



HAL
open science

Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystemes autonomes

Guy Waltisperger

► **To cite this version:**

Guy Waltisperger. Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystemes autonomes. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : 2011GRENT016 . tel-00601784

HAL Id: tel-00601784

<https://theses.hal.science/tel-00601784>

Submitted on 20 Jun 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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Micro & Nano Electronique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« **Guy / WALTISPERGER** »

Thèse dirigée par « **Skandar / BASROUR** »

préparée au sein du **Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information (LETI)** et du **Laboratoire de Technique de l'Informatique et de la Microélectronique pour l'Architecture des systèmes intégrés (TIMA)**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal (EEATS)**

Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystèmes autonomes

Thèse soutenue publiquement le « **17 Mai 2011** »,
devant le jury composé de :

Professeur, Christian, PIGUET

Coordinateur scientifique au CSEM à Neuchâtel en Suisse,
Professeur à l'EPFL à Lausanne en Suisse, Président

Professeur, Nacer, ABOUCHI

Professeur à CPE Lyon, Rapporteur

Professeur, Pascal, NOUET

Professeur à Montpellier II, Rapporteur

Professeur, Skandar, BASROUR

Professeur à Polytech' Grenoble, Membre

Docteur, Cyril, CONDEMINE

Ingénieur de recherche au CEA de Grenoble, Membre



(page intentionnellement blanche)

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	3
RESUME	5
GLOSSAIRE	7
INTRODUCTION	9
CHAPITRE I : LES MICROSYSTEMES AUTONOMES	11
1. INTRODUCTION	15
2. LES MICROSYSTEMES AUTONOMES	18
2.1 <i>Etat de l'art</i>	18
2.2 <i>Le projet MANAGY</i>	23
3. LES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE	26
3.1 <i>Les systèmes photovoltaïques</i>	26
3.2 <i>Les générateurs thermoélectriques</i>	34
3.3 <i>Les systèmes de récupération mécanique</i>	37
3.4 <i>Comparaison des différents systèmes de récupération d'énergie</i>	42
4. CONCLUSION	43
CHAPITRE II : LA GESTION D'ENERGIE	45
1. INTRODUCTION	49
2. LES PRINCIPES DE GESTION D'ENERGIE	50
2.1 <i>Les régulateurs linéaires de type LDO</i>	50
2.2 <i>Les convertisseurs à découpage</i>	52
2.3 <i>Conclusion sur les régulateurs et les convertisseurs</i>	59
2.4 <i>Mesure de puissance</i>	60
3. GESTION OPTIMISEE DE L'ENERGIE	65
3.1 <i>Extraction du maximum d'énergie</i>	66
3.2 <i>Stockage efficace de l'énergie</i>	71
4. FONCTIONNEMENT ET TRANSFERT OPTIMISEE POUR UNE INTEGRATION EFFICACE DANS LA PLATEFORME MULTI-SOURCES / MULTI-CHARGES	75
4.1 <i>Etat de fonctionnement du système</i>	75
4.2 <i>Modification du chemin de puissance</i>	76
4.3 <i>Intégration dans la plateforme MANAGY</i>	83
5. CONCLUSION	84
CHAPITRE III : MODELISATION DU MODULE DE RECUPERATION PHOTOVOLTAÏQUE DU MICROSYSTEME AUTONOME	85
1. INTRODUCTION	89
2. LES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE	89
2.1 <i>Le module photovoltaïque en CIGS</i>	90
2.2 <i>Les systèmes de récupération de l'énergie photovoltaïque CIGS</i>	95
2.3 <i>Comparaison du système proposé avec un système basique adapté à la technologie CIGS</i>	97
3. MODELISATION DU CONVERTISSEUR DC/DC	99
3.1 <i>Le convertisseur à double sortie</i>	99
3.2 <i>Le convertisseur à double sortie avec la cellule photovoltaïque</i>	110

4.	ETUDE ET SEGMENTATION DE LA METHODE DU MPPT	113
4.1	<i>La méthode du MPPT simple capteur de tension</i>	113
4.2	<i>Simulation des sous-blocs de la méthode du MPPT</i>	115
5.	SIMULATIONS GLOBALES	116
5.1	<i>Extraction du maximum d'énergie</i>	117
5.2	<i>Synthèse des spécifications</i>	124
6.	CONCLUSION	125
CHAPITRE IV : REALISATION DU SYSTEME DE GESTION D'ENERGIE		127
1.	INTRODUCTION	131
2.	LES CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES ET LA METHODE DE CONCEPTION	132
2.1	<i>Choix de la technologie UMC 180 nm</i>	132
2.2	<i>La méthodologie de conception top-down</i>	133
3.	LE FILTRE DE PUISSANCE	135
3.1	<i>Les transistors de puissance et les drivers associés</i>	135
3.2	<i>La diode sans seuil</i>	138
3.3	<i>Le shunt (protection contre la surtension)</i>	140
3.4	<i>Le DTCL : Dead Time Control Logique</i>	141
3.5	<i>Fonctionnement global du filtre de puissance</i>	142
4.	LE BLOC POUR LA METHODE DU MPPT	143
4.1	<i>Estimation de la variation de P_{PV} (1^{er} sous-bloc)</i>	144
4.2	<i>Génération du nouveau rapport cyclique (2^e sous-bloc)</i>	148
4.3	<i>Génération du signal de type PWM (3^e sous-bloc)</i>	150
5.	LES BLOCS PERMETTANT LA REGULATION DU SYSTEME	152
5.1	<i>Le BandGap</i>	152
5.2	<i>Le comparateur à hystérésis</i>	158
6.	PERFORMANCES GLOBALES OBTENUES	163
6.1	<i>Démarrage du système</i>	163
6.2	<i>Le fonctionnement en régime établi</i>	165
6.3	<i>Le fonctionnement en cas de surcharge en sortie</i>	166
6.4	<i>Les performances du système</i>	167
7.	CONCLUSION	168
CONCLUSION ET PERSPECTIVES		169
ANNEXE 1 : FONCTIONNEMENT D'UN CONVERTISSEUR DE TYPE BOOST		171
ANNEXE 2 : MISE EN EQUATION DU CONVERTISSEUR ASSOCIE AU MODULE PHOTOVOLTAÏQUE		177
ANNEXE 3 : INDUCTANCE TAIYO YUDEN CBC3225T220KR		181
ANNEXE 4 : CARACTERISTIQUES DE LA TECHNOLOGIE UMC 180 NM		183
ANNEXE 5 : EXPLICATION DU SCHEMA DU BLOC DE SELECTION ET DE COMPARAISON DES VALEURS ABSOLUES		185
ANNEXE 6 : ELIMINATION DU PASSAGE DU COMPTEUR/DECOMPTEUR DE LA DERNIERE VALEUR A LA PREMIERE ET VICE VERSA EN ADEQUATION AVEC LA METHODE DU MPPT		187
ANNEXE 7 : PIRES CAS TECHNOLOGIQUES POUR LE BANDGAP		189
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES		191
BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR		199

RESUME

Augmenter la durée de vie d'une pile, voire s'en passer est aujourd'hui devenu une obligation pour les microsystèmes. En effet, à cette échelle, le remplacement des piles et leur rejet dans l'environnement sont problématiques. La voie préconisée pour répondre à cet enjeu est d'utiliser des sources d'énergie renouvelables (solaire, thermique et mécanique).

Pour cela, nous proposons de développer une plateforme de récupération d'énergie multi-sources/multi-charges (MANAGY) capable de s'adapter à son environnement pour en extraire le maximum d'énergie et répondre à des applications diverses. L'architecture est constituée de chemins directs et de chemins indirects où l'énergie provenant des sources est d'abord transférée dans une unité de stockage avant d'être réutilisée par les charges du microsystème. L'utilisation de cette nouvelle architecture permet d'optimiser le transfert d'énergie entre sources et charges et améliore le rendement du système de 33%.

Avant de développer une architecture multi-sources, nous avons cherché à améliorer le rendement de la source photovoltaïque (PV) qui, au vu de l'état de l'art, a la densité de puissance la plus élevée. La recherche du rendement maximum de la source PV revient à la recherche du point de puissance maximum (MPPT). Il existe pour chaque condition d'irradiance, de température, et d'énergie extraites un couple tension-courant permettant à la source de fournir un maximum de puissance (MPP).

Grâce à l'utilisation de deux chemins de puissance, nous arrivons simultanément à créer une boucle de régulation faible puissance agissant sur le rapport cyclique du système de gestion d'énergie (MPPT) et une boucle de régulation de la tension de sortie agissant sur le transfert de l'énergie.

La modélisation du système nous a permis de spécifier ses performances. Pour atteindre les performances requises, des architectures innovantes ont été réalisées qui ont fait l'objet de trois brevets. De plus, des blocs ne sont activés qu'aux instants de changement d'état du système et sont conçus, quand cela a été possible, avec des transistors fonctionnant en mode faible inversion. Toutes ces optimisations permettent au système de fonctionner sur une large plage de variation de l'éclairage (de conditions intérieures supérieures à 500 lux à extérieures) avec un rendement proche de 90%.

Mots-clés : capteur autonome - gestion de l'énergie - récupération d'énergie - MPPT - microsystèmes - MEMS

(page intentionnellement blanche)

GLOSSAIRE

- ANR : Agence Nationale de la Recherche
- CAN : Convertisseur Analogique Numérique
- CCM : Continuous Conduction Mode
- CIGS : thin-film Copper Indium Gallium diSelenide, matériau polycristallin
- CNRS : Centre National de la Recherche Scientifique
- CTAT : Complementary To Absolute Temperature
- DCM : Discontinuous Conduction Mode
- DSP : Digital Signal Processor
- DVFS : Dynamic Voltage and Frequency Scaling
- GDR : Groupement De Recherche
- Irradiance ou Eclairage : quantifie la puissance électromagnétique par unité de surface, exprimé en W.m^{-2} ou en Sun (avec $1 \text{ W.m}^{-2} = 1 \text{ mSun}$)
- LDO : Low Drop Out
- MEMS : Micro-Electro-Mechanical System
- MPP : Maximum Power Point, point de puissance maximale
- MPPT : Maximum Power Point Tracking, recherche du point de puissance maximale
- MPW : Multiple Project Wafer
- NEMS : Nano-Electro-Mechanical System
- OPDC : Ordered Power Distributive Control
- OTA : Operational Transconductance Amplifier
- PDM : Pulse Density Modulation
- PFM : Pulse Frequency Modulation
- PPM : Power Paths Management
- PSRR : Power Supply Rejection Ratio, $\text{PSRR} = 20 \log(\Delta V_{\text{in}} / \Delta V_{\text{out}})$
- PTAT : Proportional To Absolute Temperature
- PV : PhotoVoltaire
- PWM : Pulse Width Modulation
- SIDO : Single Inductor Dual Output
- SIMO : Single Inductor Multiple Output
- SISO : Single Inductor Single Output
- SMPS : Switched Mode Power Supply, convertisseur de puissance à commutation
- SOI : Silicon On Insulator
- SSDI : Synchronized Switch Damping on Inductor
- SSHC : Synchronized Switch Harvesting on Capacitor
- SSHI : Synchronized Switch Harvesting on Inductor
- TEG : ThermoElectric Generator
- WSN : Wireless Sensor Node

(page intentionnellement blanche)

Introduction

Au jour d'aujourd'hui bon nombre de systèmes ont une autonomie limitée par leur pile. Mais avec l'arrivée des microsystèmes autonomes et l'élargissement des domaines d'applications nous ne pouvons plus nous permettre ni le remplacement, ni l'impact du rejet des piles usagées à une plus grande échelle.

Ce travail de thèse effectué au sein du LETI¹ a contribué à l'avancement de deux projets industriels multipartenaires (HOMES, ST_PowerHub) avec les entreprises STMicroelectronics, Schneider Electric et la collaboration du LITEN². De plus ces travaux font partie du projet académique SESAM³ soutenu par l'ANR⁴. Ces projets visent à utiliser l'énergie ambiante pour alimenter les systèmes électroniques. Le projet HOMES par exemple, vise à développer un système autonome constitué de capteurs de température, d'humidité et de CO₂ pour réguler et optimiser le chauffage et la ventilation au nombre de personnes occupant une pièce. L'indépendance du système du réseau électrique et l'utilisation de la communication par radio fréquence permet de positionner le système à la meilleure place dans la pièce et de s'adapter aux modifications d'usage de la pièce. Le remplacement de l'énergie provenant de la pile par de l'énergie issue de sources de récupération d'énergie permettra d'une part, d'allonger la durée de vie du système pour que celle-ci soit supérieure à dix ans et d'autre part de réduire les opérations d'installation et de maintenance.

Cette thèse a pour objectif d'étudier des méthodes pour augmenter la durée de vie des systèmes pour permettre de réduire le coût et l'impact environnemental des microsystèmes. Nous avons étudié les microsystèmes autonomes pour pouvoir améliorer leurs architectures. Cette amélioration passe par une intégration plus performante des sources de récupération d'énergie pour fournir d'avantage d'énergie au microsysteme. Notre objectif à long terme est de développer une plateforme de récupération d'énergie multi-sources/multi-charges que nous nommons MANAGY (figure 1). Elle permettra au microsysteme de s'adapter à son environnement pour en tirer le maximum d'énergie et elle pourra répondre aux diverses applications pouvant mettre en œuvre un microsysteme autonome.

Nous commençons dans un premier temps, à développer le bloc permettant la récupération et la gestion de l'énergie photovoltaïque. Les travaux de cette thèse ont pour objectif de fournir cet élément clé pour la future plateforme de récupération d'énergie. Ce bloc permettra de récupérer le maximum d'énergie du module photovoltaïque, qui sera transférée de la manière la plus efficace possible aux charges du microsysteme. L'amélioration du transfert énergétique est permise grâce au développement d'une architecture composée de plusieurs chemins de puissance, chemins qui seront repris dans la plateforme de récupération d'énergie MANAGY (figure 1). Ces chemins permettront d'alimenter directement les charges du microsysteme et de stocker l'énergie extraite en plus des sources d'énergie pour un usage ultérieur.

¹ LETI : Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Information au sein du CEA

² LITEN : Laboratoire d'Innovations pour les Technologies des Energies nouvelles et les Nanomatériaux au sein du CEA

³ SESAM : **S**mart multi-source **E**nergy **S**cavenger for **A**utonomous **M**icrosystems

⁴ ANR : Agence Nationale de la Recherche

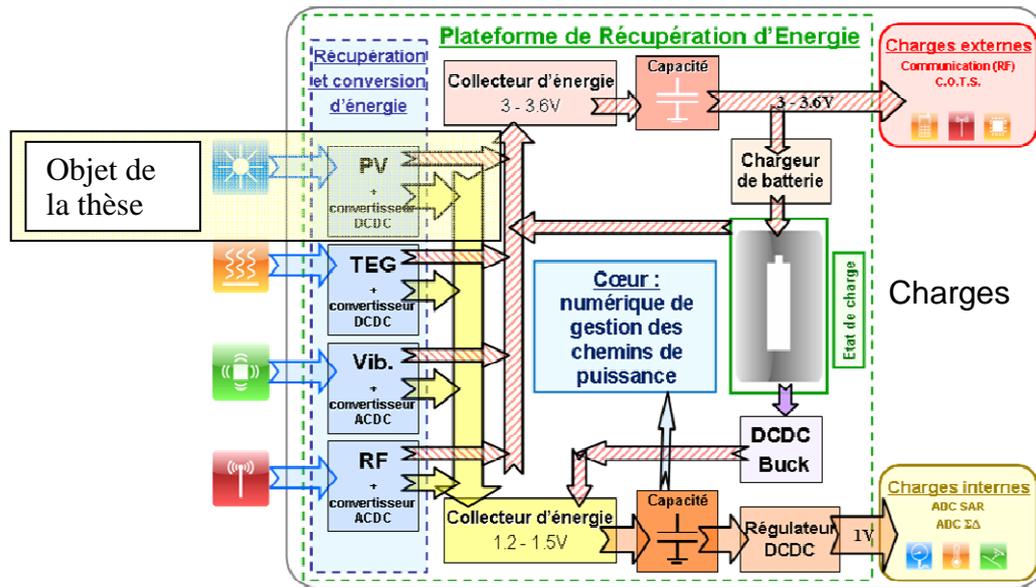


Figure 1 : Architecture simplifiée de la plateforme de récupération d'énergie MANAGY (LETI)

La thèse est composée de quatre chapitres. Le premier chapitre permet l'étude des microsystèmes autonomes ainsi que des sources de récupération d'énergie. Cette étude permettra de définir une nouvelle architecture pour les nœuds de capteurs autonomes et de justifier l'architecture de la plateforme de récupération d'énergie MANAGY. Nous comparerons les différentes sources de récupération d'énergie pour définir celles qui seront les plus pertinentes.

Le deuxième chapitre est dédié à la gestion d'énergie, nous étudierons les différentes architectures permettant de récupérer et de transférer l'énergie pour définir celle qui sera la plus adaptée aux microsystèmes autonomes.

Dans le troisième chapitre nous présentons la modélisation du système de gestion et de récupération d'énergie. Nous proposerons la mise en œuvre d'une nouvelle méthode de maximisation de la puissance délivrée par un module photovoltaïque, adaptée aux faibles puissances. En effet, nous avons une contrainte importante sur la consommation du circuit intégré, pour que celui-ci puisse fonctionner dans une large gamme de paramètres environnementaux.

Dans le quatrième chapitre nous détaillons les différents blocs de l'architecture conçus dans la technologie UMC 180 nm. Nous développerons, pour cela, de nouveaux blocs à faible consommation et nous définirons des architectures bas niveau qui permettront de réduire les consommations statiques et dynamiques tout en répondant à la fonctionnalité souhaitée avec le minimum de surface de circuit intégré.

Nous résumerons dans la conclusion les points clé du travail de thèse et nous proposerons des perspectives.

Pour simplifier la lecture du manuscrit, nous reporterons en annexes les étapes de calculs et les informations dites complémentaires.

CHAPITRE I : LES MICROSYSTEMES AUTONOMES	11
1. INTRODUCTION	15
2. LES MICROSYSTEMES AUTONOMES	18
2.1 <i>Etat de l'art</i>	18
2.2 <i>Le projet MANAGY</i>	23
3. LES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE	26
3.1 <i>Les systèmes photovoltaïques</i>	26
3.2 <i>Les générateurs thermoélectriques</i>	34
3.3 <i>Les systèmes de récupération mécanique</i>	37
3.4 <i>Comparaison des différents systèmes de récupération d'énergie</i>	42
4. CONCLUSION	43

(page intentionnellement blanche)

RESUME DU CHAPITRE I

La diminution croissante de la consommation et de la taille des systèmes électroniques permet aujourd'hui d'ajouter toujours plus de fonctionnalités pour un même budget énergétique. En parallèle, de nombreux travaux ont permis d'améliorer les sources de récupération d'énergie et en particulier leur densité de puissance. La convergence de ces deux domaines nous a permis d'envisager la création d'un système autonome alimenté à partir de la récupération de l'énergie de l'environnement.

Dans un premier temps, nous avons effectué un état de l'art des microsystemes autonomes. Nous avons pu ainsi cartographier les centres de recherche les plus avancés dans le domaine et déterminer les grands axes de recherche. Si un grand nombre de travaux ont porté sur la diminution de la consommation des convertisseurs, et sur l'amélioration des unités de calcul, peu de travaux cherchent à optimiser l'énergie délivrée par les sources de récupération d'énergie et pratiquement aucun ne traite de l'amélioration du transfert énergétique entre sources et charges. Des travaux sont en cours sur l'élaboration de systèmes multi-sources mais sont pour l'instant limités à la juxtaposition de sources. Il paraît donc intéressant de travailler sur l'optimisation de l'énergie au sein des microsystemes tant au niveau des sources que de leur mise en parallèle avant de mettre en œuvre de nouvelles solutions de transfert de l'énergie.

Pour permettre d'avancer sur ces domaines nous mettons en œuvre une plateforme multi-sources et multi-charges, nommée MANAGY, permettant l'optimisation de l'énergie tant au niveau des sources que du transfert et de son utilisation.

L'étude des sources disponibles pour les systèmes autonomes, en particulier les sources photovoltaïques, thermiques et vibratoires, montre que les systèmes de récupération photovoltaïque ont le plus fort potentiel. Parmi ce type de source d'énergie nous avons choisi la technologie CIGS⁵ qui se dégage grâce à ses forts rendements de conversion. Par contre les cellules photovoltaïques délivrent une tension qui diminue avec la puissance incidente reçue. De plus, comme pour les autres technologies de récupération photovoltaïque, la cellule est caractérisée par un couple tension-courant pour lequel elle développe une puissance maximale en sortie.

⁵ CIGS : thin-film **C**opper **I**ndium **G**allium **d**i**S**elenide, matériau polycristallin

(page intentionnellement blanche)

Chapitre I : Les microsystèmes autonomes

1. Introduction

L'introduction de circuits autoalimentés qui utilisent les ressources disponibles dans leur environnement sur une longue durée de vie va être cruciale pour bon nombre d'applications autonomes. En effet, avec la politique actuelle de réduction de la consommation électrique d'une part et d'autre part de la réduction des déchets, il va falloir développer des systèmes autonomes qui ne soient plus reliés au réseau électrique et générant moins de déchets grâce à la suppression du remplacement des batteries.

Ceci est possible grâce à la convergence de la réduction de la consommation et de l'amélioration des sources de récupération énergétique. Comme le montre la figure I-1, année après année, la consommation a été significativement réduite permettant d'envisager un système avec une consommation moyenne d'une centaine de microwatts.

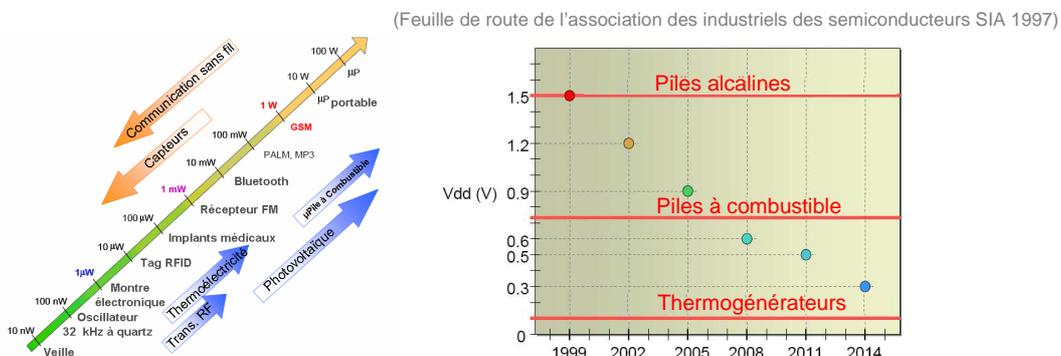


Figure I-1 : Evolution de l'énergie dans les systèmes électroniques.

Un moyen de réduire l'intelligence embarquée est de répartir l'intelligence dans chaque nœud autonome pour continuer à effectuer les mêmes calculs complexes. L'intelligence est ainsi partagée entre les différents systèmes de capteurs et d'actionneurs autonomes. Par exemple, il sera possible de communiquer directement avec des cellules du corps in-vivo afin d'accroître l'efficacité des médicaments en délivrant des doses aux moments adéquats [BUR 2009]. On pourra ainsi directement contre ré-actionner le corps humain pour éviter la survenue d'une crise en limitant ainsi les chutes et les séquelles associées.

De tels systèmes peuvent permettre d'améliorer le suivi de grandeurs physiques, permettant par exemple la surveillance de la chaîne du froid, qui nécessite des mesures de température à tous les stades de la vie du produit [JED 2005]. Dans de telles applications où la disponibilité d'énergie n'est pas constante, une gestion intelligente de l'énergie s'impose. Celle-ci va déterminer le potentiel de traitement des données. De plus, la puissance et l'énergie moyenne consommée doivent être faibles, car le système sera alimenté à partir de sources de récupération d'énergie qui ne génèrent que de faibles puissances moyennes de l'ordre d'une centaine de microwatts.

En effet, dans des environnements de températures négatives, les batteries et accumulateurs présentent de très mauvaises performances. Tous ces défis doivent être pris en considération pour dégager les contraintes de conception d'un futur système autonome, pouvant par exemple récupérer l'énergie thermique et emmagasiner de l'énergie dès les

premiers microwatts reçus.

Les développements dans ce domaine peuvent s'appuyer sur la convergence d'une large demande de la part des industriels, des pouvoirs publics et des personnes. Ainsi, par exemple, d'après la liste BUSINESS 2.0 [PES 2003], les capteurs autonomes font partie des six technologies qui vont modifier profondément le monde d'aujourd'hui. Le MIT et GLOBALFUTURE [TEC 2003] ont quant à eux identifié les WSN⁶ (réseau de capteurs) comme une des dix technologies émergentes qui auront un impact fort sur le fonctionnement de nos sociétés. De plus, un bon nombre de communications portent sur les protocoles et les architectures des WSN. L'IMEC (*Interuniversity MicroElectronics Center*), l'Université de Berkeley, le MIT (*Massachusetts Institute of Technology*), l'institut Fraunhofer, l'Université Georgia Tech, le LAAS (*Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes*) et le CSEM (*Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique*) travaillent sur des travaux du même type, certains au niveau matériel et d'autres plutôt au niveau protocole et réseau. En France, nous avons plusieurs groupements de recherche (GDR MNS, GDR RECAP, GDR SoC SiP...) qui portent sur le sujet. Ils sont soutenus par le CNRS⁸, et certains de leurs projets par l'ANR⁹, à Toulouse, Lyon, Grenoble, Brest, Paris et Montpellier.

Pour donner une vision globale des apports des microsystèmes autonomes voici quelques applications décrites dans le livre « Smart Dust : sensor network applications, architecture, and design » [ILY 2006]. L'application qui sera la plus répandue sera celle du contrôle de la voiture. Les mesures des capteurs autonomes permettront d'améliorer les performances du véhicule ainsi que la sécurité et le confort au sein de l'habitacle (figure I-2).

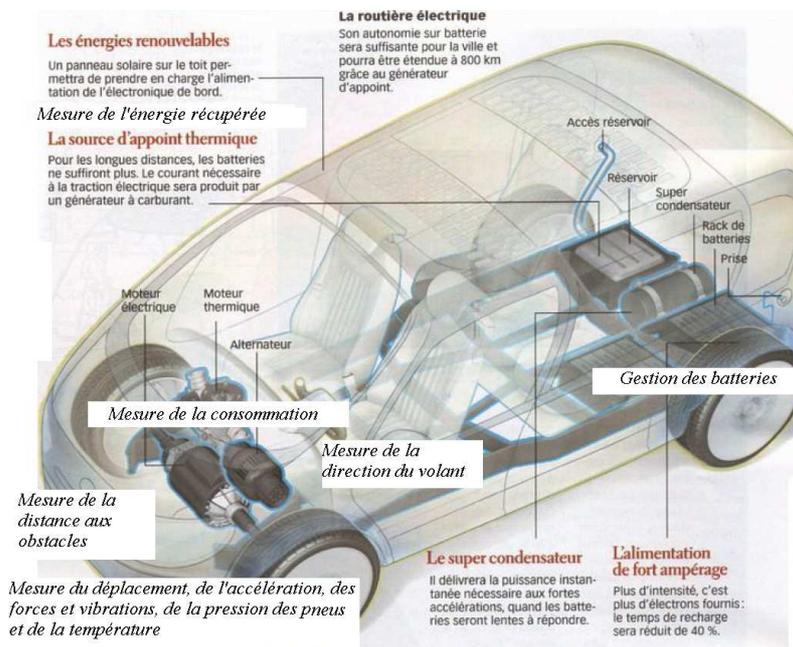


Figure I-2 : Les capteurs sans fil dans l'automobile [SCI 2009].

Bien sûr l'industrie est très intéressée par les capteurs autonomes, que ce soit :

⁶ WSN : Wireless Sensor Node

⁷ GDR MNS : **G**roupement **D**e **R**echerche **M**icro et **N**ano **S**ystèmes, RECAP : **R**éseau de **C**apteurs, SoCSiP : **S**ystème **o**n **C**hip **S**ystème **i**n **P**ackage

⁸ CNRS : **C**entre **N**ational de la **R**echerche **S**cientifique

⁹ ANR : **A**gence **N**ationale de la **R**echerche

- dans le domaine de l'aéronautique, pour pouvoir à partir de multiples points de mesures déterminer l'usure de l'appareil et faciliter son entretien et son contrôle,
- pour rendre les bureaux intelligents,
- pour géolocaliser en temps réels les biens à forte valeur ajoutée,
- pour sécuriser les sites,
- pour simplifier la maintenance.

L'utilisation de capteurs autonomes est encore plus nécessaire lorsque la seule source d'énergie est basée sur une réserve électrique, comme dans le cas du véhicule électrique où il faut préserver l'énergie stockée dans les batteries pour ne pas réduire l'autonomie du véhicule.

Par ailleurs, les applications médicales sont très étudiées en ce moment avec le vieillissement de la population de l'OCDE¹⁰ et l'augmentation du nombre de personnes dépendantes. Les microsystèmes peuvent permettre la surveillance et le diagnostic à distance, mais ils peuvent également être utilisés pour le traitement des maladies neurologiques et pour aider les personnes. La figure I-3 présente un certain nombre d'applications pour le corps humain.

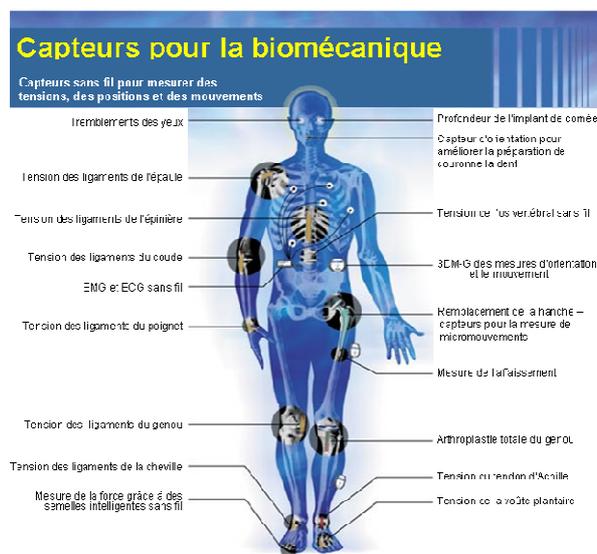


Figure I-3 : Les capteurs pour le diagnostic médical [MIC 2010].

Le génie civil est très intéressé par les applications de contrôle et de surveillance, pour les infrastructures, les personnes et pour prévenir les catastrophes.

Enfin, il ne faut pas oublier les applications militaires, tel que le contrôle des troupes, la gestion de l'armement et du réapprovisionnement, la surveillance des zones de conflits, la protection des zones d'intérêts (usines, ponts, murs, pipelines, bâtiments stratégiques) ou encore l'aide au déminage.

Ce chapitre a pour but d'établir un état de l'art sur les microsystèmes autonomes. Les principaux microsystèmes développés au niveau mondial seront tout d'abord exposés pour statuer sur l'état d'avancement de cette thématique. Nous présenterons ensuite la plateforme

¹⁰ OCDE : Organisation de Coopération et de Développement Economique

multi-sources/multi-charges développée au LETI¹¹, dans laquelle s'inscrit ce travail de thèse et qui a pour objectif d'élargir le nombre d'applications possibles grâce à son aptitude à s'adapter à différents environnements.

Enfin, nous exposerons les différentes sources d'énergie disponibles ainsi que les différents systèmes de récupération associés. A partir de cette analyse, nous montrerons les sources d'énergie les plus adaptées pour permettre la conception d'un système de récupération innovant pour les microsystèmes autonomes.

2. Les microsystèmes autonomes

Dans le cadre de cet état de l'art sur les microsystèmes autonomes, nous nous sommes restreints aux travaux portant sur des systèmes intégrés. Nous avons donc écarté les premières générations de systèmes autonomes, telles que les « Motes », qui sont maintenant commercialisés (comme par exemple le Tmotesky [MOT 2010]) et qui restent très volumineuses. La seconde génération de systèmes autonomes que nous présentons ici a pour but d'être intégrable dans un volume inférieur au centimètre cube. Ces dimensions ouvrent de nouveaux champs d'applications, mais elles nécessitent l'intégration d'une source de récupération d'énergie, rendue obligatoire par le faible volume laissé au stockage de l'énergie.

2.1 Etat de l'art

a) Université de Berkeley

L'université de Berkeley a travaillé sur un projet nommé "Smart Dust" (figure I-4). Le but était de développer un système autonome millimétrique capable de communiquer et de faire partie intégrante d'un réseau de capteurs distribués [RAB 2007].

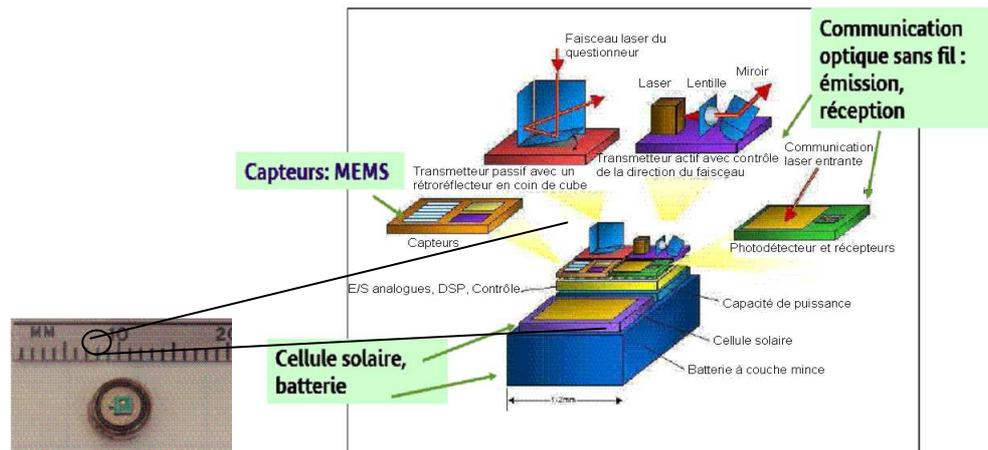


Figure I-4 : Système autonome SMART DUST [<http://www-bsac.eecs.berkeley.edu>].

Ils ont réalisé un démonstrateur autonome de 138 mm³ capable de mesurer des variations d'accélération, ainsi que des variations de lumière incidente. Le système possède pour cela deux capteurs, un capteur capacitif pour l'accélération et une photodiode. Les données sont ensuite transmises par un canal optique. Le système consomme 75 µW et a été testé avec deux sources différentes, une batterie Mn-Ti-Li et une cellule solaire de 2 mm² de

¹¹ LETI : Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Information du CEA

surface. Ces travaux ont permis d'alimenter un microcontrôleur à ultra faible consommation fonctionnant avec moins de 12 pJ par instruction. Le microcontrôleur utilise un oscillateur intégré (à une fréquence de quelques kHz) qui fonctionne avec une horloge temps réel et cinq minuteurs permettant d'activer une horloge plus rapide pour effectuer certains traitements avant de se remettre dans un mode dégradé. Des travaux portant sur des transmetteurs faible puissance ont été présentés en 2005 à l'ISSCC¹² avec une consommation de 400 µW en réception et 1.6 mW en émission [OTI 2005].

Le but principal de ces études est de permettre des avancées significatives dans le domaine des systèmes autoalimentés par l'élaboration de sources récupératrices d'énergie avec des densités de puissance supérieures à 100 µW.cm⁻³.

Ces travaux ont été poursuivis en 2008 avec la présentation du système « Picocube », un système communiquant de récupération vibratoire tridimensionnel dont le récupérateur piézoélectrique est externe dû à sa taille importante (un cylindre de plusieurs centimètres de haut). Un nouveau transmetteur a été développé ainsi qu'un système de gestion d'énergie reposant sur l'utilisation d'un redresseur et d'une pompe de charge (figure I-5). Le circuit de gestion d'énergie présente un rendement global de 74% pour une puissance de 450 µW [CHE 2008].

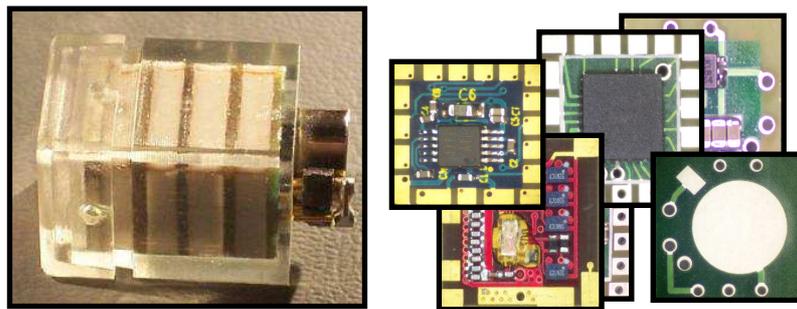


Figure I-5 : Le système Picocube [CHE 2008].

b) Université du Michigan

L'université du Michigan travaille sur la possibilité d'atteindre de longues durées de vie en utilisant des microsystèmes à très faible puissance (figure I-6). Les chercheurs travaillent également sur les protocoles, la reconfigurabilité et sur les processeurs de traitement de données des capteurs mesurant l'activité cérébrale [SEO 2008].

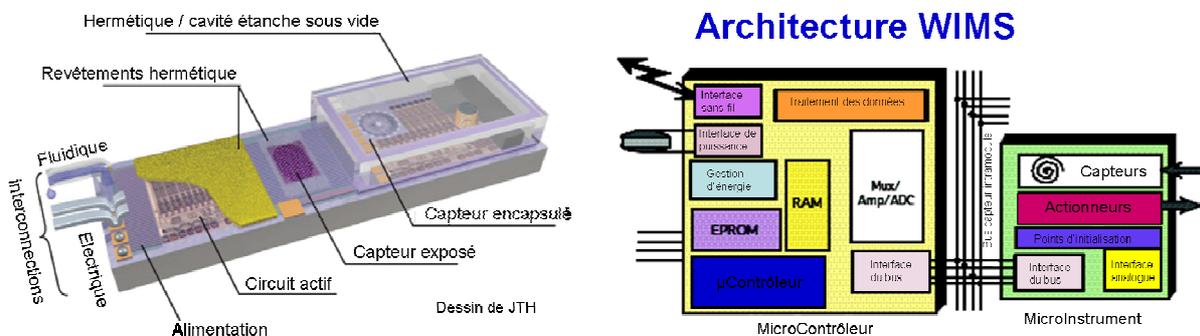


Figure I-6 : Wireless Integrated MicroSystems (WIMS) [NAJ 2005].

¹² ISSCC : International Solid-State Circuits Conference, IEEE

Ils cherchent à atteindre les objectifs suivants [NAJ 2009]:

- faible consommation (atteindre la centaine de μW (100 - 1000 μW)),
- faible taille, des boîtiers hermétiques (1 - 5 cm^3),
- grande précision (16 bits), plusieurs capteurs et actionneurs,
- auto test, programmable, calibré numériquement et rapidement reconfigurable,
- interface de communication bidirectionnelle (pouvant communiquer sur des distances comprises entre 100 m et 1 km).
- protocole standard pour les entrées/sorties.
- logiciel paramétrable par sélection du transducteur.
- plateforme commune générique et pervasive.

c) IMEC

L'IMEC (Interuniversity Microelectronics Center) travaille sur un projet nommé "WATS" pour Wireless Autonomous Transducer Solutions. Le but de ce projet est de développer un microsystème autonome, basé sur la récupération de l'énergie et la conception de circuits à très faible consommation (figure I-7).

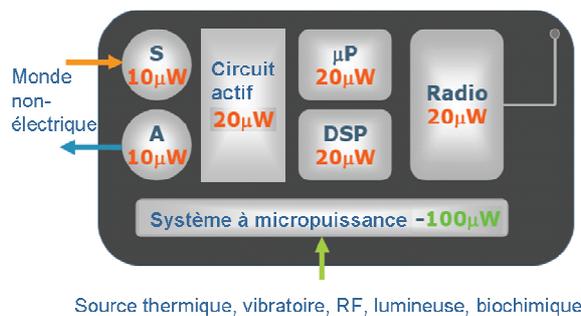


Figure I-7 : Architecture du microsystème [GYS 2007].

Les principaux sujets de recherche sont :

- la transmission sans fil avec le développement d'un transmetteur faible puissance [GYS 2005],
- la récupération d'énergie thermique avec le développement d'un circuit de gestion d'énergie.

Le transmetteur UWB¹³ faible puissance a été développé en technologie CMOS 180 nm et peut délivrer des impulsions jusqu'à une fréquence de 40 MHz. L'énergie consommée mesurée est de l'ordre de 50 pJ par pulse répété à 40 MHz pour une bande de fréquence de 1 GHz. L'application médicale pour laquelle le transmetteur a été utilisé nécessite dix pulses pour coder un bit, pour un taux de transmission de 10 kbps. Une consommation moyenne de 5 μW a été mesurée pour le fonctionnement du transmetteur.

Le système micro énergétique est basé sur l'utilisation d'un générateur thermoélectrique. Une électronique de conversion adaptée a été conçue avec un transmetteur très faible puissance montée sur substrat flexible (figure I-8). L'énergie générée par le circuit est de 0.1 mW avec une tension supérieure à 1V. Ils indiquent que cette puissance est suffisante pour charger une petite pile bouton et pour transférer la valeur de la température du corps (toutes les deux secondes) à une station de réception proche. Pour cela, un module a été

¹³ UWB : Ultra Wide Band

développé basé sur les technologies MEMS. L'application d'une variation de température de 8°C (correspondant à la différence entre une température ambiante de 22°C et une température de peau de 30°C) permet finalement d'obtenir une variation de 5°C aux bornes du générateur thermoélectrique, délivrant ainsi une puissance de l'ordre de 100 μ W.

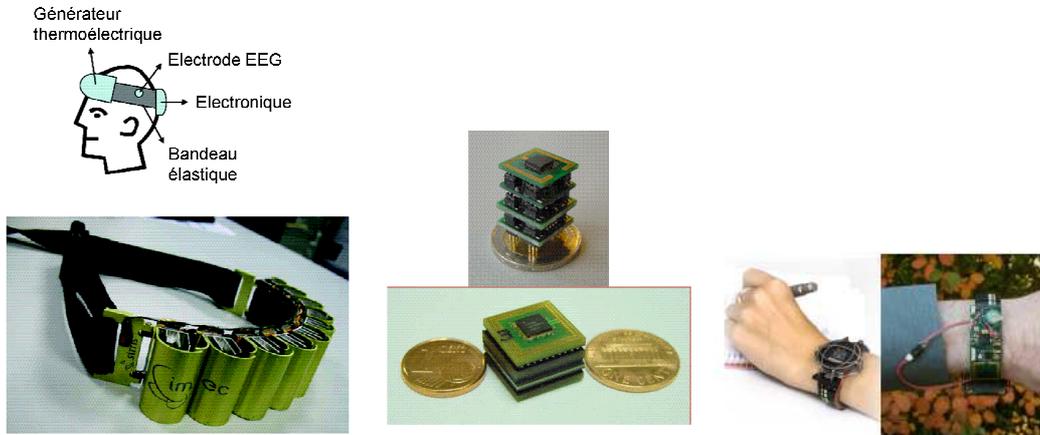


Figure I-8 : Exemples de systèmes développés par L'IMEC [GYS 2005, GYS 2007].

Les autres blocs du système sont des produits du commerce. Le microprocesseur à faible puissance est du type 8 MIPS TI MSP430F149 (<http://www.ti.com>). Pour d'autres applications, ils ont également mis en œuvre le transmetteur à 2.4 GHz de Nordic du type nRF2401 (<http://www.nvlsi.com>).

Des réalisations ont déjà permis de valider le fonctionnement des systèmes biomédicaux alimentés par des sources thermoélectriques. L'équipe travaille également sur l'intégration du système. Une intégration tridimensionnelle (3D) du système a ainsi déjà été créée grâce à l'empilement de différents circuits intégrés, l'idée étant d'intégrer le maximum de fonctions dans un centimètre cube [GYS 2006].

d) Institut Fraunhofer IIS

Le "Fraunhofer Institut für Integrierte Schaltungen" travaille sur des convertisseurs hybrides, des unités de stockage et la gestion d'énergie associée [SPI 2007]. Leurs études portent sur l'électronique pour l'alimentation à partir de thermogénérateurs [MAT 2007].

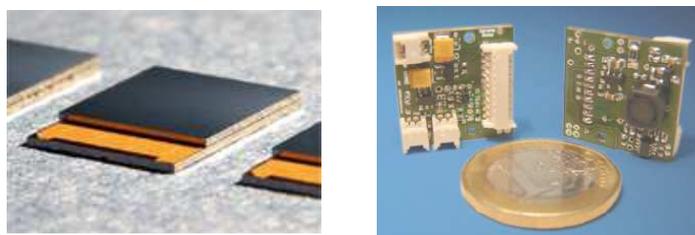


Figure I-9 : Thermo-éléments et gestion d'énergie développés par l'institut Fraunhofer [www.micropelt.com, MAT 2007].

