseur boost (LTC3537) en fonction de la tension d'entrée $V_{IN}$ , avec $V_{OUT} = 4\text{V}$ . . . . .	92
3.24	Modification des adaptations thermique et électrique d'impédance . . . . .	93
4.1	Méthodologie de détermination des profils de production du générateur photovoltaïque	98
4.2	Relevés expérimentaux des caractéristiques électriques du module photovoltaïque pour différentes intensités d'éclairage en lumière artificielle (fluorescente) . . . . .	99
4.3	Evolution des paramètres $a_{PV}$ , $b_{PV}$ et $c_{PV}$ du module PV en fonction de l'éclairage $E_{PV}$ . . . . .	99
4.4	Modélisation numérique des caractéristiques mesurées (points) du module PV, pour des éclairages en lumière artificielle (fluorescente) variant de 700 à 4000 lux . . . . .	100
4.5	Relevé de l'éclairage $E_{PV}$ à partir du courant de court circuit $I_{CC}$ du module photovoltaïque, à l'intérieur d'un bâtiment . . . . .	101
4.6	Simulation temporelle d'une cellule PV, avec ou sans convertisseur MPPT idéal, connectée à un accumulateur . . . . .	102
4.7	Entrées, sorties et paramètres du modèle de dimensionnement du générateur PV . . . . .	102
4.8	Chaîne de conversion avec un convertisseur DC-DC . . . . .	103
4.9	Caractéristiques du rendement du LTC3537 spécifiées par le fabricant [LT07] . . . . .	104
4.10	Variation de la résistance des MOS canal N et canal P du LTC3537 en fonction de la tension de sortie . . . . .	105
4.11	Le transistor MOS et ses capacités structurelles . . . . .	106
4.12	Formes d'onde linéarisées à la fermeture d'un transistor MOS commandée par un courant de grille constant [Leturcq02] . . . . .	106
4.13	Modèle électrique du convertisseur DC-DC pour le calcul de ses pertes . . . . .	107
4.14	Courbes de rendement mesurées (points) et simulées du LTC3537 pour $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ , pour différentes tensions d'entrée, « burst mode » désactivé . . . . .	108
4.15	Courbes de rendement mesurées (points) et simulées du LTC3537 pour $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ , pour différentes tensions d'entrée, « burst mode » activé . . . . .	109
4.16	Courbes de rendement simulées pour $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ , pour la plus faible surface de grille	109
4.17	Mesures et modélisation des pertes du convertisseur LTC3537 connecté à un générateur thermoélectrique . . . . .	110
4.18	Performances des accumulateurs électrochimiques [Robert04] . . . . .	111
4.19	Modèle électrique d'un accumulateur au lithium . . . . .	112
4.20	Montage expérimental d'une décharge à courant constant . . . . .	113
4.21	Phénomène de relaxation après une charge de l'accumulateur à C/5 durant 4h . . . . .	114

4.22	Relevé expérimental de le fem $E_{sto}$ en fonction de l'état de charge SOC . . . . .	114
4.23	Relevés expérimentaux de la tension en fonction du temps en charge et en décharge à courant constant . . . . .	115
4.24	Évolution de la tension en fonction de la capacité en charge et en décharge à courant constant . . . . .	116
4.25	Évolution de la capacité $C_{sto}$ en fonction du courant de charge ou de décharge . . . . .	116
4.26	Évolution du rendement coulombien $\eta_{Coul}$ en fonction du courant de charge ou de décharge . . . . .	117
4.27	Évolution de la tension $V_{sto}$ en fonction de l'état de charge SOC . . . . .	118
4.28	Évolution de la résistance $R_{sto}$ en fonction de l'état de charge SOC, en charge et en décharge (modèle identifié) . . . . .	118
4.29	Entrées, sorties et paramètres du modèle de l'accumulateur lithium-ion . . . . .	120
5.1	du problème d'optimisation du dimensionnement et de la gestion d'énergie du système de génération multisource . . . . .	123
5.2	TEG connecté à un hacheur débitant sur une source de tension : système à optimiser et paramètres de dimensionnement (à gauche) . . . . .	124
5.3	Implémentation de l'algorithme d'optimisation pour le générateur thermoélectrique . . . . .	126
5.4	Résultats d'optimisations avec un convertisseur DC-DC sans pertes . . . . .	126
5.5	Évolution des paramètres d'optimisation en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur sans pertes . . . . .	127
5.6	Évolution des résistances thermiques et des tensions en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur sans pertes . . . . .	128
5.7	Résultats d'optimisations avec un convertisseur DC-DC avec pertes . . . . .	129
5.8	Évolution des paramètres d'optimisation en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur avec pertes . . . . .	129
5.9	Évolution des résistances thermiques et des tensions en fonction de la puissance électrique, avec un convertisseur avec pertes . . . . .	130
5.10	Rendement du convertisseur en fonction de la puissance électrique . . . . .	131
5.11	Évolution des puissances volumiques et surfaciques en fonction de la puissance électrique (convertisseur avec ou sans pertes) . . . . .	131
5.12	Profils de production thermique et photovoltaïque et de consommation de la charge . . . . .	132
5.13	Implémentation de l'algorithme d'optimisation pour le générateur multisource . . . . .	133
5.14	Résultats d'optimisation sur cycle avec la génération thermoélectrique ( $T_a$ en °C) . . . . .	134
5.15	Résultats d'optimisation sur cycle avec la génération photovoltaïque ( $E_{PV}$ en lux) . . . . .	135
5.16	Résultats des optimisations monosources ( $E_{PV}$ en lux et $T_a$ en °C) . . . . .	136
5.17	Résultats d'optimisation avec la génération multisource ( $E_{PV}$ en lux et $T_a$ en °C) . . . . .	137
5.18	Définition des flux de puissance dans le générateur multisource . . . . .	138
5.19	Évolution de la fonction monotone $S_T = f(\alpha_s)$ en ne considérant que la contrainte n°1 . . . . .	140
5.20	Illustration du lieu des solutions respectant les trois contraintes d'optimisation, pour différents profils d'éclairage . . . . .	142
5.21	Sensibilité du lieu des solutions à la valeur de la capacité nominale . . . . .	143
5.22	Sensibilité du lieu des solutions à la valeur du coefficient $k_{sto1}$ . . . . .	143
5.23	Sensibilité du lieu des solutions à la valeur du coefficient $k_{sto2}$ . . . . .	144
5.24	Illustration d'une simulation sans solution . . . . .	144
5.25	Photographie de la carte PEGASE [Le Cam10a] . . . . .	145
5.26	Fonctionnement des capteurs lors d'une rupture de câble [Le Cam10a] . . . . .	146
5.27	Principe de localisation d'une rupture [Le Cam10a] . . . . .	146
5.28	Loi de variation de la période d'émission $T_{em}$ suivant le SOC . . . . .	149
5.29	Pourcentage de la puissance crête installée lors d'une semaine critique (168 h) . . . . .	150