Ils ont conçu en 2007 une nouvelle boucle de contrôle pour diminuer la consommation d'énergie ainsi que le bruit généré, permettant un gain de 73%. Ils ont développé un système permettant la recharge d'une batterie de 150 mA.h à partir d'un thermogénérateur générant une puissance de 2 mW (figure I-9). Le thermogénérateur est un composant commercial vendu par la société Micropelt. Ils se sont servis d'une pompe de charge ultra faible puissance pour démarrer le processus de récupération d'énergie thermique avec des tensions de

démarrage proches de 250 mV. La pompe de charge délivre une tension de 700 mV qui est alors utilisée par le convertisseur DC-DC qui charge la batterie. Une fois le convertisseur démarré, la tension de fonctionnement peut chuter jusqu'à 150 mV. Le convertisseur de type boost a une sortie de 3.7 V et une efficacité moyenne comprise entre 40 et 63%.

Le système de récupération thermique génère une puissance de sortie de 1 mW à partir de la chaleur d'une main (mesurée dans le cas d'une variation de température de 20°C). Le démonstrateur est capable de transmettre une valeur toutes les deux secondes grâce à la seule source thermoélectrique [MAT 2006].

e) *Université Georgia Tech*

L'université Georgia Tech effectue des recherches sur les microsystèmes autonomes, dont les travaux, essentiellement dirigés par le professeur Ricon Mora, visent à obtenir un système autonome basé sur la récupération hybride d'énergie (figure I-10). Ils proposent d'utiliser une source vibratoire, thermique ou solaire pour délivrer une puissance moyenne de l'ordre de la centaine de microwatts. Afin d'atteindre cet objectif, de nombreux travaux de recherche se sont focalisés sur la gestion de l'énergie [TOR 2008].

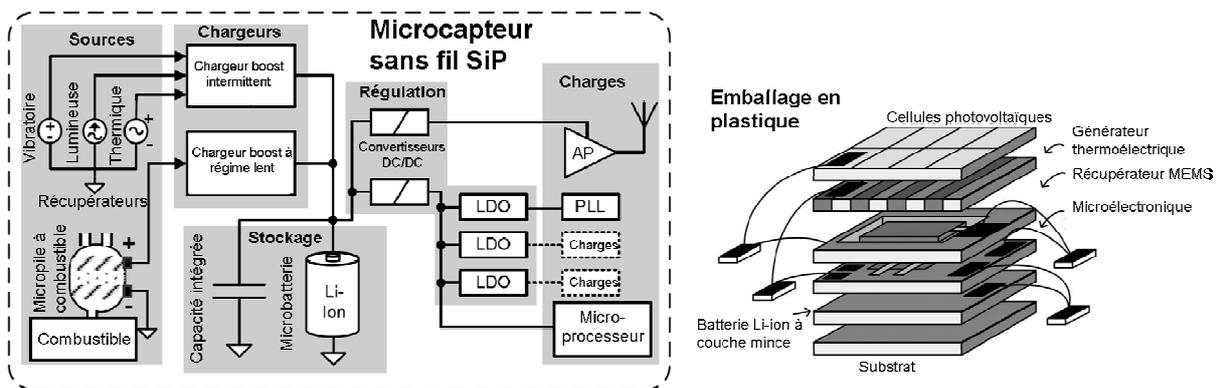


Figure I-10 : Le système autonome hybride développé par l'université Georgia Tech [TOR 2006, TOR 2008].

Un système de gestion d'énergie à entrée et sortie doubles n'utilisant qu'une seule inductance a été présenté en 2009. Ce système utilise une pile à combustible et une batterie Lithium-Ion délivrant respectivement une tension de 0.6 V et une tension comprise entre 2.7 et 4.2 V. Le système ainsi développé permet, suivant les besoins, soit d'alimenter une charge de 1V, soit de recharger la batterie Lithium-Ion [KIM 2009].

Un circuit intégré de récupération piézoélectrique permettant la recharge d'une batterie Lithium-Ion a été présenté en 2010. Ce circuit est constitué d'un convertisseur AC-DC possédant une seule inductance grâce à l'utilisation d'une diode active. Le rendement pour recharger une capacité de 23 μ F et une batterie Lithium-Ion de 1.5 mA.h est de 41% [KWO 2010].

L'architecture proposée en 2006 n'intègre aucune méthode pour récupérer le maximum d'énergie des sources. Toute l'énergie est transférée via la batterie, ce qui induit des pertes non négligeables sur le chemin de puissance entre la source et la charge, dues à la mise en série de plusieurs convertisseurs (« Boost charger » puis « DCDC converter » et « LDO »). Nous reviendrons sur ce point au chapitre intitulé : Gestion d'énergie.

2.2 Le projet MANAGY

a) Objectifs

Le but du projet MANAGY, acronyme pour « management of energy », est d'aboutir à un réseau de capteurs intégrés intelligents, où chaque élément aura à son bord des sources multiples de récupération d'énergie, ainsi que des capteurs multiples, permettant de s'adapter de manière intelligente à son environnement (figure I-11). Pour cela, nous avons travaillé de manière indépendante sur chaque partie du système (Récupération d'énergie, gestion d'énergie, capteur, traitement), tout en pensant à leur intégration au sein du système afin que celui-ci soit le plus performant possible. L'objectif étant d'atteindre un nœud de capteur autonome optimisé au niveau système. Il faudra que l'intelligence intégrée, qui sera réduite à l'essentiel, sélectionne la ou les sources les plus adaptées ainsi que les capteurs nécessaires et qu'elle transmette les données au nœud le plus proche. Pour cela elle adaptera le cycle de fonctionnement du système ainsi que le nombre de communications.

L'intelligence intégrée va être implantée dans une unité centrale numérique asynchrone, qui sera activée qu'en fonction du dépassement de niveaux d'énergie (approche appelée « energy driven »). Elle commandera les charges en fonction des demandes, des quantités de données à transmettre et de l'énergie disponible.

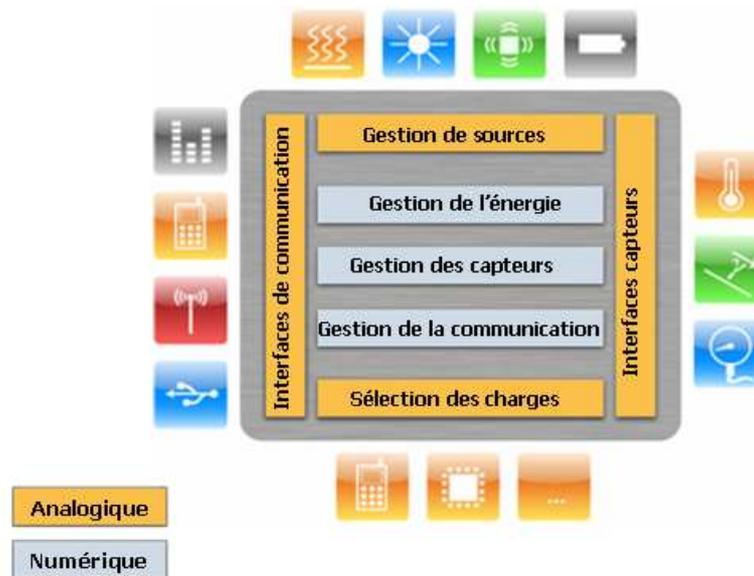


Figure I-11 : Synoptique d'un nœud élémentaire avec ses multiples sources et capteurs (LETI).

La littérature traitant des WSN⁴ adresse actuellement une seule source d'énergie qui est en étroite phase avec l'application visée (équilibre entre la puissance récupérée et la puissance consommée pour des conditions spécifiques sur l'environnement). L'architecture d'un nœud de capteur est ainsi constituée de quatre fonctions principales :

- une source d'énergie,
- une unité de contrôle, de gestion et de stockage d'énergie
- un ou des capteurs,
- et un système d'émission à distance.

La particularité de la plateforme MANAGY est de mettre en œuvre dans un même nœud plusieurs sources d'énergie pour répondre aux évolutions de l'environnement suivant les

applications. Pour cela, la plateforme va adresser différents types de source de récupération d'énergie. Les sources retenues alimenteront le nœud de manière optimale en cherchant d'une part à récupérer le maximum d'énergie, et d'autre part à mieux la gérer. Un élément de stockage tampon permettra de délivrer l'énergie nécessaire aux capteurs lorsque les récupérateurs d'énergie seront inactifs.

Fort d'une expérience de plusieurs années dans le domaine de la récupération d'énergie intégrée, le LETI a déjà mis en œuvre en collaboration avec le LITEN¹⁴ un microsysteme alimenté par deux sources d'énergie distinctes [LHE 2007]. Le microsysteme gère l'énergie récupérée par un générateur thermoélectrique et charge une batterie à couche mince développée par le LITEN. Le microsysteme comprend un monitoring du niveau très faible consommation ($< 1 \mu\text{A}$) de la batterie pour permettre l'augmentation de sa durée de vie. Le bloc de monitoring lance et arrête la recharge de la batterie permettant ainsi de réduire le nombre de cycles de charge/décharge subis par la batterie. **Par contre, l'architecture développée n'optimise pas l'extraction d'énergie et ne permet pas le fonctionnement simultané des sources thermoélectrique et radiofréquence.**

Pour pouvoir récupérer et transférer l'énergie provenant de plusieurs sources d'énergie, nous avons besoin d'une gestion optimale de celle-ci, tant au niveau des récupérateurs d'énergies qu'au niveau de sa gestion au sein du système. Pour cela, nous devons développer une nouvelle architecture permettant le fonctionnement en parallèle de différents récupérateurs d'énergie autonomes. De plus, nous souhaitons associer aux mesures des capteurs une information sur le niveau de charge et sur l'activité de la batterie. Ceci permettra à l'unité de contrôle numérique asynchrone de gérer intelligemment l'énergie d'une part et d'autre part de transmettre les niveaux énergétiques pour informer le réseau de capteurs de l'état du nœud.

b) L'architecture du système

La plateforme de récupération d'énergie MANAGY a besoin de quatre blocs :

- le premier bloc est constitué par les sources de récupération d'énergie et leur convertisseur permettant d'extraire le maximum d'énergie des sources et de la transférer au système. Ce bloc étant limité par la taille du dispositif, il aura une épaisseur inférieure à un centimètre et une surface maximum de 5 cm^2 ,
- le second bloc est constitué des blocs permettant de collecter et transférer l'énergie provenant des sources vers le troisième bloc,
- le troisième bloc est constitué par les charges du système,
- enfin un quatrième bloc effectue la gestion des chemins en fonction des évolutions des états du système. Il est basé sur l'utilisation d'un contrôleur numérique asynchrone permettant d'obtenir un système de type « energy driven ».

Notre objectif est de développer à long terme une plateforme avec une architecture permettant une mise en fonction en parallèle et indépendante des blocs de récupération d'énergie et des charges du système visant à réduire les pertes de conversion. Pour cela,

¹⁴ LITEN : Laboratoire d'Innovations pour les Technologies des Energies nouvelles et les Nanomatériaux au sein du CEA

l'architecture possède deux chemins de puissances distincts (figure I-12).

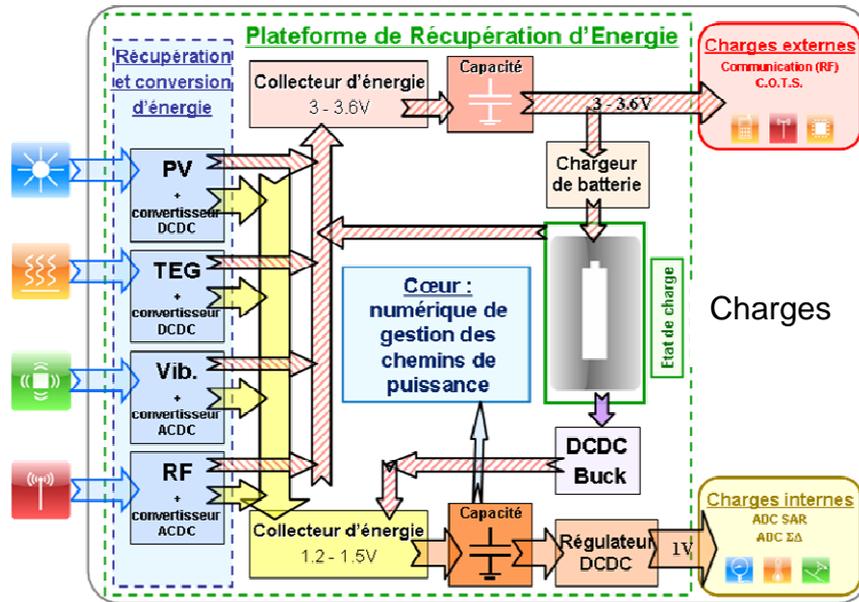


Figure I-12 : Architecture de la plateforme de récupération d'énergie MANAGY (LETI).

Un premier chemin (zébré en rouge) comportant une tension élevée à pour but de recharger l'unité de stockage en prélevant l'énergie délivrée par les sources de récupération. L'énergie ainsi stockée peut alors être utilisée par le système après avoir été régulée et convertie, pour pouvoir alimenter les charges internes, nécessitant une plus faible tension d'alimentation. La plateforme de récupération d'énergie est conçue dans la technologie UMC 180 nm, ce qui limite sa tension maximale à 3.8 V. Nous aurons besoin dans cette plateforme d'une batterie capable d'alimenter un transmetteur RF consommant un courant de 20 mA toutes les 10 min. Pour cela, nous intégrerons une batterie d'une capacité minimum de 2 mA.h.

Un deuxième chemin (trait plein jaune) partant des sources de récupération d'énergie à pour but de relier directement les sources au bloc de régulation afin d'alimenter les charges internes. On évite ainsi le passage par le chargeur qui requière une tension plus élevée pour charger la batterie. Ce deuxième chemin permettra ainsi d'alimenter à faible tension les charges internes avec le minimum de pertes sur le chemin de puissance, augmentant ainsi l'énergie disponible pour le système. La tension de ce chemin est comprise entre 1.2 et 1.5 V. Ces tensions proviennent des besoins des charges internes développées au sein du laboratoire.

Ces deux chemins transmettent l'énergie récupérée par les sources grâce à l'utilisation de collecteurs performants. Ces collecteurs seront basés sur l'utilisation de diodes actives qui permettront d'associer tous les courants provenant des différentes sources de récupération d'énergie tout en empêchant un quelconque équilibrage ou des transferts entre sources.

Nous envisageons d'utiliser un collecteur d'énergie spécifique pour alimenter le cœur. Ce cœur consommera une part négligeable d'énergie. C'est pour cette raison qu'il ne possède pas son propre chemin de puissance.

Nous voulons également pouvoir alimenter une charge externe à partir de l'énergie stockée dans la batterie.

Enfin, suivant le niveau de la batterie et les besoins en terme de réjection du bruit de l'alimentation, nous utiliserons soit un régulateur, soit un convertisseur à découpage dévolteur de type buck pour alimenter les charges internes lorsque les sources sont inactives ou qu'elles produisent une puissance insuffisante. Les convertisseurs et régulateurs vont être détaillés dans le chapitre suivant pour pouvoir valider le choix du système de gestion d'énergie.

La plateforme nécessite des blocs de récupération d'énergie adaptés permettant de délivrer les tensions nécessaires aux deux chemins de puissance. On aura ainsi besoin de blocs autonomes (ne nécessitant aucune énergie en provenance de l'unité de stockage) qui optimiseront le rendement du système de récupération associé. L'avantage des chemins multiples pour le transfert de puissance implique une complexification du système de récupération d'énergie qui doit donc se faire avec un surcoût minimum pour garantir un gain conséquent à la nouvelle plateforme.

La plateforme comprend également des blocs qui permettent de gérer le transfert d'énergie. Un bloc de contrôle de charge et de décharge de l'unité de stockage est nécessaire ainsi que des blocs de régulation et de filtrage pour délivrer aux charges une alimentation stable et faiblement bruitée. A cela s'ajoute un bloc de contrôle numérique asynchrone qui réagira en fonction des variations du niveau d'énergie pour aiguiller l'énergie par le meilleur chemin de la plateforme.

La plateforme sera conçue à partir de blocs de bases qu'il faudra assembler intelligemment pour obtenir un système autonome optimisé à tous les niveaux (des blocs jusqu'à l'architecture du nœud).

3. Les systèmes de récupération d'énergie

Différents types de sources d'énergie sont disponibles dans l'environnement : vibratoire, thermique, et des rayonnements électromagnétiques. Nous allons comparer ces différentes sources d'énergie afin de déterminer celle qui est la source la plus intéressante à optimiser pour l'intégrer dans les futurs microsystemes autonomes. Nous nous attacherons aux sources présentes naturellement dans l'environnement, ce qui exclue les rayonnements créés par nos objets de communications. Toutefois, un comparatif, en fin de chapitre, en terme de densité de puissance et de rendement, intégrera ces sources afin de déterminer les sources permettant la meilleure récupération dans l'environnement.

3.1 Les systèmes photovoltaïques

a) Principe

Une cellule photovoltaïque basée sur une jonction p-n en silicium a le fonctionnement suivant : quand elle est exposée à la lumière (rayonnement de photons), la jonction libère une paire électron-trou au travers du circuit électrique associé. Le champ électrique dirige l'électron vers la région n tandis que le trou se dirige vers la région p. Un courant est créé si l'électron ne se recombine pas au travers de la jonction (polarisée par le potentiel V_{PV}). On peut résumer le fonctionnement d'une cellule par le schéma équivalent de la figure I-13, où le courant produit est modélisé par un générateur de courant et la jonction p-n par une diode [SZE 2002, LUQ 2003, MAR 2003]. R_S et R_P sont les résistances en série et en parallèle équivalentes représentant les pertes du système.

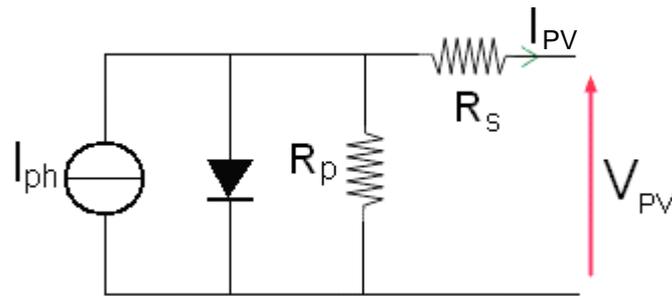


Figure I-13 : Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque.

En général un panneau solaire est composé d'un nombre N_s de cellules photovoltaïques en séries. Les résistances équivalentes du panneau sont alors des multiples des résistances de chaque cellule et la tension équivalente vaut $V_{module} = N_s \cdot V_{PV}$.

Une cellule solaire a les caractéristiques d'une diode, le courant suit une loi exponentielle et la tension en circuit ouvert V_{co} est dépendante du courant de court-circuit I_{cc} . La relation entre la tension et le courant est connue et est définie par les équations (I-1) et (I-2).

$$V_{co} = \frac{k.T}{q} \ln\left(\frac{I_{cc}}{I_{sat}}\right) \quad (I-1)$$

$$I_{PV} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left\{\frac{q(V_{PV} + I_{PV} \cdot R_s)}{k.T}\right\} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV} \cdot R_s}{R_p} \quad (I-2)$$

Avec : I_{ph} le photocourant généré, I_{sat} le courant inverse de saturation, q la charge électrique, k la constante de Boltzmann et T la température.

La figure I-14 permet d'observer l'évolution de I_{PV} en fonction V_{PV} pour une cellule en silicium monocristallin et pour deux niveaux d'irradiances à température ambiante (25°C).

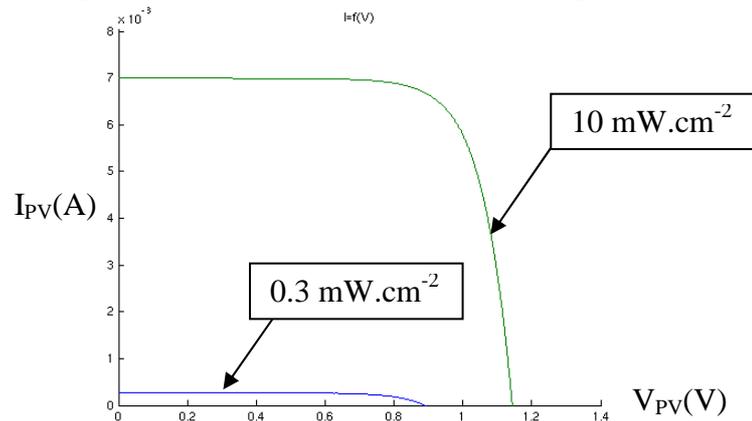


Figure I-14 : I_{PV} en Ampère fonction de V_{PV} en Volt pour 0.3 mW.cm^{-2} et 10 mW.cm^{-2} .

b) Eclairement incident

Le courant généré dépend directement du nombre de photons reçus et donc du rayonnement auquel est soumis la cellule. Des mesures ont été effectuées pour quantifier le rayonnement moyen que l'on peut attendre sous nos latitudes. Par exemple, en extérieur et sous le soleil direct on a une densité maximale de 100 mW.cm^{-2} (équivalent à un Sun), alors

que, en intérieur dans une pièce éclairée on a des densités de puissance de l'ordre de $100 \mu\text{W.cm}^{-2}$.

L'énergie est mesurée de manière différente suivant que l'on se trouve sous un rayonnement solaire ou sous un éclairage artificiel.

Généralement, le rayonnement solaire est mesuré en prenant la valeur de l'irradiance exprimée en W.m^{-2} ou en $\mu\text{W.cm}^{-2}$.

La puissance lumineuse incidente d'une source artificielle est quant à elle mesurée en prenant la valeur de l'éclairement E exprimé en lm.m^{-2} ou en lux et ne prend en compte que le spectre du visible (I-3).

$$E = A \int I(\lambda).y(\lambda).d\lambda \quad (\text{I-3})$$

$A = 683.002 \text{ lm/W}$, et $y(\lambda)$ est une fonction décrivant la sensibilité spectrale de l'œil humain. La fonction $y(\lambda)$, définie par la Commission Internationale de l'Eclairage, est tracée à la figure I-15. Il faut noter que le rayonnement ultra-violet ($\lambda < 400 \text{ nm}$) et le rayonnement infrarouge ($\lambda > 700 \text{ nm}$), bien que contribuant à l'irradiance I , n'ont aucun effet sur l'éclairement E .

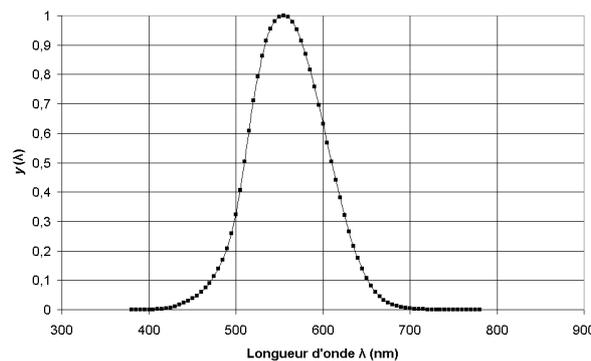


Figure I-15 : Sensibilité spectrale de l'œil.

La source lumineuse dominante en environnement intérieur peut être une source artificielle si l'on se situe loin d'une fenêtre. Elle peut être une lampe à incandescence, une lampe halogène ou une lampe fluorescente (de plus en plus utilisée).

L'irradiance spectrale d'une lampe fluorescente est une fonction complexe. Elle est constituée d'un ensemble de raies dépendantes du revêtement phosphorescent. Le nombre et la position de ces raies varient d'un modèle de lampe à l'autre, et est fonction du type de matériau utilisé. Toutes les lampes fluorescentes ont un spectre d'émission qui se situe dans le domaine du visible (longueurs d'onde variant de 400 à 700 nm). Nous considérons alors l'approximation suivante : l'irradiance spectrale provenant d'une lampe fluorescente est considérée comme une fonction constante pour $400 < \lambda < 700 \text{ nm}$, sinon égal à zéro. Pour un tel spectre, la correspondance entre l'irradiance I_{fluo} et l'éclairement E_{fluo} est alors donnée par la relation (I-4).

$$E_{fluo} \approx 250 I_{fluo} \quad (\text{I-4})$$

où I_{fluo} est exprimée en W.m^{-2} et E_{fluo} en lux.

La puissance lumineuse disponible en environnement intérieur est bien plus faible qu'en environnement extérieur. Ainsi, dans une pièce normalement éclairée, l'éclairement

typique est compris entre quelques centaines et quelques milliers de lux. Le spectre de la lumière dépend du type de source comme on peut le voir sur la figure I-16.

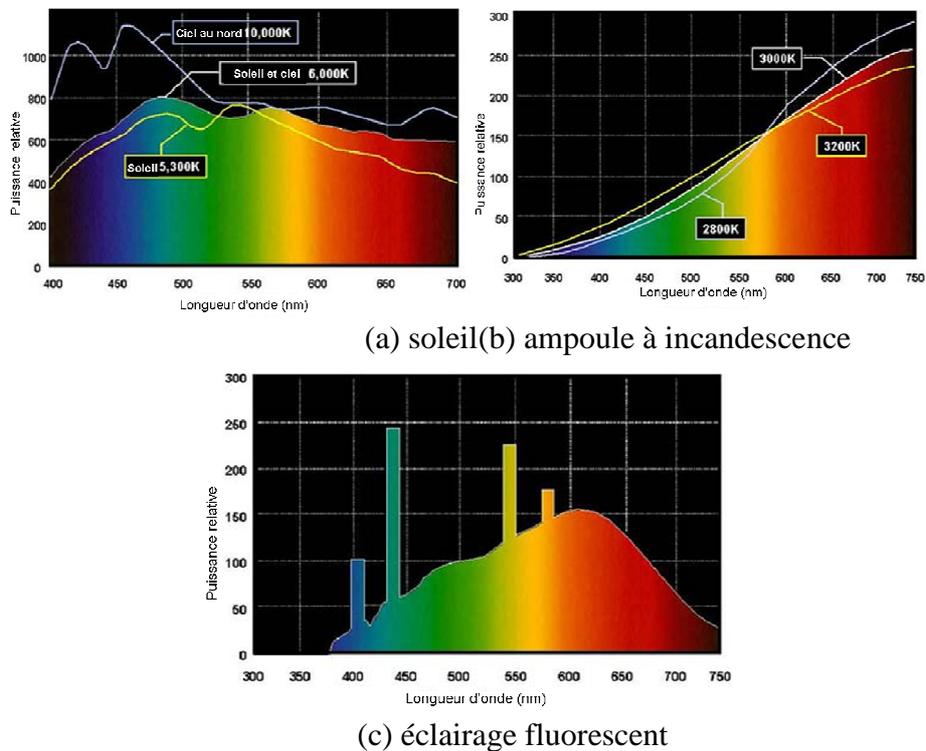


Figure I-16 : Spectres des sources lumineuses, a (soleil), b (incandescence), c (fluorescente) [GEL 2010].

On peut remarquer que :

- pour le soleil, pour une même luminosité l'énergie est uniformément répartie dans le spectre,
- pour une lampe à incandescence, l'énergie est plus répartie vers les longueurs d'ondes élevées,
- pour une lampe fluorescente, la répartition d'énergie est gaussienne avec une superposition de raies.

Sur la figure I-17 on peut voir l'énergie émise par une source artificielle pour une même intensité d'éclairage visuel (E) de 500 lux.

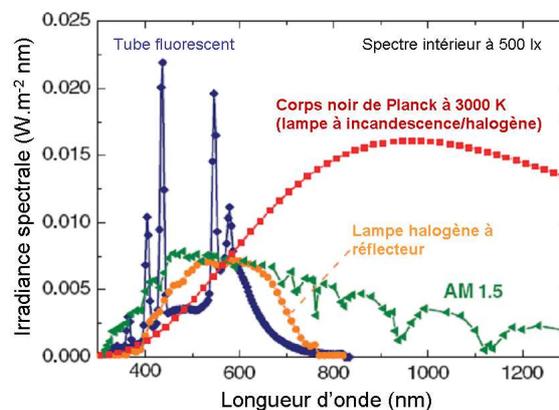
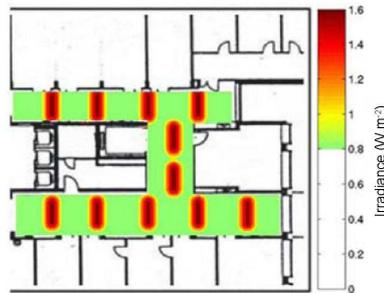


Figure I-17 : Spectre des sources lumineuses à 500 lux [VIR 2005].

Un modèle permettant d'estimer l'énergie disponible en intérieur en prenant en compte toutes les sources lumineuses présentes a été développé par Randall [RAN 2003]. De plus, des mesures ont été prises dans un couloir pour avoir un ordre de grandeur de la puissance récupérable (figure I-18). La méthode employée consiste à prendre un nombre important de mesures (1000) dans un domaine en trois dimensions, suivant un grand nombre de directions et par pas de cinq degrés. Une interpolation a permis d'obtenir la carte d'éclairement du couloir. On y voit bien les îlots dus aux sources fluorescentes qui s'y trouvent.



Rappel : $1 \text{ W.m}^{-2} = 0.001 \text{ Sun}$ ($1 \text{ Sun} = 100 \text{ mW.cm}^{-2}$)

Figure I-18 : Modélisation de l'énergie rayonnée dans un local et un couloir de bureau [RAN 2004].

Ces mesures sont données à titre indicatif car il faut savoir qu'un bureau est en moyenne quatre fois plus éclairé qu'un couloir. On peut ainsi définir la quantité d'énergie disponible suivant la localisation de la cellule solaire (tableau I-1). Nous utilisons la conversion simplifiée entre lux, lumen et W.m^{-2} (I-5) qui a été proposée par Randall [RAN 2002].

$$1 \text{ lx} = 1 \text{ lm.m}^{-2} = 1/120 \text{ W.m}^{-2} = 1/120 \text{ mSun} \quad (\text{I-5})$$

Cas	intérieur				extérieur	
	éclairage tamisé	éclairage de couloir	éclairage de travail	éclairage par incandescence	temps couvert	très ensoleillé
E (lux)	80	150	740	1200	3030	100000
I ($\mu\text{W.cm}^{-2}$)	67	125	616.7	1000	2525	100000

Tableau I-1 : Energie disponible pour la récupération photovoltaïque.

Prenons l'hypothèse pessimiste suivante (utilisée actuellement dans l'industrie), où le capteur photovoltaïque est positionné au nord et soumis à un temps pluvieux d'hiver pendant 6 h par jour, ce qui représente une densité de puissance solaire disponible de 20 W.m^{-2} . En théorie, une surface de 1 cm^2 de cellule solaire avec un rendement de 12% permettrait de récupérer 5.2 Joules pendant cette journée. Sachant qu'un système autonome actuel nécessite une énergie de l'ordre de 4 Joules pour mesurer et transmettre cette donnée (estimation effectuée pour une mesure sur 10 bits et une transmission de cette donnée par radiofréquence toutes les 10 min pendant 12 heures), on remarque qu'il est possible d'autoalimenter le capteur autonome quelles que soient les conditions de l'environnement.

c) Etat de l'art de la technologie des cellules photovoltaïques

Il existe différents types de matériaux utilisés dans la fabrication de cellules photovoltaïques :

- la technologie de cellules en silicium monocristallin (c-Si) et en silicium

multicristallin (mc-Si) est la catégorie la plus représentée avec 85% du marché du photovoltaïque [JAG 2009]. Elle inclue des variantes à haut rendement telles que les cellules à contact arrière et les cellules à hétérojonction,

- les cellules en silicium amorphe (a-Si) sont très répandues. Pour augmenter leur rendement des travaux ont permis d'élaborer des cellules à jonction double combinant silicium amorphe et silicium microcristallin (a-Si/ μ c-Si) ainsi que des cellules à jonction triple comportant du Germanium (a-Si/a-SiGe/a-SiGe),

- les cellules en Cadmium de Tellure (CdTe), et en Cuivre Indium Gallium et Sélénium (CIGS) sont en pleine croissance. Les cellules CIGS utilisent le molybdène pour créer le contact arrière de la cellule (celui-ci est directement déposé sur le verre, cf. figure I-19),

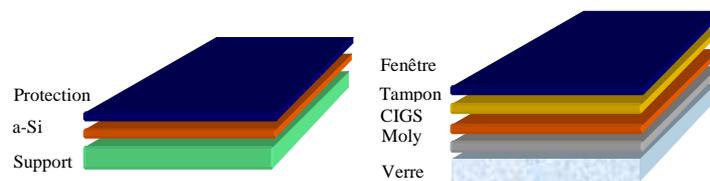


Figure I-19 1: Zoom sur la composition d'une cellule photovoltaïque et d'une cellule à couche mince.

- de nouvelles jonctions sont en cours d'élaboration pour élargir le spectre récupérable à l'aide de cellules en composés III-V, en particulier des cellules à jonction triple comportant de l'Arséniure de Gallium (GaInP/GaAs/Ge),

- enfin, des développements sont en cours sur des cellules en semi-conducteurs organiques et des cellules à colorant, leurs rendements proches de 5% sont pour l'instant nettement inférieurs aux autres, mais leur coût est bien moindre, avec à terme la possibilité de les déposer comme si l'on appliquait une peinture.

Nous allons comparer les différentes technologies de cellules photovoltaïques pour estimer les performances que l'on peut atteindre pour chacune d'entre elles. Le tableau I-2 compare les performances de différentes technologies de cellules photovoltaïques développées sous forme de prototypes ou commercialisées. Il prend en compte les quatre principaux critères pour le choix d'une technologie de récupération d'énergie par effet photovoltaïque. Ces critères sont :

- la puissance électrique maximale fournie par la cellule sous forte irradiance (1000 W.m^{-2} , correspondant à un environnement très ensoleillé). Cette puissance est exprimée sous la forme d'un rendement de conversion énergétique,
- la puissance électrique maximale fournie par la cellule sous faible irradiance (lampe fluorescente à 1000 lux, correspondant à un environnement intérieur typique),
- la nature du substrat sur lequel est élaborée la cellule,
- et le **coût de fabrication** de la cellule. Les technologies c-Si et mc-Si présentent un coût élevé, du fait de l'emploi de substrats onéreux (plaquettes de silicium). La technologie III-V, qui met en œuvre des procédés lents et complexes (épitaxie), est encore plus coûteuse, ce qui limite généralement son utilisation pour des applications de niche tel que le spatial. Les technologies a-Si, CdTe, CIGS, organique et colorant présentent un coût faible, grâce à l'emploi de substrats bon marché (verre, métal, plastique).

Technologie	Rendement sous lumière solaire à 1000 W.m ⁻² Meilleures cellules ou modules de laboratoire ⁽¹⁾	Cellules ou modules commerciaux ⁽²⁾	Densité de puissance sous lampe fluorescente à 1000 lux ⁽³⁾ en $\mu\text{W.cm}^{-2}$	Substrat	Coût
c-Si	25.0% (cellule ~ 1 cm ²) <i>University of New South Wales</i>	15% - 18% (cellule ~ 100 cm ²) <i>Q-Cells, Motech</i> 12% - 16% (module ~ 1 m ²) <i>Suntech, Sharp, JA Solar, Solarworld</i>	≈ 20 - 50 (cellule ~ 100 cm ²) <i>Etude pour différents fabricants de cellules</i>	c-Si	Elevé
mc-Si	20.4% (cellule ~ 1 cm ²) <i>Fraunhofer ISE</i>	14% - 17% (cellule ~ 100 cm ²) <i>Q-Cells, Motech</i> 12% - 14% (module ~ 1 m ²) <i>Suntech, Sharp, Kyocera, Yingli Solar, JA Solar, Solarworld</i>		mc-Si	Elevé
c-Si contact arrière		17% - 19% (module ~ 1 m ²) <i>Sunpower</i>		c-Si	Elevé
c-Si hétérojonction		16% - 17% (module ~ 1 m ²) <i>Sanyo</i>		c-Si	Elevé
a-Si	9.5% (cellule ~ 1 cm ²) <i>University of Neuchatel</i>	6% - 7% (module ~ 1 m ²) <i>Mitsubishi Heavy Industries, Schott Solar</i>	≈ 35 (module ~ 1 m ²) <i>Schott Solar</i>	Verre	Faible
Jonction double a-Si/ $\mu\text{c-Si}$	11.7% (module ~ 10 cm ²) <i>Kaneka</i>	8% - 10% (module ~ 1 m ²) <i>Sharp, Kaneka, Mitsubishi Heavy Industries</i>		Verre	Faible
Jonction triple a-Si/a-SiGe/a-SiGe		6% (module ~ 1 m ²) <i>Uni-solar</i>		Métal	Faible
CdTe	16.7% (cellule ~ 1 cm ²) <i>NREL</i>	10% - 11% (module ~ 1 m ²) <i>First Solar</i>		Verre	Faible
CIGS	19.4% (cellule ~ 1 cm ²) <i>NREL</i>	6% - 12% (module ~ 1 m ²) <i>Würth Solar, Q-Cells, Global Solar, Solarion, Showa Shell Solar, Honda Soltec, Sulfurcell, Johanna Solar, Avancis, Sunshine PV, Nanosolar</i>	≈ 30 - 35 (cellule ~ 1 cm ²) <i>ZSW</i>	Verre, métal, plastique	Faible
Jonction triple GaInP/GaAs/Ge	32.0% (cellule ~ 1 cm ²) <i>Spectrolab</i>	25% - 30% (cellule ~ 10 cm ²) <i>Azurspace, Spectrolab, Emcore</i>		c-Ge	Très élevé
Organique	5.15% (cellule ~ 1 cm ²) <i>Konarka</i>	1.5% (module ~ 1 m ²) <i>Konarka</i>	≈ 10 (module ~ 1 m ²) <i>Konarka</i>	Plastique	Faible
Cellules à colorant	10.4% (cellule ~ 1 cm ²) <i>Sharp</i>	1.5% (module ~ 100 cm ²) <i>G24 Innovations</i>	≈ 15 (module ~ 100 cm ²) <i>G24 Innovations</i>	Plastique	Faible

Tableau I-2 : Les différentes technologies de cellules photovoltaïques.

⁽¹⁾ Voir référence [GRE 2009]. ⁽²⁾ Voir sites web des fabricants.

⁽³⁾ Technologies a-Si, organique et colorant : voir site web des fabricants.

Technologies c-Si, mc-Si et CIGS : valeurs estimées à partir des références [REI 2009, VIR 2003, VIR 2004], en considérant que pour un éclairage donné de 1000 lux, la puissance fournie sous lampe fluorescente est égale à 40% de la puissance fournie sous lumière solaire.

Les conclusions principales de ce tableau sont :

- que la technologie a-Si offre une puissance sous faible irradiance (lampe fluorescente à 1000 lux) comparable aux technologies c-Si, mc-Si et CIGS. Un tel résultat peut surprendre, étant donné que la technologie a-Si présente une puissance sous forte irradiance (lumière solaire à 1000 W.m⁻²) bien plus faible que les technologies c-Si, mc-Si et CIGS. Les raisons de ce comportement sont doubles. D'une part, la résistance parallèle des cellules en a-Si est élevée, ce qui limite les fuites et améliore le rendement sous faible irradiance. D'autre part, la technologie a-Si se comporte beaucoup mieux sous lampe fluorescente que les technologies c-Si, mc-Si et CIGS, il se trouve que ce matériau absorbe

mieux le spectre bleu et vert,

- une limitation des technologies c-Si, mc-Si et III-V qui sont basées uniquement sur des substrats rigides (plaquettes de silicium ou germanium) alors que les technologies a-Si, CdTe, CIGS, organique et colorant sont compatibles avec des substrats flexibles (feuillard métallique ou film plastique), ce qui facilite l'intégration de la cellule sur le dispositif électronique à alimenter,

- un rendement actuel des cellules silicium qui est compris entre 10 et 20% suivant la technologie. Les petites cellules adaptées aux microsystèmes délivrent ainsi des densités de puissance comprises entre $10 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$ et $10 \text{mW}\cdot\text{cm}^{-2}$ sous une tension de 0.6 V.

Le dernier paramètre à prendre en compte est le spectre de la source lumineuse. En effet, certaines cellules ont des rendements plus importants pour une source donnée, comme le montre la figure I-20.

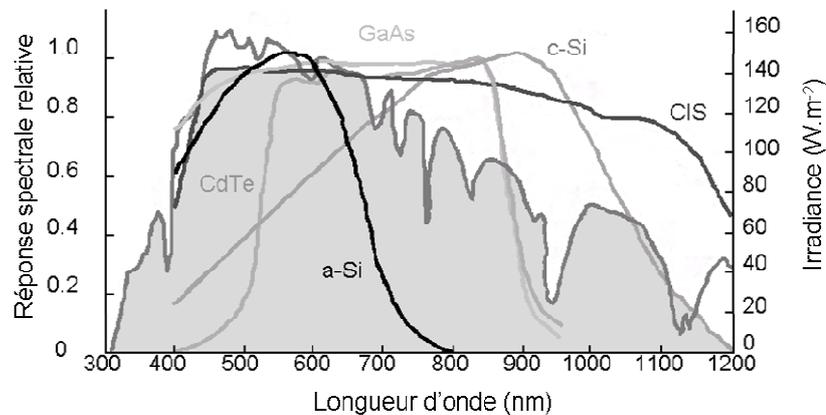


Figure I-20 : Spectre des cellules solaires [RAN 2003].

On peut observer sur la figure I-20 que l'énergie récupérée, pour une même intensité lumineuse, varie suivant le type de cellule et le type de source lumineuse. Ainsi, la technologie en silicium monocristallin a un très faible rendement de conversion pour les faibles longueurs d'ondes (les lampes fluocompactes émettent principalement de la lumière verte et bleue) et n'est donc pas appropriée à la récupération d'énergie en environnement intérieur. De même, la technologie en silicium amorphe n'est pas adaptée à la récupération d'énergie solaire dû à son spectre étroit (400 – 650 nm).

Enfin, les cellules voient leurs caractéristiques évoluées avec le temps. Il a été observé que le courant de court-circuit n'est que faiblement affectée alors que la tension délivrée par les cellules photovoltaïques chute avec le vieillissement de 5% par an [MRA 2009].

Nous avons montré que les caractéristiques de la cellule dépendent des conditions d'utilisation (ensoleillement, température, vieillissement) mais aussi du type de source lumineuse utilisée.

La tension fournie par une cellule photovoltaïque chute avec l'affaiblissement de l'irradiance et le temps. Ceci impose la conception d'un système de gestion d'énergie transférant efficacement cette énergie au reste du système autonome. L'étude des différentes technologies a permis de mettre en avant le faible coût de la technologie CIGS ainsi que ses bonnes performances sur l'ensemble du spectre d'éclairnement.

3.2 Les générateurs thermoélectriques

a) Principe

En 1821, T. J. Seebeck a montré que dans le cas d'un matériau soumis à un flux de chaleur généré par une différence de température, une différence de potentiel électrique se forme aux extrémités de la jonction (figure I-21).

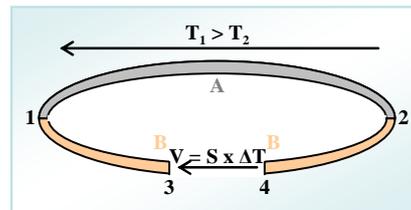


Figure I-21 : Principe de l'effet Seebeck.

Cette différence de potentiel est définie par l'équation (I-6).

$$V = (S_A - S_B) \cdot (T_1 - T_2) = S_{AB} \cdot \Delta T \text{ avec } S_{AB} \text{ le coefficient de Seebeck } (\mu V \cdot K^{-1}) \quad (I-6)$$

Les thermogénérateurs ont la particularité d'être réversibles, c'est-à-dire qu'ils peuvent transformer un flux thermique en électricité ou de l'électricité en un flux thermique (refroidissement d'une face et réchauffement de la seconde). Ils sont constitués d'un assemblage de jonctions, et utilisent l'effet Seebeck pour générer de l'électricité. Dans le cas inverse c'est l'effet Peltier qui est utilisé. Il permet de créer une différence de température aux extrémités du matériau à partir d'une différence de potentiel électrique. Dans le cas du générateur thermoélectrique, l'inversion du sens du flux thermique a pour conséquence d'inverser la tension générée à ses bornes (figure I-22).

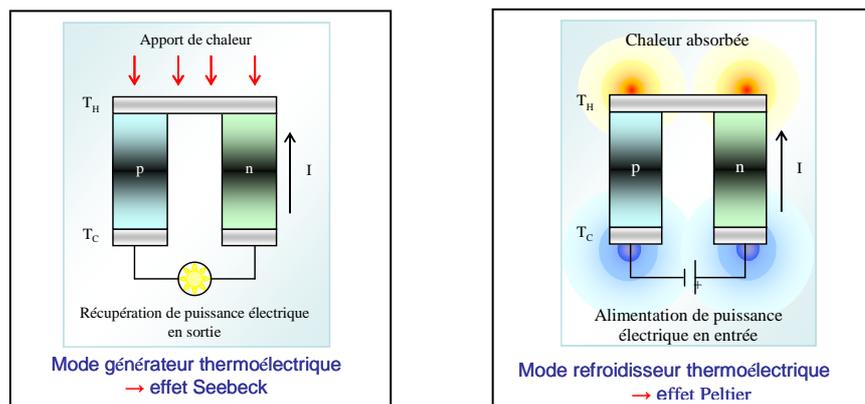


Figure I-22 : Principe de fonctionnement d'un thermogénérateur.

Thomson a montré en 1851 comment un seul matériau peut absorber une quantité de chaleur s'il est soumis à la fois à une différence de température et à une différence de potentiel électrique. Il a montré le lien entre l'effet Seebeck et l'effet Peltier.

Il en résulte qu'un bon matériau thermoélectrique possède, d'une part, un coefficient Seebeck élevé, et d'autre part une forte conductivité électrique mais une faible conductivité thermique.

b) Le modèle thermique équivalent

Prenons l'exemple du corps humain, celui-ci nécessite une température interne constante. Ceci oblige le corps humain à réguler sa température interne quelles que soient les conditions extérieures en dissipant ainsi énormément d'énergie (figure I-23).

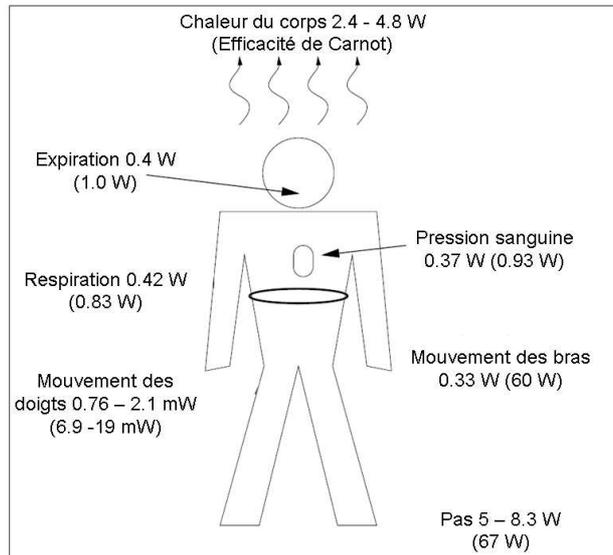


Figure I-23 : Energie dissipée par le corps humain [STA 2004].

Dans le cas d'une récupération de la dissipation thermique du corps humain, on a une résistance thermique R_{corps} entre la peau et le thermo-élément. Il faut ensuite tenir compte de la résistance thermique équivalente du thermogénérateur R_{TEG} , puis prendre en compte la résistance thermique R_{air} qui existe entre le thermogénérateur et l'air (destinataire du flux thermique). Le circuit thermique équivalent peut être modélisé comme sur la figure I-24.

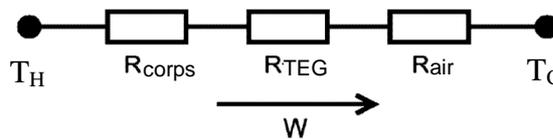


Figure I-24 : Flux thermique et résistances thermiques.

Si nous considérons que la somme des impédances thermiques vaut 60 K.W^{-1} , nous obtenons pour une différence de 6 degrés entre la température du corps humain et celle de l'air un flux thermique de 100 mW.

$$\eta = \frac{\Delta T}{T_H} \quad (\text{I-7})$$

Pour obtenir la puissance électrique délivrée par le thermogénérateur il faut prendre en compte le rendement de carnot (I-7) ainsi que celui des thermoéléments qui le compose.

c) Etat de l'art des différentes technologies de thermogénérateurs

Pour comparer les différentes technologies, on utilise un facteur de mérite noté ZT . Celui-ci permet de prendre en considération les éléments importants exposés précédemment, à savoir, le coefficient Seebeck noté S , la conductivité électrique σ et la conductivité thermique κ . Il est défini par l'équation (I-8).

$$ZT = \frac{\sigma \cdot S^2 \cdot T}{\kappa} \quad (I-8)$$

Si nous calculons les valeurs de ZT en fonction de la température pour les différentes technologies disponibles, on peut alors observer que chaque technologie possède un domaine de température pour lequel ses performances sont les plus élevées (figure I-25).

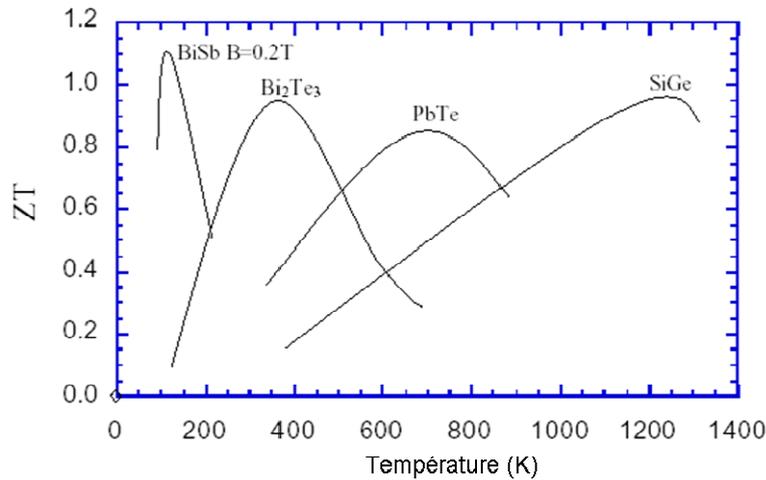


Figure I-25 : ZT pour différentes technologies [LIT 2008].

La figure I-25 nous montre que la technologie de thermogénérateurs la mieux adaptée est celle utilisant le Tellure de Bismuth (Bi_2Te_3). On retrouve dans le commerce un bon nombre de produits constitués de ce matériau. La différence entre les produits commerciaux réside d'une part dans la densité du nombre de jonctions permettant d'augmenter la conversion d'énergie par unité de surface et d'autre part par la conductivité thermique et la conductivité électrique du matériau. Nous allons comparer deux modules commerciaux, un module Thermo Life (figure I-26) et un module Micropelt (figure I-27).

	<p>Module Thermo Life :</p> <ul style="list-style-type: none"> . Dimensions : $\varnothing 9.3 \times 1.4 \text{ mm}^2$. 5200 jonctions de Bi_2Te_3 . 100 μW pour ΔT de 10 K (20 μW à 5 V charge adaptée) . $R_{\text{TEG}} = 38 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$
--	---

Figure I-26 : Module Thermo Life.

	<p>Module Micropelt :</p> <ul style="list-style-type: none"> . Dimensions : 8 mm^2 et $14 \text{ mm}^2 \times 1.1 \text{ mm}$. 540 jonctions de Bi_2Te_3, ($140 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}$) . 1.5 mW pour ΔT de 10 K (2 mA à 0.75 V charge adaptée $Q_{\text{in}} = 0.75 \text{ W}$) . 13.5 mW pour ΔT de 30 K (5.75 mA à 2.3V charge adaptée $Q_{\text{in}} = 2.25 \text{ W}$) . $R_{\text{TEG}} = 12.5 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$
--	--

Figure I-27 : Module Micropelt.

On peut noter que le module Thermo Life a une densité de jonction presque dix fois plus importante et une résistance thermique deux fois plus grande que le module Micropelt. Par contre, pour une même différence de température ($\Delta T = 10^\circ\text{C}$), on observe que le module Micropelt fournit une puissance dix fois plus importante. On peut déduire que cette performance est due à la bonne conductivité électrique du système Micropelt.

Le LITEN développe différents thermogénérateurs. Leurs caractéristiques en tension et en taille diffèrent suivant le flux thermique de l'application. En 2005, le LITEN avait développé un thermogénérateur qui avait des dimensions de 5 cm par 2 cm et associait le chromel à l'alumelle. Il permettait de délivrer une tension de 1 V pour un gradient de température de 58.5°C . On obtenait ainsi une puissance utile de $233 \mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-2}$. La source présentait une résistance interne de 91 Ω . En 2008, des chercheurs du LITEN sont arrivés à des caractéristiques de densité de jonctions dans les thermo-éléments de l'ordre de 18 jonctions par cm^2 avec des gains de $400 \mu\text{W}\cdot\text{K}^{-1}$ /jonction, avec une résistance série de 50 $\text{m}\Omega$ /jonction et une épaisseur de 2.5 mm du système. Pour obtenir une taille utile de 10 cm^2 , on a besoin d'une taille totale de 12 cm^2 . Dans ce cas, les jonctions permettent de récupérer $72 \text{ mV}\cdot\text{K}^{-1}$ avec une résistance totale de 10 Ω . Si on applique une différence de température de 7 degrés, on atteint une tension de sortie de 500 mV.

Des études sont effectuées pour obtenir des thermo-éléments à l'aide de couches minces. On pense pouvoir modifier la caractéristique ZT des matériaux en utilisant l'échelle nanométrique. Par exemple, les matériaux peuvent être assemblés sous forme de poudres nanométriques développant ainsi de nouvelles propriétés. Ces thermo-éléments auront plusieurs avantages : une intégration facilitée et une biocompatibilité grâce à l'utilisation de matériaux tels que le silicium et le silicium-germanium (Si/SiGe), ainsi qu'un fort potentiel d'industrialisation car le silicium est un matériau déjà utilisé par l'industrie.

Les thermo-éléments ont besoin d'un système de gestion d'énergie qui prenne en compte la faible tension produite. De plus, le système possède une résistance équivalente R_{TEG} qui évolue avec le flux thermique. Le système de gestion d'énergie devra donc, pour extraire le maximum d'énergie, adapter son impédance à R_{TEG} .

3.3 Les systèmes de récupération de l'énergie mécanique

La vie est infiniment liée à la vibration, nous générons continuellement des vibrations, que ce soit par l'intermédiaire de nos objets ou que ce soit directement par nos déplacements. L'idée de pouvoir alimenter l'ensemble des capteurs présents dans notre environnement à l'aide de la récupération de l'énergie vibratoire générée par les systèmes qui s'y trouve n'est pas nouvelle. La taille réduite des nouvelles sources de récupération fabriquées à l'aide des technologies de la micro et de la nanoélectronique permet de créer des microsources d'énergie intégrées au circuit.

Un récupérateur vibratoire peut être approximé par un système masse-ressort amorti. La figure I-28 présente de manière générique un système basé sur l'utilisation d'une masse sismique m soumis à une force de rappel k .

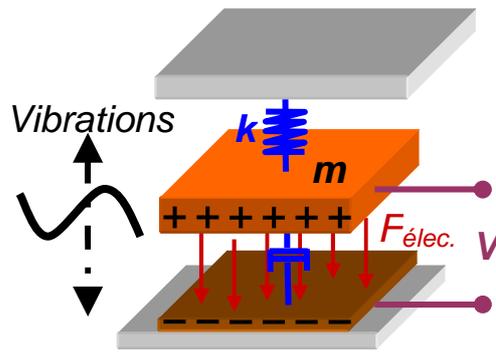


Figure I-28 : Modèle d'un récupérateur vibratoire.

Si on suppose un tel système soumis à une excitation sinusoïdale extérieure, on peut considérer que la récupération d'énergie sera maximum quand la fréquence du stimulus sera équivalente à la fréquence propre du système oscillant. Une étude du spectre des vibrations de l'environnement d'utilisation est donc nécessaire pour déterminer la future fréquence d'opération du système. Il faut alors adapter le transducteur à la source de vibrations mécaniques.

Il existe à ce jour trois moyens de convertir l'énergie vibratoire :

- par conversion magnétique,
- par conversion électrostatique,
- par conversion piézoélectrique.

Pour expliquer le fonctionnement de chaque convertisseur nous allons débiter par une analyse des fréquences des vibrations présentes dans notre environnement.

a) Les fréquences présentes dans notre environnement

Des études ont été menées [ROU 2003] pour connaître les fréquences des vibrations des éléments qui nous entourent. Il en résulte qu'elles sont largement sous le seuil des 200 Hz, excepté les fréquences des machines outils (figure I-29).

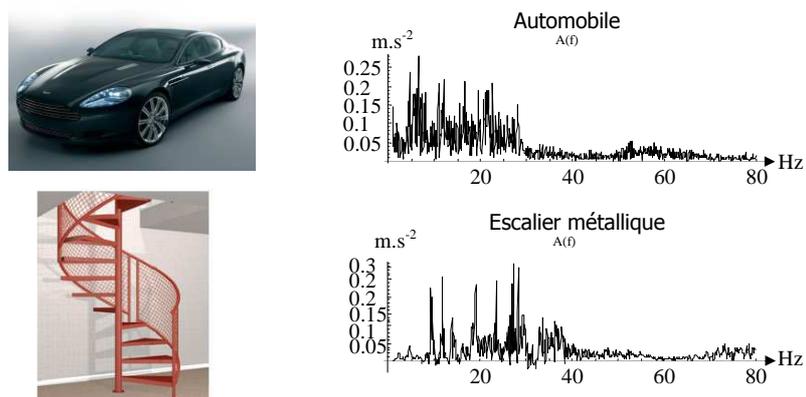


Figure I-29 : Mesures effectuées au LETI [DES 2005].

On peut conclure qu'un récupérateur vibratoire peut être très intéressant s'il remplit la condition d'être adapté à des fréquences inférieures à la centaine de Hertz et d'accepter un large spectre de vibrations. Grâce à l'étude des différents types de récupérateurs d'énergie vibratoire disponibles nous allons mettre en avant ceux qui correspondent le mieux à de tels critères [DES 2005].

b) La conversion magnétique

L'induction électromagnétique, découverte par Faraday en 1831, consiste en la génération d'un courant électrique dans un conducteur placé dans un champ magnétique. Dans la plupart des cas, le conducteur est sous la forme d'une bobine et l'électricité est générée par le mouvement d'un aimant dans la bobine grâce à la variation du flux du champ magnétique (figure I-30). **Le courant ainsi généré dépend de l'intensité du flux du champ magnétique, de la rapidité du déplacement de l'aimant et du nombre de tours de la bobine.**

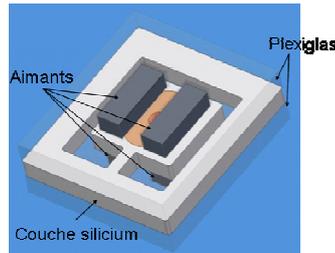


Figure I-30 : Schéma du microgénérateur électromagnétique [DON 2006].

Dans le cas d'un aimant placé sur une poutre, celui-ci peut jouer le rôle de masse inertielle sur la poutre vibrante. L'utilisation de composants électromagnétiques réduits, utilisant un volume de 0.15 cm^3 et optimisés pour un environnement à faibles vibrations, permettent de produire $46 \mu\text{W}$ à partir d'une accélération de 1 mg ($g \approx 9.81 \text{ m.s}^{-2}$). Ce résultat est obtenu avec une résistance de $4 \text{ k}\Omega$ et une vibration à une fréquence de 52 Hz [BEE 2007]. Des difficultés persistent dans l'intégration de ces systèmes : les systèmes sur plaques de silicium sont difficiles à obtenir et sont limités à l'utilisation d'aimants planaires, avec des bobines limitées en nombre de tours. Par contre, pour des volumes plus importants (0.6 cm^3), un système électromagnétique peut délivrer une densité de puissance de $590.4 \mu\text{W.cm}^{-3}.\text{g}^2$, mesurée pour une vibration à une fréquence de 54 Hz avec une accélération de 0.57 g . Mais la tension de sortie de ces systèmes est faible et n'atteint que 68.2 mV pour celui-ci [PAR 2010].

Ce type de conversion ne nous intéresse pas dans le cas de cet état de l'art car les courants induits dans les bobines microscopiques sont pour l'instant trop faibles pour permettre une récupération d'énergie efficace [BEE 2006].

c) La conversion piézoélectrique

On trouve de nombreuses publications traitant des récupérateurs piézoélectriques. Les céramiques piézoélectriques ont depuis longtemps été utilisées pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Ils ont de très grands facteurs de qualité pour récupérer le maximum de puissance, mais ceci les rend très sélectifs sur la fréquence de stimulation. Nous ne nous intéresserons ici qu'aux systèmes dont le volume est inférieur au cm^3 .

Certains cristaux soumis à une contrainte mécanique se polarisent, cette polarité est proportionnelle à la contrainte subie. Inversement ces matériaux se déforment s'ils sont soumis à un champ électrique. Il existe un grand nombre de matériaux piézoélectriques, incluant des cristaux simples comme le quartz, les piézocéramiques comme le plomb zirconium de titane (PZT), des films fins de nitrure d'aluminium (AlN) ou d'oxyde de zinc, des films épais obtenus à l'aide de poudres de piézocéramiques ou des matériaux polymères tel que le polyvinylidènefluorure (PVDF). Les matériaux piézoélectriques ont des propriétés anisotropes qui diffèrent selon la direction et l'orientation des forces et de la polarisation. Malheureusement les propriétés piézoélectriques évoluent avec le vieillissement du matériau,

les stimuli et la température. Ces changements sont dépendants du mode de fabrication et du type de matériau. La température est un facteur limitant car si l'on dépasse le point de Curie le matériau se dépoliarise et perd toutes ses propriétés piézoélectriques.

La poutre vibrante est un système performant pour la récupération d'énergie. Au niveau de l'encastrement de la poutre vibrante, le matériau est soumis à de fortes contraintes. Les performances du système dépendent fortement de la géométrie et des matériaux utilisés. Des systèmes utilisant la technologie des MEMS ont déjà été développés. Par exemple, le projet VIBES a permis d'élaborer un système de 1.5 mm x 0.75 mm sur substrat SOI avec une épaisseur d'oxyde de 2 μm et une épaisseur de silicium de 4 μm pour une épaisseur totale de 400 μm (figure I-31). Ce système permet de récupérer 30 nW à une fréquence de fonctionnement de 900 Hz avec une excitation de 0.4 g [MAR 2007].

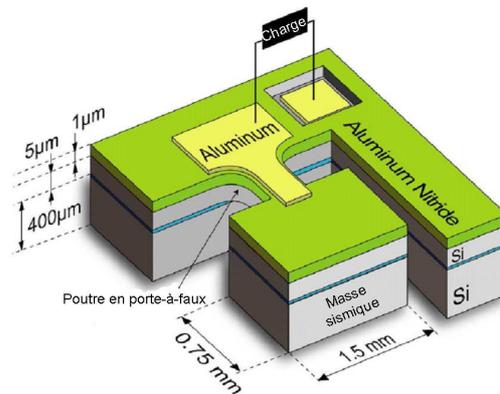


Figure I-31 : Schéma du microgénérateur piézoélectrique [MAR 2007].

Les poutres vibrantes sont fabriquées à partir d'étapes maintenant maîtrisées permettant leur co-intégration avec leur électronique de gestion. Les récupérateurs piézoélectriques permettent de générer des tensions assez élevées pour de faibles courants de sortie. De plus, l'efficacité de transduction est directement liée aux propriétés du matériau utilisé. L'impédance de sortie de ce type de matériau est souvent très importante ($> 100 \text{ k}\Omega$) [MIN 2006]. Des travaux récents [DEF 2011] ont permis de diminuer la fréquence de fonctionnement à 214 Hz et ceci avec de faibles accélérations (0.17 g RMS) et compris dans un volume inférieure à 3 mm^3 (figure I-32).

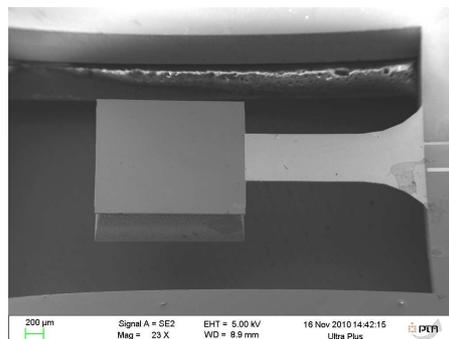


Figure I-32 : Schéma du microgénérateur piézoélectrique fonctionnant à 214 Hz [DEF 2011].

d) La conversion électrostatique

Les premiers convertisseurs électrostatique utilisaient des capacités variables dérivées des structures à peignes capacitifs des premiers accéléromètres. Depuis, la structure a été modifiée pour améliorer ses performances grâce à la modification de la fréquence

d'utilisation, de la tension générée à ses bornes ainsi que de la taille du convertisseur. De nombreuses publications traitent des convertisseurs basés sur des structures MEMS¹⁵ et NEMS¹⁶. Il existe trois types de structures de convertisseurs électrostatiques :

- convertisseur plan à entrefer variable,
- structure à peigne inter digité,
- structure à peigne inter digité à entrefer variable.

Le principe (figure I-33a) est basé sur la conversion de l'énergie mécanique créée par le déplacement de deux armatures (qui génère une variation de la capacité) en de l'énergie électrique. La variation de capacité entre les deux armatures va générer une énergie électrique qui va être accumulée dans la capacité de sortie C_{store} (figure I-33b). Ce type de convertisseur n'est pas strictement un générateur dans la mesure où il faut une charge initiale dans la capacité variable.

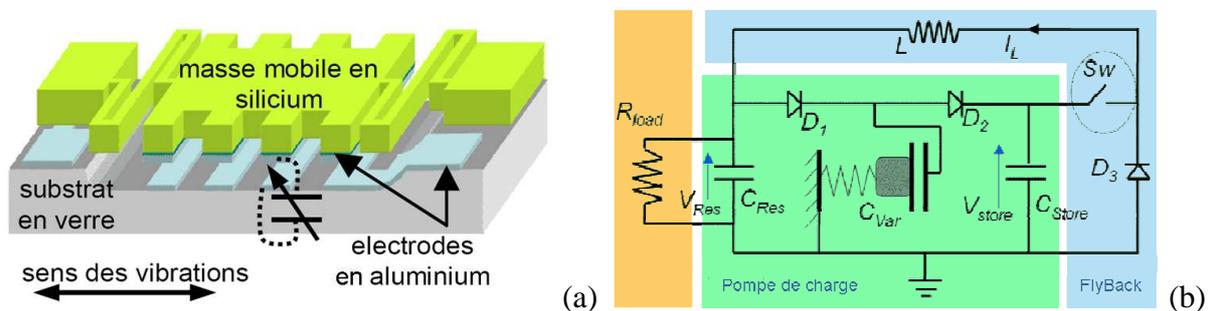


Figure I-33 : Principe d'un système électrostatique

[http://www.esiee.fr/~research/documents/Index/Projets/microNRJ.Fiche_Poster.pdf].

L'énergie récupérée par ce système, dans un cycle à charge constante, dépend de la plage de variation de tension ainsi que de la plage de variation en capacité, selon l'équation (I-9).

$$E = \frac{1}{2} U_{\min} \cdot U_{\max} (C_{\max} - C_{\min}) \quad (\text{I-9})$$

D'un point de vue système, il est donc intéressant de pouvoir augmenter la tension de travail ainsi que la plage de la variation de la capacité. On aura donc besoin d'un circuit de gestion d'énergie permettant d'avoir une tension de fonctionnement plus élevée que celle fixée par les charges du microsystème. La capacité peut être augmentée en diminuant la taille des entrefers. Les convertisseurs à multi gap (figure I-33) permettent des variations multiples des amplitudes C_{\min} - C_{\max} . Ceci a pour effet d'augmenter la fréquence d'utilisation par rapport à la fréquence de vibration. De plus une telle structure permet de réduire significativement la tension d'injection de charges (< 50 V) et ainsi d'augmenter l'efficacité de conversion (70-80%) [DES 2007].

Les générateurs électrostatiques sont réalisés à l'aide d'étapes technologiques initialement développées pour les MEMS. Ainsi, les compétences pour la création de structures dans le plan (in-plane) et hors du plan (out-of-plane) sont déjà existantes. La densité d'énergie récupérée peut être augmentée en diminuant les entrefers des capacités, ce qui facilite leur miniaturisation. Ceci crée un compromis car la réduction des entrefers limite le mouvement de la structure et réduit la surface des capacités.

¹⁵ MEMS : **M**icro-**E**lectro-**M**echanical **S**ystem

¹⁶ NEMS : **N**ano-**E**lectro-**M**echanical **S**ystem

Malheureusement, les générateurs électrostatiques nécessitent une polarisation initiale, ceci pose un problème lors du démarrage de la charge d'une batterie. Il peut être résolu grâce à l'utilisation d'électrets [MIK 2010], d'un générateur piézoélectrique [KHB 2006], ou d'une pompe de charge MEMS [BAS 2009]. L'impédance de sortie est souvent importante, rendant les générateurs électrostatiques peu adaptés à une utilisation en tant que générateur de courant. **Les générateurs électrostatiques nécessitent un convertisseur et un système de gestion d'énergie pour contrôler la structure capacitive et garantir une récupération maximale d'énergie** [SAL 2006].

3.4 Comparaison des différents systèmes de récupération d'énergie

Les capteurs autonomes seront utilisés dans différents environnements. La source d'énergie pourra donc varier pour chaque type d'application. Un bon nombre de systèmes de communication sans fil (Wifi, Bluetooth) émettent des ondes radio à 2.4 GHz. Des capteurs autonomes pourraient utiliser cette énergie dissipée, bien que dans ce cas on ne puisse pas parler strictement de récupération d'énergie, dans la mesure où cette énergie est présente à cause d'une mauvaise sélectivité des antennes émettrices et réceptrices actuelles. Mais il faut tout de même noter qu'une source électromagnétique émettant à 20 dB peut alimenter un capteur muni d'une antenne de 310 mm³ à une distance de 4 m en fournissant une tension de 0.7 V [BHA 2006]. Il existe également d'autres sources de récupération d'énergie mais elles sont encore difficiles à mettre en œuvre, comme par exemple l'utilisation de la photosynthèse.

Source d'énergie	Dimensions, notes	Densité de puissance ⁽¹⁾	Excitation	Rendement
Gradient de T°C :				
Thermoélectrique : Thermo Life™ [THE 2010]	0.2 cm ²	60 μW.cm ⁻²	5°C	12%
Micromoteur : Stirling [FOR 2008]	5 mm*15 mm	225 mW.cm ⁻²	NC	NC
Vibrations & Chocs				
Piézoélectrique : [MAR 2007]	800 μm *1200 μm 1 mm ³ , poutre MEMS	40 μW.cm ⁻²	39 ms ⁻² , 1.3 kHz	NC
Electrostatique : [DES 2007]	104 g	333 μw.cm ⁻²	50 Hz	60%
Electromagnétique : [BEE 2007]	0.15 cm ³	307 μW.cm ⁻²	0.59 ms ⁻²	30%
Champs électromagnétiques				
Télé alimentation : [JIA 2005]	15 tours, 46*46 mm ²	142 μW.cm ⁻²	13.56 MHz	25%
Déplacement de gaz				
Microturbine [HOL 2004]		1 mW.cm ⁻²	30 l.min ⁻¹	NC
Soleil & Lumière				
Photovoltaïque : Extérieur	très ensoleillé	10-20 mW.cm ⁻²	Soleil	10-20%
	Intérieur	fenêtre à proximité	1-2 mW.cm ⁻²	Soleil 10-20%
	Intérieur, lumière artificielle	1000 lux, source fluo - source halogène	10-60 μW.cm ⁻²	Sans soleil 10%
Photosynthèse				
Biopile [FLE 2010]	Implanté dans un cactus	9 μW.cm ⁻²	Halogène	NC

(1) La troisième dimension n'est pas utilisée pour un certain nombre de sources, nous avons choisi de comparer les densités surfaciques de puissance.

Tableau I-3 : Comparaison des différents systèmes de récupération d'énergie.

Le tableau I-3 permet de comparer les performances des différentes sources de récupération d'énergie pour les microsystemes autonomes.

Il faut être attentif au fait que les sources d'énergie ne délivrent pas une puissance linéaire avec la variation de leurs dimensions. Par exemple, pour la récupération vibratoire, la masse de l'élément vibrant et le matériau de la poutre auront autant d'influence que le débattement de la structure.

Les rendements du tableau I-3 sont calculés pour le récupérateur seul. Ils ne prennent pas en compte le rendement du circuit de gestion d'énergie associé. L'énergie extraite par le système de récupération d'énergie dépendra donc de la capacité du circuit de gestion d'énergie à faire fonctionner d'une part le récupérateur énergétique dans les meilleures conditions (courant- tension), et d'autre part à transférer au mieux cette énergie. Par exemple, dans le cas de la récupération thermique, une adaptation d'impédance imposera un rendement inférieur à 50% par rapport à celui affichée par la source de récupération d'énergie.

Le récupérateur d'énergie doit être piloté par un système de gestion d'énergie capable de s'adapter à son impédance. Ainsi, on pourra éviter que ce soit la charge qui vienne imposer son point de fonctionnement à la source de récupération d'énergie, mode limitant le rendement du récupérateur d'énergie.

L'analyse des rendements montre que les systèmes de récupération vibratoire sont les plus performants, mais ils sont également les plus sélectifs sur les caractéristiques de leurs stimuli. Ainsi, une vibration dont la fréquence et l'amplitude évoluent sur une large plage ne sera que très difficilement convertie en énergie électrique. Par contre, les systèmes photovoltaïques et thermiques affichent les meilleures densités de puissance, et malgré leur rendement plus faible, ils permettent de récupérer une quantité bien plus importante d'énergie électrique.

4. Conclusion

Les systèmes photovoltaïques apparaissent comme étant les sources d'énergie les plus intéressantes tant du point de vue de la quantité d'énergie présente dans l'environnement que du point de vue de la densité d'énergie atteignable. Ces systèmes sont en plein développement avec des rendements en constante progression. De plus, les composants de récupération d'énergie par effet photovoltaïque apparaissent comme étant les mieux à même d'alimenter les dispositifs électroniques autonomes. Ces systèmes constituent un marché en pleine expansion qui représentera plusieurs milliards de dollars à l'horizon 2020 [HAR 2009], à la fois pour des applications grand public (électronique nomade) mais également professionnelles (capteurs pour le bâtiment et la surveillance des structures).

Parmi les récupérateurs photovoltaïques, nous avons choisi d'utiliser la technologie CIGS parce qu'elle permet d'effectuer une récupération d'énergie aussi bien sous forte que sous faible irradiance. De plus, elle pourra s'intégrer facilement dans les capteurs autonomes de demain grâce à son faible coût de production et ses rendements en constante progression. Enfin, des travaux sont en cours pour mettre au point des modules photovoltaïques pouvant être fabriqués conjointement avec les circuits intégrés, en développant des procédés de fabrication compatibles avec la filière traditionnelle CMOS [PLE 2010]. Le LITEN nous a transmis les rendements de la technologie CIGS qui est en cours de développement [LIT 2007]. La technologie actuelle permet ainsi d'atteindre des

rendements de :

- 12% en extérieur sous une irradiance de 1 Sun, générant 379 mV et 31.6 mA.cm^{-2} ,
- 8% en intérieur sous une irradiance de 10 mSun, générant 324 mV et 1.7 mA.cm^{-2} .

Les cellules à base de CIGS affichent une performance plus élevée à faible éclairage par rapport au silicium cristallin de référence, due à un meilleur maintien de la tension en fonctionnement et à son plus large spectre de conversion (figure I-20).

La deuxième source la plus intéressante est la source thermique. La technologie la mieux adaptée à la plage de températures ambiantes est celle constituée de Bismuth de Tellure. Le dispositif que nous avons à notre disposition provient de la société Micropelt GmbH. Intéressée par nos travaux, la société nous a fourni le composant MPG-D751 [MPG 2010].

Un module thermoélectrique délivre une tension inférieure au volt pour des faibles variations de températures. De même, une cellule photovoltaïque a une tension en circuit ouvert inférieure à 0.6 V, quelle que soit sa technologie. Il faudra donc développer une électronique de gestion d'énergie capable d'augmenter cette tension pour fournir une tension suffisamment élevée et stable pour alimenter les charges du système. De même, les générateurs thermoélectriques, qui fournissent une faible tension, auront besoin d'une gestion d'énergie efficace permettant d'augmenter cette tension.

Nous allons présenter dans le chapitre suivant les architectures de gestion d'énergie envisageables pour répondre à ces besoins. Nous chercherons à développer une architecture de récupération d'énergie compatible avec la miniaturisation des systèmes.

CHAPITRE II : LA GESTION D'ENERGIE	45
1. INTRODUCTION	49
2. LES PRINCIPES DE GESTION D'ENERGIE	50
2.1 <i>Les régulateurs linéaires de type LDO</i>	50
2.2 <i>Les convertisseurs à découpage</i>	52
2.3 <i>Conclusion sur les régulateurs et les convertisseurs</i>	59
2.4 <i>Mesure de puissance</i>	60
3. GESTION OPTIMISEE DE L'ENERGIE	65
3.1 <i>Extraction du maximum d'énergie</i>	66
3.2 <i>Stockage efficace de l'énergie</i>	71
4. FONCTIONNEMENT ET TRANSFERT OPTIMISEE POUR UNE INTEGRATION EFFICACE DANS LA PLATEFORME MULTI-SOURCES / MULTI-CHARGES	75
4.1 <i>Etat de fonctionnement du système</i>	75
4.2 <i>Modification du chemin de puissance</i>	76
4.3 <i>Intégration dans la plateforme MANAGY</i>	83
5. CONCLUSION	84

(page intentionnellement blanche)

RESUME DU CHAPITRE II

Les sources de récupération d'énergie et les charges électroniques n'ont pour l'instant pas les mêmes caractéristiques tant en terme de tension que de courant, il est donc nécessaire d'insérer un système de conversion. Parmi les systèmes de conversion existants, on distingue les régulateurs linéaires, les SMPS¹⁷ et les pompes de charge. Notre étude a permis de montrer que les SMPS sont les systèmes les plus intéressants pour adapter une source de faible tension qui varie vers une charge fonctionnant à de plus fortes tensions. En effet, les SMPS ont un rapport de conversion variable leur permettant de convertir avec le meilleur rendement (proche de 90%) une tension d'entrée variable vers une tension de sortie régulée. De plus, les systèmes SMPS ont la possibilité de piloter la valeur de la tension de la cellule solaire en entrée par le pilotage du rapport cyclique du convertisseur. Un bon contrôle du rapport cyclique peut donc permettre à tout instant de faire fonctionner le module photovoltaïque à son point de puissance maximale.

Nous avons un budget énergétique très restreint pour notre système autonome. Nous avons tout d'abord étudié les méthodes permettant de mesurer la puissance avant d'étudier celles permettant soit d'augmenter la puissance en entrée, telles que les méthodes de MPPT¹⁸, soit d'optimiser le transfert de puissance aux charges du système. Nous avons choisi de mettre en œuvre la méthode de MPPT dite « single sensor » qui ne nécessite qu'une mesure de tension du module photovoltaïque pour déterminer le rapport cyclique permettant à la source de fonctionner au plus proche de son point de puissance maximale.

Nous avons étudié les principales batteries pour déterminer la plus adaptée à une utilisation de 10% de sa capacité avec une tension maximale de 3.8V. Nous avons sélectionné la batterie Varta ML 1220 et nous avons élaboré un modèle pour pouvoir prendre en compte ses effets sur le système.

La mise en œuvre de chemins multiples combinant chemin direct entre la source et les charges, et chemin indirect où l'énergie transite via l'unité de stockage et de tension plus élevée, permet de limiter les pertes de conversion ainsi que celles intrinsèques à l'unité de stockage et son utilisation. Nous avons étudié les convertisseurs SMPS permettant d'alimenter des chemins de puissance multiples. Nous en avons déduit que notre convertisseur doit comprendre une régulation de type OPDC¹⁹ et posséder au minimum deux chemins, un chemin direct à faible tension, et un deuxième chemin indirect pour le stockage de l'énergie.

Enfin nous avons étudié cette nouvelle architecture et montré qu'elle peut apporter un gain de 33% sur le rendement du système dans le cadre d'un système utilisant une batterie.

¹⁷ SMPS : **S**witch **M**ode **P**ower **S**upply, convertisseur de puissance à commutation

¹⁸ MPPT : **M**aximum **P**ower **P**oint **T**racking, recherche du point maximum de puissance

¹⁹ OPDC : **O**rdered **P**ower **D**istributive **C**ontrol, distribution ordonnée de la puissance

(page intentionnellement blanche)

Chapitre II : La gestion d'énergie

1. Introduction

Nous avons vu dans le chapitre sur « les microsystemes autonomes » les différentes sources d'énergie susceptibles d'être utilisées pour l'élaboration d'un système multi-sources multi-capteurs. Ces sources ont en commun de fournir une faible puissance en sortie. De plus la tension délivrée par ces sources, qu'elle soit photovoltaïque ou thermique, est inférieure au volt et n'est pas suffisante pour alimenter directement une charge d'un nœud de capteur. Pour pouvoir alimenter les charges du nœud, il est donc nécessaire de mettre en œuvre un circuit de gestion d'énergie qui va venir adapter l'énergie en entrée, pour répondre aux besoins des charges du microsysteme. L'énergie en entrée est continue, mais elle est soumise aux variations de l'environnement. Le circuit de gestion d'énergie devra donc être capable de gérer une source continue qui varie lentement au cours du temps et d'utiliser l'énergie extraite pour alimenter une charge dont le courant va varier en fonction de son mode de fonctionnement (figure II-1).

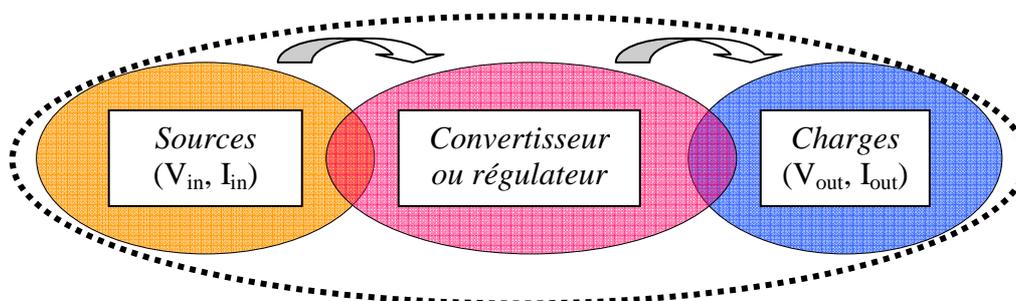


Figure II-1 : La gestion d'énergie au sein du microsysteme.

Dans le cadre d'un nœud de capteur autonome, il faut d'une part convertir efficacement l'énergie, mais aussi d'autre part réduire au minimum la consommation du bloc de gestion d'énergie. Cette consommation doit être réduite au minimum afin qu'elle ne réduise pas à néant les gains obtenus grâce à la recherche de l'efficacité maximale du convertisseur. **Lors de la conception du circuit de gestion d'énergie, nous devons donc chercher le meilleur compromis entre efficacité et consommation.**

Dans ce chapitre, nous exposerons les différentes méthodes de conversion et de transfert d'énergie permettant de transférer des faibles puissances (10 à 500 μ W). Nous allons expliquer les principes des systèmes de gestion d'énergie existants spécifiques aux faibles puissances. Ces systèmes peuvent être des régulateurs ou des convertisseurs. Nous allons dans les paragraphes suivants traiter des innovations mises en place pour les faibles puissances [STR 1998, HAM 2001] ainsi que les systèmes permettant la mesure ou l'estimation de l'énergie du système. Nous verrons qu'il n'existe pas de convertisseur ou de régulateur qui corresponde à toutes les applications. Pour chaque application, plusieurs solutions sont envisageables avec leurs avantages et leurs inconvénients. Nous analyserons les systèmes selon leurs performances aussi bien en matière de consommation statique, de consommation dynamique et de rendement. A partir de cette analyse, nous chercherons l'architecture et les méthodes les mieux adaptées pour permettre la conception d'un système de récupération et de gestion d'énergie innovant pour les microsystemes autonomes.

2. Les principes de gestion d'énergie

2.1 Les régulateurs linéaires de type LDO

a) Le principe du LDO

Le régulateur linéaire de type LDO (Low Drop Out) est très utilisé pour convertir une source de tension continue en une tension inférieure indépendante du courant prélevé par la charge. Le drop-out ou tension de déchet d'un régulateur linéaire est défini par la différence entre la tension de la source et celle du drain du transistor de sortie (aussi nommé transistor ballast), qui sont respectivement la tension d'alimentation V_{BAT} et celle de sortie V_S (figure II-2). La valeur du drop-out minimum est la différence minimum qu'il faut appliquer pour que le transistor de puissance soit dans un état passant et que le régulateur puisse ainsi fonctionner normalement. En effet, le régulateur contrôle le courant nécessaire à la sortie de manière à maintenir la tension de sortie stable. Les régulateurs linéaires ne peuvent fournir qu'une tension de sortie V_S stabilisée inférieure à celle de l'entrée.

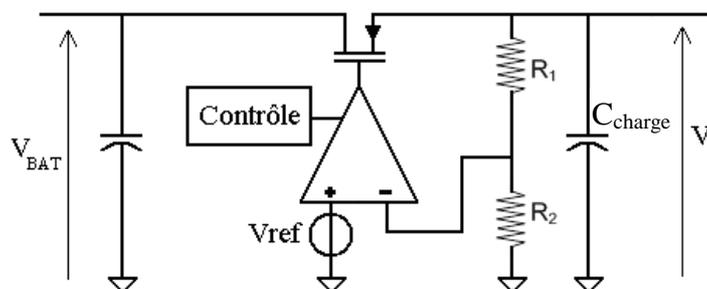


Figure II-2 : Principe d'un LDO.

Le circuit de mesure et de contrôle prend en compte les variations en sortie (V_S) dues aux variations de la charge ou de l'alimentation pour ajuster la source de courant contrôlée en tension (fonction remplie par le transistor ballast) qui va permettre de maintenir la tension V_S à son niveau désiré. La valeur à laquelle la tension de sortie est régulée est pilotée par la tension de référence V_{ref} . Le transistor de puissance est un élément particulier de part son rapport W/L . Sa valeur est calculée de manière à obtenir le courant de sortie I_S avec un minimum de pertes résistives. La largeur est directement liée aux deux paramètres les plus importants du LDO : le courant de sortie maximum en fonctionnement normal et la tension de déchet minimum. La largeur optimale W_{opt} est donc déterminée à partir de ces caractéristiques. Enfin, ce transistor de puissance crée une capacité de charge à la sortie de l'amplificateur d'erreur qui influera directement sur le temps de réponse du régulateur.

L'utilisation d'une capacité externe élevée C_{charge} permet de stabiliser le système, mais elle est très coûteuse en termes de prix et de place occupée. Pour limiter sa valeur, on associe une compensation en interne dite compensation de Miller. L'industrie cherche des solutions complètement intégrables. Ainsi, de nouvelles architectures de compensation ont été développées pour réduire cette capacité externe. Elles utilisent une boucle auxiliaire rapide, qui permet une réponse rapide en mode transitoire tout en permettant une compensation interne. Les résultats des travaux de [MIL 2007] montrent des performances comparables à celles de régulateurs avec une capacité externe, aussi bien au niveau de la réponse transitoire que de la stabilité. Une capacité interne de compensation limitée à 7 pF et une capacité de charge C_{charge} réduite à 100 pF ont été utilisées.

b) Rendement et réjection du bruit

Les régulateurs LDO ont le grand avantage d'avoir une grande réjection du bruit de l'alimentation. Par exemple, le LDO LP5900 [NAT 2010] a une tension de bruit d'environ $10 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ pour une gamme de variation du signal d'entrée allant de 10 Hz à 100 kHz et un fort PSRR²⁰ (>75 dB à 1 kHz). Par contre, il possède un courant de fuite trop important de $25 \mu\text{A}$ [MAN 2006]. Il existe des LDO avec des courants de fuite inférieurs au microampère, mais avec une faible réjection de bruit et une longue réponse transitoire ($50 \mu\text{s}$ pour une variation de 3 mV) [GUO 2009].

Dans le cas des faibles puissances où les courants sont proches de $10 \mu\text{A}$, un rendement maximum de 20% a été atteint par Lin en 2006 (figure II-3). Pour les faibles courants de sortie, le rendement dépend essentiellement des pertes générées par la boucle de rétroaction (V_{REF} , amplificateur d'erreur,...), dont la part diminue avec l'augmentation du courant de sortie.

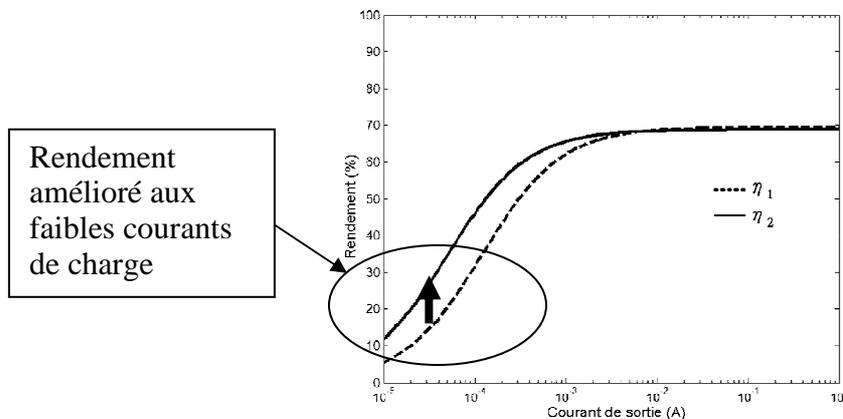


Figure II-3 : Rendement du LDO fonction du courant (η_1 LDO dédié aux faibles courants de charge, η_2 LDO optimisé par [LIN 2006]).