5.30	Évolution de l'énergie consommée par la carte en fonction de l'indice de qualité, pour différents types de profil de consommation . . . . .	152
5.31	Résultats d'optimisation du dimensionnement pour les trois types de profil de consommation, avec différentes valeurs de $I_q$ . . . . .	153
5.32	Solutions des optimisations pour lesquelles la surface de module PV ou la capacité nominale est minimale . . . . .	154
5.33	Évolution du temps maximal entre deux émissions en fonction de l'indice de qualité .	155
5.34	Simulations temporelles du système avec le profil n°3 de consommation pour $I_q = 0.4$	156
5.35	Pourcentage de la puissance crête installée lors d'une semaine d'été . . . . .	157
5.36	Simulations temporelles du système lors d'une semaine d'été, avec les profils n°1 ou n°2 de consommation, le dimensionnement étant celui optimisé sur une semaine critique avec le profil n°3 de consommation et un indice $I_q = 0.4$ . . . . .	158
A.1	Fonctionnement d'une roue à cliquet, sens horaire . . . . .	165
A.2	Fonctionnement des deux roues à cliquets . . . . .	166
A.3	Modélisation des roues à cliquets . . . . .	166
A.4	Définitions des différents référentiels . . . . .	168
A.5	Synoptique de la modélisation du mouvement de la masselotte . . . . .	169
A.6	Fonctionnement normal du régulateur LTC3537 . . . . .	170
A.7	Fonctionnement modifié du régulateur LTC3537 . . . . .	170
A.8	Régulation de la tension d'entrée $V_{IN}$ du convertisseur LTC3537 . . . . .	170
B.1	Modèles thermique et électrique d'un TEG . . . . .	173



# Liste des tableaux

2.1	Spécifications d'origine du système Autoquartz calibre ETA 205.911 [Kinetron02b], [Kinetron02a], [Gilomen00] . . . . .	39
2.2	Paramètres de modélisation du dimensionnement optimal du système Autoquartz . . .	65
3.1	Caractéristiques du module thermoélectrique TM-450-0.8-3.0 . . . . .	72
3.2	Première comparaison des mesures effectuées sur plaque chauffante et du modèle thermoélectrique à $T_a = 22^\circ\text{C}$ et $T_h = 36^\circ\text{C}$ . . . . .	80
3.3	Deuxième comparaison des mesures effectuées sur plaque chauffante et du modèle thermoélectrique à $T_a = 22^\circ\text{C}$ et $T_h = 36^\circ\text{C}$ . . . . .	81
3.4	Grandeurs utilisées pour le calcul des paramètres du modèle . . . . .	82
3.5	Comparaison des mesures effectuées sur le bras d'une personne à $T_a = 22^\circ\text{C}$ avec les valeurs calculées par le modèle . . . . .	82
3.6	Valeurs des paramètres liés au TEG et à son environnement . . . . .	85
4.1	Paramètres de modélisation des fonctions $a_{PV}$ , $b_{PV}$ et $c_{PV}$ . . . . .	100
4.2	Paramètres de modélisation du convertisseur LTC3537 . . . . .	110
4.3	Paramètres de modélisation (empirique) de la tension à vide de l'accumulateur . . . . .	115
4.4	Paramètres de modélisation de la capacité de l'accumulateur en charge et en décharge . . . . .	117
4.5	Paramètres de modélisation (empirique) de la résistance de l'accumulateur en charge et en décharge . . . . .	119
5.1	Domaines de variations des paramètres géométriques d'optimisation du TEG . . . . .	124
5.2	Valeurs des caractéristiques constantes dans les optimisations . . . . .	125
5.3	Domaines de variations des paramètres d'optimisation du générateur multisource . . . . .	133
5.4	Valeurs des courants et des temps du profil de charge . . . . .	133
5.5	Puissances consommées selon l'état des modules WiFi et GPS . . . . .	147
5.6	Puissances consommées selon l'état des modules WiFi et GPS, lorsque $f_{CLK} = 250\text{MHz}$ , $f_e = 100\text{kHz}$ et que les LEDs sont éteintes . . . . .	149
5.7	Domaines de variation des paramètres d'optimisation du système de récupération d'énergie de la carte PEGASE . . . . .	151
A.1	Paramètres de la masselotte obtenus sous SolidWorks . . . . .	167





# Nomenclature

$\alpha$	Coefficient de Seebeck d'un module thermoélectrique, [V.K <sup>-1</sup> ]	$\eta_{dmax}$	Rendement maximal d'une décharge, [%]
$\alpha_0$	Coefficient de Seebeck d'un thermocouple, [V.K <sup>-1</sup> ]	$\eta_{global}$	Rendement global d'une chaîne de conversion, [%]
$\alpha_G$	Position angulaire de l'extrémité extérieure du ressort, [rad]	$\eta_{TEGmax}$	Rendement de conversion maximal du TEG, [%]
$\alpha_m$	Coefficient de Seebeck d'un matériau, [V.K <sup>-1</sup> ]	$\eta_{TEG}$	Rendement de conversion du TEG, [%]
$\alpha_s$	Rapport de la surface du générateur thermoélectrique sur la surface totale des générateurs	$\lambda$	Conductivité thermique d'un thermocouple, [W.m <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup> ]
$\alpha_{osc}$	Position angulaire de l'extrémité intérieure du ressort, [rad]	$\lambda_m$	Conductivité thermique d'un matériau, [W.m <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup> ]
$\bar{T}$	Température moyenne entre les faces chaude et froide du TEG, [K]	$\mathcal{P}_f$	Perméance vue de la source d'excitation, [H]
$\Delta T_0$	Différence de température entre les sources chaude et froide, [°C]	$\mu_0$	Perméabilité du vide, [H.m <sup>-1</sup> ]
$\Delta T_G$	Différence de température aux bornes du TEG, [°C]	$\mu_a$	Perméabilité de l'aimant, [H.m <sup>-1</sup> ]
$\Delta T_{0max}$	Différence de température maximale entre les sources chaude et froide, [°C]	$\Omega_G$	Vitesse de rotation du rotor, [rad.s <sup>-1</sup> ]
$\Delta T_{0min}$	Différence de température minimale entre les sources chaude et froide, [°C]	$\Phi_f$	Flux inducteur, [Wb]
$\varepsilon$	Emissivité de la surface du TEG	$\Phi_{fMax}$	Amplitude du flux inducteur, [Wb]
$\varepsilon_f$	Force magnétomotrice de l'inducteur, [A]	$\rho$	Résistivité électrique d'un thermocouple, [Ω.m]
$\eta_{Carnot}$	Rendement de Carnot, [%]	$\rho_m$	Résistivité électrique d'un matériau, [Ω.m]
$\eta_{conv}$	Rendement de conversion du convertisseur, [%]	$\sigma$	Constante de Stephan-Boltzmann, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-4</sup> ]
$\eta_{Coul}$	Rendement Coulombien de l'accumulateur, [%]	$\theta_G$	Position angulaire du rotor, [rad]
$\eta_{cycle}$	Rendement de conversion sur cycle, [%]	$\theta_{osc0}$	Position angulaire initiale de la masselotte, [rad]
		$\theta_{osc f}$	Position angulaire finale de la masselotte, [rad]
		$\theta_{osc}$	Position angulaire de la masselotte, [rad]
		$\varphi_f$	Flux inducteur par spire, [Wb]
		$B_e$	Induction dans l'entrefer, [T]
		$B_r$	Induction rémanente, [T]
		$C_{Nom}$	Capacité nominale de l'accumulateur, [Ah]
		$C_{ref}$	Capacité nominale de référence de l'accumulateur, [Ah]
		$C_{stoMax}$	Capacité maximale de l'accumulateur, [Ah]

$C_{sto}$	Capacité apparente de l'accumulateur, [Ah]	$I_M$	Valeur du courant maximal, [A]
$D_{tot}$	Diamètre externe du système Auto-quartz avec son boîtier, [m]	$I_q$	Indice de qualité
$E_0$	Potentiel standard d'oxydo-réduction, [V]	$I_{bus}$	Courant dans le bus continu, [A]
$E_G$	Force électromotrice du générateur, [V]	$I_{CC}$	Courant de court circuit du module photovoltaïque, [A]
$E_{Gopt}$	Force électromotrice optimale, [V]	$I_{ch}$	Courant de la charge, [A]
$E_{PVmax}$	Intensité d'éclairement maximale, [lux]	$I_{IN}$	Courant d'entrée du convertisseur DC-DC, [A]
$E_{PVmin}$	Intensité d'éclairement minimale, [lux]	$I_{osc}$	Matrice d'inertie de la masselotte, [g.m <sup>2</sup> ]
$E_{PV}$	Intensité d'éclairement, [lux]	$I_{OUT}$	Courant de sortie du convertisseur DC-DC, [A]
$E_{sto}$	Tension à vide de l'accumulateur, [V]	$I_{PV}$	Courant du générateur photovoltaïque, [A]
$f$	Fréquence de découpage du convertisseur DC-DC, [Hz]	$I_{sto}$	Courant de l'accumulateur, [A]
$f_e$	Fréquence d'échantillonnage acoustique, [Hz]	$J_G$	Moment d'inertie du rotor, [g.m <sup>2</sup> ]
$f_G$	Coefficient de frottement visqueux, [Nm/rad/s]	$J_{osc}$	Moment d'inertie de la masselotte, [g.m <sup>2</sup> ]
$f_{CLK}$	Fréquence d'horloge du cœur du processeur, [Hz]	$k_b$	Coefficient de bobinage
$g$	Champ de pesanteur, [m.s <sup>-2</sup> ]	$k_c$	Coefficient dépendant du point de fonctionnement électrique du TEG
$h_A$	Coefficient d'échange thermique entre la face froide du TEG et l'air ambiant, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup> ]	$k_f$	Coefficient de remplissage des thermocouples au sein du module
$h_a$	Hauteur de l'aimant, [m]	$k_G$	Coefficient dépendant de la surface de grille pilotée
$h_B$	Coefficient d'échange thermique entre le corps humain et la face chaude du TEG, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup> ]	$k_{env}$	Coefficient dépendant des paramètres du TEG, [m]
$h_d$	Hauteur du dissipateur thermique, [m]	$k_{sp}$	Raideur du ressort, [Nm.rad <sup>-1</sup> ]
$h_{conv}$	Coefficient d'échange thermique par convection, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup> ]	$k_{sto1}$	Rapport des énergies minimale et maximale stockée dans l'accumulateur
$h_{dopt}$	Hauteur optimale du dissipateur thermique, [m]	$k_{sto2}$	Rapport des énergies initiale et maximale stockée dans l'accumulateur
$h_{eq}$	Coefficient équivalent d'échange thermique, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup> ]	$L$	Inductance du convertisseur DC-DC, [H]
$h_{rad}$	Coefficient d'échange thermique par rayonnement, [W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup> ]	$l_b$	Longueur de bobine, [m]
		$l_\Phi$	Longueur de flux, [m]
		$L_{osc}$	Distance axe de rotation de la masselotte à son centre de gravité, [m]
		$l_{thopt}$	Longueur de jambe optimale du TEG, [m]