De plus, plus la chute de tension aux bornes du transistor ballast est faible et plus les pertes dues à sa résistance équivalente sont réduites. L'utilisation d'un transistor large permet de réduire sa résistance équivalente, on peut alors atteindre des rendements de 91% pour un courant de sortie de 200 mA [HON 2006]. Dans le cas d'une architecture dédiée aux faibles courants de sortie, la taille du transistor ballast doit être réduite pour diminuer l'énergie nécessaire à son contrôle, mais ceci a pour effet de réduire ses performances aux forts courants de sortie (figure II-3). On obtient alors des rendements qui avoisinent les 70% pour des courants de sortie de quelques milliampères.

On remarque que le régulateur LDO, même s'il possède une bonne réjection d'alimentation permettant de filtrer les ondulations de tension d'entrée, n'affiche qu'un rendement faible (< 20%) sous faible puissance. Il n'est donc pas adapté pour gérer les faibles puissances que nous avons en sortie des sources de récupération d'énergie. En revanche, nous pourrions l'utiliser dans la plateforme de récupération d'énergie pour filtrer les ondulations de tension en entrée et fournir ainsi une alimentation filtrée aux capteurs sensibles aux bruits et nécessitant des courants plus élevés.

²⁰ PSRR : Power Supply Rejection Ratio, $\text{PSRR} = 20 \log(\Delta V_{\text{in}} / \Delta V_{\text{out}})$

2.2 Les convertisseurs à découpage

Les convertisseurs à découpage, ou SMPS²¹, font partie des convertisseurs d'énergie employant les principes de la commutation. Les convertisseurs, que l'on trouve usuellement pour gérer des puissances de quelques dizaines de watts jusqu'à de très fortes puissances, ont montré leur intérêt grâce au principe même de la commutation qui induit un rendement théorique proche de un. A très faible puissance, cet avantage se trouve amoindri par la part relativement plus importante des imperfections des composants (actifs et passifs). Néanmoins, ces systèmes ont un fort rendement et permettent tant l'élévation que la diminution de la tension en sortie.

Les convertisseurs classiques convertissent une puissance en entrée définie par V_{in} et I_{in} en une puissance en sortie définie par V_{out} et I_{out} . Ils sont conçus à partir de composants capacitifs, inductifs, de diodes et d'interrupteurs.

2.2.1 Les convertisseurs à découpage inductifs classiques

a) Principe des convertisseurs à découpage inductifs

Les convertisseurs à découpage inductifs peuvent soit fournir une tension de sortie plus élevée que l'entrée (ce sont alors des convertisseurs survolteurs, nommés boost), soit fournir une tension plus faible (ce sont alors des convertisseurs dévolteurs, nommés buck). Prenons le cas d'un convertisseur survolteur de type boost (figure II-4) fonctionnant à une fréquence fixe de travail. Ce système fait partie des architectures dites SISO²².

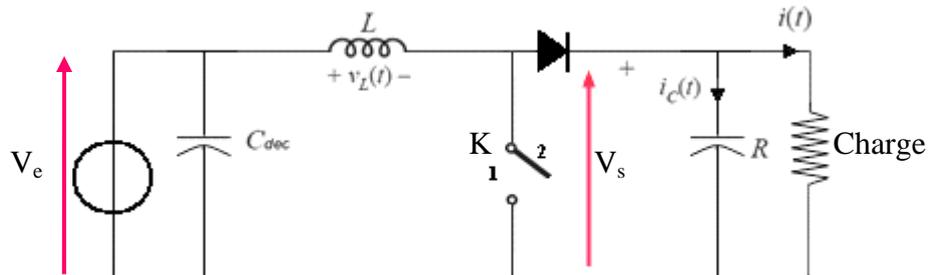


Figure II-4 : Le convertisseur de type boost.

Au cours d'une période T , le système passe par deux phases de fonctionnement. Lors de la première phase, l'interrupteur K est fermé et la diode est bloquée. La source fournit toute son énergie à l'inductance qui l'emmagasine. Lors de la deuxième phase, pendant le temps $(1-\alpha)T$, l'interrupteur est ouvert et la diode conduit. L'inductance se décharge dans la charge à une tension supérieure à celle de l'entrée (fonctionnement décrit en ANNEXE 1 : Fonctionnement d'un convertisseur survolteur de type boost).

Le convertisseur peut travailler selon trois modes de conversion (figure II-5) : discontinu, continu et en rampe montante définis à partir des variations du courant I_L de l'inductance :

- Le mode discontinu ou DCM²³ est utilisé pour les faibles puissances. La

²¹ SISO : **S**ingle **I**nductor **S**ingle **O**utput, convertisseur inductif à sortie unique

²² PSRR : **P**ower **S**upply **R**ejection **R**atio, réjection du bruit de l'alimentation $PSRR=20\log(\Delta V_{in}/\Delta V_{out})$

²³ DCM : **D**iscontinuous **C**onduction **M**ode

tension de sortie est contrôlée par modulation de la fréquence ou par modulation de la densité des impulsions. Le courant traversant l'inductance est égal à zéro dans la période établie,

- Le mode continu ou CCM²⁴ est fréquemment utilisé pour les puissances moyennes et fortes. Dans ce mode, un courant continu à valeur moyenne non nulle traverse constamment l'inductance en fluctuant. La réduction des oscillations permet de réduire les pertes du convertisseur. Ce mode n'est pas bien adapté pour les faibles puissances à cause de la taille de l'inductance et des capacités requises pour les fortes fréquences de commutations. De plus, il est nécessaire d'avoir un système bloquant tout courant négatif pour ne pas détériorer les sources de récupération d'énergie,

- Le mode rampe montante est utilisé pour des réponses rapides dues à une forte demande de la charge. Dans ce cas, le courant moyen traversant l'inductance est trop faible pour conserver la tension de sortie au niveau requis. Une phase exceptionnellement longue est alors effectuée pour accroître le courant moyen traversant l'inductance [SLU 1998].

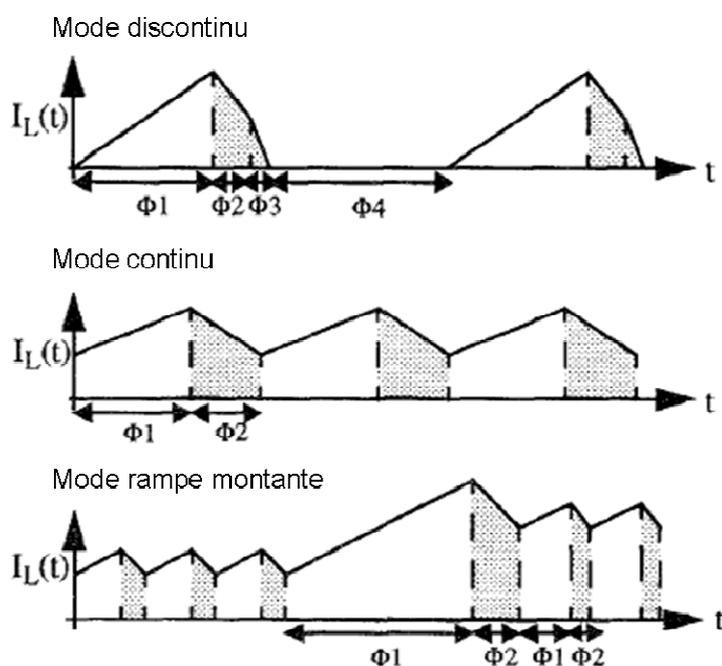


Figure II-5 : Les modes de conduction d'un convertisseur SMPS [SLU 1998].

b) Contrôle et asservissement

Comme pour le LDO, la régulation de la tension de sortie est assurée par un asservissement (figure II-6). Une différence majeure entre ces deux types de régulateur est à noter : dans le cas des SMPS, une ondulation à la fréquence de découpage se rajoute à la valeur moyenne de la tension de sortie, mais elle est, en général, filtrée par le filtre de sortie du SMPS. De plus, le SMPS, soumis à un comportement non linéaire (linéaire par morceaux) inhérent au principe de découpage, nécessite une modélisation non linéaire du système.

Cette boucle d'asservissement doit par ailleurs assurer de bonnes performances dynamiques, en particulier lors des variations de charge.

²⁴ CCM : Continuous Conduction Mode

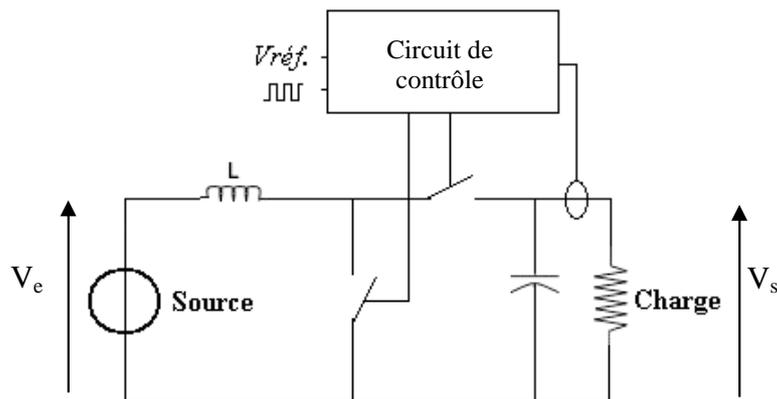


Figure II-6 : Le convertisseur et sa boucle d'asservissement.

La tension de sortie V_s est comparée à une tension de référence $V_{réf.}$. Une tension d'erreur epsilon en est déduite, qui, par l'intermédiaire d'un circuit de contrôle, va moduler la valeur du rapport cyclique α commandant les transistors de puissance. Plusieurs solutions existent pour effectuer cette modulation :

- modulation de la densité des impulsions (PDM²⁵),
- modulation de la largeur des impulsions (PWM²⁶),
- ou encore modulation de la fréquence (PFM²⁷).

Différentes structures de contrôle sont disponibles. La boucle peut utiliser la comparaison de la tension de sortie à une tension de référence à laquelle une comparaison du courant traversant l'inductance peut être ajoutée pour plus de précision.

c) Régulation numérique

La régulation numérique peut permettre de contrôler les transistors de puissance grâce à l'analyse de la sortie du module SMPS via des convertisseurs analogiques/numériques. Un circuit utilisant un contrôle numérique a l'avantage d'être rapide, de pouvoir fonctionner à des fréquences élevées et d'utiliser des algorithmes numériques de contrôle. De plus, il est possible d'implémenter des boucles multiples de contrôle permettant de tirer profit de chaque méthode de modulation. La régulation numérique a l'avantage de pouvoir être implémentée dans différentes technologies car son code est indépendant de la technologie. Un convertisseur à boucle de contrôle numérique est composé d'un convertisseur numérique, d'un modulateur de largeur d'impulsion numérique [TRE 2005] et de contrôleurs des transistors de puissances.

La conception d'un tel convertisseur est complexe et nécessite des modélisations hybrides performantes. Des co-simulations pointues entre partie numérique et analogique sont nécessaires pour obtenir les caractéristiques optimales tant pour le fonctionnement que pour la stabilité du système. Malheureusement, les consommations affichées par ces systèmes ne sont pas encore compatibles avec les applications très faibles puissances dû à l'énergie nécessaire aux calculs ainsi qu'aux conversions analogiques/numériques. En effet, les contraintes imposées aux convertisseurs analogiques/numériques sont fortes en termes de consommation et de rapidité, et fixées directement par les contraintes de l'asservissement.

²⁵ PDM : **P**ulse **D**ensity **M**odulation

²⁶ PWM : **P**ulse **W**idth **M**odulation

²⁷ PFM : **P**ulse **F**requency **M**odulation

d) Rendement et réjection du bruit des convertisseurs à découpage inductifs

Les convertisseurs à découpage inductifs peuvent accepter de larges gammes de tension et de courant d'entrée. La tension minimale d'entrée est proche de 0.8 V. Il faudra donc veiller à ne pas faire chuter la tension délivrée par les sources d'énergie pour le bon fonctionnement du système. Par exemple, un convertisseur DCDC a été conçu par [LHE 2007]. Il accepte une tension d'entrée variant de 1 à 2.7 V et admet un courant de sortie de 1.7 mA avec des oscillations sur la tension de sortie de 30 mV pour une inductance de 1 μ H et une capacité de 20 nF.

Le rendement des convertisseurs à découpage inductifs est proche des 90%. Par exemple, le circuit développé par Song [SON 2006] a un rendement de 94.8% pour une puissance de sortie de 452 mW. Comme les régulateurs LDO, les convertisseurs à découpage inductifs ont un rendement qui diminue avec la puissance de sortie, mais de manière beaucoup moins prononcés que pour les LDO. On peut voir sur la figure II-7 l'évolution du rendement pour des courants de sortie puissances compris entre 1 mA et 1 A, suivant le mode de modulation et de conduction du convertisseur.

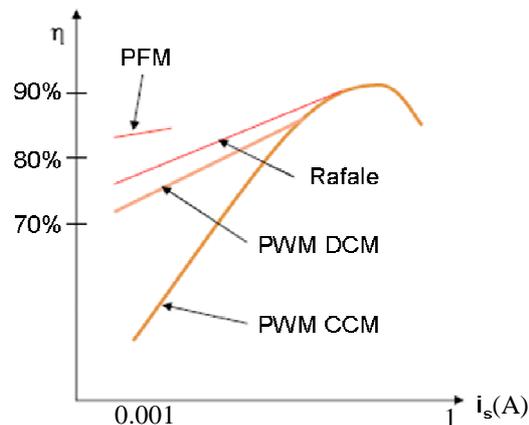
Rendement en fonction du courant de sortie i_s 

Figure II-7 : Convertisseur inductifs, rendement en fonction du courant de sortie, allant du milli Ampère à l'Ampère [CHE 2007].

Le mode de modulation (PFM/PDM/PWM) peut être utilisé pour améliorer le rendement du convertisseur en adaptant la boucle de contrôle en fonction de la puissance de sortie (figure II-7).

Pour un mode de modulation fixé, il est possible d'améliorer encore plus le rendement du système en utilisant des technologies dédiées. Ainsi, un circuit conçu par Fuse [FUS 2001] atteint les 90% de rendement pour des puissances comprises entre 5 et 15 mW en modulation PWM dans le mode DCM. Ce circuit a été conçu pour atteindre ces performances à l'aide de transistors de la technologie SOI (permettant de réduire les fuites de courant), et avec des tensions de seuil multiples, permettant d'améliorer significativement le rendement pour les faibles puissances.

La modulation PWM peut permettre ainsi au convertisseur inductif élévateur d'atteindre des rendements élevés (jusqu'à 95%) pour des puissances supérieures à 10 mW (figure II-8). Pour les faibles puissances, l'utilisation du mode DCM, ainsi que la modulation de la fréquence de commutation (PFM) deviennent avantageuses pour limiter les fuites du convertisseur.

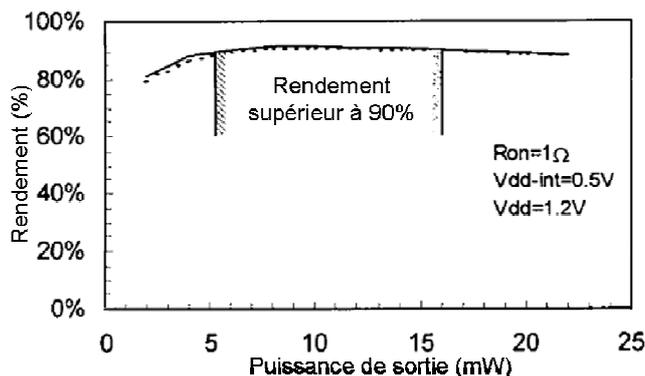


Figure II-8 : Rendement en fonction de la puissance de sortie (mW) [FUS 2001].

La rejection du bruit d'alimentation peut atteindre -80 dB [HOO 2005] dans le cas d'un convertisseur à découpage dévolteur de type buck fonctionnant en modulation PWM avec une fréquence de 1 MHz. Les ondulations en sortie sont également définies par la taille de la capacité en sortie. Dans le cas où la valeur de la capacité nécessaire pour atteindre la réjection du bruit d'alimentation devient trop importante, il est possible de la diminuer où la supprimer grâce à l'utilisation d'un régulateur linéaire de type LDO.

2.2.2 Les convertisseurs à découpage capacitifs

a) Le principe des convertisseurs à pompe de charge

Le principe des convertisseurs à pompe de charge est basé sur un transfert d'énergie effectué par des redistributions de charges entre capacités. Ces régulateurs peuvent, comme les convertisseurs inductifs, fournir une tension de sortie plus élevée ou plus faible par rapport à la tension d'entrée. Comparés aux autres convertisseurs continus les convertisseurs à pompe de charge ne nécessitent pas l'utilisation d'une inductance ou d'un transformateur, générant ainsi moins d'interférences électromagnétiques. La tension de sortie est contrôlée via la fréquence de commutation. Le convertisseur correspond à une résistance équivalente qui varie en fonction de la fréquence de commutation et de la valeur des capacités (figure II-9). Ces capacités peuvent être intégrées suivant la valeur de la fréquence et de la puissance de sortie nécessaires.

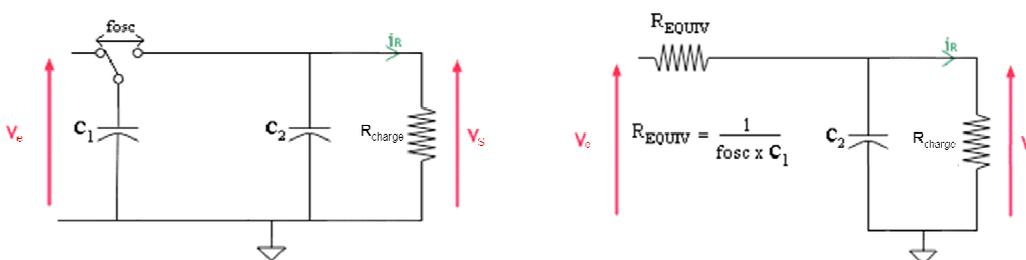


Figure II-9 : Principe des convertisseurs à pompe de charge.

Les convertisseurs à pompe de charge peuvent être réglés en modifiant la fréquence de fonctionnement, permettant ainsi de s'adapter au courant prélevé par la charge en sortie. Dans le cas où ce courant de sortie est constant, le convertisseur à pompe de charge peut s'adapter aux variations de l'entrée grâce à la modification de son rapport cyclique. Enfin, il est également possible de contrôler le rapport de conversion du convertisseur à pompe de charge en adaptant le nombre d'étages qui le constituent.

b) Les différentes structures

Les principales structures utilisées sont celles de Dickson [HON 2003]. Il y a également les structures interconnectées ou cross-couplées, qui possèdent deux branches de pompage en parallèle [GOB 2006], et les structures à pompe de charge exponentielles [TSU 2005].

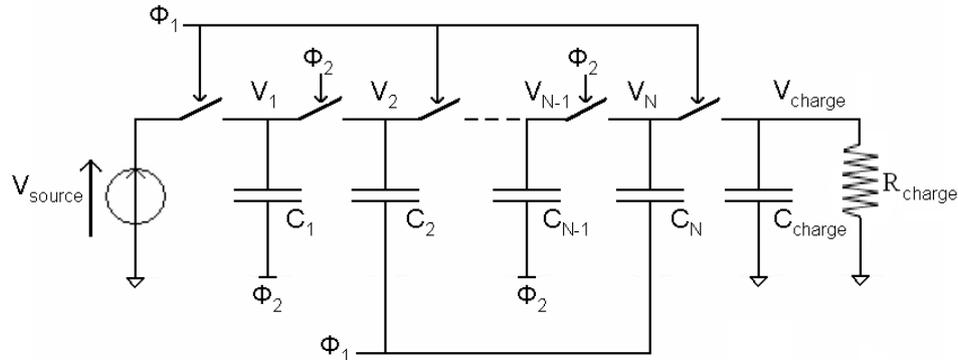


Figure II-10 : Convertisseur à pompe de charge de type Dickson à N étages.

Le circuit est constitué d'étages capacitifs connectés par des interrupteurs et couplés en parallèle avec des horloges ϕ_1 et ϕ_2 non recouvrantes (figure II-10). En régime établi, la tension du noeud V_1 varie entre V_{source} et la valeur V_{1H} qui est inférieure à $2V_{source}$ du fait des pertes par redistributions et du courant fourni par la pompe dans la charge (I_{charge}). De même, la tension du noeud V_2 varie entre $V_{2L} = V_{1H}$ et V_{2H} , et ainsi de suite jusqu'au noeud V_N . On obtient ainsi en sortie une tension V_{charge} décrite par l'équation (II-1).

$$V_{charge} = (N + 1) \cdot (V_{source} - V_t) - \frac{N \cdot I_L}{f \cdot C} \quad (II-1)$$

Avec : V_t la tension de chute des interrupteurs, f la fréquence de pompage, C la capacité élémentaire de pompage et I_L le courant à la sortie.

Les performances sont limitées par la tension de seuil des transistors utilisés comme interrupteurs. L'architecture Dickson présentée par [BHA 2006] utilise des transistors à faible tension de seuil, à laquelle le système est capable de convertir une entrée de seulement 0.3 V en une sortie de 2.5 V. Les architectures de type exponentielles peuvent accepter des tensions d'entrée plus faibles. Notamment, un circuit breveté est capable de fournir une sortie comprise entre 1.12 V et 2.31 V avec des entrées comprises entre 80 mV et 200 mV pour un courant maximal de 200 μ A [KI 2006]. Par contre, ces architectures exponentielles ont besoin d'un circuit de démarrage pour générer les horloges de commutations qui sont à un niveau de tension plus élevé que celui de l'entrée. Elles ne peuvent donc pas être autopilotées.

c) Rendement et réjection de bruit des convertisseurs à pompe de charge

Ces convertisseurs ont une efficacité qui diminue avec l'augmentation de la différence entre la tension d'entrée et de sortie. Ils possèdent un rendement maximum lorsque leur tension de sortie est un multiple de leur tension d'entrée. Pour ces raisons, les convertisseurs à pompe de charge sont utilisés pour des applications où les rapports de conversion sont fixes. Dans le cas de faibles puissances de sortie (< mW), des convertisseurs à pompe de charge ont été développés avec des rendements supérieurs à 70% [SPI 2007]. La tension minimum d'entrée est limitée par les seuils des transistors employés. Cette limite est proche de 0.3 V et bien inférieure à celle des autres types de convertisseurs.

Le courant fourni par les convertisseurs à pompe de charge est limité par la valeur des capacités, des résistances, des interrupteurs et de la fréquence d'horloge. Un convertisseur à pompe de charge a l'avantage d'être totalement intégrable, mais ceci n'est vrai que pour de faibles puissances de sortie. Par exemple, pour une sortie de 1 mW, Palumbo a démontré qu'une capacité de 160 pF est requise et qu'elle est difficilement intégrable [PAL 2004].

Les convertisseurs à pompe de charge montrent de bonnes performances pour des faibles tensions en entrée et de petits rapports fixes de conversion. Leur rendement est maximum lorsqu'ils délivrent une tension de sortie multiple de leur tension d'entrée. Dans ces conditions, les rendements atteints sont supérieurs à ceux des architectures inductives. Mais pour certaines applications l'intégration complète de la pompe peut être remise en cause.

Enfin, l'architecture d'un convertisseur à pompe de charge peut être adaptée pour s'accorder dynamiquement aux variations subies à son entrée ou sur sa consigne de sortie. Par exemple, le nombre d'étages ou la valeur des capacités de pompage pourraient être modifiés pour améliorer le rendement des systèmes où la source d'entrée est variable.

2.2.3 Les convertisseurs à découpage inductifs à sorties multiples (SIMO)

Un convertisseur à découpage inductif à une seule entrée et à sortie multiple est nommé SIMO²⁸. Un tel convertisseur fonctionnant en mode OPDC²⁹ a été proposé par Le en 2007 [LE 2007]. Il s'agit d'un convertisseur continu-continu inductif à multi-sorties permettant d'obtenir plusieurs tensions de sorties régulées à partir d'une seule tension d'alimentation. Le principal avantage de ce type de convertisseur est qu'il nécessite une seule inductance, qui est le composant le plus volumineux du système. De plus, le mode OPDC permet de partager la puissance entre les sorties du système.

Le système proposé par Le (figure II-11) est composé de quatre sorties positives et d'une sortie négative. La tension nominale d'entrée V_g est de 3.7 V. Les quatre sorties positives régulées, nommées V_{01} , V_{02} , V_{03} et V_{04} , délivrent des tensions valant respectivement 10.2 V, 7.0 V, 7.5 V et 8 V.

Dans cette architecture, seule la dernière sortie n'est pas régulée. Les N-1 premières sorties sont régulées grâce à une comparaison avec la valeur de consigne. L'erreur de régulation sur les N-1 premières sorties est donc limitée à l'erreur des comparateurs employés et à la fréquence du système. La dernière sortie, quant à elle, supporte l'ensemble des erreurs provenant de l'asservissement et du contrôle du système. Durant la première partie du cycle, l'inductance est chargée, puis déchargée successivement dans chaque sortie durant la seconde partie.

Le système passe d'une sortie à l'autre dès que la consigne de la sortie précédente est atteinte. Si l'énergie stockée est insuffisante pour recharger chaque sortie, le système augmente le rapport cyclique du convertisseur pour charger davantage d'énergie dans l'inductance à chaque cycle.

²⁸ SIMO : **S**ingle **I**nductor **M**ultiple **O**utput, une seule inductance et de multiples sorties

²⁹ OPDC : **O**rdered **P**ower **D**istributive **C**ontrol, distribution ordonnée de la puissance

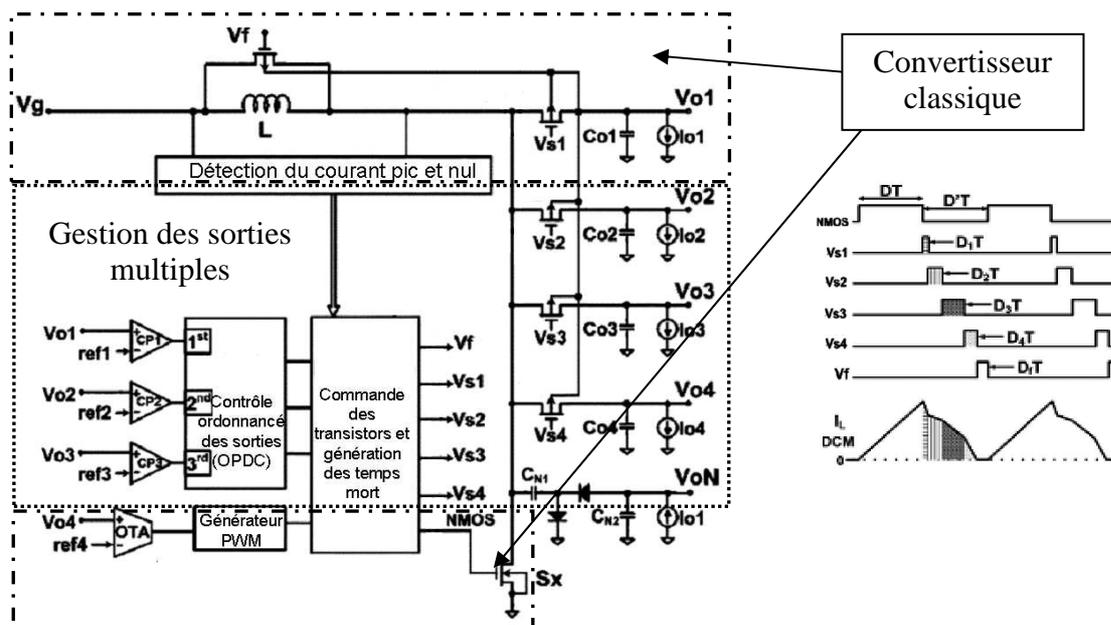


Figure II-11 : Système SIMO et diagramme temporel [LE 2007].

Cette nouvelle architecture permet d'envisager un système encore plus intelligent. En effet, nous pourrions ordonner une séquence de connexion des sorties différentes, alimentant en priorité la sortie qui en a le plus besoin (dont l'erreur par rapport à la consigne est la plus grande). La dernière sortie servant dans tous les cas de référence et restant la seule à subir les erreurs dues à l'asservissement du système.

Il apparaît donc qu'un convertisseur à découpage inductif est intéressant pour une large plage de puissance. Un tel convertisseur a l'avantage de pouvoir s'adapter aux variations de la tension d'entrée grâce à la modulation de son horloge de commande.

De plus, de nouvelles approches montrent que ce système permet de créer des chemins de puissance multiples permettant de fournir des tensions de sorties différentes. La taille et le prix d'un tel convertisseur dépendent fortement de la taille des transistors de puissance et des composants externes nécessaires qu'il faudra optimiser. Cette architecture est intéressante pour un système de récupération d'énergie continue. Il faudra cependant être attentif au système d'asservissement et de commande, qui vont fixer la puissance minimum nécessaire au fonctionnement du système, ainsi qu'à ne pas dégrader la tension d'entrée en limitant les chutes de tension sur son chemin vers l'inductance.

2.3 Conclusion sur les régulateurs et les convertisseurs

Le tableau II-1 permet de résumer les caractéristiques des convertisseurs communément utilisés, repartis en deux groupes : les régulateurs linéaires et les convertisseurs fonctionnant par commutation.

Le tableau II-1 permet d'identifier une complémentarité entre les deux groupes de convertisseurs. En effet, les convertisseurs par commutation sont souvent utilisés de paire avec des régulateurs linéaires. Si les premiers ont de très bons rendements et permettent d'élever la tension, tandis que les seconds réduisent significativement les ondulations en tension.

Type	Régulateurs linéaires	Convertisseurs commutés
Fonction	Abaisseur	Abaisseur, élévateur
Rendement	Moyen à faible (Elevée si la différence entre tension d'entrée et de sortie est faible)	Elevé (Excepté à très faible puissance ou le courant consommée devient déterminant)
Pertes	Elevé (surtout si la différence entre tension d'entrée et de sortie est élevée)	Faibles
Complexité	Faible	Moyenne à élevée
Taille	Faible à moyenne	Plus grande que les régulateurs linéaires (à faible puissance)
Coût	Faible	Moyen à élevé (du au composants externes)
Ondulation/Bruit	Faible (pas d'ondulation, faible bruit)	Moyen à élevé (du à la commutation)

Tableau II-1 : Comparaison des différents systèmes de gestion d'énergie.

Les pompes de charge sont adaptées pour effectuer des rapports fixes de conversion. Par contre, dès que l'on s'éloigne du rapport fixe ou que le rapport devient important, on note une chute du rendement de conversion.

Dans le cas d'une source photovoltaïque où la tension de sortie varie en fonction de l'éclairement, il est plus avantageux d'utiliser un convertisseur à découpage survolteur de type boost qui va permettre de garantir un rendement de conversion sur toute une plage de tension d'entrée et donc un rendement de conversion garanti sur toute une plage d'éclairement.

Nous savons qu'il existe trois modes de conduction : discontinue, continue et en rampe montante. Dans le mode de conduction continue et en rampe montante, le courant traversant l'inductance doit toujours être continu. Dans ce cas, le courant peut devenir périodiquement négatif dans l'inductance entraînant des pertes.

Pour limiter les pertes dans l'inductance, nous souhaitons travailler en mode discontinu. Ce mode de fonctionnement permet de revenir à un courant nul dans l'inductance à chaque cycle. Pour le moment, même en conduction discontinue, les valeurs de L et de C ne sont pas intégrables. Cependant, il semble plus envisageable de les diminuer dans ce mode qui permet de limiter les pertes.

2.4 Mesure de puissance

Dans les nœuds de capteurs autonomes, il y a un fort besoin de mesurer des courants allant du microampère au milliampère et des tensions allant de quelques centaines de millivolts à quelques volts. Deux méthodes sont couramment utilisées : la méthode de mesure directe et la méthode d'approximation utilisant des seuils de détection. Cette mesure de puissance est nécessaire pour pouvoir piloter et ajuster le système de gestion d'énergie efficacement (figure II-12). En effet, une gestion d'énergie efficace nécessite de connaître le niveau de puissance qui transite par le système. Grâce à cela, le système de gestion d'énergie va pouvoir s'adapter et transférer cette énergie de la manière la plus appropriée. Nous allons comparer les différentes méthodes existantes pour déterminer celle qui sera la plus appropriée

à notre système.

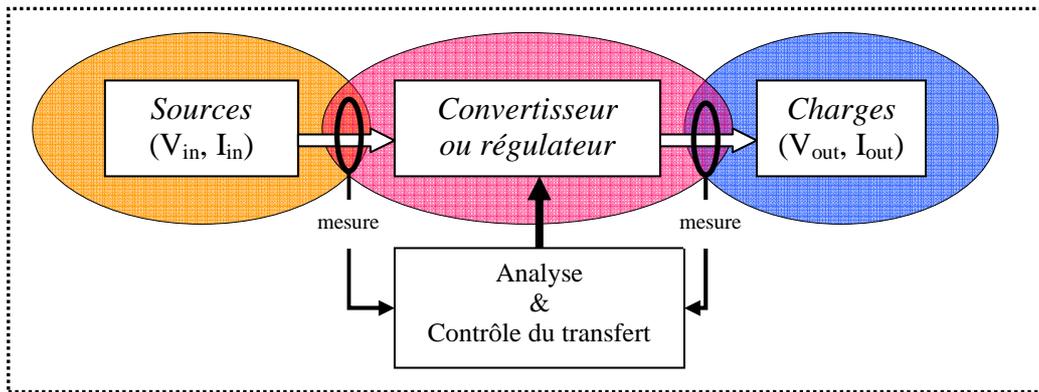


Figure II-12 : Contrôle du transfert d'énergie.

2.4.1 Méthodes directes

a) Mesure analogique

La méthode la plus courante est d'utiliser une résistance placée en série avec l'inductance ou un transistor de puissance. La tension aux bornes est utilisée pour déterminer le courant traversant l'élément. L'inconvénient de cette solution est la quantité d'énergie dissipée. Une solution a été proposée par Sun en 2006 [SUN 2006] qui consiste à mesurer le courant moyen traversant une résistance en entrée d'un circuit convertisseur inductif. Cette méthode prend bien en compte les variations des tensions en entrée et en sortie pour déterminer le courant moyen à l'aide d'un circuit de compensation, mais celui-ci génère l'essentiel des pertes.

Une autre méthode couramment utilisée consiste à utiliser un intégrateur pour déterminer le courant à partir de la tension de l'inductance. Cette méthode complexifie la conception. De plus, la précision de la mesure dépend de différents facteurs comme la tolérance lors de la fabrication de l'inductance ou encore la température.

Une troisième voie consiste à utiliser, comme Smith en 2000 [SMI 2000], la résistance en conduction du MOSFET au lieu de rajouter une résistance. Mais cette résistance de conduction varie avec la température. Si la résistance équivalente du transistor en conduction R_{on} est trop grande, le système va dissiper beaucoup d'énergie, réduisant significativement le rendement global du convertisseur. Dans les applications très faibles puissances, les R_{on} sont faibles et la tension doit être amplifiée par un circuit d'amplification qui augmente la consommation de manière importante. Ces méthodes sont surtout utilisées pour des courants minimum de charge de l'ordre de 300 mA.

Une méthode plus simple a été proposée par Lee en 2002 [LEE 2002]. Le circuit de la figure II-13 mesure une partie du courant traversant l'inductance à l'aide de miroirs de courant et d'un amplificateur opérationnel. Ce circuit est très précis. Par contre, à cause de la chute de tension au travers des transistors $M5$ et MR il ne peut pas être utilisé pour des applications à faibles tensions.

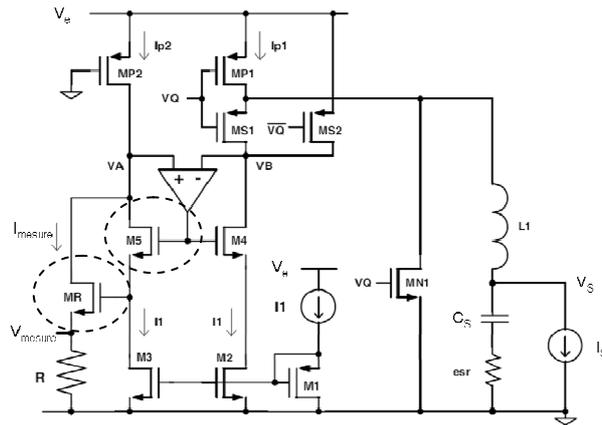


Figure II-13 : Mesure analogique du courant pour un convertisseur de type buck [Lee 2002].

Dans le cas d'une faible tension d'alimentation (par exemple en dessous de 1.2 V), cette méthode ne sera alors plus suffisante pour maintenir les transistors dans un état saturé. Une autre solution a été proposée par Leung [LEU 2004]. Le circuit (figure II-14) est également amélioré grâce à l'utilisation d'un transistor PMOS. La tension d'alimentation peut alors être réduite et le circuit est fonctionnel sous 1.2 V.

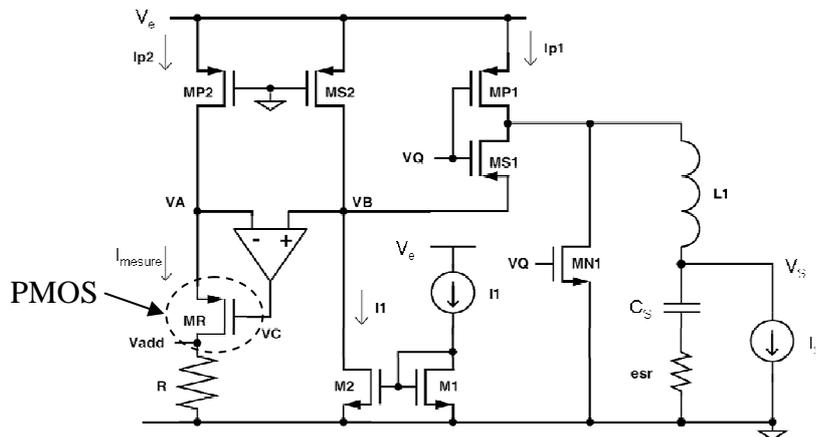


Figure II-14 : Mesure améliorée du courant pour un convertisseur de type buck [LEU 2004].

Ce circuit de mesure de courant fonctionne à 500 kHz. La précision de la mesure est proche de 94%, tandis que le système fonctionne avec un rendement global de 89% pour un courant de charge de 20 mA.

b) Mesure mixte

D'une façon générale, la mesure mixte s'effectue par l'insertion dans l'architecture de convertisseurs analogique/numérique qui vont échantillonner la valeur du courant ou de la tension. La précision de la mesure dépend de la résolution du convertisseur de n bits.

Mattavelli a proposé une architecture de contrôle numérique basée sur l'utilisation de la valeur du courant de la bobine (figure II-15). Le courant est déterminé par les mesures des tensions V_e et V_s obtenues par l'intermédiaire de convertisseurs analogique/numérique (CAN) notés AD [MAT 2004].

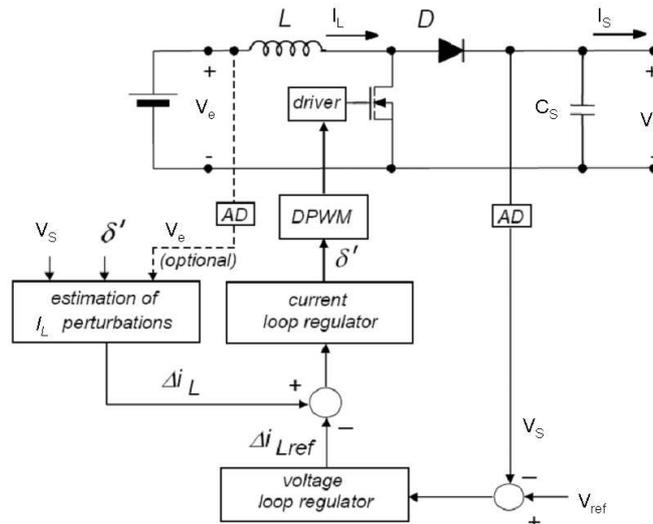


Figure II-15 : Contrôle numérique d'un convertisseur de type boost [MAT 2004].

Les CANs utilisés sont des convertisseurs rapides qui garantissent un temps de conversion inférieur à la micro seconde. Cette méthode utilise une mesure de la tension de sortie qui est traitée par un FPGA (EP1C6 de Altera) pour obtenir la valeur du courant passant dans l'inductance. Cette technique n'est pas adaptée aux très faibles puissances.

Trescases [TRE 2006] a proposé en 2006 une approche mixte analogique/numérique (figure II-16).

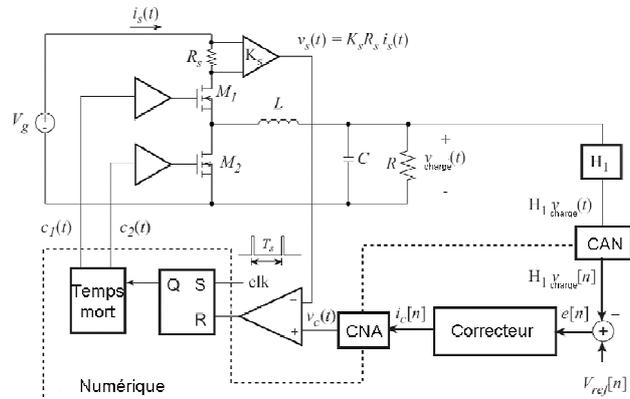


Figure II-16 : Mesure mixte sur un convertisseur de type buck [TRE 2006].

La tension de sortie est échantillonnée et soustraite à la référence numérique, générant un signal d'erreur. Un convertisseur numérique/analogique (CNA) convertit le courant provenant du compensateur en une tension qui va être comparée au courant traversant l'un des transistors de puissance.

La consommation des blocs de conversion analogique/numérique mis en œuvre ne permet pas de répondre aux applications très faible puissance.

2.4.2 Méthodes par détection de seuils

La détection de seuils peut se faire à l'aide de l'implémentation d'un trigger de Schmitt (figure II-17). Le système fait commuter le transistor \$T\$, qui joue le rôle

d'interrupteur. Il est passant si la tension est supérieure à une tension V_1 , et bloqué pour une tension inférieure à V_2 (avec $V_2 < V_1$).

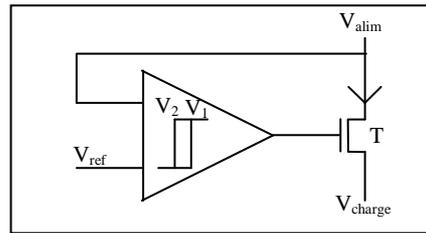


Figure II-17 : Détection de seuils avec un trigger de Schmitt.

Kocer [KOC 2006] a développé un sélectionneur de mode d'utilisation à partir d'une mesure de tension. Le sélectionneur décide de mettre le système en veille, en mode recharge ou en mode actif. En mode veille, le système attend que la capacité se charge et dissipe un très faible courant.

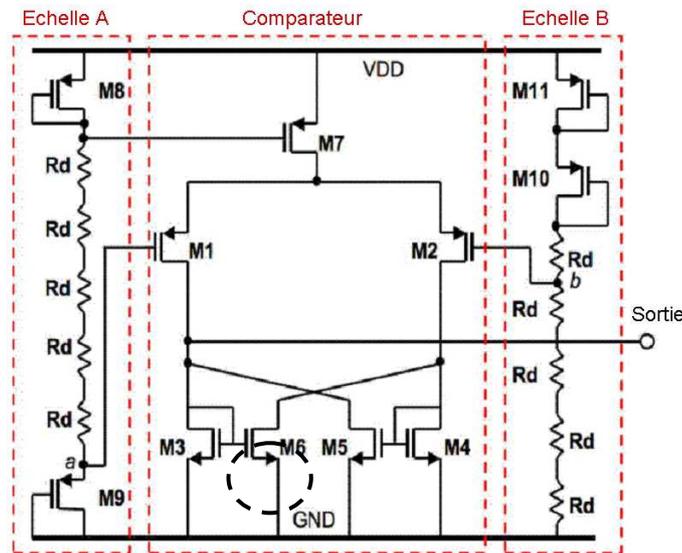


Figure II-18 : Architecture faible puissance avec deux échelles de résistances [KOC 2006].

Avec un très faible courant consommé ($< 1 \mu A$), le système mesure la tension, stocke de l'énergie dans une capacité et crée un signal qui active les charges principales du système qui sont composées d'un capteur de température et d'un amplificateur de puissance pour la transmission des données. Le circuit est basé sur un comparateur à hystérésis formé par les transistors $M1$ à $M7$ et deux échelles de transistors (*Echelle A* et *Echelle B*) qui génèrent les tensions de comparaison (figure II-18). Le système est activé par le transistor $M6$, dès que la tension de la capacité dépasse 2.5 V, et est éteint dès que la tension passe sous 1.5 V.