$l_{th}$	Longueur de jambe du TEG, [m]	$P_{OUT}$	Puissance de sortie du convertisseur DC-DC, [W]
$m_1$	Rapport de multiplication engrenage masselotte/ressort	$P_{PV}$	Puissance du générateur photovoltaïque, [W]
$m_2$	Rapport de multiplication engrenage ressort/génératrice	$P_{sto}$	Puissance instantanée de l'accumulateur, [W]
$m_{osc}$	Masse de la masselotte, [g]	$P_{SW}$	Pertes par commutation des transistors MOS, [W]
$n$	Nombre de spires du bobinage d'induit	$P_{th}$	Puissance en sortie de l'ensemble générateur thermoélectrique connecté un convertisseur DC-DC, [W]
$N_d$	Nombre de décharges par cycle	$Q_c$	Flux de chaleur absorbé par la source froide, [W]
$n_{elt}$	Nombre d'éléments en série constituant l'accumulateur	$Q_h$	Flux de chaleur provenant de la source chaude, [W]
$N_{emMax}$	Nombre d'émissions maximal durant le cycle de fonctionnement	$Q_j$	Flux de chaleur dégagée par effet Joule, [W]
$N_{em}$	Nombre d'émissions durant le cycle de fonctionnement	$Q_\lambda$	Flux de chaleur à travers le TEG, [W]
$N_{mod}$	Nombre de modules thermoélectriques empilés	$Q_{Geq}$	Charge totale injectée dans les grilles des transistors MOS, [C]
$N_{th}$	Nombre de thermocouples du TEG	$Q_{pc}$	Flux de chaleur converti par effet Peltier à la source froide, [W]
$p$	Nombre de paires de pôles de la génératrice	$Q_{ph}$	Flux de chaleur converti par effet Peltier à la source chaude, [W]
$P_0$	Pertes à vide du convertisseur DC-DC, [W]	$R$	Résistance totale, somme de $R_G$ et de $R_{MOS}$ , [ $\Omega$ ]
$P_e$	Puissance électrique en sortie du TEG, [W]	$R_G$	Résistance interne du générateur, [ $\Omega$ ]
$P_f$	Puissance perdue par frottements visqueux, [W]	$R_L$	Résistance de charge, [ $\Omega$ ]
$P_G$	Pertes par commande de grille des transistors MOS, [W]	$r_L$	Résistance série de l'inductance, [ $\Omega$ ]
$P_v$	Puissance volumique du TEG, [ $W.m^{-3}$ ]	$r_{dson}$	Résistance globale de canal, [ $\Omega$ ]
$P_{ch}$	Puissance instantané de la charge, [W]	$R_{MOS}$	Résistance de canal des MOS, [ $\Omega$ ]
$P_{cond}$	Pertes par conduction des transistors MOS, [W]	$r_{nmos}$	Résistance de canal du transistor nMOS, [ $\Omega$ ]
$P_{eMopt}$	Puissance électrique optimale sur charge adaptée en sortie du TEG, [W]	$r_{pmos}$	Résistance de canal du transistor pMOS, [ $\Omega$ ]
$P_{eM}$	Puissance électrique sur charge adaptée en sortie du TEG, [W]	$R_{sto}$	Résistance interne de l'accumulateur, [ $\Omega$ ]
$P_{IN}$	Puissance d'entrée du convertisseur DC-DC, [W]	$R_{thA}$	Résistance thermique de convection et de rayonnement entre la face froide du TEG et l'air ambiant, [ $K.W^{-1}$ ]

$R_{thB}$	Résistance thermique de conduction entre la face chaude du TEG et le corps humain, [K.W <sup>-1</sup> ]	$T_G$	Couple de rappel sur ressort transmis sur l'arbre du rotor, [Nm]
$R_{thG}$	Résistance thermique du TEG, [K.W <sup>-1</sup> ]	$T_h$	Température de la face chaude du TEG, [°C]
$R_{thH}$	Résistance thermique du dissipateur, [K.W <sup>-1</sup> ]	$T_{dMax}$	Amplitude du couple de détente de la génératrice, [Nm]
$S_a$	Surface de l'aimant, [m <sup>2</sup> ]	$T_{Em}$	Couple électromagnétique, [Nm]
$S_b$	Surface bobinable, [m <sup>2</sup> ]	$T_{em}$	Période d'émission, [h]
$S_T$	Surface totale des générateurs, [m <sup>2</sup> ]	$T_{osc}$	Couple de rappel sur ressort transmis sur l'arbre de la masselotte, [Nm]
$S_{cell}$	Surface d'un élément de thermocouple, [m <sup>2</sup> ]	$T_{pes}$	Couple de pesanteur, [Nm]
$S_{PV}$	Surface du générateur photovoltaïque, [m <sup>2</sup> ]	$T_{sp}$	Couple de rappel du ressort, [Nm]
$S_{th}$	Surface de captation du TEG, [m <sup>2</sup> ]	$t_{SWeq}$	Temps de commutation total d'un transistor MOS, [s]
$S_{Tmax}$	Surface totale des générateurs maximale, [m <sup>2</sup> ]	$th_{tot}$	Épaisseur globale du système Auto-quartz avec son boîtier, [m]
$S_{Tmin}$	Surface totale des générateurs minimale, [m <sup>2</sup> ]	$V_{bus}$	Tension du bus continu, [V]
$SOC$	État de charge de l'accumulateur, [%]	$V_{fer}$	Volume d'entrefer, [m <sup>3</sup> ]
$SOC(t = 0)$	État de charge initial de l'accumulateur, [%]	$V_{GS}$	Tension entre grille et substrat d'un transistor MOS, [V]
$SOC(t = t_f)$	État de charge final de l'accumulateur, [%]	$V_{IN}$	Tension d'entrée du convertisseur DC-DC, [V]
$SOC_{max}$	État de charge maximal de l'accumulateur, [%]	$V_{osc}$	Volume de la masselotte, [m <sup>3</sup> ]
$SOC_{min}$	État de charge minimal de l'accumulateur, [%]	$V_{OUT}$	Tension de sortie du convertisseur DC-DC, [V]
$T_0$	Période propre de la masselotte, [s]	$V_{PV}$	Tension du générateur photovoltaïque, [V]
$T_a$	Température de l'air ambiant, [°C]	$V_{sto}$	Tension aux bornes de l'accumulateur, [V]
$T_b$	Température du corps humain, [°C]	$V_{th}$	Volume du générateur thermoélectrique, [m <sup>3</sup> ]
$T_c$	Température de la face froide du TEG, [°C]	$W_d$	Énergie électrique d'une décharge, [J]
$T_d$	Couple de détente, [Nm]	$W_t$	Énergie totale récupérée sur cycle, [J]
$t_d$	Durée d'une décharge, [s]	$W_{dMax}$	Énergie électrique maximale d'une décharge, [J]
$T_f$	Couple de frottements visqueux, [Nm]	$W_{sp}$	Énergie stockée dans le ressort, [J]
$t_f$	Durée du cycle de fonctionnement simulé, [s]	$W_{sto0}$	Énergie initiale stockée dans l'accumulateur, [J]