De grandes valeurs de résistance sont utilisées pour diminuer la dissipation statique d'énergie. Les transistors n-well utilisés permettent d'atteindre ces grandes valeurs de résistances sur puce tout en restant compacts. Deux diodes à tension de seuil élevée sont utilisées pour descendre les échelles de transistors sous des tensions inférieures à 1.5 V pour réduire encore d'avantage les dissipations d'énergie.

La figure II-19 présente un autre trigger de Schmitt faible puissance qui, comme le circuit précédent, commande un transistor jouant le rôle d'interrupteur. La modification réside

dans la réduction du nombre de transistors utilisés grâce à la suppression de l'étage d'allumage et par la simplification de l'architecture du trigger de Schmitt [LINK 2006].

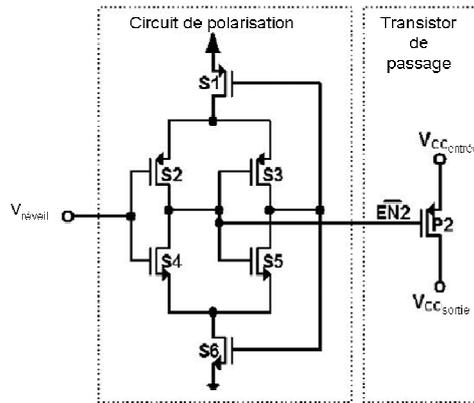


Figure II-19 : Schéma pour l'implémentation d'un seuil de réveil [LINK 2006].

Grâce à ces simplifications de l'architecture du trigger de Schmidt, il est possible de réduire la consommation du bloc à moins de $1 \mu\text{W}$. Ce système est utilisé par [LINK 2006] pour activer un circuit de récupération d'énergie récupérant $30 \mu\text{W}$.

Cette architecture permet de réveiller un système avec une très faible consommation tant en terme d'énergie que de surface de circuit.

Nous avons vu qu'il existe des méthodes directes et des méthodes de détection de seuils. Chaque méthode correspond à des besoins différents. Ainsi, pour les méthodes directes, on cherche avant tout à utiliser la valeur mesurée pour asservir le système et contrôler ses performances, alors que pour les méthodes à détection de seuil on cherche à connaître l'état de fonctionnement du système. Cette dernière approche est intéressante pour effectuer des mesures asynchrones afin de contrôler le système global et faire remonter des informations sur son état énergétique.

3. Gestion optimisée de l'énergie

Pour assurer un fonctionnement optimisé du microsystème autonome, de nouvelles approches sont mises en œuvre, comme la maximisation de la puissance en entrée et la recherche d'un fonctionnement équilibré entre énergie entrante et énergie consommée pour permettre un fonctionnement continu. Ces nouvelles méthodes demandent au système de gestion d'énergie d'équilibrer la charge du réseau de capteurs en adaptant la consommation spatio-temporelle à l'énergie disponible dans l'environnement (on peut activer l'un ou l'autre nœud dispersé dans l'espace en fonction de l'énergie qu'ils récupèrent).

La gestion d'énergie dans un microsystème autonome est une question globale qui démarre par la recherche de nouvelles stratégies d'extraction d'énergie, par la réduction de la consommation des blocs (devenant primordiale lorsque les puissances sont faibles, $<100 \mu\text{W}$), par l'optimisation du stockage énergétique et une gestion intelligente de l'activité des charges du système. La diversité des sources énergétiques (solaire, thermique, vibratoire..) ainsi que les différents types d'éléments de stockage doivent être considérés et utilisés pour optimiser le rendement global du système. Pour cela, un nœud de capteur nécessite une unité de calcul

numérique adaptée. Des projets sont en cours pour développer une logique asynchrone dédiée aux capteurs autonomes, pilotée par les niveaux d'énergie du système [CHR 2010]. Elle est alors dite « energy driven » (cf. Chapitre I).

Nous avons défini la stratégie de gestion de l'énergie suivante au sein du nœud de capteurs :

- optimisation de l'extraction d'énergie,
- connaissance ou estimation de l'énergie récupérée,
- optimisation du transfert de l'énergie entre source(s) et charge(s),
- adaptation des profils de consommation à l'énergie présente dans le système,
- communication de l'état énergétique au réseau pour l'optimiser en identifiant les nœuds critiques.

Nous rappelons que nous avons développé au cours de ce travail de thèse la partie de récupération et de gestion de la source photovoltaïque de la plateforme multi-sources/multi-charges. Pour notre système de gestion d'énergie, nous nous sommes focalisés sur l'optimisation de l'extraction d'énergie, sur l'estimation de l'énergie récupérée et sur l'optimisation du transfert de l'énergie entre source(s) et charge(s).

3.1 Extraction du maximum d'énergie

Les microsystemes autonomes ont une taille restreinte. Ils ne possèdent donc qu'une quantité limitée d'énergie embarquée et l'énergie qu'ils peuvent récupérer est limitée. S'il est important de chercher à optimiser la récupération d'énergie il est tout aussi important de veiller au coût énergétique de cette optimisation. Cette attention doit être d'autant plus marquée que la majorité des systèmes d'optimisation de récupération d'énergie, notamment dans le domaine du photovoltaïque, ont été développés pour des applications de type moyenne ou forte puissance, où la puissance du module photovoltaïque est comprise en 50 W et 150 W, bien loin des puissances typiques des microsystemes.

Les premiers systèmes de récupération d'énergie ont donc fait la part belle à des systèmes nécessitant des calculs coûteux implantés en temps réel sur des DSP³⁰. Ces seuls calculs ont une demande énergétique qui dépasse l'énergie totale récupérable par notre microsysteme. Nous allons présenter les méthodes principalement utilisées pour maximiser la puissance récupérée et identifier celles qui sont transposables à notre domaine de puissance.

Deux grands groupes de méthodes sont utilisés, les méthodes dites directes, et les méthodes dites approchées.

a) Méthodes directes

Les méthodes directes sont des méthodes efficaces qui utilisent directement la mesure de la puissance instantanée pour déterminer les paramètres optimaux de fonctionnement du système. Outre la consommation pour les calculs de l'algorithme de recherche du point de fonctionnement maximum, il ne faut pas négliger que l'algorithme fonctionne à partir des valeurs de puissance instantanée. La puissance instantanée est déterminée à l'aide d'un capteur de courant et de tension. Or nous avons vu dans la partie traitant de la mesure de puissance (cf. 2.4 Mesure de puissance) que la mesure du courant n'est pas envisageable dans notre microsysteme. En effet, les faibles valeurs de courant mises en jeu demandent un

³⁰ DSP : Digital Signal Processor

capteur performant qui ne peut être mis en place à cause de sa consommation.

Malgré une efficacité proche de 100% pour de ce type de méthodes, que ce soit pour la méthode de l'annulation de la dérivée [HAR 1968], de la conductance incrémentale [HUS 1995], de la capacité parasite [BRA 1999], de l'oscillation forcée [TSE 2001] ou de la méthode la plus répandue, « perturb and observe » [HUA 1998], nous ne pouvons pas les implémenter dans les microsystèmes autonomes.

Ces méthodes sont donc réservées aux systèmes de plus forte puissance de même que les commandes utilisant des suites de Fibonacci [MIY 2004], de la logique floue [BIN 2001] ou des réseaux de neurones [VEE 2003].

b) Méthodes approchées basées sur des modèles mathématiques ou des tables

Les méthodes de recherche approchées, dites indirectes, utilisent, soit des modèles mathématiques pour déterminer plus simplement le point de puissance maximal, soit des lois expérimentales permettant de s'approcher du point de puissance maximal.

Les méthodes utilisant des modélisations mathématiques [TAK 1997] demandent une puissance de calcul non négligeable au système. De plus, elles nécessitent encore l'utilisation de capteurs performants de courant et de tension. Enfin, ces méthodes sont basées sur la connaissance du récupérateur d'énergie et ne prennent pas en compte les variations qui peuvent exister entre les récupérateurs ni leur vieillissement. Elles ne sont donc pas adaptées aux microsystèmes.

Des méthodes basées sur des tables de vérité [IBR 1999] existent également. Elles associent directement les paramètres optimaux à partir de la mesure des variations du point de fonctionnement, mais ces points sont figés et limités. Cette méthode demande une mémoire importante, ce qui représente un surcoût non négligeable. Enfin, comme précédemment, cette méthode ne s'adapte pas au récupérateur d'énergie car, outre la demande de mémoire, elle nécessite tout de même une unité de calcul qui va devoir déterminer les nouveaux paramètres en fonction des mesures effectuées. Nous ne pouvons donc pas les mettre en œuvre dans notre système car elles ne prennent pas en compte son vieillissement.

c) Les méthodes approchées basées sur une mesure de tension ou de courant

Une méthode très employée pour s'approcher du point de puissance maximal est basée sur la seule mesure du courant ou de la tension. Ottman [OTT 2002] a présenté une architecture de récupération d'énergie qui optimise l'énergie provenant d'un générateur piézoélectrique (figure II-20). Son architecture est composée d'un redresseur AC/DC suivi d'un convertisseur DC/DC.

Le convertisseur DC/DC est contrôlé via la modulation du rapport cyclique de hachage. Ce rapport cyclique est modulé à partir des mesures des variations du courant de sortie qui charge une batterie. Il existe un rapport cyclique optimal pour lequel l'énergie transférée est maximum pour un stimulus vibratoire donné [OTT 2002]. L'énergie récupérée par la source piézoélectrique est maximisée grâce à l'adaptation de la charge, assurée par la modulation du rapport cyclique de hachage du DC/DC.

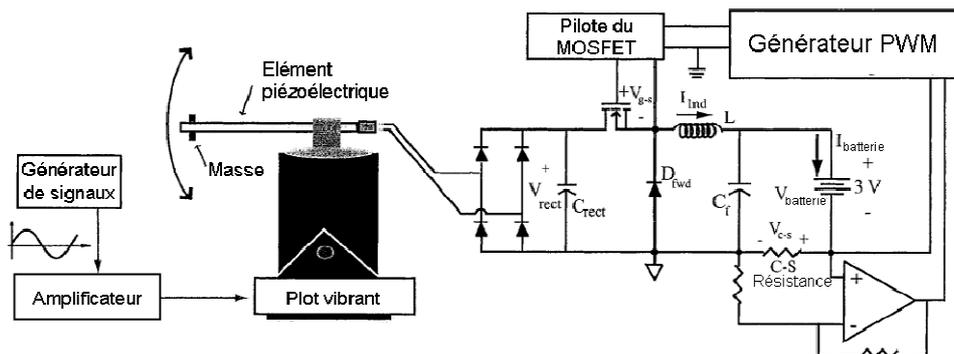


Figure II-20 : Architecture d'un récupérateur piézoélectrique avec un système de gestion d'énergie incluant un MPPT [OTT 2002].

Ottman a ainsi démontré que la puissance transférée passe de 16.4 mW à 70.4 mW grâce à l'utilisation d'un convertisseur DC/DC contrôlé. Dans la suite de ses travaux [OTT 2003], il a démontré que dans le cas où le convertisseur DC/DC fonctionne en mode discontinu (DCM), le rapport cyclique optimum se rapproche d'une valeur unique de 3.16% sur une large plage de fonctionnement du récupérateur piézoélectrique. Une étude du système de récupération d'énergie piézoélectrique peut ainsi permettre de trouver le rapport optimum du convertisseur DC/DC, et de le fixer lors de la réalisation du système pour toute sa durée de fonctionnement.

Doms [DOM 2009] a présenté une architecture de maximisation de l'énergie produite par une source thermoélectrique. L'architecture est basée sur un convertisseur DC/DC à pompe de charge (figure II-21). Le convertisseur à pompe de charge présenté a la caractéristique de pouvoir être commandé de manière à faire varier le nombre d'étages qui le constitue. Un circuit de gestion d'énergie permet de contrôler le nombre d'étages en fonction de l'évolution du courant en sortie.

La tension de sortie est considérée comme une valeur constante entre les instants d'échantillonnage. Cette approximation est correcte dans la mesure où le système est conçu pour une charge en sortie particulière, qui peut être soit une supercapacité, soit une batterie rechargeable. Cette architecture ne permet pas de réguler la tension de sortie du système, celle-ci est donc imposée par la charge. Ce système de gestion d'énergie nécessite un contrôleur très faible puissance ne consommant que 1.4 μ W, permettant ainsi à l'ensemble d'atteindre un rendement de 58%.

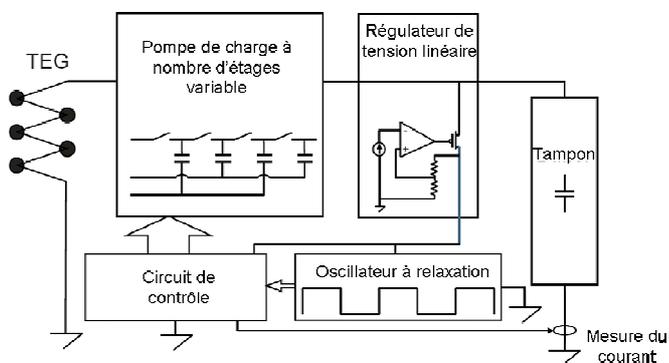


Figure II-21 : Architecture d'un thermogénérateur avec un système de gestion d'énergie incluant un MPPT [DOM 2009].

d) Les méthodes non linéaires

Des méthodes non linéaires ont été développées pour permettre de maximiser l'énergie produite par les générateurs électromagnétiques ainsi que les générateurs piézoélectriques. Ces méthodes sont dérivées de la technique d'amortissement structurel semi-passive SSDI (Synchronized Switch Damping on Inductor) développée au laboratoire LGEF [RIC 1999] et [GUY 2000]. Cette technique est basée sur l'ajout d'un matériau piézoélectrique sur un système mécanique vibrant. Le matériau piézoélectrique permet de créer un amortissement mécanique sur la structure en produisant parallèlement une énergie électrique additionnelle. Cette énergie est récupérée à l'aide d'une inductance duale de l'impédance de l'élément piézoélectrique. La méthode insère un nouveau module qui modifie l'interface entre le générateur et le convertisseur AC/DC (figure II-22).

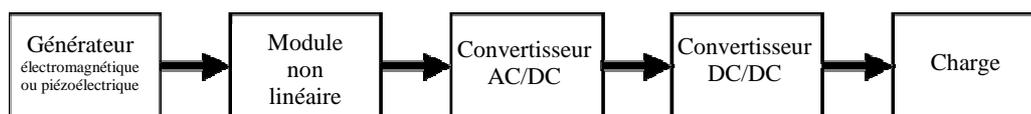


Figure II-22 : Méthode non linéaire pour maximiser l'énergie vibratoire.

La méthode SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) utilise le même principe mais dans le but d'augmenter la quantité d'énergie récoltée par un générateur piézoélectrique [AUD 2003] et [LEF 2006]. La méthode SSHI a déjà été validée pour des générateurs centimétriques [BAD 2003] et millimétriques [GAR 2009].

L'inductance étant difficilement intégrable, des travaux ont permis de modifier cette technique pour utiliser une capacité au lieu de l'inductance. Elle se nomme SSHC (Synchronized Switch Harvesting on Capacitor) [AMM 2006] et a pour principe de faire commuter une capacitance en parallèle avec le microgénérateur. La commutation se fait aux moments du déplacement maximal du générateur, repéré par la tension maximale en sortie du générateur. Il faut veiller à ce que le temps de commutation soit assez long pour permettre le transfert de toutes les charges de la capacité du générateur piézoélectrique vers la capacité introduite. L'application du SSHC sur le générateur piézoélectrique permet de fournir une amplification de la tension qui théoriquement peut atteindre deux fois la tension initiale. Pour mettre en œuvre cette technique, il faut un circuit de contrôle qui détecte les tensions crêtes du générateur et qui génère une impulsion à largeur contrôlée.

e) Les méthodes empiriques

Dans le cas des récupérateurs photovoltaïques, il est plus courant de trouver des systèmes basés sur l'utilisation de la mesure du courant de court-circuit ou de la tension circuit ouvert. Des mesures expérimentales ont montré qu'il existe un coefficient de proportionnalité entre le courant de court-circuit [NOG 2000] et le courant de puissance maximale pour les cellules monocristallines. Il en est de même pour la tension de circuit ouvert [SCH 1982]. Pour améliorer la correspondance entre le point de fonctionnement et le point de fonctionnement maximum, des approches qui combinent les deux lois expérimentales ont également été mises en œuvre [LEE 2003].

Ces méthodes ont le défaut majeur de nécessiter l'arrêt de la récupération pour pouvoir calculer les nouveaux paramètres du système. Pour pallier ce problème, des méthodes utilisant des cellules pilotes ont été développées. Par exemple, Dondi a proposé en 2008 un convertisseur à découpage de type buck avec une méthode basée sur l'utilisation d'une cellule pilote (figure II-23) [DON 2008].

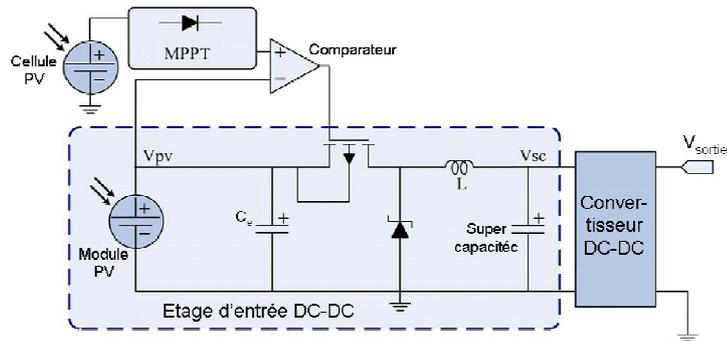


Figure II-23 : Schéma de la méthode avec cellule pilote, architecture de type buck [DON 2008].

Les méthodes utilisant une cellule pilote ont le défaut d'utiliser une partie non négligeable de la surface active dans le cas d'un microsystème. La réduction de la taille de la cellule pilote tend à éloigner ses caractéristiques de celles utilisées pour extraire l'énergie, d'où une détérioration de la puissance extraite du module. Ceci n'est pas compatible avec notre approche qui a pour but de suivre la réduction croissante de la taille des microsystèmes.

Une méthode d'approximation consiste à paramétrer le système pour un point de fonctionnement moyen dans la plage de variation que va subir le système. Cette approche très simple, puisque qu'aucune optimisation n'est faite par la suite par le système, est très utilisée lorsque la plage de variation d'irradiance est faible. Dans notre cas, nous voulons prendre en compte des conditions d'utilisation tant intérieures qu'extérieures impliquant des variations de deux décades sur la puissance extraite de la source. Sous ces fortes variations, un système optimisé a priori peut dans les cas extrêmes avoir une puissance de sortie réduite de 60% par rapport à la puissance maximale que l'on peut extraire.

Une dernière méthode empirique consiste à utiliser la variation de la tension de la cellule en fonction des variations de rapport cyclique. Cette méthode est basée sur l'observation empirique que la dérivée de la tension du module photovoltaïque en fonction du rapport cyclique présente un maximum autour du point de puissance maximale [PAN 2007]. **On peut alors utiliser la tension de fonctionnement pour rechercher le point de puissance maximale (figure II-24).**

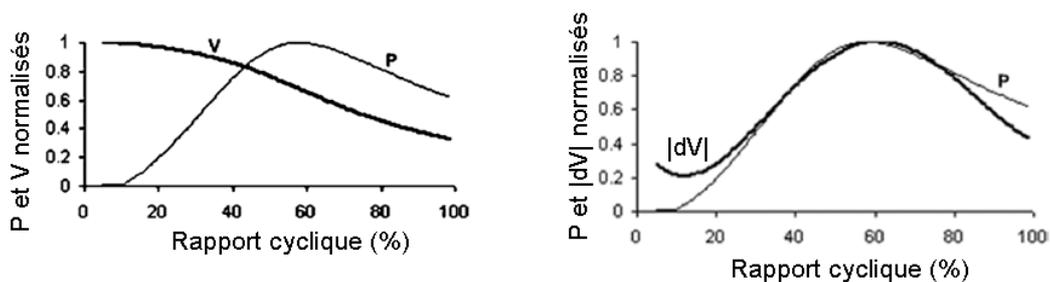


Figure II-24 : Tension, dérivée de la tension et puissance en fonction du rapport cyclique [PAN 2007].

Cette méthode a l'avantage de n'utiliser qu'un capteur de tension, elle peut donc être mise en place dans un microsystème autonome. La récupération est continue grâce à l'utilisation de la tension de la cellule en fonctionnement. La méthode ne nécessite pas de calcul complexe ni de cellule pilote ce qui répond bien aux contraintes d'un microsystème.

De plus, cette méthode permet d'adapter le système de récupération d'énergie

non seulement aux changements d'irradiance mais aussi aux effets de la modification de la température. Enfin, étant donné que le système utilise constamment les valeurs précédentes, celui-ci ne sera pas influencé par l'état initial du module photovoltaïque et s'adaptera au vieillissement des cellules photovoltaïques.

3.2 Stockage efficace de l'énergie

L'énergie récupérée peut être stockée soit dans des batteries, soit dans des supercondensateurs. Les batteries sont utilisées pour un stockage à long terme, grâce à leurs très faibles fuites, tandis que les supercondensateurs sont utilisés pour des stockages à plus court terme, limités dans le temps à cause de leurs fuites. Par contre, les supercondensateurs n'ont besoin, ni d'un système de gestion de charge/décharge, ni d'un système de mesure de l'énergie stockée. En effet, la seule valeur de la tension suffit à déterminer la quantité d'énergie stockée.

a) Caractéristiques des accumulateurs

Dans le cadre de l'élaboration de la plateforme MANAGY, nous avons besoin d'une batterie ayant une capacité utile proche de 2 mA.h et une tension maximale ne dépassant pas 3.8 V (Chapitre I, 2.2 Le projet MANAGY). On souhaite une chute de tension maximale de 1 V, ce qui implique une résistance interne inférieure à 50 Ohm. De plus, nous voulons un faible volume (type microbatterie, < 1 cm³), un nombre de cycles important (> 1000), une faible auto-décharge, un fonctionnement dans les températures 0-60°C et que la batterie accepte les courants provenant des sources d'énergie. Finalement, pour augmenter le nombre de cycles de la batterie, nous souhaitons utiliser seulement 10% de sa capacité, ce qui implique la recherche d'une batterie de 20 mA.h.

Nous avons comparé les technologies suivantes (tableau II-2) :

- les microbatteries et batteries à couche mince (Cymbet, Excellatron, Front Edge Technology, Infinite Power Solutions (IPS)),
- les batteries bouton NiMH (Varta, GP),
- les batteries bouton Ion (Panasonic, Sanyo, Varta, Maxell, Telong),
- les batteries Lithium-Ion (Eagle Picher, Panasonic, Sanyo, Varta),
- les batteries Lithium-Polymère (Sanyo, Varta, Easymodel).

Type	Capacité (mA.h)	Tension 10%(V)	Courant de charge (mA)	Courant de décharge (mA)	Volume (cm ³)	Résistance interne (Ω)	Observations
IPS MEC (120,101,102)	0.4 à 2.5	4.1 à 3.8	/	10 max à 75 max	0.055 à 0.22	15 à 30	Tout type de charge
Excellatron	1 à 10	4.3 à 4.25	1C à 5C	Plus de 60C	0.703 à /	6.3 à 316	Charge à CV à 4.2 V
Varta 2/V 40H	40	2.8 à 2.4	4 à 20	80	1.584	6	Charge à CC max C/2, pulsée possible
Varta 2/V 80H	80	2.8 à 2.4	7 à 35	140 max	3.48	2.6	Charge à CC max C/2, pulsée possible
Panasonic VL series	1.5 à 100	3.4 à 2.8	0.2 à 4, max 300	0.01 à 0.2	0.076 à 2.262	/	Charge à CV à 3.4 V ou à CC, pulsée impossible
Panasonic ML series	2.6 à 120	3.1 à 2.6	0.3 à 3 max 300	0.01 à 0.3	0.043 à 1.41	/	Charge à CV à 3.1 V ou à CC, pulsée impossible
Varta ML 1220	17	3.25 à 2.6	0.2 std	2 en cont. Et 8 en pulse	0.221	40 à 80	Charge à CC à 0.2 ma avec arrêt à 3.4 V ou CV à 3.4 V, auto décharge > 3% p.a.
Maxell ML series	18 à 65	3.1 à 2.3	1 à 2	1 à 4	0.245 à 1	/	Charge à CV de 3.1 V à 3.3 V

Tableau II-2 : Les principales batteries pour les systèmes autonomes [MOR 2010].

Nous avons écarté les batteries à couche mince actuelles à cause de leur tension élevée, de même pour les batteries Lithium-Ion et Lithium-Polymère. Les batteries NiMH ne correspondent pas à nos besoins à cause de leur taille importante. Nous avons sélectionné les batteries bouton Ion pour leur faible encombrement ainsi que leur adéquation en terme de tension. Il faut noter, par contre, leur limitation en courant, qu'il faudra compenser à l'aide des capacités tampon qui font d'ores et déjà partie de la plateforme MANAGY (figure I-12).

Dans le futur, de nouvelles générations de batterie à couche mince ayant le même domaine de tension que les batteries bouton Ion vont être développées. Des études sont en cours au sein du LITEN sur ce sujet.

b) Mode de charge et de décharge des batteries

Les batteries bouton Ion choisies se chargent à tension constante de 3.2 V à l'exception de la VartaML1220 qui se charge à courant continu. Dans la majorité des cas ces batteries sont chargées par l'intermédiaire d'une résistance entre la source de tension et l'accumulateur par l'intermédiaire d'une diode.

Il est nécessaire de mesurer la quantité d'énergie stockée pour pouvoir arrêter la charge. On peut considérer que les batteries Maxell sont en fin de charge lorsque la tension de 3.3 V est atteinte, et de celle de 3.4 V pour les batteries Varta. Il est à noter que ces tensions de fin de charge évoluent en fonction de la température.

Dans notre cas, l'énergie provient de sources de récupération qui ne garantissent pas une continuité du courant de charge. Nous choisissons de charger la batterie avec des impulsions pendant lesquelles le courant est constant, déclenchées à chaque fois que la capacité tampon entre la (les) source(s) de récupération et le chargeur est suffisamment chargée.

La décharge des batteries peut également être contrôlée via leur niveau de tension. Comme nous voulons utiliser la batterie uniquement sur 10% de sa capacité, il nous faudra arrêter la décharge à partir de la tension de 2.75 V.

Pour développer le système le plus efficace pour charger et décharger la batterie, nous avons besoin de la modéliser. Nous avons choisi d'utiliser un modèle qui permet de prendre en compte les caractéristiques temporelles des batteries (figure II-25).

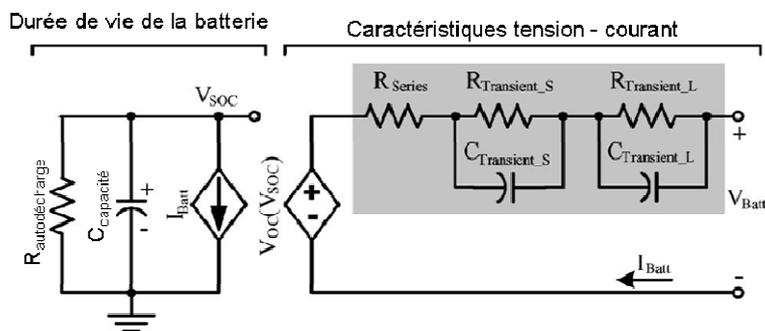


Figure II-25 : Décomposition du modèle de batterie [CHE 2006].

Le modèle est décomposé en deux parties. La première modélise l'énergie stockée et fournit une tension circuit ouvert correspondante (V_{oc}). La deuxième partie prend en compte la tension V_{oc} , les appels de courant et les constantes électrochimiques de la batterie pour fournir la tension et le courant que la batterie admet dans ces conditions (figure II-25). Nous avons effectué des mesures sur la batterie Varta ML1220 pour obtenir le modèle électrique (figure II-26). Les mesures en laboratoire nous ont permis d'extraire les deux paramètres importants qui sont : les deux couples RC et la table des valeurs V_{oc} en fonction de l'état de charge de la batterie.

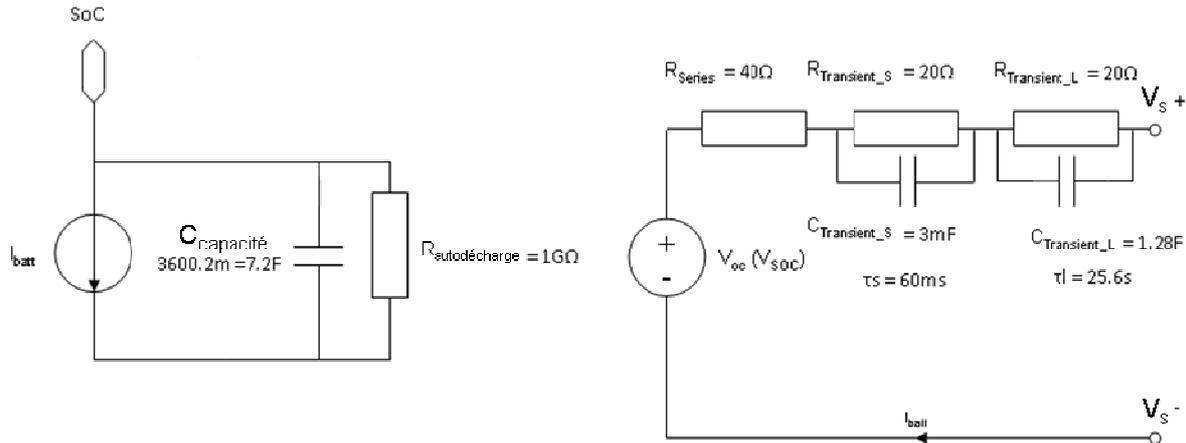


Figure II-26 : Le modèle électrique de la batterie Varta ML1220 [MOR 2010].

Pour valider le modèle, nous avons effectué des cycles de charge et de décharge, à un courant de 200 μ A, d'une durée de soixante minutes et espacés de pauses d'une minute (figure II-27).

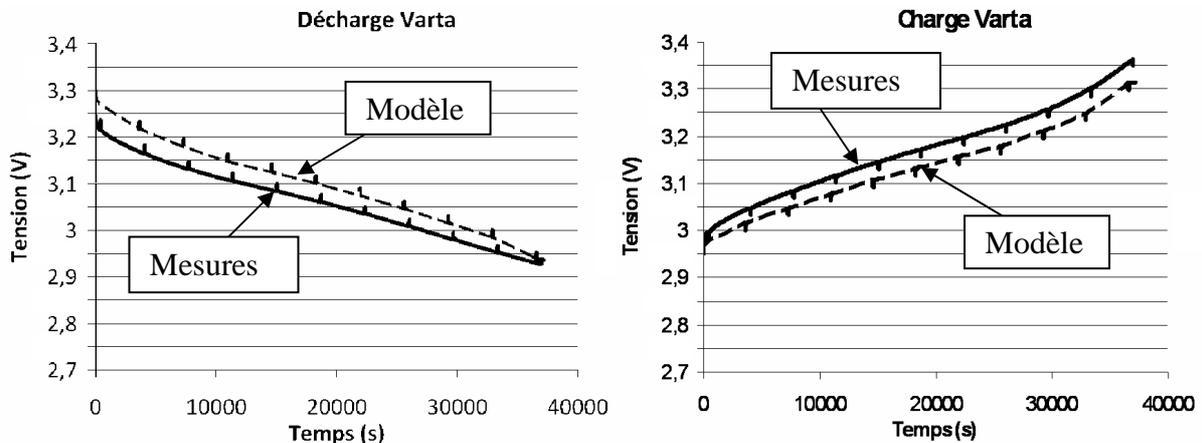


Figure II-27 : Résultats du modèle de la Varta ML 1220 en charge et en décharge [MOR 2010].

La modélisation de la batterie Varta ML 1220 a une erreur de 12.5% sur la tension en cours de charge ou de décharge. La valeur au repos de la batterie n'est pas atteinte à cause des constantes de temps chimiques au sein de la batterie qui peuvent nécessiter quelques heures avant que la batterie n'atteigne son état d'équilibre. Nous utiliserons ce modèle dans nos simulations de la plateforme de récupération d'énergie. Ce modèle nous permet de modéliser l'état de charge, la réponse transitoire, la capacité, la tension en fonction des conditions d'utilisation, la résistance interne et la perte de capacité lors de forts courants de décharge.

c) Mesure de l'énergie stockée

L'énergie stockée est mesurée à l'aide d'un système donnant l'état de charge de la batterie. Nous souhaitons effectuer le maximum de cycles de charge/décharge, ce qui nous contraint à mettre en œuvre un système de charge performant. L'estimation de l'énergie doit se faire avec un faible rapport cyclique ($< 1\%$) de manière à ce que l'énergie prélevée lors de la mesure n'impacte pas le fonctionnement du système. Ce rapport cyclique de mesure sera augmenté lors de la fin de la charge pour éviter toute surcharge.

Un système faible puissance de suivi de l'état de charge a été développé au LETI pour une microbatterie (figure II-28). La microbatterie est considérée comme déchargée si la tension est inférieure à $1.6\text{ V} \pm 0.1\text{ V}$, et chargée si la tension est égale à 2.8 V . Un échantillonnage d'une seconde de la tension de la batterie est effectué une fois par heure. Ce système est basé sur des références de courant sans résistance présenté par Oguey en 1997 [OGU 1997] et un circuit de trigger de Schmitt développé par Al-Srarawi en 2002 [ALS 2002].

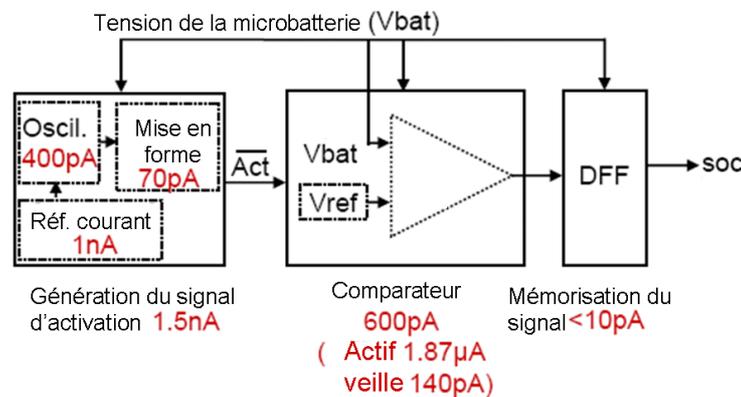


Figure II-28 : Mesure de l'état de charge [LHE 2008].

Ce circuit affiche une consommation moyenne de 5 nW . D'autres systèmes de suivi de l'état de charge ont été développés en utilisant les connaissances des variations de l'état de charge en fonction de la tension fournie par la batterie. Une implémentation en logique floue a été présentée par Santhanagopalan en 2006 [SAN 2006] à base de filtres de Kalman. Elle a été développée à l'aide d'un modèle électrochimique de la batterie Lithium-Ion et permet d'obtenir rapidement l'état de charge mais pour un coût énergétique plus élevé.

Dans la mesure où nous souhaitons que la plateforme de récupération d'énergie fonctionne même si les sources ne récupèrent pas d'énergie, nous sommes obligés d'utiliser une batterie. En effet, l'architecture avec une supercapacité ne peut être utilisée que pour un système fonctionnant lorsqu'au moins une de ses sources récupère de l'énergie. La batterie nous impose de concevoir un système pour contrôler sa charge et sa décharge. De plus, pour que le système puisse connaître la quantité d'énergie stockée, nous avons besoin d'un système de mesure de l'énergie stockée. Nous pourrions nous aider du modèle de la batterie pour simuler son comportement dans l'architecture et tenir compte de ses effets.

4. Fonctionnement et transfert optimisés pour une intégration efficace dans la plateforme multi-sources / multi-charges

4.1 Etat de fonctionnement du système

On peut adapter le fonctionnement du système en modifiant la fréquence des tâches ou en le configurant dans un mode approprié. En effet, la majeure partie des circuits existants proposent plusieurs modes de fonctionnement afin de réduire la consommation lorsque ceux-ci ne sont pas ou peu utilisés. Deux éléments importants doivent être pris en compte pour effectuer ces changements d'état du système : la quantité d'énergie dans le système et l'état de la mémoire.

Comme l'énergie est limitée dans le système, on ne peut pas se permettre d'effectuer des mesures que l'on ne peut pas enregistrer ou transmettre. Pour cela, il faut développer un algorithme adapté à chaque microsource, par exemple en utilisant un cycle diurne pour la récupération photovoltaïque.

Pour augmenter l'efficacité de l'algorithme, on peut faire une interpolation entre les dernières valeurs d'énergie mesurées et des données issues de saisons et des influences météorologiques. Cette combinaison entre des données préétablies et des estimations ponctuelles de l'énergie récupérée peuvent améliorer les performances des systèmes de récupération d'énergie [KAN 2006, RAG 2006].

Dans notre architecture, toutes les informations sont centralisées par l'unité de contrôle. A partir de ces informations, l'unité peut adapter les tâches exécutées, grâce à la connaissance de leurs profils de consommation en fonction de l'énergie disponible. Le passage d'une tâche à l'autre sera alors défini par des seuils énergétiques.

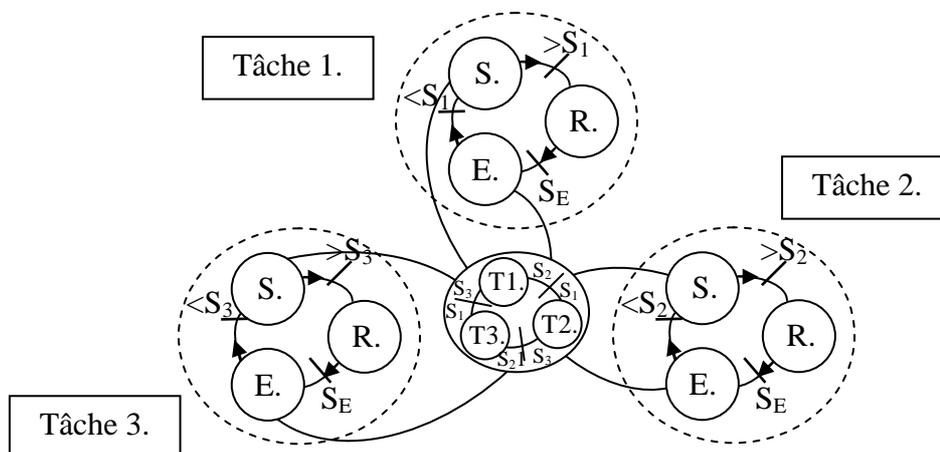


Figure II-29 : Machine d'état pour la gestion d'énergie.

Un système de gestion d'énergie peut être représenté par une machine d'état (figure II-29), où chaque tâche est composée d'états (Sommeil (S.), Réveil (R.), Exécution (E.)) caractérisés par une consommation et une performance. **Le passage d'une tâche à l'autre n'est autorisé que si le seuil énergétique est atteint (S_1 , S_2 ou S_3).** Ceci s'effectue grâce à la connaissance de l'énergie présente dans les sources et les unités de stockage, ou pour des systèmes plus intelligents, en intégrant l'estimation de l'énergie future. Nous

obtenons ainsi un système optimisé dit « energy driven ». Sur le schéma de la figure II-29, nous avons encore subdivisé chaque tâche en états, de manière à ce que l'exécution ne soit autorisée que si le seuil énergétique d'exécution (S_E) est atteint.

4.2 Modification du chemin de puissance

a) Principe des chemins de puissance multiples

Un système autonome possède des fonctions bien différenciées : des sources de récupération d'énergie, une unité de calculs, un bloc de communication radiofréquence, une mémoire et des blocs d'interface capteur. La tension d'alimentation doit correspondre aux différents blocs. Or, chacun des blocs possède une tension d'alimentation propre, nécessitant ainsi des chemins de puissance différenciés (figure II-30).

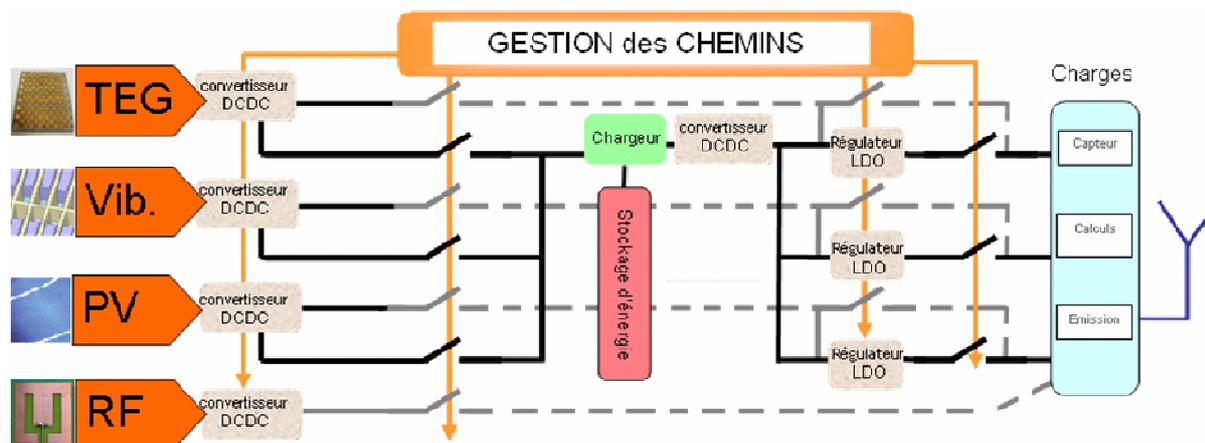


Figure II-30 : Les chemins de puissances disponibles dans un microsystème autonome.

Si une charge est proche des valeurs de tension et de courant d'une source de récupération d'énergie, on pourra les connecter directement ensemble. Ceci permettra d'augmenter la durée de vie du système, car si l'énergie suivait son chemin de puissance classique, les différents convertisseurs placés sur son chemin et les pertes associées n'auraient pas permis d'alimenter la charge en bout de chaîne du système. On va ainsi augmenter l'efficacité globale du système.

On peut choisir soit d'alimenter directement une charge du système à partir de l'énergie générée par un récupérateur d'énergie (figure II-30, chemins en pointillés), soit d'alimenter la charge à partir de l'énergie qui transite par le chemin incluant l'unité de stockage (figure II-30, chemins en traits pleins).

La sélection du chemin optimal a déjà été étudiée par [AME 2007]. Il sélectionne parmi une arborescence de convertisseurs celui qui est le mieux adapté au besoin de la charge. Dans cette approche, l'alimentation est fixée et seule la charge varie. Il a montré que la sélection du meilleur chemin permet d'augmenter l'efficacité du système de distribution d'énergie. **Pour notre système, où la source varie aussi, nous aurons besoin d'une unité de contrôle numérique qui puisse sélectionner de manière dynamique le chemin le plus approprié parmi les différents régulateurs et convertisseurs présents.**

b) Modélisation d'une architecture à deux chemins d' puissance

Nous allons étudier une architecture composée de deux chemins de puissance pour déterminer le gain apporté par l'utilisation de chemins multiples. Nous allons nous focaliser sur la partie qui diffère entre les chemins présentés sur la figure II-30, c'est-à-dire du premier convertisseur à la sortie des sources au deuxième convertisseur en sortie de l'unité de stockage.

Nous nous plaçons dans le cadre des hypothèses de notre plateforme de récupération d'énergie. Pour rappel, notre système est constitué de plusieurs microsources d'énergie de nature différente dont la tension évolue entre 0.2 V et 1.2 V, d'une unité de stockage, et de charges analogiques et numériques qui peuvent être alimentés sous 1.2 V ou 1.5 V. L'unité de stockage peut être une batterie (2.6-3.4 V) ou une supercapacité (2.4 V nominal) suivant l'application considérée. Comme nous l'avons déjà dit la supercapacité n'est intéressante que pour des applications où le système est activé seulement lorsque de l'énergie est récupérée. La batterie permet quant à elle, de stocker l'énergie à plus long terme, répondant ainsi aux applications où l'activité est indépendante de la présence d'énergie.

Afin de mieux comprendre l'influence du chemin de distribution d'énergie sur le système, nous effectuons une analogie avec un système hydraulique (figure II-31). L'analogie entre les grandeurs électriques et hydrauliques est donnée dans le tableau II-3.

Grandeurs électriques	Unités	Grandeurs hydrauliques	Unités
Courant	A	Débit	$m^3 \cdot h^{-1}$
Tension	V	Hauteur du réservoir	m

Tableau II-3 : Analogie entre grandeurs électriques et hydrauliques.

On considère la source d'énergie comme une pluie continue, celle-ci étant récupérée dans un collecteur (la source d'énergie) qui fournit un certain débit. Nous avons alors deux cas de figure : une architecture à chemin de puissance unique et la nouvelle architecture proposée avec des chemins de puissance multiples. Dans le premier cas (figure II-31a), l'eau collectée est dirigée vers un réservoir (unité de stockage). Dans le deuxième cas (figure II-31b), l'eau est pompée pour fournir le débit nécessaire au fonctionnement de la charge du système.

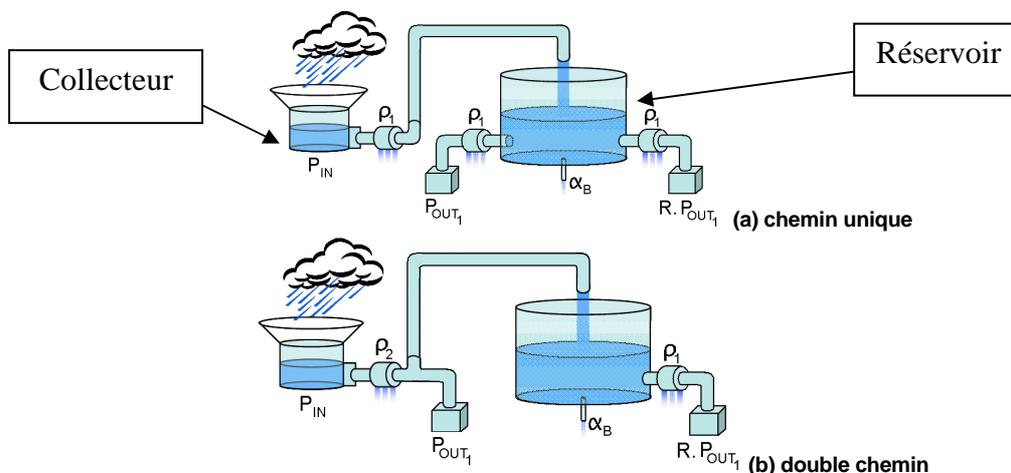


Figure II-31 : Analogie hydraulique du système.

L'eau restante, *non utilisée par la charge à cet instant*, est transférée vers l'unité de stockage. Ces transferts s'effectuent par l'intermédiaire de convertisseurs. On pose ρ_1 le rendement du convertisseur entre le collecteur (source) et le réservoir (unité de stockage) dans le cas d'un chemin de puissance unique et ρ_2 le rendement du convertisseur entre le collecteur et le réservoir qui permet de créer les deux chemins de puissance. Les pertes associées sont représentées par des fuites. Ces pertes prennent en compte la consommation et les rendements des convertisseurs nécessaires entre la source et la charge, ou entre la charge et l'unité de stockage, ou encore entre l'unité de stockage et la charge.

Le rendement de l'unité de stockage est défini par les pertes du chargeur pour les batteries Lithium-Ion [BAT 2000] et par une fuite linéaire dans le cas d'une supercapacité. Cette dernière approximation est effectuée à partir de mesures expérimentales sur des supercapacités du commerce [CON 1999, BEL 2001]. Les rendements sont notés respectivement $\rho_B=(1-\alpha_B)$ et $\rho_{cap}=(1-\alpha_{cap})$ dans le cas d'une batterie et d'une supercapacité. Les charges, consommant l'eau en bout de chaîne, sont représentées par des pompes car ce sont elles qui imposent la quantité et le débit de l'eau prélevée.

On calcule les rendements des systèmes, dans le cas d'un chemin de puissance unique et de chemins de puissance multiples et pour les deux types d'unité de stockage (batterie et supercapacité). On considère la même puissance en entrée P_{IN} et la même puissance consommée P_{OUT} . On considère le rapport R entre la puissance P_{OUT1} consommée par la première sortie et la puissance $P_{OUTB}=R.P_{OUT1}$ consommée par la seconde sortie connectée à l'unité de stockage.

Prenons le cas d'une architecture à chemin de puissance unique avec une batterie. Si on se place dans le cas particulier où toute l'eau rentrant dans le réservoir est utilisée (le niveau reste fixe), on obtient les équations (II-2) et (II-3).

$$P_{IN} \cdot \rho_1 = \frac{P_{OUT1}}{\rho_1} + \frac{P_{OUTB}}{\rho_1} + \alpha_B \cdot P_{IN} \cdot \rho_1 \quad (II-2)$$

$$\text{D'où : } \eta_{unique_bat} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUT1} + P_{OUTB}}{P_{IN}} = \rho_1^2 \cdot \rho_B \quad (II-3)$$

- Pour l'architecture à deux chemins distincts, on obtient l'équation (II-4).

$$\eta_{double_bat} = \frac{\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \rho_B (1 + R)}{R + \rho_1 \cdot \rho_B} \quad (II-4)$$

- Dans le cas d'un système avec une supercapacité, nous obtenons les équations (II-5) et (II-6).

$$\eta_{unique_cap} = \rho_1^2 (1 - \alpha_{cap}) \quad (II-5)$$

$$\eta_{double_cap} = \frac{\rho_2 (1 - \alpha_{cap})}{1 - \alpha_{cap} + \frac{R}{\rho_1}} \quad (II-6)$$

La symétrie de l'ancienne architecture rend le rendement global de celle-ci (cf. équations II-3 – II-5) indépendant de la valeur de R . Par contre, pour le système à deux

chemins de puissance, le rendement global (cf. équations II-4 – II-6) est fonction du rapport de puissance entre les différents chemins. Le rendement s'améliore en augmentant la part de puissance passant par le chemin de puissance nouvellement créé (chemin dit direct entre source et charge).

On peut généraliser ces équations dans le cas d'une architecture à n sorties. En effet, si l'architecture est composée de n chemins de puissance provenant du collecteur d'énergie, et d'un chemin de puissance unique connecté en sortie du réservoir, le débit P_{OUT1} est décomposé entre les n sorties et nous obtenons les équations (II-7 – II-10).

$\eta_{unique_bat} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUTdirect} + P_{OUT2}}{P_{IN}} = \rho_1^2 \cdot \rho_B \quad (\text{II-7})$	$\eta_{unique_cap} = \rho_1^2 (1 - \alpha_{cap}) \quad (\text{II-9})$
$\eta_{multiples_bat} = \frac{\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \rho_B (1 + R)}{R + \rho_1 \cdot \rho_B} \quad (\text{II-8})$	$\eta_{multiples_cap} = \frac{\rho_2 (1 - \alpha_{cap})}{1 - \alpha_{cap} + \frac{R}{\rho_1}} \quad (\text{II-10})$

avec $P_{OUTdirect}(t) = P_{OUT1}(t) + P_{OUT2}(t) + \dots + P_{OUTn}(t)$ et $P_{OUTB}(t) = R \cdot P_{OUTdirect}(t)$.

Pour valider l'architecture du système quelle que soit l'évolution du niveau d'eau dans le réservoir, nous allons améliorer le modèle en entrant des scénarii sur l'entrée et sur les sorties du système. On utilise pour cela la loi de conservation. A tout instant, le débit entrant $F_{IN}(t)$ est égal à la somme des débits sortants ($F_{OUT1}(t)$, $F_B(t)$ et $F_{OUTB}(t)$) plus une quantité ajoutée ou retranchée au réservoir. On considère un réservoir de section A et de hauteur h , avec soit une perte due au chargeur de la batterie, soit une fuite dans le cas de la supercapacité. Dans le cas de la nouvelle architecture, on tient compte de la quantité $F_{OUT1}(t)$ pompée directement à la source avant l'envoi au réservoir. Si on considère V le volume du réservoir occupée au temps t , il devient $V + \Delta V$ au temps $t + \Delta t$. Cette modification du volume ΔV est équivalente à la différence entre le volume entrant et sortant du réservoir sur la même période Δt (cf. équation II-11).

$$\Delta V = \int_t^{t+\Delta t} F_{IN}(t) dt - \int_t^{t+\Delta t} F_B(t) dt - \int_t^{t+\Delta t} F_{OUT1}(t) dt - \int_t^{t+\Delta t} F_{OUT2}(t) dt \quad (\text{II-11})$$

On peut faire l'approximation que $F_{IN}(t)$, $F_B(t)$, $F_{OUTB}(t)$ et $F_{OUT1}(t)$ sont constants sur l'intervalle Δt . Si on fait tendre Δt vers 0, on obtient alors l'équation différentielle (II-12).

$$A \frac{d}{dt} h(t) = F_{IN}(t) - F_B(t) - F_{Out1}(t) - F_{Out2}(t) \quad (\text{II-12})$$

Pour résoudre analytiquement cette équation, il nous faut déterminer une nouvelle équation ou une contrainte entre $F_{OUT1}(t)$, $F_B(t)$, $F_{OUTB}(t)$ et $h(t)$. Dans notre cas, les valeurs de ces paramètres peuvent fluctuer de manière indépendante. Il est donc intéressant de mettre en place une approche systémique permettant de simuler le système pour différents scénarii d'entrée, de sortie et de niveau de réservoir.

On considère que l'on pompe des quantités variables $F_{OUT1}(t)$ et $F_{OUTB}(t)$ avec $F_{OUTB}(t) = R \cdot F_{OUT1}(t)$. La quantité pompée au chemin direct sera par la suite optimisée par le système pour garantir une utilisation maximum de ce chemin quel que soit le niveau d'énergie fourni par les sources. En considérant les rendements, ρ_1 entre la source et le réservoir ainsi que entre le réservoir et la charge pour le chemin unique, ρ_2 entre la source, le réservoir et les charges pour les chemins multiples, et le rendement ρ_B de la batterie, on obtient les équations (II-13) et (II-14).

$$A \frac{d}{dt} h(t) = \rho_1 \cdot \rho_B \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{1+R}{\rho_1} \right) F_{OUT1}(t) \quad \text{cas du chemin unique} \quad (II-13)$$

$$A \frac{d}{dt} h(t) = \rho_2 \cdot \rho_B \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{R}{\rho_1} + \rho_B \right) F_{OUT1}(t) \quad \text{cas du double chemin} \quad (II-14)$$

Dans le cas du système avec une supercapacité, nous tenons compte de la fuite α_{cap} de la supercapacité qui dépend linéairement de la quantité d'eau stockée et donc du niveau $h(t)$ du réservoir [BAT 2000]. On obtient alors les équations (II-15) et (II-16) pour la supercapacité, respectivement pour un chemin de puissance unique et pour un double chemin de puissance.

$$A \frac{d}{dt} h(t) + A(1 - \alpha_{cap})h(t) = \rho_1 \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{1+R}{\rho_1} \right) F_{OUT1}(t) \quad \text{cas du chemin unique} \quad (II-15)$$

$$A \frac{d}{dt} h(t) + A(1 - \alpha_{cap})h(t) = \rho_2 \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{R}{\rho_1} + 1 \right) F_{OUT1}(t) \quad \text{cas du double chemin} \quad (II-16)$$

On peut généraliser ces équations dans le cas d'une architecture à n sorties. De même que précédemment le débit F_{OUT1} peut être décomposé entre les n sorties et nous obtenons les équations (II-17 – II-20).

batterie :	supercapacité :
chemin unique :	chemin unique :
$A \frac{d}{dt} h(t) = \rho_1 \cdot \rho_B \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{1+R}{\rho_1} \right) F_{OUTdirect}(t) \quad (II-17)$	$A \frac{d}{dt} h(t) + A(1 - \alpha_{cap})h(t) = \rho_1 \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{1+R}{\rho_1} \right) F_{OUTdirect}(t) \quad (II-19)$
chemins multiples :	chemins multiples :
$A \frac{d}{dt} h(t) = \rho_2 \cdot \rho_B \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{R}{\rho_1} + \rho_B \right) F_{OUTdirect}(t) \quad (II-18)$	$A \frac{d}{dt} h(t) + A(1 - \alpha_{cap})h(t) = \rho_2 \cdot F_{IN}(t) - \left(\frac{R}{\rho_1} + 1 \right) F_{OUTdirect}(t) \quad (II-20)$

avec $F_{OUTdirect} = F_{OUT1}(t) + F_{OUT2}(t) + \dots + F_{OUTn}(t)$ et $F_{OUTB}(t) = R \cdot F_{OUTdirect}(t)$.

c) Gain de l'architecture à deux chemins de puissance

Le système a été simulé avec Matlab/Simulink. On peut ainsi déterminer, pour des valeurs fixées de ρ_1 , ρ_B et ρ_{cap} , une valeur ρ_2 minimale pour que la nouvelle architecture améliore le transfert énergétique entre la source et les charges. Nous prenons des valeurs réalistes, $\rho_1=0.6$ (40% - 63% [MAT 2009]), $\rho_B=0.76$ [LHE 2008], $\rho_{cap}=0.98$ et R variant de 10^{-3} à 1.

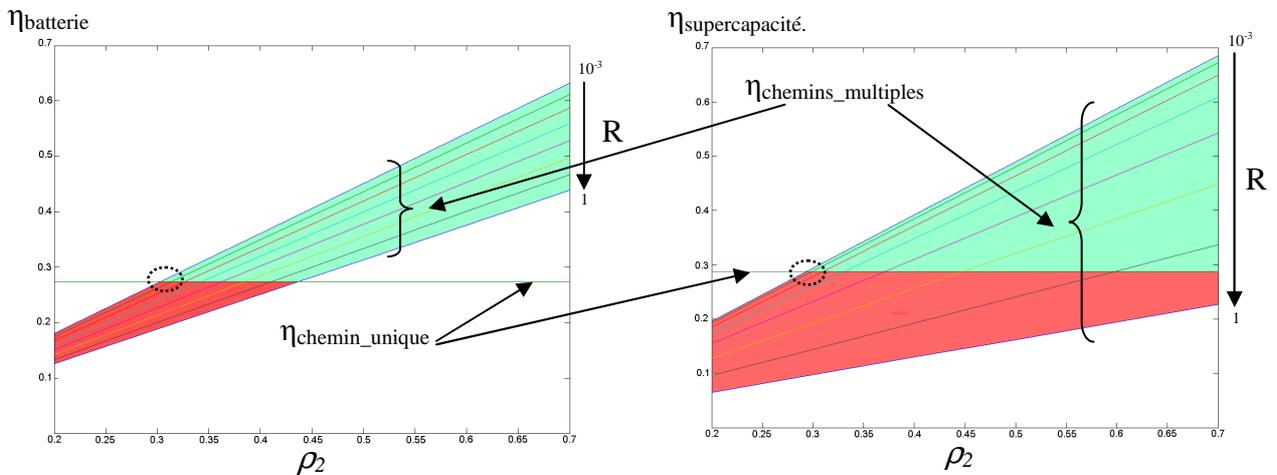


Figure II-32 : Rendements en fonction de ρ_2 pour différentes valeurs de R .

A partir des simulations, on obtient une valeur ρ_2 minimale de 0.3 ($R=10^{-3}$) à partir de laquelle la nouvelle architecture devient avantageuse (figure II-32). **Pour mettre en œuvre cette nouvelle approche, il faut concevoir un nouveau convertisseur avec au minimum deux sorties. Ce modèle nous permet de démontrer qu'une telle approche est envisageable étant donné les contraintes sur le rendement minimum à atteindre pour ce nouveau convertisseur DCDC survoleur à deux sorties.**

Les courbes de la figure II-33 donnent le niveau du réservoir atteint par le système pour les deux types d'architectures présentées (chemin unique et chemins multiples). Nous avons fixé le rapport $R_{OUT/IN} = F_{Total_Out}/F_{IN}$, de manière à se placer dans le cas où l'unité de stockage est en charge. Pour la même quantité d'énergie délivrée aux charges du microsysteme, on observe une recharge plus rapide pour la nouvelle architecture, quelle que soit la valeur R de répartition entre les deux types de chemins de puissance. Nous observons que plus la valeur de R est faible, meilleur est le gain.

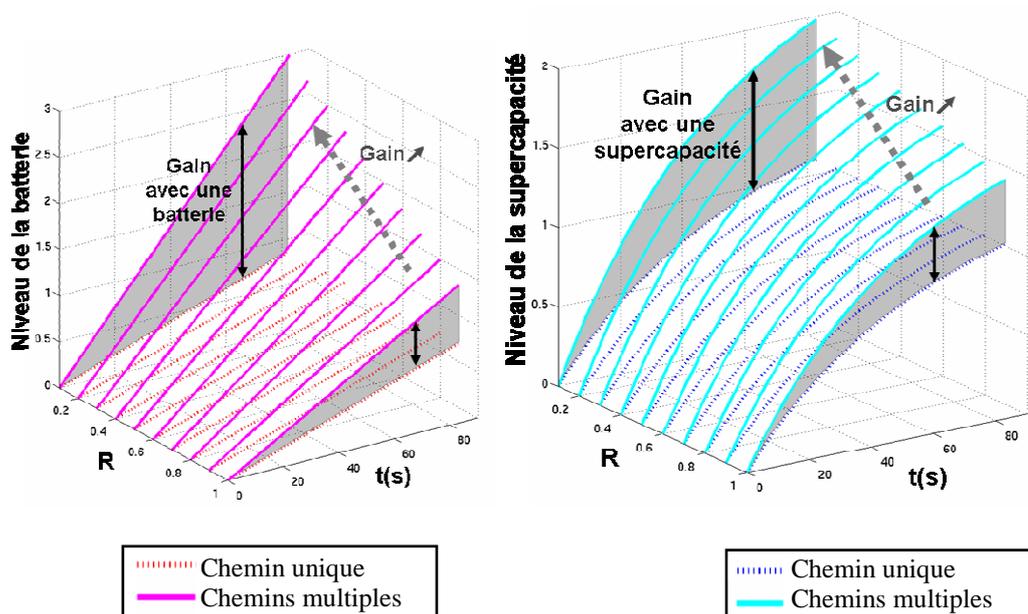


Figure II-33 : Niveau exprimé en m pour les différentes architectures en fonction de $R_{OUT/IN}$.

Ceci s'explique par le fait que le système consomme moins d'énergie provenant de la batterie (ou de la supercapacité). Le chemin passant par la batterie est donc moins utilisé. Comme le chemin direct est plus performant, celui-ci prélève moins d'énergie pour la même quantité d'énergie fournie aux charges du système, permettant ainsi d'augmenter la quantité d'énergie transmise à l'unité de stockage.

La décharge, quant à elle se fait plus lentement. En effet, comme on transmet plus d'énergie à l'unité de stockage et qu'on la sollicite moins, celle-ci se décharge plus lentement.

Grâce à la recharge plus rapide et la décharge plus lente de l'unité de stockage, nous pouvons réduire la taille de cette unité avec la nouvelle architecture proposée.

Dans des conditions normales d'utilisation ($R=0.1$, $\rho_1=0.6$, $\rho_2=0.5$, $\rho_B=0.76$, $\alpha_{cap}=0.02$) et pour une architecture avec une supercapacité, on peut augmenter le rendement

du système de 7% et élargir sa plage de fonctionnement grâce aux chemins directs. Pour une architecture avec une batterie, on peut augmenter le rendement de 12% ce qui représente un gain de 33% pour le rendement de la nouvelle architecture à chemins multiples par rapport à celui de l'architecture à chemin unique (figure II-34).

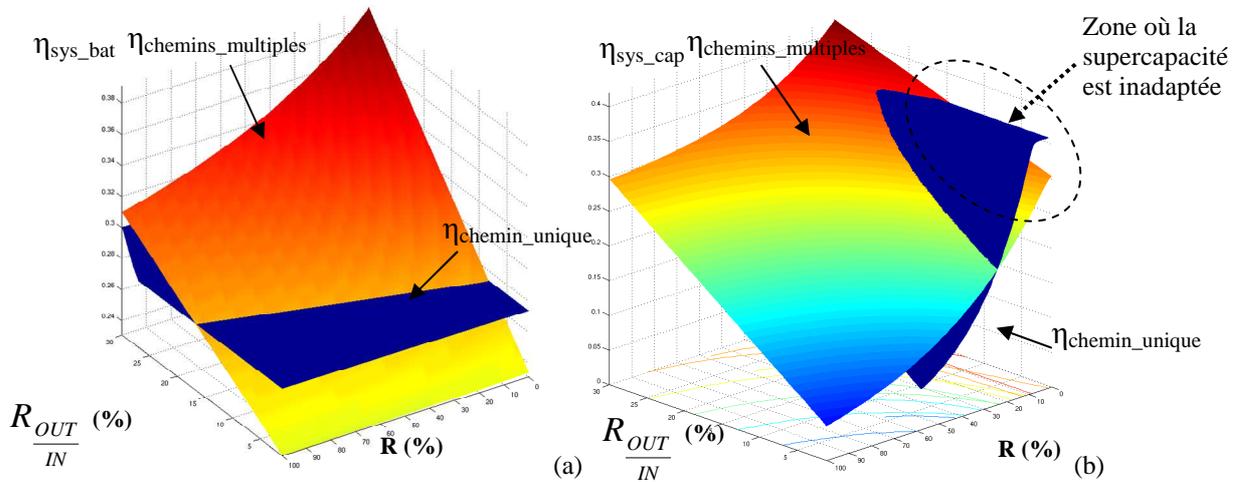


Figure II-34 : Rendements des différentes architectures en fonction de R et de R_{OUT}/I_N .

En augmentant le rendement du microsysteme, on transfère d'avantage d'énergie de la source aux charges. On garantit ainsi au système plus de fonctionnalités pour un encombrement moindre grâce à la diminution des besoins énergétiques prélevés sur l'unité de stockage. L'étude du système a permis de mettre en évidence la valeur minimale du rendement ρ_2 à atteindre. Dans les hypothèses réalistes où $\rho_1=0.6$ et que la moitié de l'énergie est stockée quel que soit la répartition R entre les deux chemins de puissance, on obtient des valeurs ρ_2 minimales à atteindre de 0.4 pour une architecture possédant une batterie, et de 0.5 pour une architecture possédant une supercapacité.

La figure II-34 permet de visualiser une zone où la supercapacité est inadaptée. En effet, l'énergie passe majoritairement via le chemin direct, donc peu d'énergie est transférée à la supercapacité. Comme celle-ci est chargée, elle a un courant de fuite important qui n'est plus compensé. Celui-ci décharge la supercapacité et dégrade le rendement de l'architecture à chemin multiple. On peut donc remarquer qu'un système possédant une supercapacité n'est intéressant que si celle-ci est chargée seulement au moment où elle est utilisée.

Architecture système	Taille unité de stockage, intégration	Durée de vie énergétique	$\eta_{\text{système}}$, Transfert énergétique	Complexité
Chemin unique, batterie	☹	☹	☹ ☹ ☹	😊😊
Chemins multiples, batterie	😊😊	😊	😊😊😊	😊😊
Chemin unique, supercapacité	☹	☹	☹☹	😊😊
Chemins multiples, supercapacité	😊	😊	😊	😊😊

Tableau II-4 : Comparaison des architectures avec une batterie et une supercapacité.

L'étude de l'architecture avec deux chemins de puissance nous a permis de montrer qu'elle peut apporter un gain de 33% par rapport à celle avec un chemin unique, dans le cas d'un système basé sur un stockage électrochimique. Outre, l'amélioration du rendement du système, cette nouvelle architecture permet une meilleure intégration des microsystemes grâce à la réduction de l'unité de stockage (tableau II-4). De plus, l'architecture à chemins de

puissance multiples permet de mettre en place des méthodes intelligentes de gestion d'énergie, telles que la recherche du point maximum de puissance (MPPT) sur les sources, le DVFS³¹ sur les charges ainsi que la mise en œuvre d'un ordonnancement avancé des tâches du microsystème.

Nous avons vu que le gain obtenu dépend du rendement du système de gestion d'énergie qui crée ces nouveaux chemins de puissance. Ce gain peut donc encore être accru grâce à l'amélioration du rendement du chemin direct.

Il est intéressant de mettre en œuvre une architecture de capteur autonome possédant des chemins directs. Pour cela, il faudra développer des sources de récupération d'énergie possédant des circuits de gestion d'énergie capables d'alimenter ces chemins directs de manière efficace. De plus, le contrôle de ces chemins doit être fait de manière simple. Il faut veiller à ce que le contrôle ait un impact faible sur la consommation du système au regard du gain apporté par l'utilisation de ces nouveaux chemins.

Il reste cependant à trouver le contrôleur adapté au niveau du système pour configurer les chemins. Des travaux sont actuellement en cours pour utiliser un système numérique asynchrone. L'idée est d'utiliser la variation du niveau d'énergie en entrée pour déclencher le calcul déterminant le chemin le plus adapté [CHR 2010].

4.3 Intégration dans la plateforme MANAGY

La source photovoltaïque (PV) n'est qu'une source du système parmi d'autres, bien qu'elle sera la plus utilisée, car l'énergie récupérable par cette énergie est sans égale lorsque des rayons du soleil sont présents (cf. Chapitre I). Le module photovoltaïque n'est donc pas seul, il faut que notre système de récupération PV puisse s'intégrer facilement à l'architecture multi-sources.

Pour cela, il faut d'une part que notre module puisse fournir une tension stabilisée pour alimenter directement des charges, et d'autre part qu'il puisse délivrer une tension plus élevée pour recharger l'unité de stockage d'énergie du système. De plus, la source PV doit être capable de donner une information sur son état pour que le système de contrôle numérique puisse déterminer les charges qui peuvent lui être directement connectées.

Au niveau de l'intégration mécanique, la source PV peut être placée sur toute la surface disponible du système. En effet, même si une face sera moins bien orientée qu'une autre, le système de récupération d'énergie photovoltaïque, équipé d'une méthode intégrée de MPPT, pourra, s'il est démultiplié, piloter chaque face indépendamment pour en extraire le maximum de puissance.

Ainsi, le récupérateur photovoltaïque n'est pas seulement pensé pour fournir le maximum d'énergie, mais aussi pour que l'énergie fournie le soit de la manière la plus profitable au reste du système. Ceci implique de profonds changements sur l'architecture des convertisseurs, qui étaient conçus jusqu'alors de manière indépendante et devaient s'adapter à une charge variable en s'appuyant sur une source stable.

³¹ DVFS : Dynamic Voltage and Frequency Scaling

5. Conclusion

Après avoir exposé les différentes sources d'énergie disponibles dans l'environnement (Chapitre I), nous avons identifié l'énergie solaire comme étant l'énergie la plus intéressante dans un premier temps. Nous avons choisi d'utiliser des cellules photovoltaïques développées dans la technologie CIGS qui est la plus prometteuse.

Le but de l'électronique de gestion d'énergie est d'extraire le maximum d'énergie et de maximiser l'énergie transférée par le convertisseur pour augmenter le temps de fonctionnement du système. Ceci permet d'alimenter les charges du microsysteme à partir d'une plus large gamme d'irradiance. Il est pour cela nécessaire d'utiliser un système de gestion d'énergie capable de fournir une tension de sortie stabilisée en admettant des variations en entrée et en sortie.

Le système de gestion d'énergie doit être capable de fonctionner de manière autonome et doit pouvoir gérer des tensions faibles en entrée. Ceci nous demande de concevoir un système de gestion d'énergie capable d'élever cette tension d'entrée vers les valeurs nécessaires pour les charges du système.

L'exposé des différents systèmes de gestion d'énergie nous invite à concevoir un système à découpage survolteur de type boost, celui-ci étant le seul qui, en considérant les paramètres en entrée, nous permettra d'être fonctionnel tout en conservant un rendement intéressant pour le système. L'utilisation d'un convertisseur SMPS de type boost demande de définir une loi de commande du rapport cyclique. Cette commande permettra de déterminer le rapport cyclique optimal en fonction des variations de la sortie du module photovoltaïque, nous permettant ainsi d'extraire le maximum d'énergie du module photovoltaïque.

Le système aura besoin au minimum de deux sorties différentes. Une sortie alimentera les charges du système à basse tension (1.2 V et 1.5 V), et l'autre à plus haute tension (maximum 3.8 V) pour stocker l'énergie supplémentaire à l'instant t. L'énergie stockée reste indispensable pour les instants où l'énergie ambiante est faible ou inexistante.

L'architecture que nous proposerons dans le chapitre suivant devra récupérer efficacement l'énergie de la source en s'adaptant aux variations de l'environnement et au vieillissement de la cellule. Nous chercherons également à optimiser le transfert de l'énergie, c'est pourquoi nous implémenterons plusieurs chemins de puissance. Nous avons choisi un convertisseur à découpage de type boost, car il permet d'une part de créer des sorties multiples en conservant le même nombre de composants discrets, et d'autre part de maintenir un bon rendement pour une large plage de facteur de conversion.

Nous allons étudier dans le chapitre suivant le système de récupération d'énergie. Nous simulerons un modèle haut-niveau du système avec le logiciel MatLab/Simulink. Ceci nous permettra de faire varier les paramètres du système et de tester sa fonctionnalité pour différentes conditions d'utilisation.

CHAPITRE III : MODELISATION DU MODULE DE RECUPERATION PHOTOVOLTAÏQUE DU MICROSYSTEME AUTONOME	85
1. INTRODUCTION	89
2. LES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE	89
2.1 <i>Le module photovoltaïque en CIGS</i>	90
2.2 <i>Les systèmes de récupération de l'énergie photovoltaïque CIGS</i>	95
2.3 <i>Comparaison du système proposé avec un système basique adapté à la technologie CIGS</i>	97
3. MODELISATION DU CONVERTISSEUR DC/DC	99
3.1 <i>Le convertisseur à double sortie</i>	99
3.2 <i>Le convertisseur à double sortie avec la cellule photovoltaïque</i>	110
4. ETUDE ET SEGMENTATION DE LA METHODE DU MPPT	113
4.1 <i>La méthode du MPPT simple capteur de tension</i>	113
4.2 <i>Simulation des sous-blocs de la méthode du MPPT</i>	115
5. SIMULATIONS GLOBALES	116
5.1 <i>Extraction du maximum d'énergie</i>	117
5.2 <i>Synthèse des spécifications</i>	124
6. CONCLUSION	125

(page intentionnellement blanche)

RESUME DU CHAPITRE III

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et simulé le système de gestion d'énergie avec la source d'énergie. Pour pouvoir modéliser le système, nous avons commencé par la modélisation de la source énergétique : le module photovoltaïque (PV). Cette modélisation nous a permis de connaître les variations de puissance en entrée en fonction des conditions environnementales, que ce soit en fonction de la température, de l'énergie incidente ou de l'influence du courant tiré à ses bornes. Nous avons par la suite étudié l'architecture du convertisseur élévateur qui va polariser le module PV à son point de puissance maximale. Nous avons tout d'abord comparé la nouvelle architecture avec une architecture basique, composée d'un assemblage en série de cellules PV et d'une diode. Cette comparaison a permis de déterminer la zone de fonctionnement où la nouvelle approche apporte un gain par rapport à l'architecture classique. Elle s'avère intéressante dès que l'irradiance dépasse les 5 mSun.

Grâce à un modèle haut niveau du convertisseur à double sortie, nous avons estimé le rendement et modélisé l'évolution de son état en cas de variation de puissance en entrée et en sortie. Nous avons par la suite associé le module PV au modèle pour connaître l'évolution de sa tension et de son courant en fonction de l'état du convertisseur.

Le contrôle du système de gestion d'énergie est effectué à l'aide de la méthode du MPPT³². Comme nous avons un budget énergétique restreint et que le système est autonome, nous avons mis en place la méthode du MPPT la plus simple en termes de mesures et de calculs. La méthode employée a l'avantage de n'utiliser qu'un échantillonnage de la tension du module PV. La seule variation du rapport cyclique conjuguée à la mesure de la variation de la tension de fonctionnement du module PV nous permet de déterminer le rapport cyclique optimal pour obtenir une puissance maximale du module PV.

Nous avons simulé le système complet pour visualiser les différences entre le maximum de puissance atteint par notre système avec la méthode simplifiée du MPPT et la puissance maximale théoriquement atteignable. Nous obtenons une puissance du module PV comprise entre 82% et 96% de son maximum théorique.

Enfin, nous avons utilisé ce modèle pour spécifier l'ensemble des caractéristiques des blocs de l'architecture et permettre la conception du système en électronique intégrée.

³² MPPT : **M**aximum **P**ower **P**oint **T**racking, recherche du point de puissance maximum

(page intentionnellement blanche)

Chapitre III : Modélisation du module de récupération photovoltaïque du microsystème autonome

1. Introduction

Dans ce chapitre nous proposons de modéliser le système de récupération d'énergie. Le modèle nous permettra de déterminer la limite de fonctionnement du système sous faibles éclairagements ainsi qu'une utilisation en accord avec les limites technologiques sous forts éclairagements. Ces limites permettront de dimensionner les différents blocs du système.

Pour cela, nous avons besoin d'un modèle qui prenne en compte les fuites dues au fonctionnement sous faibles puissances, tant pour la source que pour le circuit de gestion d'énergie. En effet, le passage dans le domaine du microwatt rend les pertes, dues aux commutations des interrupteurs (transistors de puissance), ainsi que celles dues aux temps de non recouvrement des horloges, significatives sur le fonctionnement du système. De plus, il est important de prendre en compte l'évolution du rendement du module photovoltaïque (PV) en fonction de l'éclairement. Grâce à cette modélisation de la source et du système électronique, nous allons pouvoir optimiser l'électronique de gestion d'énergie en prenant en compte les effets d'un environnement où l'énergie incidente est variable.

Nous modéliserons tout d'abord le module PV pour les différentes conditions d'utilisation. Nous présenterons ensuite le système de récupération d'énergie proposé en le comparant à un système classique. Nous exposerons par la suite les boucles de contrôle du système de conversion et de transfert d'énergie permettant de transférer des puissances allant du microwatt à la dizaine de milliwatts. Nous effectuerons des simulations en boucle ouverte pour déterminer les critères de fonctionnement de la boucle intégrant la méthode du MPPT.

Enfin, nous effectuerons des simulations globales du système en boucle fermée pour analyser ses performances dans les différentes configurations d'utilisation. A partir de cette analyse, nous chercherons les spécifications des blocs de l'architecture pour permettre la conception du système intégré.

2. Les systèmes de récupération d'énergie photovoltaïque

Le but de l'électronique de gestion d'énergie est d'extraire le maximum d'énergie et de la délivrer le plus efficacement possible pour augmenter le temps de fonctionnement du système. Pour répondre à cet objectif, il est nécessaire d'analyser les performances de la récupération d'énergie en tenant compte des pertes induites par le système (figure III-1). Nous pourrons ainsi comparer le système de gestion d'énergie que nous proposons avec un système passif ne comportant pas de méthode de recherche du point de puissance maximale.

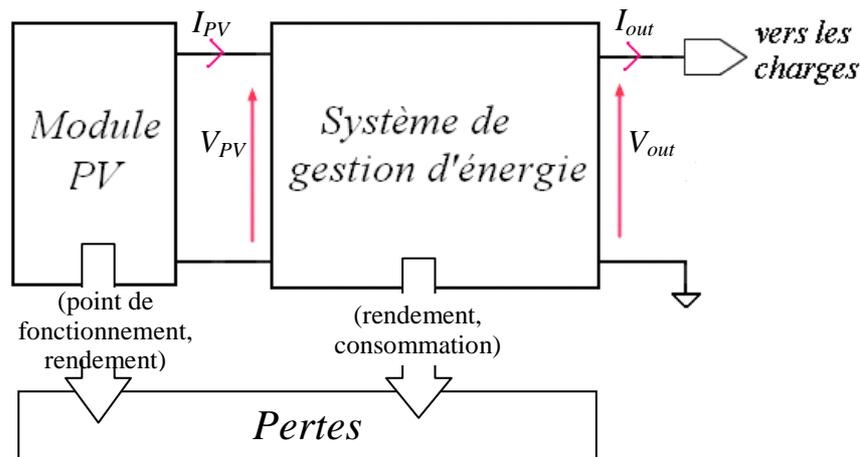


Figure III-1 : Système de récupération d'énergie photovoltaïque.

Avant de détailler l'architecture du système de gestion d'énergie, nous allons modéliser le module PV pour pouvoir, par la suite, comparer les systèmes de gestion d'énergie lorsqu'ils sont interfacés avec ce même module PV.

2.1 Le module photovoltaïque en CIGS

La modélisation du module PV en CIGS va nous permettre d'étudier les associations série et/ou parallèle de cellules. Nous pourrions ainsi spécifier la meilleure configuration série/parallèle.

Nous avons choisi de mettre des cellules en parallèle, seulement s'il est utile de reconfigurer le nombre de cellules en série au cours du temps. Dans la mesure où les technologies actuelles permettent de réaliser des cellules recouvrant la totalité de la surface allouée à la récupération photovoltaïque de la plateforme MANAGY (cf. Chapitre I), nous n'avons pas étudié la mise en parallèle des cellules en tant que telle. En effet, celle-ci nécessiterait une réduction de la surface de récupération due aux isolations entre les cellules par rapport à une cellule unique. Cette option ne sera donc étudiée que dans le cas où la tension délivrée par le module PV atteint une valeur destructive pour le système et doit donc être limitée grâce à la mise en parallèle de cellules.

a) Le modèle de la cellule

Le modèle (figure III-2) présenté dans le premier chapitre permet de modéliser le fonctionnement électrique d'une cellule solaire en fonction de la température et de l'éclairement. Ce modèle nous fournit les caractéristiques de la cellule en courant et en tension.

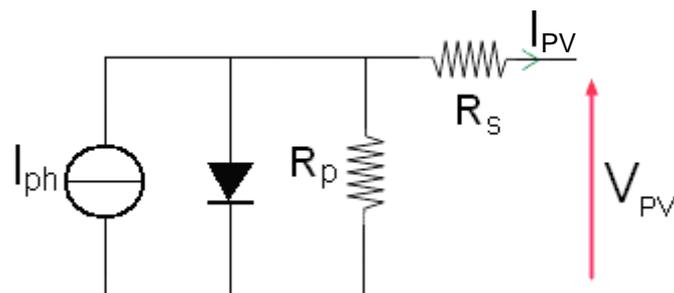


Figure III-2 : Modèle électrique de la cellule photovoltaïque.

Les équations (I-1) et (I-2) du premier chapitre du manuscrit nous permettent de relier la tension V_{PV} , le courant I_{PV} , le photocourant généré I_{ph} et l'effet de la jonction de la diode en fonction de la surface et du nombre de cellules en série N_S du module PV. Nous obtenons l'équation (III-1).

$$I_{PV} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \left\{ \frac{(V_{PV} + I_{PV} \cdot R_S)}{N_S \cdot V_T} \right\} - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV} \cdot R_S}{R_P} \quad (III-1)$$

Avec : $-I_{ph}$ le courant photonique défini par $I_{ph} = \text{Surface} \times G \times \text{Sun}$, où *Surface* est la surface de la cellule, G le coefficient de conversion de la cellule et *Sun* l'irradiance,
 $-I_{sat}$ le courant de saturation inverse de la diode proportionnel à la surface,
 $-V_T$ la tension thermique défini par $V_T = \frac{k \cdot T \cdot n}{q}$ où n est le facteur d'idéalité de la diode, T la température en Kelvin, k la constante de Boltzmann et q la charge de l'électron,
 $-R_S$ la résistance équivalente en série (fonction de la conductivité des électrodes) et R_P la résistance équivalente en parallèle (fonction de la qualité de l'interface entre la couche active et les électrodes).

Nous allons utiliser un module CIGS du LITEN. Les paramètres technologiques de leurs cellules CIGS sont donnés dans le tableau III-1.

Paramètres	Valeurs
Courant de saturation de la jonction	$I_{sat} = 10^{-9} \text{ A.cm}^{-2}$
Température de fonctionnement	$T = 298 \text{ K}$
Résistance série équivalente	$R_s = 0.8 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}^{-2}$
Résistance parallèle équivalente	$R_p = 142000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}^{-2}$
Facteur d'idéalité	$n = 1.5$
Coefficient de conversion (cas des faibles et forts éclairagements)	$G_{low} = 11.4 \text{ } \mu\text{W} \cdot \text{Sun}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$ $G_{high} = 28 \text{ } \mu\text{W} \cdot \text{Sun}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$

Tableau III-1 : Valeurs des paramètres de la cellule CIGS du LITEN.

Deux cas distincts sont pris en compte. Le premier correspond à un environnement composé de faibles éclairagements (usage intérieur). Dans ce cas, le coefficient de conversion G vaut $11.4 \text{ } \mu\text{W} \cdot \text{Sun}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$. Le second correspond à un environnement ensoleillé extérieur. Le module CIGS a alors un meilleur coefficient de conversion grâce à une meilleure adéquation au spectre du soleil (cf. Chapitre I), qui vaut $28 \text{ } \mu\text{W} \cdot \text{Sun}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$. En effet, sous faible éclairagement, on estime l'énergie délivrée à partir d'une lumière artificielle fluorescente qui a un spectre discret (nombre de longueurs d'ondes limité) et plus étroit que celui du soleil.

b) Influences de l'éclairagement incident

Les mesures des irradiances données au premier chapitre du manuscrit permettent de déterminer les variations de l'énergie en entrée en fonction des conditions de l'environnement (tableau III-2Tableau III-). On peut ainsi définir la quantité d'énergie disponible suivant la localisation de la cellule photovoltaïque CIGS.

Nous avons découpé les éclairagements en trois types d'utilisations :

- en intérieur avec un éclairagement compris entre 80 lux (0.67 mSun) et 500 lux

- (2.5 mSun), provenant exclusivement de sources artificielles fluorescentes,
- en intérieur avec un éclairage compris entre 500 lux (2.5 mSun) et 1200 lux (10 mSun), où la source est un mélange entre une source artificielle de type fluorescente et un éclairage naturel indirect (figure III-3),
- en extérieur marqué par une énergie exclusivement délivrée par le soleil.

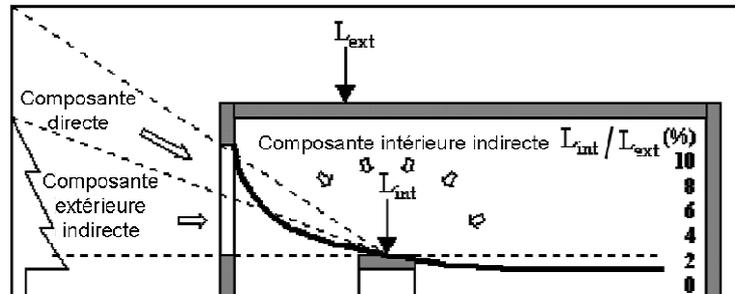


Figure III-3 : Décomposition de l'éclairage d'un bureau [RAN 2002].

Nous avons modélisé la cellule CIGS avec l'équation (III-1) sous le logiciel Matlab, en prenant les paramètres du tableau III-1, pour déterminer la puissance délivrée.

Nous avons déduit des puissances de sortie le rendement de la cellule pour les différentes conditions d'utilisation (tableau III-2).

Cas	intérieur					extérieur	
	Exclusivement artificiel		artificiel et naturel			temps couvert	ensoleillé
	éclairage tamisé	Eclairage de couloir	Eclairage de bureau	éclairage de travail	éclairage par incandescence		
I (mSun)	0.67	1.25	2.5	6.167	10	25.3	100
(E (lux))	(80)	(150)	(500)	(740)	(1200)	(3030)	(10000)
P ($\mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-2}$)	2.17	4.26	21	58.8	98.2	274	1216
η (%)	3.3	3.5	8.4	9.5	9.8	10.8	12

$1\text{lx} = 1\text{lm} \cdot \text{m}^{-2} = 1/120 \cdot \text{W} \cdot \text{m}^{-2} = 1/120 \cdot \text{mSun}$ (conversion simplifiée [RAN 2002])

Tableau III-2 : Energie récupérée par la cellule CIGS en fonction de l'éclairage.

La modélisation fait apparaître une variation du rendement de conversion en fonction de la nature et de la puissance de l'énergie incidente allant de 3.3% à 12%. Nous observons une détérioration du rendement avec la diminution de l'éclairage incident.

Cette chute du rendement est essentiellement due à l'augmentation de l'influence des pertes intrinsèques à la cellule vis-à-vis du photocourant généré (influence de R_S). Ces pertes dépendent de la qualité de fabrication de la cellule et leurs réductions engendrent des coûts non négligeables. Ces pertes seront amenées à diminuer avec les prochaines avancées technologiques de fabrication qui permettront de mieux isoler les cellules.

Le rendement moyen affiché par les fabricants, compris entre 6% de 12% (cf. Chapitre I), n'est vrai que pour un domaine d'irradiance donné. Il est donc important d'utiliser le modèle du module PV pour avoir une puissance de sortie réaliste.

c) Le modèle du module photovoltaïque

Pour améliorer la tension délivrée par le système de récupération, nous pouvons associer les cellules en série. Pour nous guider dans ce choix, nous avons pris en considération les pertes de surfaces dues aux isolations nécessaires aux interconnexions des cellules (figure III-4).