$W_{stomax}$	Énergie maximale stockée dans l'accumulateur, [J]	$\ell^*_{osc}$	Facteur d'échelle appliqué à la masselotte
$W_{stomin}$	Énergie minimale stockée dans l'accumulateur, [J]	$\ell_G$	Dimension linéaire de la génératrice, [m]
$W_{tMax}$	Énergie totale maximale récupérée sur cycle, [J]	$k^*_{sp}$	Facteur appliqué à la raideur initiale $k_{sp}$ du ressort
$Z$	Facteur de mérite du matériau thermoélectrique, [ $K^{-1}$ ]	$m^*_1$	Facteur appliqué au rapport de multiplication initial $m_1$
$Z_E$	Facteur intrinsèque au matériau thermoélectrique, [ $W^{-1}.m.K^{-2}$ ]	$m^*_2$	Facteur appliqué au rapport de multiplication initial $m_2$
$\ell^*_G$	Facteur d'échelle linéique appliqué à toutes les dimensions de la génératrice	$th^*_{osc}$	Facteur d'échelle de l'épaisseur de la masselotte



# Bibliographie

- [Astier08] ASTIER S., *Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule*, Techniques de l'ingénieur, vol. D3935, 2008.
- [Aubry11] AUBRY J., *Contribution à l'optimisation du dimensionnement de la chaîne de conversion tout-électrique du houlogénérateur SEAREV avec stockage d'énergie intégré*, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 2011.
- [Beeby06] BEEBY S.P., TUDOR M.J. & WHITE N.M., *Energy harvesting vibration sources for microsystems applications*, Measurement Science and Technology, vol. 17, no. 12 pp. R175–R195, Decembre 2006.
- [Cantatore06] CANTATORE E. & OUWERKERK M., *Energy scavenging and power management in networks of autonomous microsensors*, Microelectronics Journal, vol. 37, no. 12 pp. 1584–1590, Decembre 2006.
- [Carmo10] CARMO J., GONÇALVES L. & CORREIA J., *Thermoelectric micro converter for energy harvesting systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 3 p. 861, 2010.
- [Christmann10a] CHRISTMANN J., BEIGNÉ E., CONDEMINÉ C. & WILLEMIN J., *An Innovative and Efficient Energy Harvesting Platform Architecture for Autonomous Microsystems*, in Proc. of IEEE North-East Workshop On Circuits And Systems And Taisa Conference, 2010.
- [Christmann10b] CHRISTMANN J.F., BEIGNÉ E., CONDEMINÉ C., LEBLOND N., VIVET P., WALTISPERGER G. & WILLEMIN J., *Bringing Robustness and Power Efficiency to Autonomous Energy Harvesting Microsystems*, in Proc. of IEEE Symposium on Asynchronous Circuits and Systems, pp. 62–71, Ieee, 2010.
- [Cugat03] CUGAT O., DELAMARE J. & REYNE G., *Magnetic micro-actuators and systems (MAGMAS)*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no. 6 pp. 3607–3612, 2003.
- [Despesse05] DESPESSÉ G., *Étude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des micro-systèmes communicants*, Thèse de Doctorat, 2005.
- [Doms07] DOMS I., MERKEN P. & VAN HOOFF C., *Comparison of DC-DC-converter Architectures of Power Management Circuits for Thermoelectric Generators*, in Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–5, 2007.
- [Dondi08] DONDI D., BERTACCHINI A., BRUNELLI D., LARCHER L. & BENINI L., *Modeling and Optimization of a Solar Energy Harvester System for Self-Powered Wireless Sensor Networks*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7 pp. 2759–2766, Juillet 2008.
- [Donelan08] DONELAN J., LI Q., NAING V., HOFFER J., WEBER D. & KUO A., *Biomechanical energy harvesting : generating electricity during walking with minimal user effort.*, Science, vol. 319, no. 5864 pp. 807–10, Février 2008.
- [Douyere08a] DOUYERE A., *Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement*, Thèse de Doctorat, 2008.



- [Douyere08b] DOUYERE A., ALICALAPA F., LAN SUN LUK J.D. & CELESTE A., *Losses analysis and performance improvement of a rectenna for RFID systems*, 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 1083–1086, Août 2008.
- [Forest02] FOREST F., *Electronique de Puissance Basse Tension, Haut Rendement pour les Applications Portables*, in Proc. of Journées Electrotechnique du Club EEA, 2002.
- [Fredy09] FREDY C., *Modélisation mécatronique d'un générateur cinétique d'énergie électrique, rapport de stage de magistère Mécatronique L3, ENS de Cachan, Antenne de Bretagne*, Tech. Rep., Juillet 2009.
- [Gallee09] GALLEE F., *Micro-ondes et économie d'énergie*, in Proc. of Journée TIC et développement durable, 2009.
- [Gergaud02a] GERGAUD O., *Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur*, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 2002.
- [Gergaud02b] GERGAUD O., MULTON B. & BEN AHMED H., *Analysis and Experimental Validation of Various Photovoltaic System Models*, in Proc. of 7th International Electrimacs Congress, 2002.
- [Gilomen97] GILOMEN B., BÉGUIN J.I. & BUGMANN R., *Mouvement à Quartz dont l'énergie est fournie par une génératrice, Calibre ETA 205.111*, in Proc. of La montre automatique - de la mécanique à l'électronique, pp. 9–11, 1997.
- [Gilomen00] GILOMEN B. & SCHMIDLI P., *Mouvement à quartz dame ( 8 3/4 '' ) dont l'énergie est fournie par une génératrice , Calibre ETA 204 . 911*, in Proc. of Congrès Européen de Chronométrie, pp. 27–30, 2000.
- [Glatz06] GLATZ W., MUNTWYLER S. & HIEROLD C., *Optimization and fabrication of thick flexible polymer based micro thermoelectric generator*, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 132, no. 1 pp. 337–345, 2006.
- [Godard08] GODARD C., *Thermoélectricité : une nouvelle mine "verte" ?*, Revue 3EI, vol. 52 pp. 31–45, 2008.
- [Godart09] GODART C., *Matériaux à effets thermoélectriques*, Techniques de l'ingénieur, vol. N1500, 2009.
- [Harb10] HARB A., *Energy harvesting : State-of-the-art*, Renewable Energy, pp. 1–14, Juillet 2010.
- [Hendricks06] HENDRICKS T. & CHOATE W., *Industrial Waste Heat Recovery*, Tech. Rep., U.S. Department of Energy, 2006.
- [Horlogerie-suisse] HORLOGERIE-SUISSE, *Fonctionnement de la montre mécanique*.  
URL <http://www.horlogerie-suisse.com/Theoriehorlogerie/fonctionnementmontre.htm>
- [IBGE07] IBGE, *Limiter les sources de pollution intérieure : pollution électromagnétique*, Tech. Rep., Institut Bruxellois pour la gestion de l'environnement, Novembre 2007.  
URL [http://app.bruxellesenvironnement.be/guide\\_batiment\\_durable/%28S%28pnmngc452sate5455zzfa3bv%29%29/docs/CSS12\\_FR.pdf](http://app.bruxellesenvironnement.be/guide_batiment_durable/%28S%28pnmngc452sate5455zzfa3bv%29%29/docs/CSS12_FR.pdf)
- [Jean Mistral10] JEAN MISTRAL C. & BASROUR S., *Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques pour générer de l'électricité*, Techniques de l'ingénieur, vol. RE135, 2010.
- [Jiang05] JIANG X., POLASTRE J. & CULLER D., *Perpetual environmentally powered sensor networks*, in Proc. of 4th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, pp. 463–468, 2005.

- [Kanesaka99] KANESAKA T., *Development of a Thermal Energy Watch*, in Proc. of Société Suisse de chronométrie, pp. 19–22, 1999.
- [Kansal06] KANSAL A., HSU J., SRIVASTAVA M. & RAGHUNATHAN V., *Harvesting aware power management for sensor networks*, in Proc. of 43rd annual conference on Design automation, p. 651, ACM Press, 2006.
- [Khaligh08] KHALIGH A., *Modeling, design and optimization of hybrid electromagnetic and piezoelectric MEMS energy scavengers*, IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 177–180, Septembre 2008.
- [Khaligh10] KHALIGH A., ZENG P. & ZHENG C., *Kinetic Energy Harvesting Using Piezoelectric and Electromagnetic Technologies—State of the Art*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 3 pp. 850–860, Mars 2010.
- [Kinetron02a] KINETRON, *The 14-pole Micro Generator with Sm 2 Co 17 magnet ( MG205 )*, 2002.  
URL [http://www.kinetron.nl/cms/publish/content/downloaddocument.asp?document\\_id=7](http://www.kinetron.nl/cms/publish/content/downloaddocument.asp?document_id=7)
- [Kinetron02b] KINETRON, *The Micro Generating System for a Watch*, 2002.  
URL [http://www.kinetron.nl/cms/publish/content/downloaddocument.asp?document\\_id=9](http://www.kinetron.nl/cms/publish/content/downloaddocument.asp?document_id=9)
- [Kymissis98] KYMISSIS J., KENDALL C., PARADISO J. & GERSHENFELD N., *Parasitic power harvesting in shoes*, in Proc. of IEEE International Conference on Wearable Computing, pp. 132–139, 1998.
- [Lan Sun Luk10] LAN SUN LUK J.D., *Télé-alimentation par ondes électromagnétiques*, in Proc. of Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, ESIEE, Paris, 2010.
- [Le Cam10a] LE CAM V., BOURQUIN F., LEMARCHAND L., MARTIN W. & LE PEN M., *Developments in Wireless Sensor Networks for Structural Health Monitoring*, in Proc. of Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 2010.
- [Le Cam10b] LE CAM V., LEMARCHAND L., MARTIN W. & BONNEC N., *Improving wireless sensor behavior by means of generic strategies*, in Proc. of Structural Health Monitoring, 2010.
- [Le Cam10c] LE CAM V. & MARTIN W., *Guide de mise en oeuvre de PEGASE Plateforme Experte Générique pour Applications Sans-fil Embarquées*, Tech. Rep., 2010.
- [Le Maulf11] LE MAULF R. & LE CAM V., *Pour une autonomie énergétique totale de PEGASE, stage de master 2*, 2011.
- [LeBourhis08] LEBOURHIS F., *Modélisation mécatronique d'un générateur cinétique d'énergie électrique, rapport de stage de magistère Mécatronique L3, ENS de Cachan, Antenne de Bretagne*, Tech. Rep., ENS de Cachan, Antenne de Bretagne, Juillet 2008.
- [Leonov07a] LEONOV V. & FIORINI P., *Thermal matching of a thermoelectric energy scavenger with the ambience*, in Proc. of 5th European Conference Thermoelectrics, 3, pp. 129–133, 2007.
- [Leonov07b] LEONOV V., TORFS T., FIORINI P., VAN HOOF C. & IMEC L., *Thermoelectric converters of human warmth for self-powered wireless sensor nodes*, IEEE sensors journal, vol. 7, no. 5 pp. 650–657, 2007.
- [Leonov07c] LEONOV V., TORFS T. & VULLERS R.J.M., *Pulse oximeter fully powered by human body heat*, Sensors & Transducers Journal, vol. 80, no. 6 pp. 1230–1238, 2007.