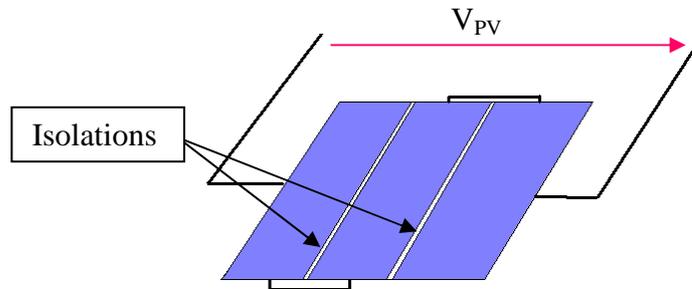


Figure III-4 : Les isolations dans le module photovoltaïque.

Nous avons étudié l'effet des isolations pour la surface maximale de récupération de 5 cm^2 de la plateforme MANAGY (cf. Chapitre I 2.2, le projet MANAGY). Ces isolations induisent ainsi une réduction de la surface active, et donc de la puissance récupérable, elles sont présentées dans le tableau III-3.

Nombre de cellules en série	Surface (cm^2)		Surface active perdue (%)
	totale	Active	
1 cellule	5	5	0
2 cellules	5	4.9292	1.4
3 cellules	5	4.8585	2.83
4 cellules	5	4.7880	4.24
8 cellules	5	4.5048	9.9
9 cellules	5	4.4343	11.3
12 cellules	5	4.2216	15.6

Tableau III-3 : Pertes de surface dues aux interconnexions.

On peut remarquer que la surface active perdue est significative ($> 10\%$) pour des associations en série élevées (> 8).

Nous devons également vérifier la compatibilité des paramètres électriques du module avec le circuit électronique de gestion d'énergie. En effet, pour le bon fonctionnement du circuit de gestion d'énergie conçu dans la technologie UMC 180 nm, nous ne pouvons pas dépasser une tension supérieure à 3.8 V. Il nous faut donc, pour tous les types d'environnement une tension en circuit ouvert V_{co} ($V_{co} = V_{PV(I_o=0)}$) inférieure à 3.8 V.

De plus, nous avons choisi de concevoir un système de gestion d'énergie élévateur. Il est donc nécessaire d'avoir des tensions V_{MPP} de fonctionnement du module PV proches mais strictement inférieures à la tension à fournir en sortie. Les charges du microsystème étant à des tensions d'alimentation comprises entre 1.2 V et 1.5 V, il nous faut en entrée une tension de fonctionnement du module PV inférieure à 1.5 V.

Le tableau III-4 récapitule les trois grandes caractéristiques extraites. V_{co} est la tension de circuit ouvert de la source. V_{MPP} est la tension au point de puissance maximum qui permet à la cellule photovoltaïque de délivrer la puissance maximum notée P_{max} .

Cas	Intérieur				Extérieur		
	éclairage de couloir	éclairage de bureau	éclairage de travail	éclairage par incandescence	temps couvert	ensoleillé	
I mSun, E (lux)	1.6 (190)	2.5 (500)	6.3 (750)	10 (1200)	25.1 (3000)	100 (10000)	
1 cellule	$P_{max}(\mu W)$	60,8	103,7	294,2	491,2	1355,5	6079,2
	$V_{MPP}(V)$	0,322	0,339	0,372	0,389	0,422	0,471
	$V_{co}(V)$	0,410	0,428	0,464	0,483	0,518	0,572
2 cellules	$P_{max}(\mu W)$	60,2	102,3	290,1	484,2	1336,1	5993,1
	$V_{MPP}(V)$	0,643	0,678	0,745	0,778	0,844	0,941
	$V_{co}(V)$	0,819	0,856	0,929	0,965	1,037	1,143
3 cellules	$P_{max}(\mu W)$	59,2	101,0	286,0	477,7	1316,6	5907,0
	$V_{MPP}(V)$	0,965	1,016	1,117	1,167	1,266	1,412
	$V_{co}(V)$	1,229	1,284	1,393	1,448	1,555	1,715
4 cellules	$P_{max}(\mu W)$	58,2	99,3	282,0	470,8	1297,7	5821,3
	$V_{MPP}(V)$	1,287	1,355	1,490	1,556	1,688	1,882
	$V_{co}(V)$	1,638	1,712	1,858	1,930	2,073	2,287

Tableau III-4 : Energie récupérée par des modules photovoltaïques CIGS de 5 cm².

Nous observons (tableau III-4), que quelque soit le niveau d'éclairement, la source mettant le plus grand nombre de cellules en série a toujours la tension de circuit ouvert ainsi que la tension au MPP la plus élevée. Par contre, la puissance délivrée par la cellule diminue dans cette configuration. Ceci est dû à la réduction de la surface active provenant des isolations nécessaires entre les nouvelles cellules créées. Il est à noter d'ailleurs que sous 100 mSun avec quatre cellules, on atteint une tension en fonctionnement supérieure à 1.5 V. **Pour pouvoir utiliser une large plage de variation d'éclairement en entrée, tout en conservant une puissance extraite et un rendement du convertisseur maximums, nous sommes limités à une mise en série de trois cellules.**

Pour avoir un fonctionnement autonome du système de récupération d'énergie, il faut que celui-ci puisse démarrer à partir de la seule tension de la source. La tension devra être suffisante pour permettre la polarisation des transistors. **La technologie UMC 180 nm envisagée nécessite des tensions limites de commutation des transistors de l'ordre de 600 mV. Nous aurons besoin d'un minimum de deux cellules en série pour remplir cette contrainte.**

La figure III-5 permet de visualiser la puissance délivrée par une cellule CIGS de 5 cm² en fonction des conditions d'éclairement (cas intérieur et extérieur) et de la tension de fonctionnement.

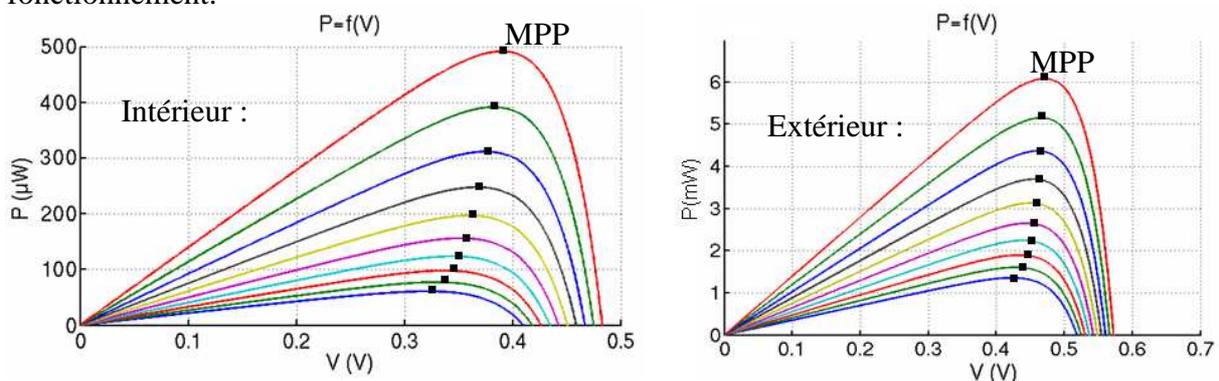


Figure III-5 : Puissance délivrée par une cellule CIGS (5 cm²) en fonction de l'éclairement dans des conditions intérieures (1.6-10 mSun) et des conditions extérieures (25-100 mSun).

Pour extraire, à tout instant, le maximum d'énergie de la cellule photovoltaïque, il faut pouvoir modifier le courant prélevé et la tension de polarisation pour que ces deux paramètres correspondent à ceux du point de puissance maximale. Il est nécessaire de fabriquer un système de gestion d'énergie capable de piloter la cellule à ce point de fonctionnement et de transférer efficacement cette énergie au reste du système autonome.

L'ensemble des contraintes imposées au module PV nous oblige à faire un compromis. Le module sera ainsi constitué de trois cellules photovoltaïques CIGS en série. Bien que le nombre de deux soit plus performant pour les forts éclairagements, le nombre de trois tire tout son avantage sous les faibles éclairagements.

Un module composé d'un nombre important de cellules photovoltaïques (> 8) additionnera des pertes surfaciques supérieures à 10 %. L'optimisation du transfert et de la polarisation de la cellule ira donc de paire avec l'utilisation d'un module constitué d'un faible nombre de cellules en série.

2.2 Les systèmes de récupération de l'énergie photovoltaïque CIGS

a) Le système basique

Le système le plus employé consiste à utiliser une diode qui permet la polarisation de la cellule et un transfert unidirectionnel des électrons. Le module sera ainsi polarisé à la tension de la capacité de sortie C_{tampon} rehaussée de la tension de seuil de la diode (figure III-6). La diode permet d'éviter que le module ne devienne une charge pour le système dans le cas où l'éclairement incident serait insuffisant.

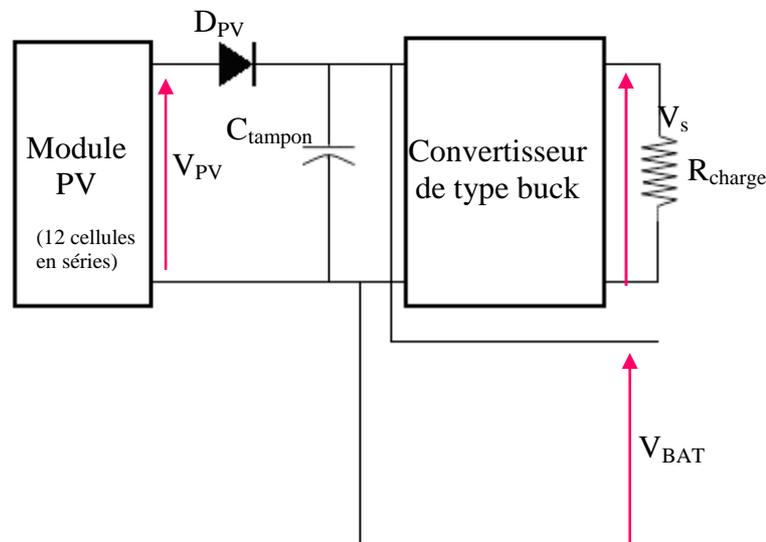


Figure III-6 : Le système basique pour la récupération photovoltaïque.

Notre système nécessite une tension de sortie V_S proche de 3.4 V correspondant à la tension de sortie de l'accumulateur d'énergie (cf. Chapitre II, 3.3 Stockage efficace de l'énergie). Pour pouvoir fournir cette tension en sortie du système, il est nécessaire de prendre en compte la chute de tension aux bornes de la diode D_{PV} , imposant alors à la source photovoltaïque de fournir une tension proche de 3.8 V. L'accumulateur est modélisé par une capacité C_{tampon} et une plage de tension de fonctionnement. Nous ne prenons pas en compte

les pertes de l'accumulateur, celui-ci étant considéré comme parfait. De plus, notre système doit alimenter des charges à une tension comprise entre 1.2 V et 1.5 V. Il est alors nécessaire d'employer un convertisseur dévolteur pour abaisser la tension de la batterie de 3.4 V à 1.5 V.

Pour fournir la tension élevée nécessaire à l'accumulateur, le système a besoin d'un module PV composé d'un nombre important de cellules en série. Pour maintenir la tension sous très faibles éclairagements, il est nécessaire d'utiliser un module PV composé de douze cellules CIGS en série (tableau III-4 Tableau III-4, $12 \times 0,32 = 3.84$ V).

Nous allons prendre en compte les pertes associées à un tel système de récupération d'énergie, en tenant compte des pertes engendrées par la tension de seuil de la diode D_{PV} ainsi que celles provenant de l'inadéquation de la tension de fonctionnement avec celle permettant de polariser le module pour qu'il délivre le maximum de puissance. Nous prendrons également en compte les pertes dues aux interconnexions et isolations des cellules, limitant la surface active du module PV.

Il faut noter qu'avec ce système basique, il n'est pas possible de fonctionner au maximum de puissance et de transférer le maximum d'énergie simultanément. En effet, dans la mesure où la régulation du second système de gestion d'énergie se fait sans aucun lien avec l'énergie transférée à la batterie, ce transfert n'est pas optimisé. Le seul moyen de connaître si l'énergie transférée est inférieure ou supérieure à celle délivrée par la source, est d'utiliser un système intelligent permettant de connaître l'évolution de l'état de charge de l'unité de stockage.

b) Le système de gestion d'énergie proposé

Nous proposons un système capable de maximiser l'énergie récupérée par le module PV tout en optimisant le transfert d'énergie vers les charges (figure III-7). Cette nouvelle approche permet d'augmenter l'énergie délivrée par la source photovoltaïque grâce à une polarisation dynamique de celle-ci. Cette polarisation tient compte des variations des conditions de l'environnement ainsi que des besoins énergétiques des charges du microsystème autonome. Pour que le gain soit intéressant, il faut vérifier que la complexification du système apporte une amélioration de la puissance récupérée tout en tenant compte de la consommation des nouveaux blocs gérant la polarisation, la récupération et la conversion de l'énergie photovoltaïque.

Notre système élève la tension d'entrée pour délivrer deux sorties distinctes :

- une sortie V_S à 1.5 V qui alimente les blocs du système (cette tension peut être abaissée à 1.2 V dans le cas de faibles éclairagements),
- une sortie V_{BAT} à plus forte tension, aux alentours de 3.4 V qui est imposée par les besoins de l'unité de stockage d'énergie, et en particulier son bloc de charge.

Le rendement du système de conversion est pris en compte.

L'architecture élévatrice proposée (figure III-7) cherche à apporter deux améliorations vis-à-vis de l'approche passive. D'une part, elle peut permettre de réduire le nombre de cellules en séries nécessaires car elle accepte une tension plus faible en entrée et d'autre part, elle peut améliorer la récupération d'énergie grâce à la polarisation du module PV à son point de puissance maximale.

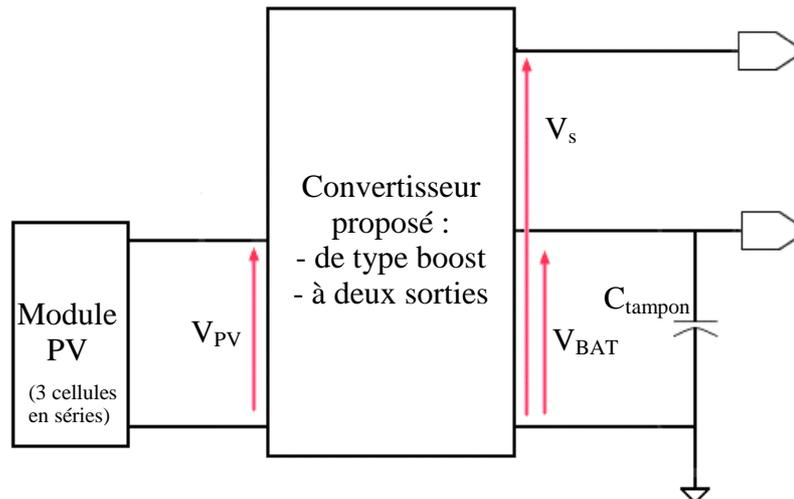


Figure III-7 : Le système actif de récupération photovoltaïque.

2.3 Comparaison du système proposé avec un système basique

La comparaison des deux systèmes est effectuée à l'aide d'une modélisation haut niveau sous Matlab. La comparaison est basée sur l'utilisation du modèle développé dans le cas d'un usage intérieur et d'un usage extérieur. Nous avons pris comme hypothèse que l'unité de stockage nécessite une tension comprise entre 3.2 V et 3.4 V (cf. Chapitre II, 3.2 Stockage efficace de l'énergie).

Le nombre de cellules en série nécessaires pour le système basique est calculé pour une tension de seuil de la diode D_{PV} (figure III-6) de 300 mV. On lui associe un convertisseur de type buck du commerce ayant un rendement de 90% [LIN 2010].

On considère que le système que nous proposons avec la méthode de MPPT nécessite la mise en série de trois cellules (cf. Chapitre III, 2.1 Le module photovoltaïque en CIGS) et qu'il possède une consommation statique de 2 μ A (consommation pour la génération de l'horloge de commande, pour la génération de la tension de référence et pour le circuit permettant la régulation des sorties [TEO 2007]). De plus nous considérons que le convertisseur possède un rendement de 80%.

Les simulations sont effectuées pour les deux cas d'utilisation : l'usage intérieur avec une irradiance comprise entre 1 mSun et 10 mSun, et l'usage extérieur avec une irradiance comprise entre 10 mSun et 500 mSun (1 Sun = 100 mW.cm⁻²).

De plus, nous effectuons ces simulations pour quatre valeurs de surface du module photovoltaïque valant 1 cm², 3.2 cm², 5 cm² et 10 cm².

La figure III-8 permet de visualiser les rendements des deux systèmes par rapport à la puissance maximale que peut délivrer le module PV dans le cas de l'association la plus adéquate de cellules CIGS (mise en série et en parallèle). Dans notre cas, aucune mise en parallèle n'est effectuée dans la mesure où le module PV est fabriqué en utilisant toute la surface brute qui est découpée suivant le nombre exact de cellules voulues en série. Nous prenons en compte les pertes de surface nécessaires pour isoler et interconnecter les cellules entre-elles.

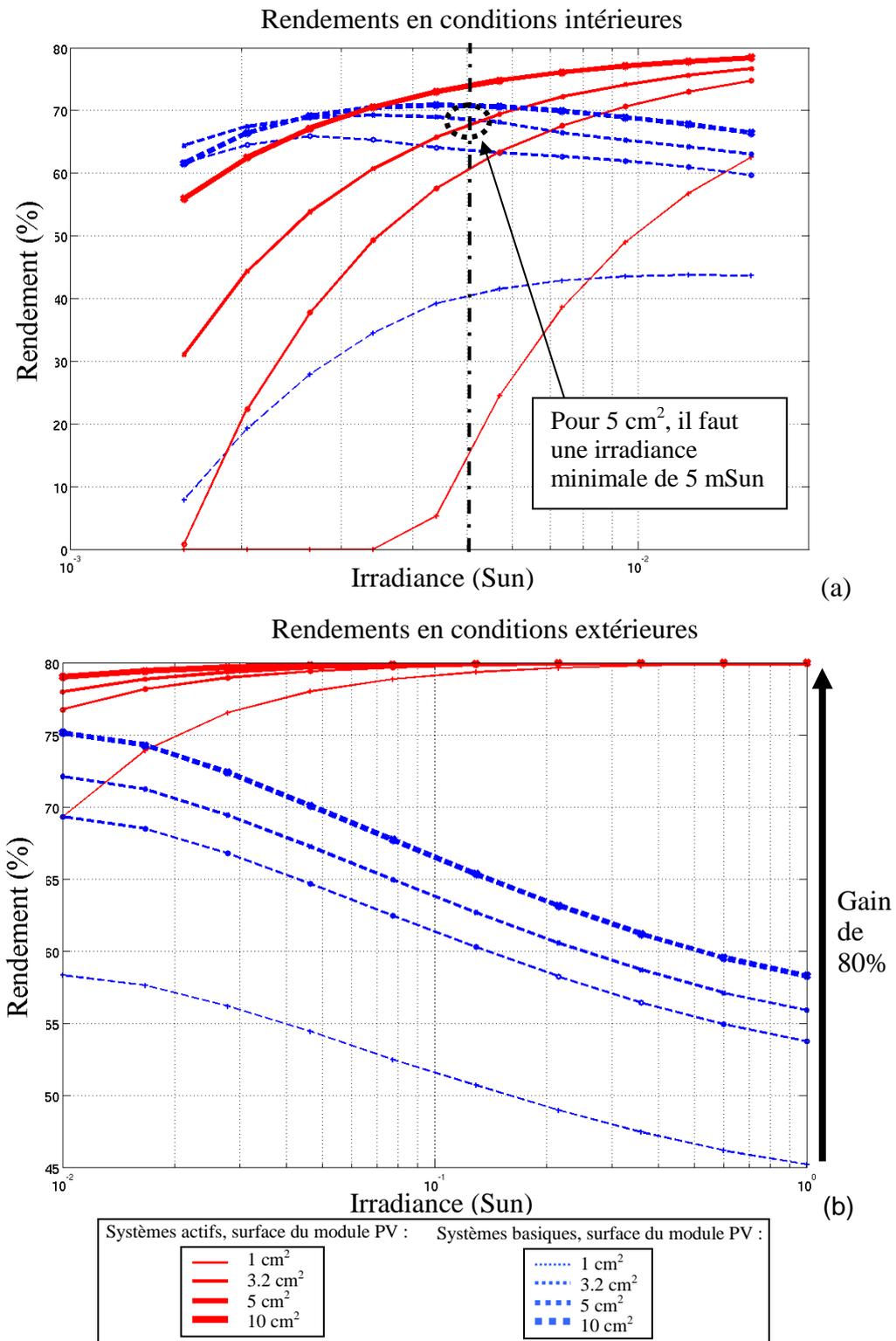


Figure III-8 : Résultats des simulations pour les systèmes basiques (traits pointillés) et les systèmes actifs (traits pleins) de récupération d'énergie photovoltaïque, dans les conditions intérieures (a) et extérieures (b), en fonction de la surface du module PV et de l'irradiance.

Les simulations reportées sur le premier graphique (a) représentent le comportement des deux systèmes pour des niveaux d'irradiance en intérieur, le second graphique (b) quant à

lui permet de visualiser le comportement pour des niveaux d'irradiance atteignables en milieu extérieur. Le système basique est représenté par les traits bleus en pointillés tandis que le système actif est représenté par des traits rouges pleins. Une lecture de haut en bas permet de visualiser les résultats pour des tailles décroissantes du module PV (l'épaisseur des traits décroît avec celle du module PV (10 cm², 5 cm², 3.2 cm² et 1 cm²)).

Les résultats des simulations reportés sur la figure III-8(a) montrent que le système actif proposé (traits pleins) ne devient intéressant que pour une irradiance supérieure à 5 mSun (dans le cas du module de 5 cm²). Sous ce seuil, le système basique (traits pointillés) est plus performant. Pour les applications extérieures, (Figure III-8(b)), le système proposé est plus performant que le système basique avec un gain avoisinant les 80% pour les irradiances les plus fortes (dans le cas du module de 1 cm²).

Nous observons également que plus la surface du module est petite, plus le gain apporté par le nouveau système est important. Ceci va dans le sens de la miniaturisation du système.

La comparaison des deux systèmes nous a permis de montrer l'avantage de la solution active pour les fortes irradiances (conditions extérieures). A celui-ci s'ajoute une amélioration ou du moins une égalité des performances pour le système soumis à de faibles éclaircissements (conditions intérieures).

3. Modélisation du convertisseur DC/DC

Nous cherchons à faire fonctionner notre convertisseur avec le minimum de pertes. Nous avons pour cela diminué la fréquence de commutation. Nous voulons également maintenir une valeur d'inductance faible et souhaitons qu'elle puisse devenir intégrable dans les prochaines versions, où nous réduirons l'échelle du système.

Nous avons énoncé dans le chapitre deux que le convertisseur survolteur va fonctionner en mode de conduction discontinue pour limiter les pertes. Nous allons pour cela insérer une diode entre le module PV et l'inductance. **Nous allons intégrer une diode à seuil nul pour ne pas dégrader la tension délivrée par le module PV.**

Comme nous avons une valeur d'inductance faible, le courant au sein de celle-ci va onduler. Or, pour pouvoir piloter au mieux le module PV, nous aurons besoin de prélever un courant moyen à une tension constante, **pour cela nous devons intégrer une capacité de filtrage C_{in} en entrée du convertisseur.**

3.1 Le convertisseur à double sortie

Nous avons vu dans le deuxième chapitre que l'amélioration de la durée de vie du microsystème passe par l'amélioration des chemins de puissance. Nous créons un chemin de puissance direct entre la source et la charge pour augmenter le transfert de puissance et limiter les pertes liées aux chemins classiques passant par l'unité de stockage (figure III-9).

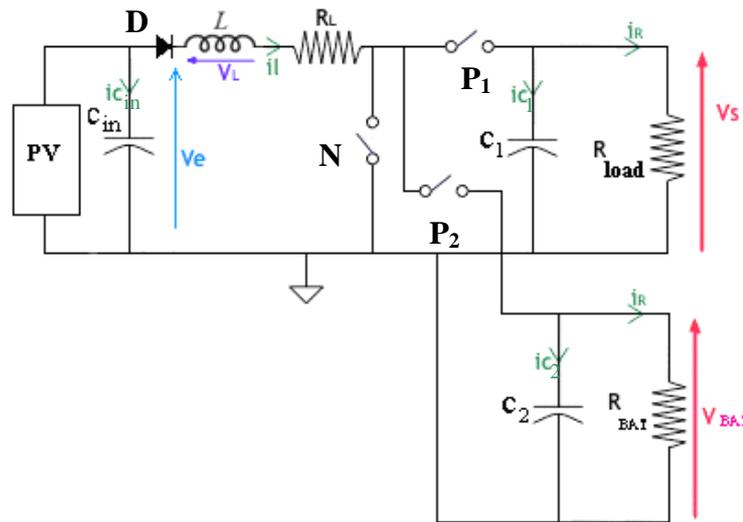


Figure III-9 : Architecture du convertisseur proposé avec les deux sorties.

Le module PV va débiter un courant moyen $i_{c_{in}}$ grâce à la capacité C_{in} . En effet, celle-ci va filtrer les appels de courant de l'inductance. L'amplitude du courant sera définie par la valeur de l'inductance et la fréquence de commutation du transistor N (figure III-9).

a) Pertes et rendements en conduction discontinue

Un des éléments essentiels pour valider la nouvelle architecture est de connaître les pertes du système. On pourra ainsi évaluer le rendement du convertisseur survolteur en mode de conduction discontinue. Différentes pertes s'additionnent au sein du convertisseur (III-2) :

- les pertes dues à la commutation à la fréquence f_{switch} des interrupteurs (N , P_1 et P_2 de la figure III-9) des chemins de puissance (on note ces pertes P_{com} , (III-3)),
- la consommation dynamique du circuit vis-à-vis de sa capacité équivalente et la consommation statique due aux différents blocs nécessaires à la commande du convertisseur (notées P_{conso}), que l'on additionne à P_{com} pour obtenir les pertes liées à la commutation notées P_{switch} (III-3),
- les pertes dues aux composants parasites comme les résistances équivalentes (R_{ON}) des interrupteurs (N , P_1 et P_2 de la figure III-9), de l'inductance (R_L), et des fils (R_{wire}), notées P_{res} (III-4),
- les pertes dues à la conduction de la diode de bias (diode parasite située entre la source et le substrat) des interrupteurs (P_1 et P_2 de la figure III-9) des chemins de puissance, notées P_{diode} (III-5).

$$P_{Total} = P_{switch} + P_{res} + P_{diode} \quad (III-2)$$

avec : $P_{switch} = P_{com} + P_{conso}$ avec $P_{com} = f_{switch} \cdot C \cdot v_s^2$ et $P_{conso} = f_{switch} \cdot C \cdot v_e^2$ (III-3)

$$P_{res} = (R_L + R_{on} + R_{wire}) \cdot i_R^2 \quad (III-4)$$

$$P_{diode} = 2 \cdot I_R \cdot V_{diode} \cdot t_{err} \cdot f_{switch} \quad (III-5)$$

f_{switch} : fréquence de commutation du convertisseur,

C : capacité de grille équivalente à charger et décharger à chaque commutation du transistor de puissance,

v_e : tension d'alimentation basse tension,

v_s : tension de sortie,
 V_{diode} : tension de seuil de la diode directe de bias (0.7 V),
 i_R : courant de sortie,
 t_{err} : temps de non recouvrement des horloges de commande.

Pour éviter tout court-circuit dans le système de gestion d'énergie, il est nécessaire d'avoir des temps morts entre les commutations des différents interrupteurs. Mais ces temps morts créent eux-mêmes des pertes dues à la fuite de courant au travers de la diode directe de bias. Ceci a lieu dès que la différence de tension aux bornes des interrupteurs P_1 et P_2 (dans l'état bloqué) dépasse le seuil de la diode qui est de 0.7 V. Nous avons fixé ces temps morts (t_{err}) à 10 ns. C'est la marge que nous nous sommes réservée pour permettre la commutation des interrupteurs.

Nous avons représenté sur la figure III-10, les pertes en fonction du courant de sortie i_R , pour des transistors de puissance de deux tailles W différentes.

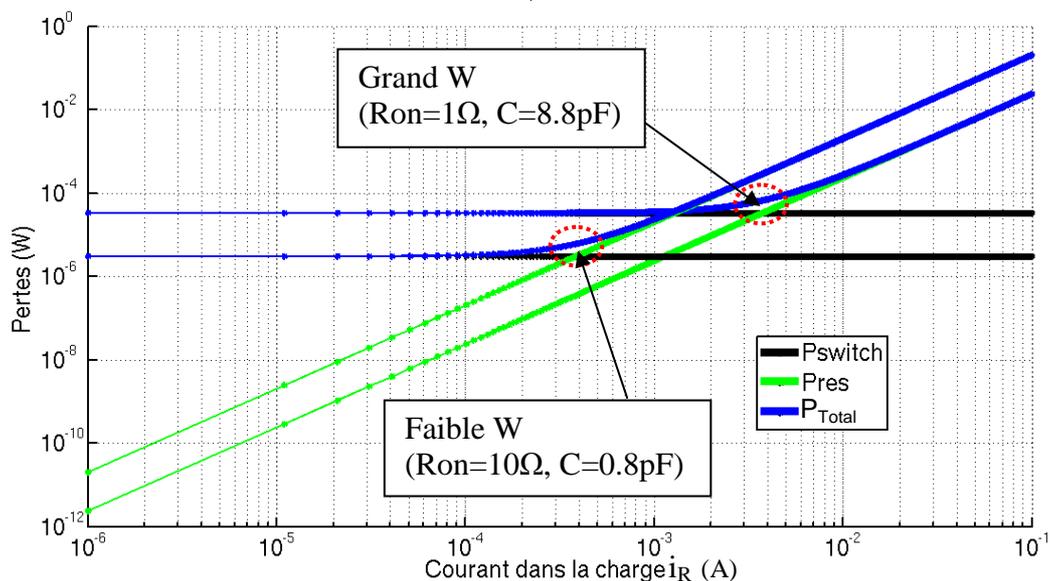


Figure III-10 : Pertes en conduction discontinue en fonction du courant de sortie.

Dans le cas de notre système, qui fonctionne en mode de conduction discontinue, on observe une valeur minimale des pertes pour les faibles courants de sortie (figure III-10). Cette valeur est constante sur une large plage de courants de sortie, allant de 1 μ A à 0.1 mA. Ces pertes proviennent essentiellement des commutations des interrupteurs.

Nous avons choisi une fréquence de commutation de 200 kHz, en faisant un compromis entre la fréquence maximale limitée par la consommation dynamique et la fréquence minimale nécessaire sous faible éclairément. Nous avons de plus limité le rapport cyclique à une valeur minimale du centième de la période.

On remarque que, comme la puissance P_{switch} est constante, celle-ci devient dominante pour les faibles puissances de sortie, domaine où les pertes résistives sont faibles du aux faibles courants traversant les résistances. La modification de la taille W des transistors de puissance permet de faire varier le rapport entre les pertes capacitives et résistives (figure III-10). On obtient ainsi deux points distincts où les pertes du système sont équilibrées (entourés en pointillés rouges), ce qui va permettre d'améliorer

le rendement du système.

Le rendement du système peut être exprimé par l'équation (III-6).

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_{Total}}{P_{utile}}} \text{ avec } P_{utile} = v_s \cdot i_R \quad (III-6)$$

Si nous traçons le rendement calculé à partir de l'équation (III-6) pour les deux cas décrits précédemment, nous obtenons la figure III-11.

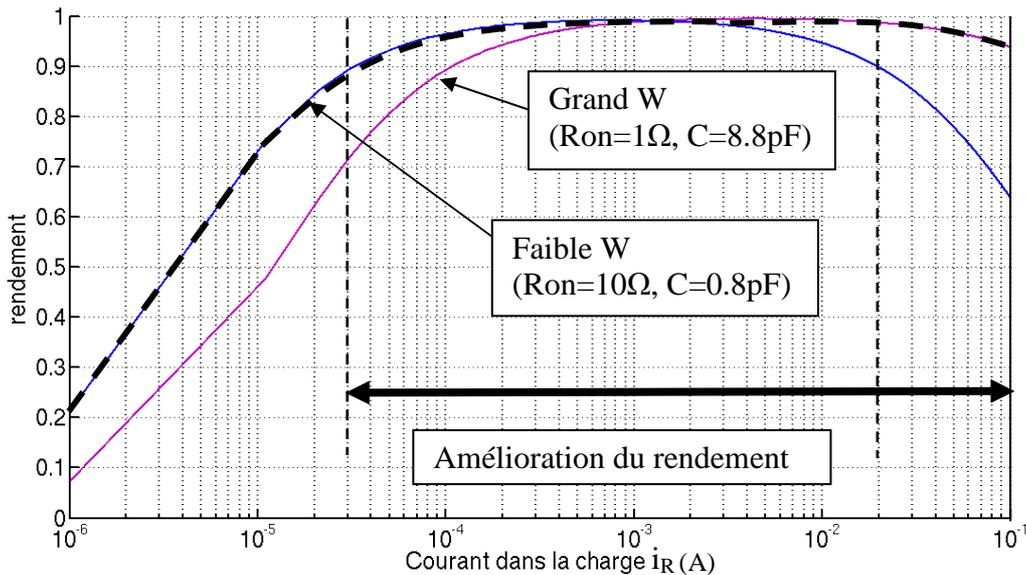


Figure III-11 : Rendement de l'élevateur en conduction discontinue.

On remarque sur la figure II-11 que l'on atteint des rendements supérieurs à 90%, avec une marge de courant de sortie très satisfaisante allant de 25 μ A à 100 mA. Ceci est rendu possible grâce à l'adaptation des tailles des transistors qui permet de diminuer les pertes résistives à forts éclairissements et les pertes capacitives à faibles éclairissements. **On peut ainsi augmenter la plage de fonctionnement de deux décades aux extrémités.**

Nous pouvons maintenant étudier l'effet de la variation de la tension d'entrée et du courant de sortie sur le système.

b) Modélisation du rapport de conversion du convertisseur de type boost

Le convertisseur survolteur de type boost permet de fournir à partir d'une tension continue en entrée, une tension continue plus élevée en sortie. La commande discrète des interrupteurs de puissance permet d'élever la valeur continue de la tension d'entrée. La tension d'entrée est filtrée par une capacité de découplage C_{dec} . Le convertisseur charge une capacité de sortie C_S avec une ondulation autour de la valeur continue souhaitée, le fonctionnement de l'architecture et les calculs sont détaillés à l'ANNEXE 1 : *Fonctionnement d'un convertisseur survolteur de type boost.*

On peut tracer l'allure idéale de la tension $v_L(t)$ et du courant $i_L(t)$ de l'inductance en fonction de l'évolution de la commande (U) des interrupteurs de puissance (figure III-12).

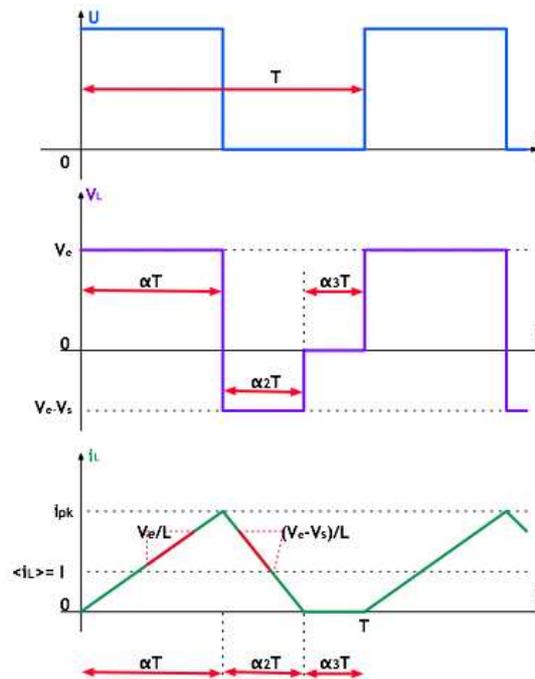


Figure III-12 : Allures de v_L et i_L en fonction de U en conduction discontinue.

La conduction discontinue ajoute une phase où le courant au sein de l'inductance $i_L(t)$ est nul. Ceci a un effet sur l'expression du rapport de conversion. En effet, nous n'avons plus $\alpha_2 = 1 - \alpha$ comme dans le cas de la conduction continue. L'instant où le système passe dans la troisième phase ($T - \alpha_3 T$) évolue en fonction des paramètres d'entrée et de sortie du système. Après résolution du système, on obtient la relation (III-7) entre les tensions d'entrée v_e et de sortie v_s du convertisseur.

$$v_s = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{K}}}{2} \cdot v_e \quad \text{avec } K = \frac{2L}{R_{charge} \cdot T} \quad (III-7)$$

Cette relation n'est valable que si $K < K_{crit}(\alpha)$, sachant que $K_{crit} = \alpha(1 - \alpha)^2$, c'est-à-dire si l'on se trouve en mode de conduction discontinue. Dans notre cas, avec $L = 22 \mu H$, $R_{charge} = 100 k\Omega$ et $T = 5 \mu s$, on a $K = 8.8 \cdot 10^{-5}$. On est donc bien en conduction discontinue puisque $K < K_{crit} = 0.125$.

Nous pouvons tracer l'allure de la tension de sortie v_s en fonction du rapport cyclique α (figure III-13), pour les conditions intérieure et extérieure.

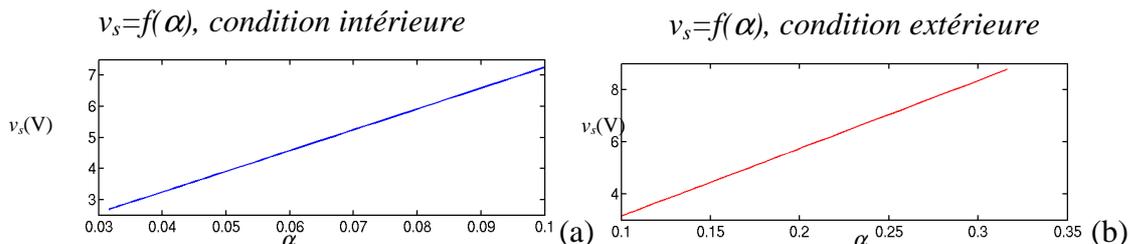


Figure III-13 : Tension de sortie v_s en fonction du rapport cyclique α , en condition intérieure (a, avec $P = 545 \mu W$) et extérieure (b, avec $P = 3.63 mW$).

On voit que, théoriquement, le rapport de conversion évolue fortement en fonction des caractéristiques de l'entrée et qu'il peut atteindre des valeurs élevées. En pratique, le rapport de conversion sera limité à cause des non-idéalités des composants (pertes résistives et imperfections des horloges de commande).

c) Modélisation du système avec les deux sorties

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre du manuscrit, un convertisseur à sorties multiples dit Single Inductor Multiple Output (SIMO) fonctionnant en mode Ordered Power Distributive Control (OPDC) a été proposé par Le et al. en 2007 [LE 2007].

Nous allons développer un convertisseur survolteur de type boost basé sur le même principe (figure III-14). Il aura le fonctionnement suivant : dans la première partie du cycle, l'inductance sera chargée, puis elle sera déchargée dans la seconde partie, successivement vers chaque sortie. Le système passera de la première sortie à la seconde sortie dès que la consigne de la première sortie sera atteinte. Si l'énergie stockée dans l'inductance est insuffisante pour recharger chaque sortie, le système devra augmenter le rapport cyclique du convertisseur pour charger d'avantage d'énergie dans l'inductance à chaque cycle.

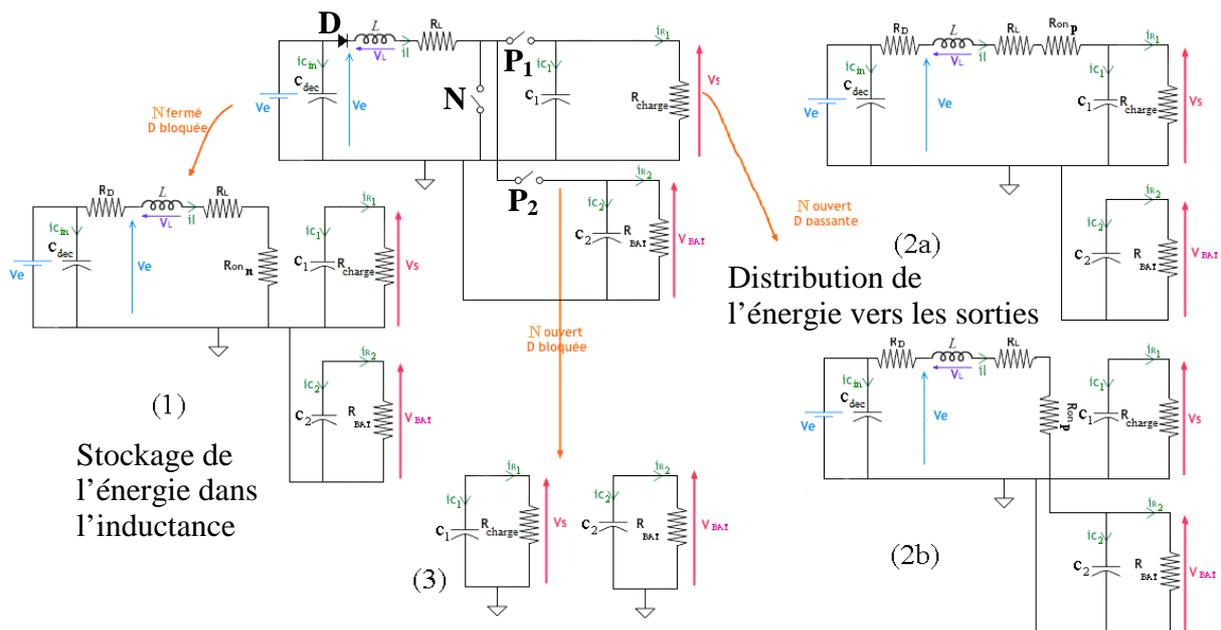


Figure III-14 : Architecture de type boost à deux sorties.

Pour limiter le nombre de commutations entre les deux chemins de puissance, nous utiliserons un comparateur à hystérésis. La valeur de l'hystérésis définira l'ondulation de la tension régulée obtenue en sortie du premier chemin de puissance.

On considère de plus, que les capacités ne présentent pas de pertes et que l'inductance et les interrupteurs de puissance ne présentent que des pertes résistives.

Pour pouvoir simuler le système de gestion d'énergie à double sortie, nous allons placer en entrée du convertisseur une source de tension fixe (composée d'une force électromotrice v_e et d'une résistance interne r). La première sortie va avoir une charge résistive R_{charge} et la deuxième une charge résistive R_{BAT} .

Dans le cas d'une conduction discontinue, on peut distinguer trois phases qui se répètent. L'architecture peut donc être décomposée en trois états distincts, comme on peut le voir (figure III-14) :

- un premier état noté 1 pendant lequel l'inductance est chargée,
- un état 2 avec deux configurations possibles suivant la sortie activée,
- un troisième état où le courant de l'inductance est nul jusqu'au prochain cycle.

Les configurations 2a et 2b de la figure III-14 correspondent respectivement aux cas où la première sortie est activée et où la deuxième sortie est activée.

d) Etude de l'état (1)

Durant la première phase, N est fermé, la diode D est passante, et les interrupteurs P_1 et P_2 sont ouverts. Nous pouvons écrire les systèmes d'équations (III-8) et (III-9).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{on})i_L(t) + v_D + v_L(t) \\ i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \end{array} \right. \quad (III-8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{on})i_L(t) + v_D + L \frac{di_L(t)}{dt} \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \end{array} \right. \quad (III-9)$$

On isole i_L , v_s et v_{BAT} pour la modélisation et on préférera utiliser des intégrales plutôt que des dérivés qui créent des erreurs de linéarisation dans Matlab/Simulink. On obtient ainsi le système d'équations (III-10).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - v_D + (R_D + R_L + R_{on})i_L(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{array} \right. \quad (III-10)$$

Durant cette première phase, la tension v_e est appliquée à la bobine L qui accumule de l'énergie. On observe alors une augmentation du courant i_L de la bobine. Les capacités de sortie ne sont soumises qu'aux courants prélevés par leurs charges respectives, aucun courant ne provient de l'inductance.

e) Etude l'état (2)

Durant la phase 2, N est ouvert et la diode D est passante.

Dans le premier cas (figure III-14 2a) : la sortie 1 est active (P_1 fermé et P_2 ouvert), on a les systèmes d'équations (III-11) et (III-12).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) + v_L(t) + v_D + v_s(t) \\ i_L(t) = i_{C1}(t) + i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \end{array} \right. \quad (III-11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + v_D + v_s(t) \\ i_L(t) = C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} + \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \end{array} \right. \quad (III-12)$$

On obtient le système d'équation (III-13).