- [Leonov09a] LEONOV V., TORFS T., HOOF C.V. & VULLERS R.J.M., *Smart Wireless Sensors Integrated in Clothing : an Electrocardiography System in a Shirt Powered Using Human Body Heat*, Sensors & Transducers Journal, vol. 107, no. 8 pp. 165–176, 2009.
- [Leonov09b] LEONOV V. & VULLERS R.J.M., *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 pp. 1–14, 2009.
- [Leturcq02] LETURCQ P., *Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes*, Techniques de l'ingénieur, vol. D3109, 2002.
- [Lhermet08] LHERMET H., CONDEMINE C., PLISSONNIER M., SALOT R., AUDEBERT P. & ROSSET M., *Efficient Power Management Circuit : From Thermal Energy Harvesting to Above-IC Microbattery Energy Storage*, IEEE Journal of Solid-state Circuit, vol. 43, no. 1 pp. 246–255, 2008.
- [Li08] LI Y., YU H., SU B. & SHANG Y., *Hybrid Micropower Source for Wireless Sensor Network*, IEEE Sensors Journal, vol. 8, no. 6 pp. 678–681, Juin 2008.
- [Li10] LI P., WEN Y., LIU P., LI X. & JIA C., *A magnetoelectric energy harvester and management circuit for wireless sensor network*, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 157, no. 1 pp. 100–106, Janvier 2010.
- [Lineykin07] LINEYKIN S. & BEN-YAAKOV S., *Modeling and analysis of thermoelectric modules*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 2 pp. 505–512, 2007.
- [Lossec09] LOSSEC M., MULTON B., BEN AHMED H., FREDY C., LEBOURHIS F. & MOYA S., *Etude d'un Générateur Micro-cinétique : Modélisation Energétique et Optimisation du Transfert d'Energie*, in Proc. of Electrotechnique du Futur, Compiègne, 2009.
- [Lossec10a] LOSSEC M., MULTON B. & BEN AHMED H., *Micro-kinetic generator : Modeling, energy conversion optimization and design considerations*, in Proc. of 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 1516–1521, 2010.
- [Lossec10b] LOSSEC M., MULTON B., BEN AHMED H. & GOUPIL C., *Thermoelectric generator placed on the human body : system modeling and energy conversion improvements*, The European Physical Journal Applied Physics, vol. 52, no. 1 p. 11103, Septembre 2010.
- [Lossec11a] LOSSEC M., BEN AHMED H. & MULTON B., *Sizing Optimization Methodology of a Multisource Generator that Harvest the Energy in the Human Environment*, in Proc. of ELECTRIMACS, June, Cergy, 2011.
- [Lossec11b] LOSSEC M., MULTON B. & BEN AHMED H., *Sizing Optimization with Thermal and Electrical Matching of a Thermogenerator placed on the Human Body*, in Proc. of IREED, Lille, 2011.
- [LT07] LT, *Datasheet LTC3537*, 2007.
- [Marzencki08] MARZENCKI M., AMMAR Y. & BASROUR S., *Integrated power harvesting system including a MEMS generator and a power management circuit*, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 145-146 pp. 363–370, Juillet 2008.
- [Mitcheson08] MITCHESON P.D., YEATMAN E.M., KONDALA RAO G., HOLMES A.S. & GREEN T.C., *Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices*, Proceedings of the IEEE, vol. 96, no. 9 pp. 1457–1486, 2008.

- [Moser07] MOSER C., THIELE L., BRUNELLI D. & BENINI L., *Adaptive power management in energy harvesting systems*, in Proc. of Conference on Design, automation and test in Europe, p. 778, EDA Consortium, 2007.
- [Moser09] MOSER C., CHEN J. & THIELE L., *Power management in energy harvesting embedded systems with discrete service levels*, International Symposium on Low Power Electronics and Design, pp. 413–418, 2009.
- [Moya08] MOYA S., *Modélisation mécatronique d'un générateur cinétique d'énergie électrique, rapport de stage de magistère Mécatronique L3, ENS de Cachan, Antenne de Bretagne*, Tech. Rep., ENS de Cachan, Antenne de Bretagne, Juillet 2008.
- [Muhtaroglu08] MUHTAROGLU A., YOKOCHI A. & VONJOUANNE A., *Integration of thermoelectrics and photovoltaics as auxiliary power sources in mobile computing applications*, Journal of Power Sources, vol. 177, no. 1 pp. 239–246, Février 2008.
- [Muller07] MULLER J.c., *Électricité photovoltaïque Filières et marché*, Techniques de l'ingénieur, vol. BE8579, 2007.
- [Park06] PARK C. & CHOU P., *AmbiMax : Autonomous Energy Harvesting Platform for Multi-Supply Wireless Sensor Nodes*, IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, pp. 168–177, 2006.
- [Perret03] PERRET R., *Interrupteurs électroniques de puissance*, lavoisier edn., 2003.
- [Pop08] POP V., BERJVELD H.J., DANILOV D., REGTIEN P.P. & NOTTEN P.H., *Battery Management Systems : Accurate State-of-Charge Indication for Battery-Powered Applications*, Springer, 2008.
- [Raghunathan05] RAGHUNATHAN V., KANSAL A., HSU J., FRIEDMAN J. & SRIVASTAVA M., *Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems*, in Proc. of Information Processing in Sensor Networks, vol. 25, pp. 457–462, 2005.
- [Raghunathan06] RAGHUNATHAN V. & CHOU P.H., *Design and power management of energy harvesting embedded systems*, in Proc. of International Symposium on Low Power Electronics and Design, p. 369, ACM Press, New York, New York, USA, 2006.
- [Reich06a] REICH N., VAN SARK W. & ALSEMA E., *Simulation of PV-Powered Products : iPV-Sim*, in Proc. of 21st European Photovoltaïque Solar Energy Conference, vol. 1, pp. 2301–2305, 2006.
- [Reich06b] REICH N., VEEFKIND M., ALSEMA E., ELZEN B. & VAN W., *Industrial Design of a PV powered consumer application : Case study of a solar powered wireless computer mouse*, in Proc. of 21st European Photovoltaïque Solar Energy Conference, September, pp. 2306–2311, 2006.
- [Reyes-Sierra06] REYES-SIERRA M. & COELLO COELLO C., *Multi-Objective Particle Swarm Optimizers : A Survey of the state-of-the-Art*, International Journal of Computational Intelligence Research, vol. 2, no. 3 pp. 287–308, 2006.
- [Robert04] ROBERT J. & ALZIEU J., *Accumulateurs - Considérations théoriques*, Techniques de l'ingénieur, vol. D3351, 2004.
- [Robert05] ROBERT J. & ALZIEU J., *Accumulateurs au lithium*, Techniques de l'ingénieur, vol. D3354, 2005.
- [Rowe95] ROWE D., *CRC Handbook of Thermoelectrics*, CRC Press, London, 1995.
- [Rowe96] ROWE D. & MIN G., *Design theory of thermoelectric modules for electrical power generation*, IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, vol. 143, no. 6 pp. 351–356, 1996.



- [Ruellan05] RUELLAN M., TURRI S., BEN AHMED H. & MULTON B., *Electromagnetic resonant generator*, in Proc. of Industry Applications Conference, IAS Annual Meeting, pp. 1540–1547, 2005.
- [Sample09] SAMPLE A. & SMITH J.R., *Experimental results with two wireless power transfer systems*, IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 16–18, Janvier 2009.
- [Sari08] SARI I., BALKAN T. & KULAH H., *An electromagnetic micro power generator for wideband environmental vibrations*, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 145-146 pp. 405–413, Juillet 2008.
- [Scienceprog] SCIENCEPROG, <http://www.scienceprog.com>.
- [Simjee06] SIMJEE F. & CHOU P., *Everlast : long-life, supercapacitor-operated wireless sensor node*, in Proc. of International Symposium on Low Power Electronics and Design, p. 202, 2006.
- [Spies07] SPIES P., POLLAK M. & ROHMER G., *Power Management for Energy Harvesting Applications*, in Proc. of 1st Annual nanoPower Forum (nPF), pp. 6–11, 2007.
- [Starner96] STARNER T., *Human-powered wearable computing*, IBM systems Journal, vol. 35, no. 3 pp. 618–629, 1996.
- [Thiaux10] THIAUX Y., *Optimisation des profils de consommation pour minimiser les coûts économique et énergétique sur cycle de vie des systèmes photovoltaïques autonomes et hybrides Évaluation du potentiel de la technologie Li-ion*, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 2010.
- [Töreyin10] TÖREYİN H., TOPAL E. & KÜLAH H., *A multi-source micro power generator employing thermal and vibration energy harvesting*, Procedia Engineering, vol. 5 pp. 1176–1179, 2010.
- [Van Bavel08] VAN BAVEL M., LEONOV V., YAZICIOGLU R.F., TORFS T., VAN HOOF C., E.POSTHUMA N. & VULLERS R.J.M., *Wearable Battery-free Wireless 2-Channel EEG Systems Powered by Energy Scavengers*, Sensors & Transducers Journal, vol. 94, no. 7 pp. 103–115, 2008.
- [Viarouge95] VIAROUGE P., JAGUNDES J., TOURKHANI F. & LE HUY H., *Comportement thermique et conception des composants magnétiques dans les convertisseurs statiques de fréquence élevée*, Electrical and Computer Engineering, pp. 582–585, 1995.
- [Vullers09] VULLERS R., VAN SCHAIJK R., DOMS I., VAN HOOF C. & MERTENS R., *Micro-power energy harvesting*, Solid-State Electronics, vol. 53, no. 7 pp. 684–693, Juillet 2009.
- [Weber06] WEBER J., POTJEKAMLOTH K., HAASE F., DETEMPLE P., VOLKLEIN F. & DOLL T., *Coin-size coiled-up polymer foil thermoelectric power generator for wearable electronics*, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 132, no. 1 pp. 325–330, 2006.
- [Williams97] WILLIAMS R., GRABOWSKI W., COWELL A., DARWISH M. & BERWICK J., *The dual-gate W-switched power MOSFET : a new concept for improving light load efficiency in DC/DC converters*, in Proc. of 9th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, pp. 193–196, 1997.
- [Yeatman04] YEATMAN E., *Advances in power sources for wireless sensor nodes*, Wearable and Implantable Body Sensor Networks, pp. 6–7, 2004.
- [Zhuo07a] ZHUO J., CHAKRABARTI C. & CHANG N., *Energy management of DVS-DPM enabled embedded systems powered by fuel cell-battery hybrid source*, in Proc. of International Symposium on Low Power Electronics and Design, p. 327, 2007.

- [Zhuo07b] ZHUO J., CHAKRABARTI C., LEE K. & N, *Dynamic power management with hybrid power sources*, in Proc. of 44th ACM/IEEE Design Automation Conference, pp. 871–876, Juin 2007.

## RÉSUMÉ

Ces travaux s'inscrivent dans la problématique de l'alimentation autonome de systèmes électroniques communicants fondée sur la récupération de l'énergie disponible dans l'environnement humain. Cette thèse traite du dimensionnement d'un générateur multisource (thermique, photovoltaïque et cinétique) avec stockage d'énergie. Afin d'optimiser le dimensionnement d'un tel système dans un contexte de ressources paramétrables, des modèles génériques, adaptés à une large plage de dimensions, ont été établis, à partir de technologies déjà existantes, et validés expérimentalement. L'approche système a permis d'étudier les nombreux couplages multiphysiques existants et de mieux dimensionner le système. Ainsi, il a été montré qu'optimiser le rendement global de toute la chaîne de conversion d'énergie conduit à des solutions différentes de celles résultant d'une optimisation du dimensionnement de chaque organe pris séparément. Enfin, dans la dernière partie de cette thèse, une étude a été menée sur l'impact du profil de consommation sur le dimensionnement du système. Cette étude a permis, sur le cas particulier d'une application réelle, de mettre en évidence le potentiel d'une gestion d'énergie en cas de ressources faibles notamment par l'adaptation des profils de consommation.

**Mots-clés** - Récupération d'énergie ambiante, Modélisation d'un générateur multisource, Générateur micro-cinétique, Générateur thermoélectrique, Optimisation du dimensionnement, Gestion de la consommation.

## ABSTRACT

This work deals with the problematic of self-powered communicating electronic systems based on energy harvesting in the human environment. This thesis addresses the sizing of a multisource generator (thermal, photovoltaic and kinetic) with energy storage. To optimize the sizing of such a system in the context of configurable resources, generic models, adapted to a wide range of dimensions, were established from existing technology, and validated experimentally. The system-level approach was used to study the many existing multiphysics couplings to better size the system. Thus, it was shown that optimizing the global efficiency of the whole energy conversion chain leads to solutions different from those resulting from sizing optimization of each component separately. Finally, in the latter part of this thesis, a study was conducted on the impact of load profil on the sizing of the system. This study, on the particular case of a real application, highlight the potential for energy management in the case of poor ressources, notably by adapting the load profils.

**Key-words** - Energy harvesting, multisource generator modelling, Micro-kinetic generator, Thermoelectric generator, Sizing optimization, Demand-side management.