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - v_s(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t) - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{cases} \quad (III-13)$$

Dans le deuxième cas : la sortie 2 est active (P_1 ouvert et P_2 fermé), on a les systèmes d'équations (III-14) et (III-15).

$$\begin{cases} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) + v_L(t) + v_D + v_s(t) \\ i_L(t) = i_{C2}(t) + i_{R2}(t) \\ ic_1(t) = -i_{R1}(t) \end{cases} \quad (III-14) \quad \begin{cases} v_e(t) = (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + v_D + v_{BAT}(t) \\ i_L(t) = C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} + \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \end{cases} \quad (III-15)$$

On obtient le système d'équations (III-16).

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - v_{BAT}(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{cases} \quad (III-16)$$

Durant cette deuxième phase, le courant i_L accumulé précédemment est transmis à la capacité C_1 et à R_{charge} , ou à C_2 et R_{BAT} , suivant les cas. La capacité C_1 (respectivement C_2) se charge et impose une tension aux bornes de R_{charge} (respectivement R_{BAT}). La capacité C_2 (respectivement C_1) non connectée à l'inductance est déchargée au travers de la charge associée R_{BAT} (respectivement R_{charge}) en attendant d'être sélectionnée à la prochaine arrivée d'un courant i_L .

f) Etude de l'état (3)

Durant cette phase, N est ouvert, la diode D est bloquée et les interrupteurs P_1 et P_2 sont ouverts. Le courant i_L est nul et la tension de sortie est uniquement entretenue par l'énergie fournie par les capacités C_1 et C_2 . On peut écrire les systèmes d'équations (III-17) et (III-18).

$$\begin{cases} i_L(t) = 0 \\ i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \end{cases} \quad (III-17) \quad \begin{cases} i_L(t) = 0 \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \end{cases} \quad (III-18)$$

On obtient le système d'équations (III-19).

$$\begin{cases} i_L(t) = 0 \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{cases} \quad (III-19)$$

Si la phase de non-conduction de la bobine est trop longue, la tension de sortie risque de diminuer et de ne plus être régulée. Ceci impose une fréquence minimale de hachage ou une puissance maximale pour la charge sous faibles éclairagements.

On fait intervenir les commandes U et W pour former un seul système de quatre équations (III-20), donnant i_L , v_s , v_{BAT} et v_e . U est le signal numérique qui commande les interrupteurs $NMOS$ et $PMOS$, W est le signal numérique qui dirige la commande U soit sur l'interrupteur P_1 soit sur l'interrupteur P_2 , permettant de sélectionner l'un ou l'autre chemin de puissance.

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - (v_s(t)).(1-U).W - (v_{BAT}(t)).(1-U).(1-W)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t).(1-U).W - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t).(1-U).(1-W) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C_{dec}} \int [i_{in}(t) - i_L(t)] \end{cases} \quad (III-20)$$

Si W est égal à '0' nous avons le système d'équation (III-21) où l'on charge la batterie et si W est égal à '1' nous avons le système d'équations (III-22) où l'on alimente le chemin direct.

$W = '0'$: (III-211)

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) - (v_{BAT}(t)).(1-U)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t).(1-U) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{cases}$$

$W = '1'$: (III-222)

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_D + R_L + R_{ON})i_L(t) - (v_s(t)).(1-U)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t).(1-U) - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \end{cases}$$

g) Simulation du convertisseur survolteur en conduction discontinue

On utilise les équations trouvées précédemment pour modéliser le convertisseur survolteur sous Matlab/Simulink (figure III-15). On utilise les commandes U et W , mais aussi la valeur du courant i_L , afin de déterminer dans quel cas on se trouve.

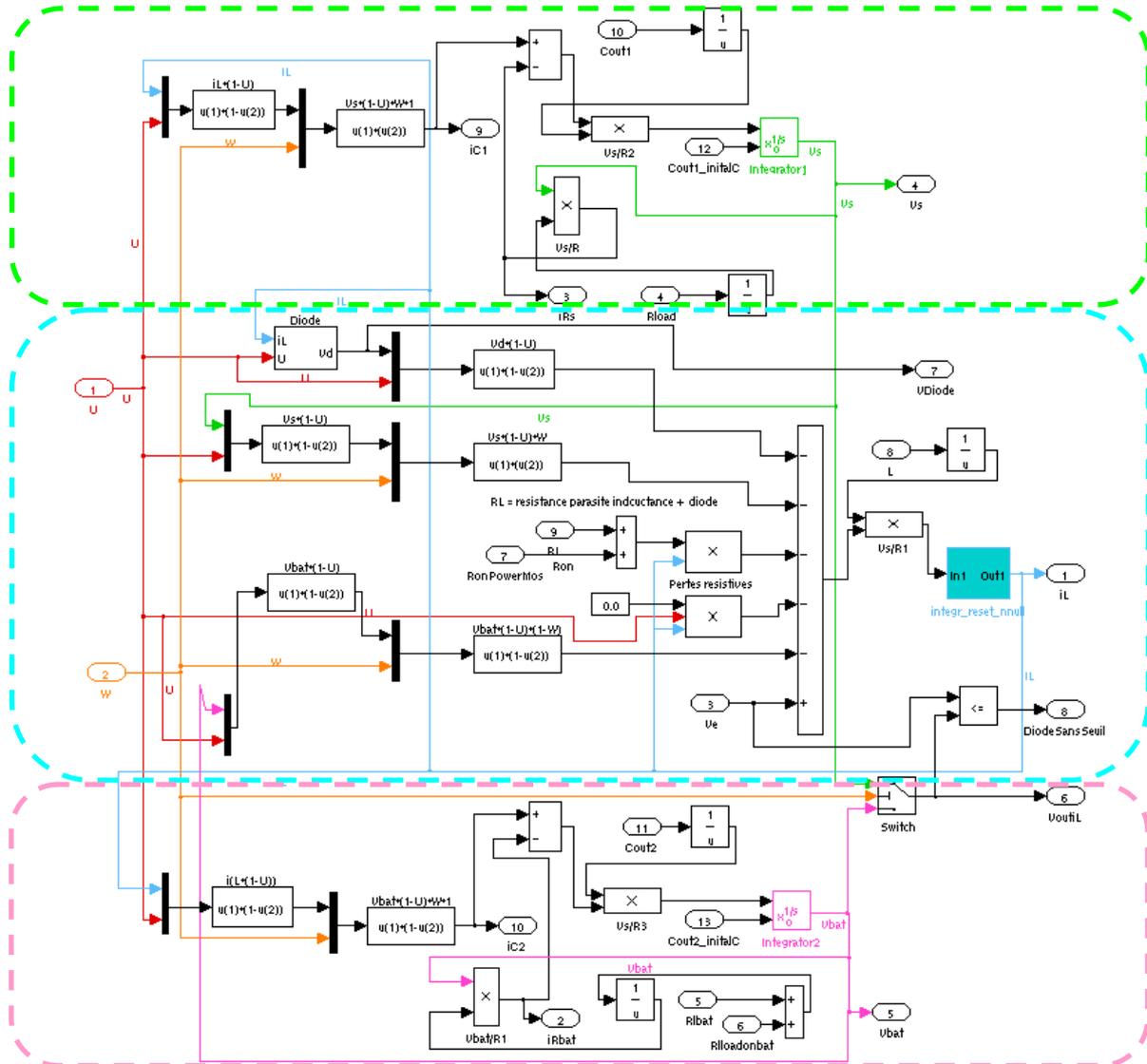


Figure III-15 : Modélisation du convertisseur survolteur en conduction discontinue.

Chaque bloc en pointillés modélise une des trois premières équations du système précédent (III-20). Le bloc « Diode » modélise l'action de la diode suivant la valeur de la commande et du courant i_L . Par exemple, si la commande est à '0' et que le courant i_L est inférieur ou égal à 0, la diode se bloque et $V_d=0$. Par contre, pour la même commande, si $i_L > 0$ alors la diode est passante et la tension V_d intervient. Enfin, si la commande U est à '1', la diode est bloquée et $V_d=0$. Le bloc « integr_reset_null » contient un intégrateur que l'on remet à zéro à chaque fois que le courant i_L est inférieur ou égal à 0.

On utilise le système représenté sur la figure III-16 pour simuler le convertisseur survolteur de tension en conduction discontinue.

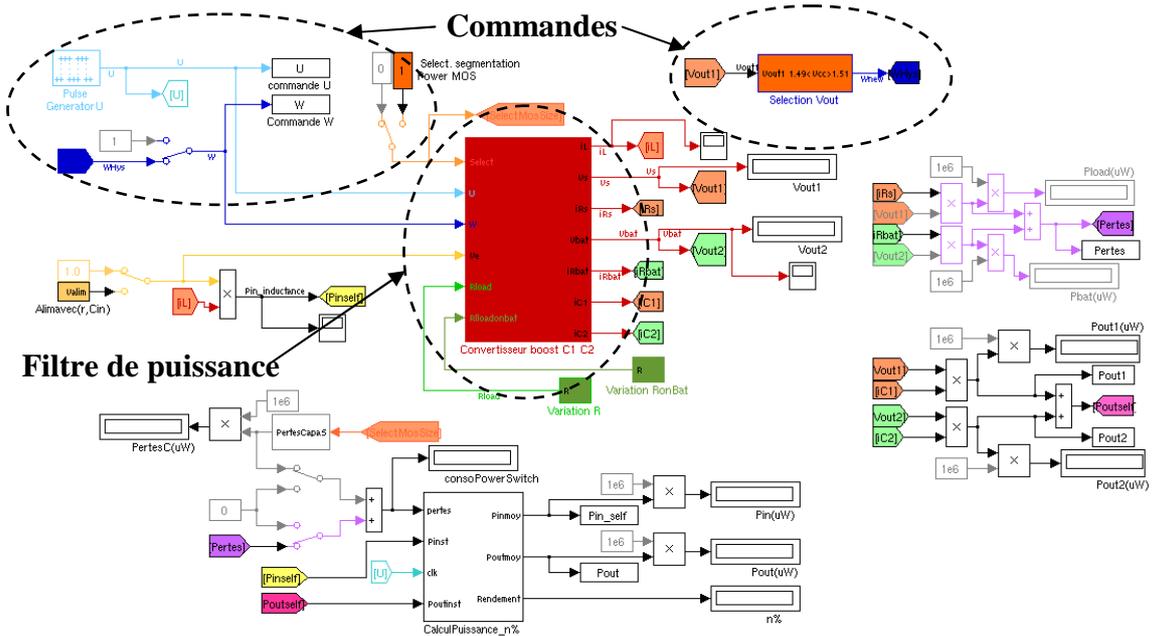


Figure III-16 : Modèle Simulink du convertisseur survolteur en conduction discontinue.

La source de tension utilisée est une source idéale de 1 V. On applique un signal carré sur la commande avec un rapport cyclique de 0,2, qu'on fera varier par la suite.

Nous utilisons la fréquence de commutation de 200 kHz et des capacités de filtrage de 25 μ F. Ces composants nous permettent, d'une part d'alimenter de manière continue les charges et d'autre part de filtrer les variations du courant prélevé sur le module PV. Nous considérons que le système voit une charge moyenne de 15 μ A, et qu'à chaque transfert d'énergie le courant passe par deux interrupteurs de puissance ayant une résistance équivalente de 1 Ω .

On visualise la commande U , le courant dans la charge i_R et le courant dans la bobine i_L , ainsi que la tension de sortie v_s sur la figure III-17.

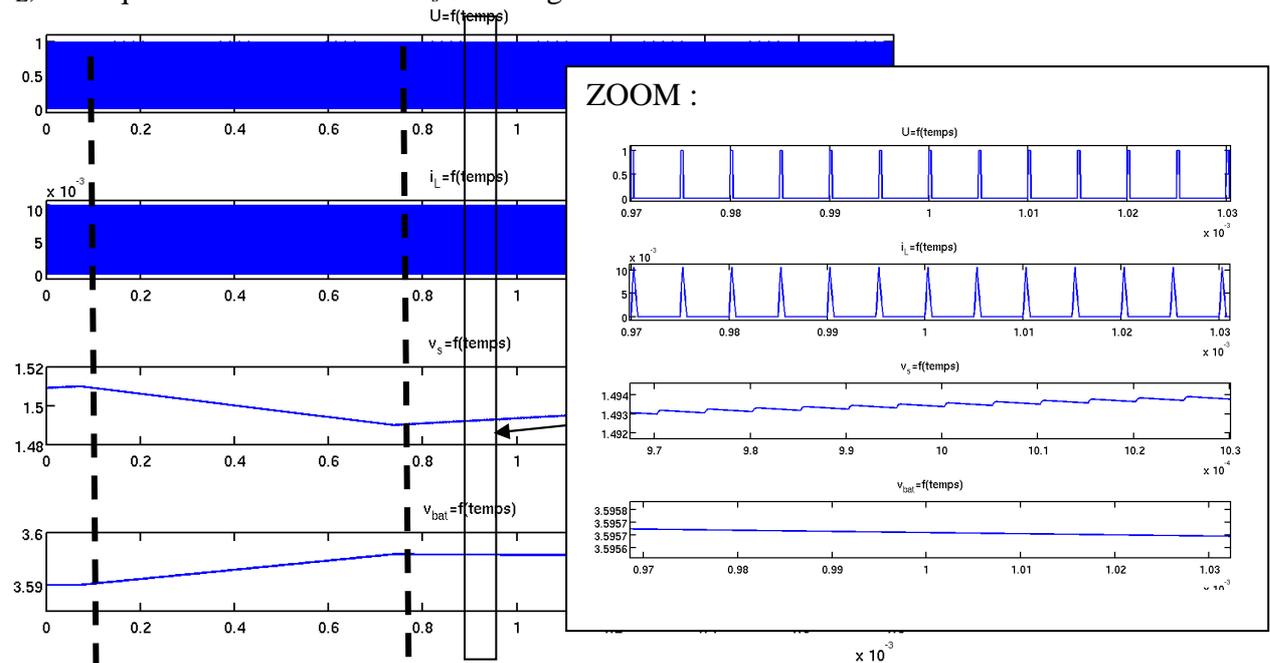


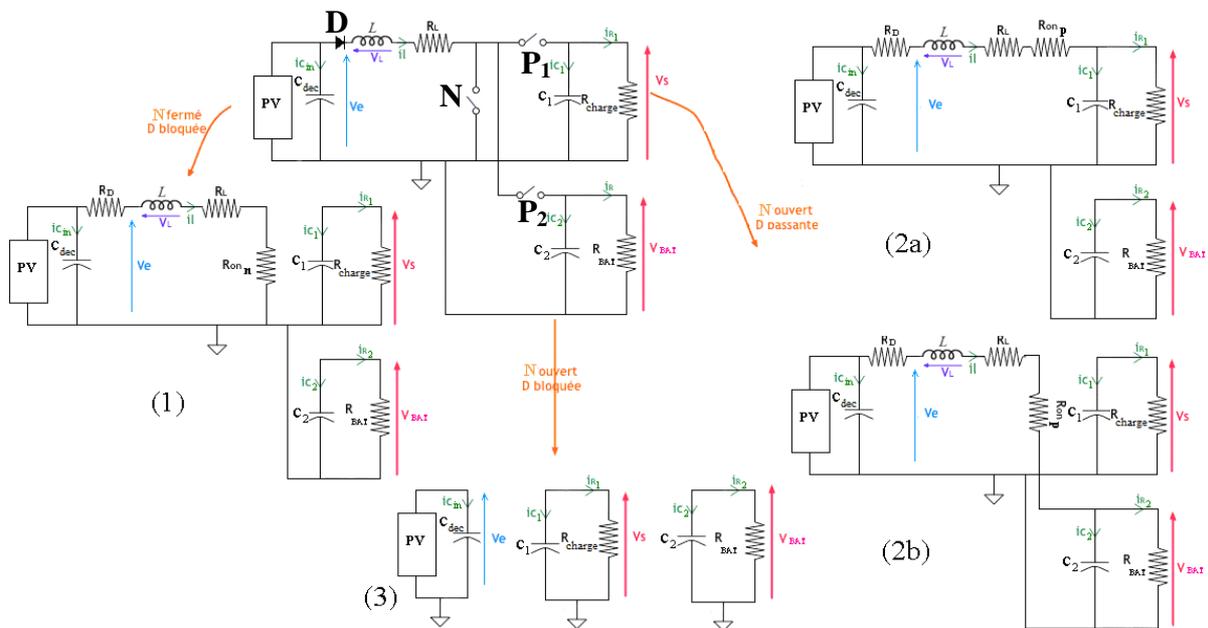
Figure III-17 : Les signaux en conduction discontinue.

La visualisation des différents signaux nous permet d'observer les commutations de l'inductance ainsi que leurs effets sur les tensions de sortie du système (figure III-17). Ces simulations nous permettent de valider le fonctionnement du convertisseur survolteur de type boost en mode de conduction discontinue, de vérifier l'élévation en tension des deux sorties du système et de visualiser les valeurs des courants maximums dans le système pour pouvoir par la suite déterminer les valeurs des composants remplissant ces conditions d'utilisation.

La simulation du convertisseur pour différents cas de puissance en entrée nous permet d'obtenir le courant maximum qui peut traverser la bobine. Ce courant est de 600 mA dans le cas de forts éclairnements.

3.2 Le convertisseur à double sortie avec la cellule photovoltaïque

La source de tension est maintenant remplacée par le module PV. On obtient le schéma de la figure III-18 pour les trois étapes de la conduction discontinue.



Avec la cellule PV équivalent au circuit suivant :

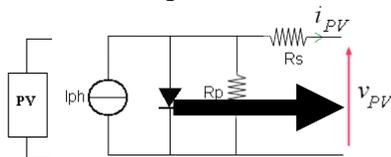


Figure III-18 : Architecture du convertisseur de type boost à deux sorties avec le module PV.

Nous réitérons la même mise en équation que précédemment en étudiant chacune des étapes de conduction pour modéliser le fonctionnement du convertisseur (ANNEXE 2).

Comme précédemment on fait intervenir les commandes U et W pour former un seul système de quatre équations, donnant i_L , v_s , v_{BAT} , et v_e . On rappelle que U est le signal numérique qui commande les interrupteurs N , P_1 et P_2 , et que W est le signal numérique qui

dirige la commande U soit sur l'interrupteur P_1 soit sur l'interrupteur P_2 , permettant de sélectionner l'un ou l'autre chemin de puissance. On obtient le couple d'équations (III-23).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - (v_s(t)).(1-U).W - (v_{BAT}(t)).(1-U).(1-W)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t).(1-U).W - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t).(1-U).(1-W) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C_{dec}} \int \left[S.G.Sun - S.I_o \cdot \exp\left(\frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{V_t} - 1\right) - \frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{R_P} - i_L(t) \right] dt \end{array} \right. \quad (III-23)$$

Dans ce système seul l'équation de v_e est modifiée. La tension délivrée par le module PV est fonction de la valeur du courant i_{PV} prélevé par le système. Nous rajoutons un module permettant de modéliser l'évolution de cette tension v_e qui est fonction de l'irradiance, des paramètres de la technologie de la cellule et du courant prélevé (figure III-19).

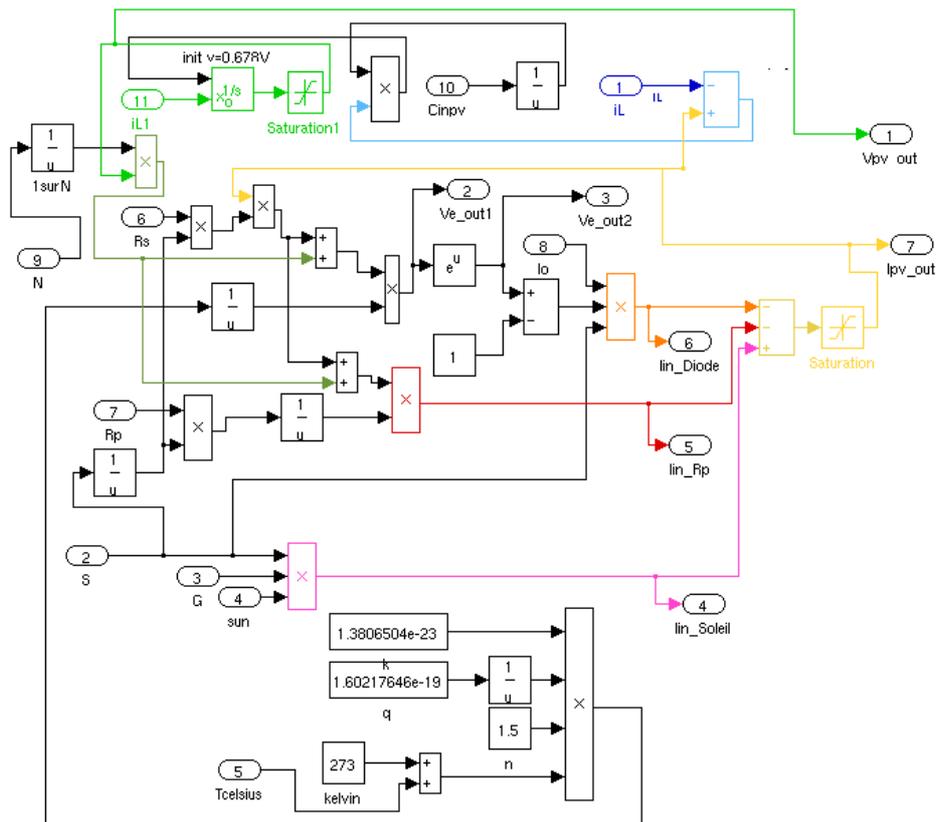


Figure III-19 : Modèle du module photovoltaïque avec la capacité de filtrage C_{in} et un nombre N de cellules en séries.

Les pertes et le rendement ont des expressions qui restent inchangées et dépendent de l'éclairement auquel est soumis le module PV.

Comme précédemment, on applique un signal carré sur la commande U avec un rapport cyclique de 0.2, que l'on fera varier par la suite. On visualise la commande, le courant dans la charge i_R et dans la bobine i_L , la tension de sortie v_s , ainsi que la tension du module PV (figure III-20).

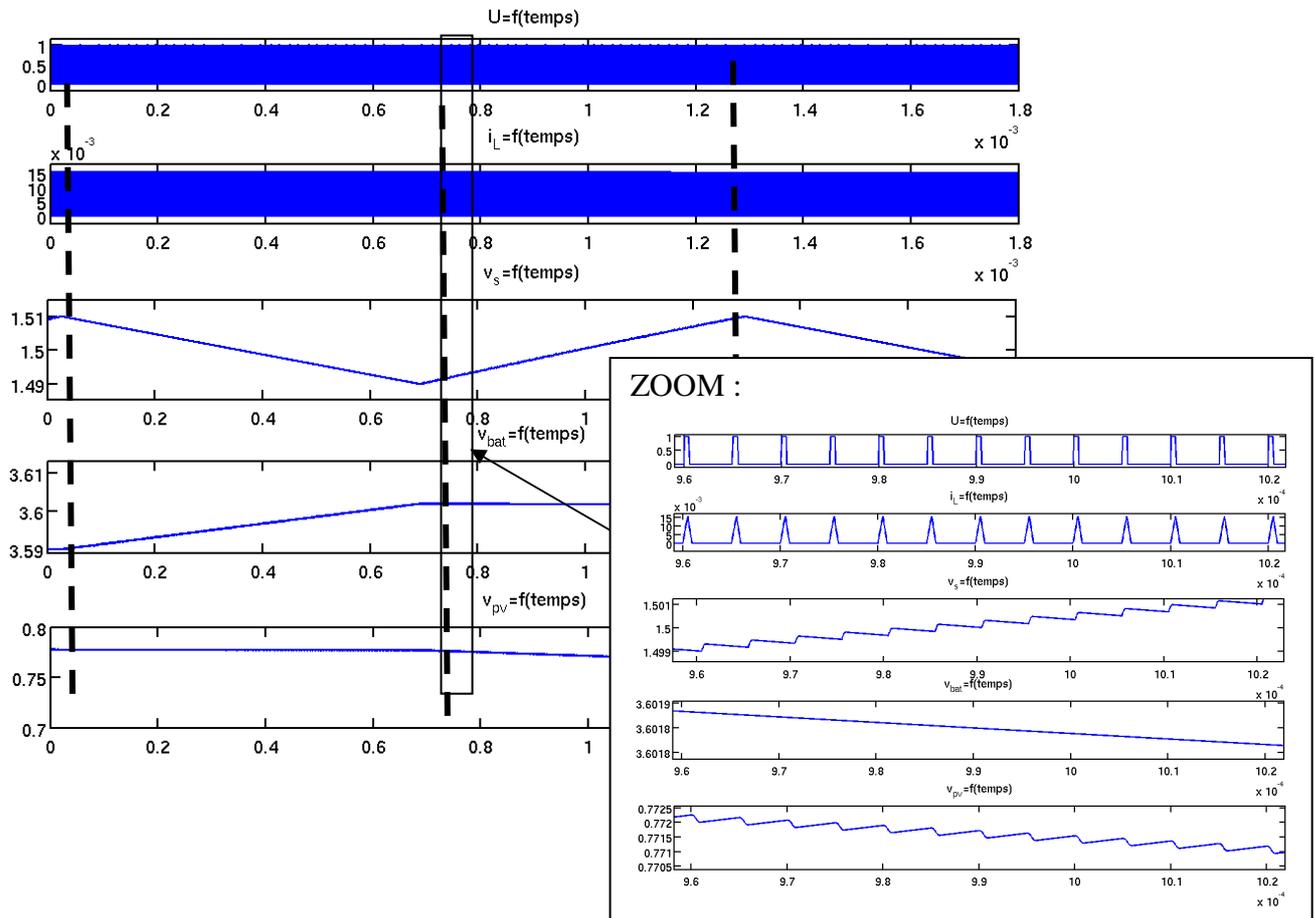


Figure III-20 : Signaux en conduction discontinue avec le module PV.

Ces simulations nous permettent de valider le fonctionnement du boost avec le module PV et de vérifier l'élévation en tension des deux sorties du système v_s et v_{BAT} qui sont bien chargées par intermittence. L'observation de la tension du module PV nous montre que la capacité C_{in} filtre bien les appels de courant du convertisseur tout en laissant la tension évoluer en fonction de l'état du convertisseur (modification du courant moyen prélevé en fonction de l'évolution du rapport cyclique).

L'ajout du modèle du module PV nous permet d'avoir une modélisation plus fine des courants qui seront gérés par le système, permettant ainsi de valider les composants que nous avons sélectionnés. Nous pouvons maintenant insérer la méthode de recherche du point de puissance maximale pour contrôler le système de gestion d'énergie pour différentes conditions d'utilisations et d'environnements.

4. Etude et segmentation de la méthode du MPPT

Pour extraire à tout instant le maximum de puissance de la source photovoltaïque, nous mettons en œuvre une méthode de recherche qui contrôle le fonctionnement du convertisseur survolteur. La méthode de recherche du point de puissance maximum (MPPT) nous permet de suivre les variations non-linéaires des caractéristiques du module PV en fonction des variations d'éclairement et de température. La méthode du MPPT permet d'adapter l'horloge de hachage du système de gestion d'énergie de manière à faire fonctionner le module PV à un couple tension-courant optimal et d'atteindre ainsi son point de puissance maximale (MPP). Nous allons voir en détails le fonctionnement de la méthode et montrer comment elle agit sur le convertisseur de manière à pouvoir l'implémenter efficacement.

4.1 La méthode du MPPT simple capteur de tension

a) Le principe de la méthode

Comme présenté dans le deuxième chapitre nous allons mettre en œuvre la méthode du MPPT présentée par Pandey en 2007 [PAN 2007]. Cette méthode est basée sur l'observation empirique que la dérivée de la tension de fonctionnement du module PV en fonction du rapport cyclique présente un maximum autour du MPP.

Pour rechercher le MPP, on définit une méthode de recherche basée sur la recherche du maximum de la fonction $P_{est,j}$ (figure III-21), qui est une estimation à un coefficient k de la puissance délivrée par le module PV. Elle est obtenue à partir de l'évolution de la variation de la tension du module PV en fonction de la modification du rapport cyclique du système de gestion d'énergie.

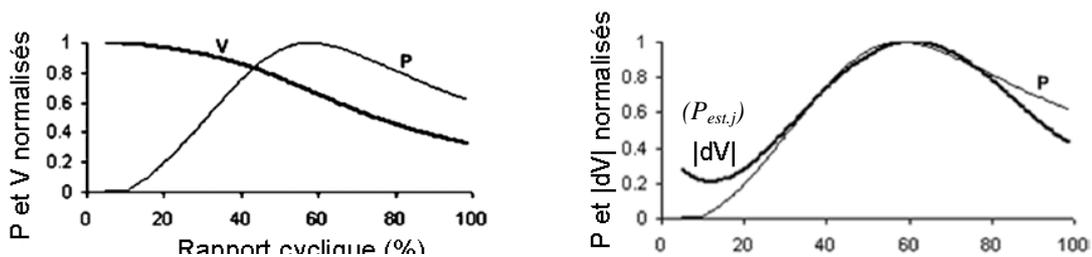


Figure III-21 : Tension, dérivée de la tension et puissance du module PV en fonction du rapport cyclique [PAN 2007].

De manière empirique, l'observation montre, qu'autour du MPP, nous avons la relation (III-24).

$$\left| \frac{\Delta V}{\Delta D} \right| = \kappa \cdot P_{est,j} \quad (III-243)$$

avec : κ une constante de proportionnalité empirique qui dépend du type de cellules

Si l'on travaille à un pas de variation du rapport cyclique ΔD fixé, nous obtenons l'équation (III-25).

$$|\Delta V| = \kappa_1 \cdot P_{est,j} \quad (III-25)$$

D'où l'équation (III-26).

$$P_{est.j} = \frac{|\Delta V|}{\kappa_1} \quad (III-26)$$

avec $\Delta V = \Delta V_j = V_j - V_{j-1}$

Nous obtenons ainsi la fonction $P_{est.j}$ reliant les variations de la tension de la cellule à la puissance qu'elle délivre.

A chaque pas de la méthode, on modifie le rapport cyclique D d'une quantité $\pm\Delta D$. L'historique d'un cycle suffit pour déterminer le sens de variation du rapport cyclique ($+\Delta D$ ou $-\Delta D$). Si la valeur précédente de $P_{est.j}$ est supérieure à la nouvelle valeur de $P_{est.j}$, cela signifie que la puissance disponible diminue et que le système s'éloigne du MPP. Il faut par conséquent changer le sens de variation du rapport cyclique. Dans le cas inverse, on continue à modifier le rapport cyclique dans le même sens.

b) Segmentation de la méthode du MPPT

Nous allons mettre en œuvre la méthode du MPPT en utilisant l'algorithme décrit sur la figure III-22.

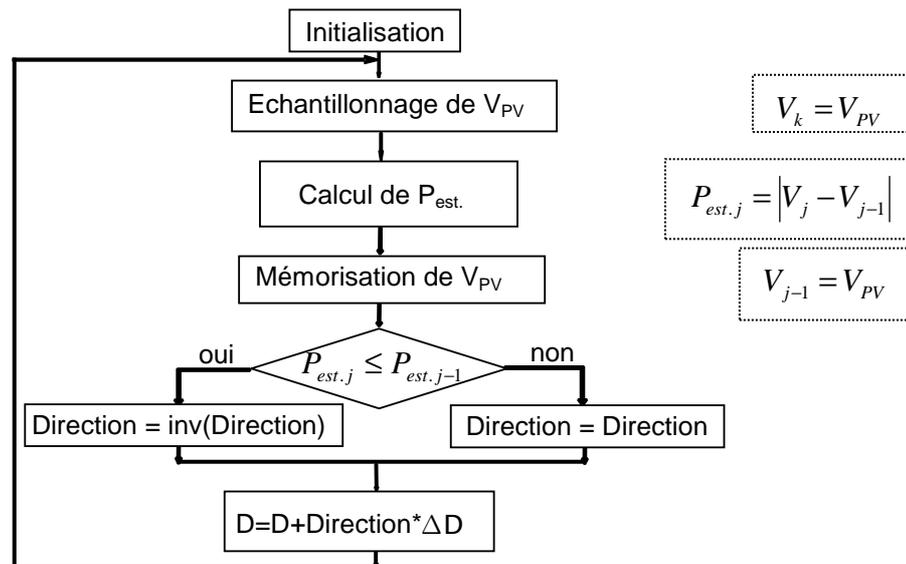


Figure III-22 : Algorithme de recherche du point de puissance maximal proposé, le maximum de P est recherché au travers de la maximisation de la fonction P_{est} .

La méthode du MPPT peut être divisée en trois sous-blocs élémentaires (figure III-23). Deux sous-blocs sont propres à la méthode du MPPT. Le premier sous-bloc échantillonne la tension V_{PV} du module PV pour fournir le signe de la variation de la puissance estimée P_{PV} du module PV et le deuxième sous-bloc convertit ce signe pour obtenir le nouveau rapport cyclique de l'horloge de commutation. Le dernier sous-bloc, indépendant de la méthode du MPPT, est le générateur de l'horloge de type PWM³³.

³³ PWM : Pulse Width Modulation, modulation de la largeur d'impulsion

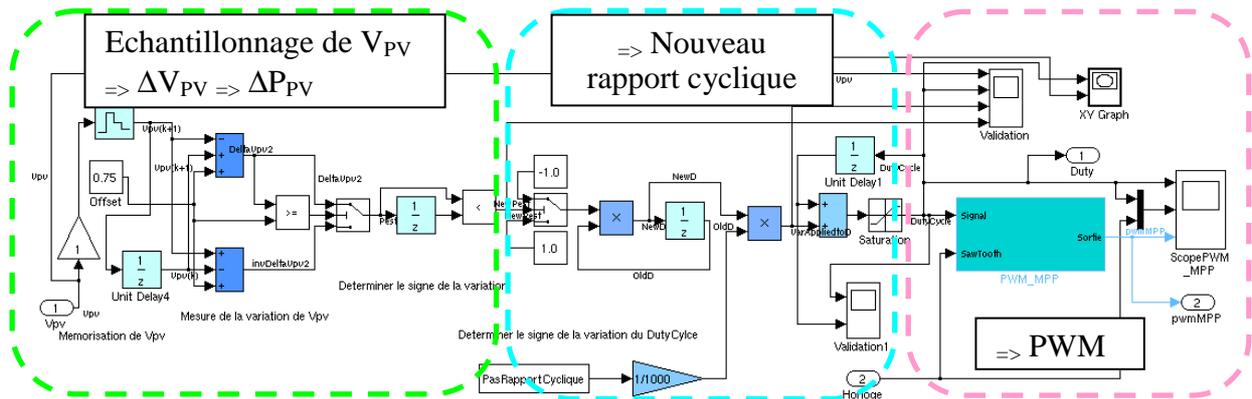


Figure III-23 : Blocs Simulink de la méthode du MPPT.

4.2 simulation des sous-blocs de la méthode du MPPT

Nous présentons les résultats de la simulation du seul bloc de la méthode du MPPT en boucle ouverte pour vérifier le comportement de chacun de ses sous-blocs.

Pour valider le bloc implémenté sous Matlab/Simulink, nous avons reproduit les variations que subirait la tension du module PV en cas de changement du rapport cyclique. Les variations de tension permettent de simuler en boucle ouverte un éloignement du MPP, ainsi qu'un rapprochement. La fréquence est de 13 Hz et nous nous sommes placés dans le cas d'une évolution croissante de la tension. En effet, on peut se rapprocher du MPP bien que la tension décroisse ou que celle-ci croisse.

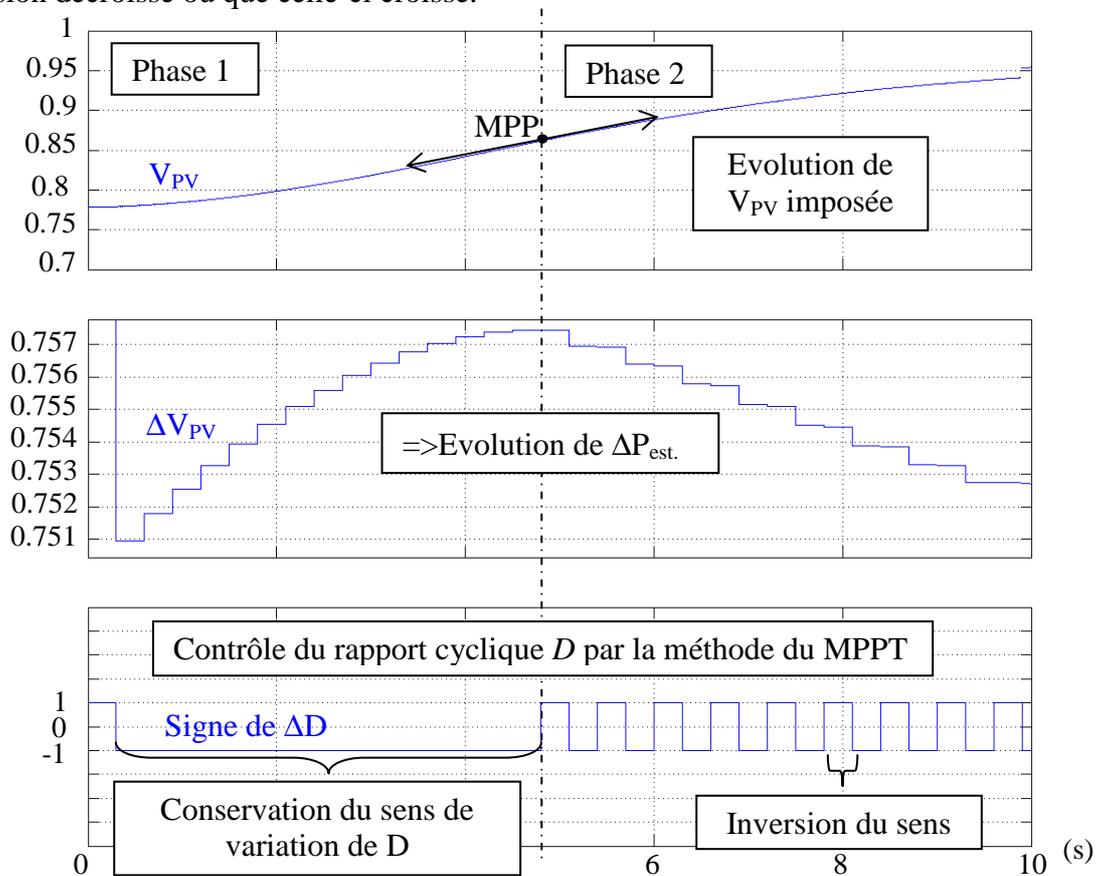


Figure III-24 : Evolution de la tension du module PV, de la dérivée discrète de cette tension ainsi que du rapport cyclique déterminé par le MPPT.

La simulation est décomposée en deux phases représentées sur la figure III-24. Lors de la première phase (*Phase 1*), on simule une augmentation de la dérivée de la tension du module PV. Lors de la deuxième phase (*Phase 2*), on simule une diminution de la dérivée de la tension du module PV. Le pas de variation du rapport cyclique est fixe et vaut 0.005. On simule ainsi le cas où le système se rapproche du MPP (*Phase 1*) et le cas où il s'en éloigne (*Phase 2*). On observe que, lors de la *Phase 1*, le bloc de la méthode du MPPT maintient le sens de variation du rapport cyclique pour se rapprocher du MPP. Lors de la *Phase 2*, le bloc de la méthode du MPPT modifie constamment la direction du rapport cyclique car il observe qu'il s'éloigne du MPP.

On observe que le système est prêt à tout instant à modifier son sens de variation du rapport cyclique. Ceci prouve que le système est capable à tout moment de rechercher un nouveau point de puissance maximale dû à un changement d'état du système (évolution de la charge ou de l'énergie incidente du module PV).

Nous pouvons maintenant simuler le système en boucle fermée en activant la méthode du MPPT.

5. Simulations globales

Le convertisseur que nous proposons est constitué de deux boucles de régulation (figure III-25). La première permet de faire fonctionner la source PV à son point de puissance maximale (MPPT), et la seconde permet de sélectionner le chemin de puissance pour optimiser le transfert d'énergie au sein du microsysteme (PPM).

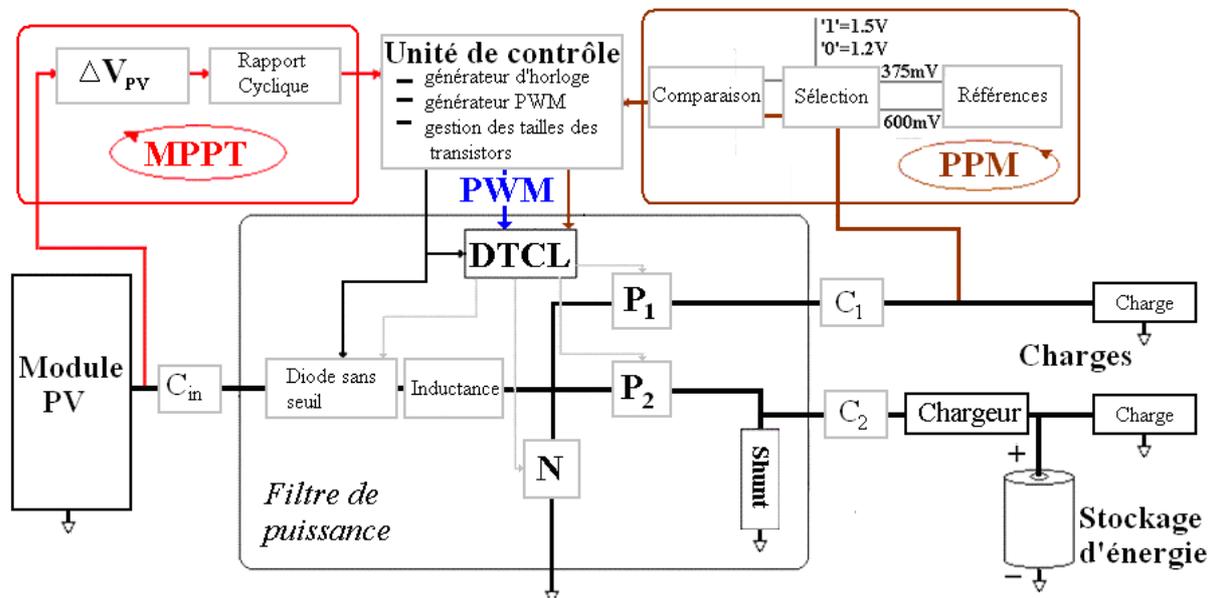


Figure III-25 : Architecture simplifiée du convertisseur proposé avec ses deux boucles de régulation, Maximum Power Point Tracking (MPPT) et Power Paths Management (PPM).

Le bloc *DTCL* (Dead Time Control Logic) génère les signaux de commande des interrupteurs N , P_1 et P_2 . Il insère des temps morts au signal de commande *PWM* pour éviter tout court-circuit au sein du filtre de puissance (cf. 3.1 a) Pertes et rendements en conduction discontinue).

Nous allons simuler l'ensemble du modèle en boucle fermée pour montrer comment le système extrait le maximum d'énergie. Enfin, la modélisation haut-niveau sous Matlab/Simulink du système complet (figure III-26) nous permet de définir les contraintes que nous devons respecter lors de la conception des blocs analogiques.

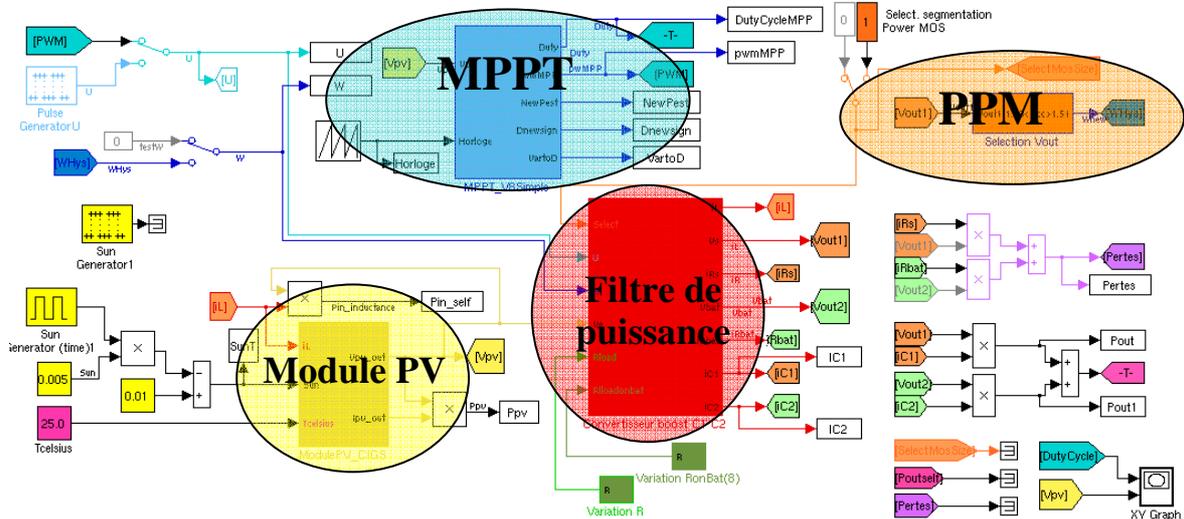


Figure III-26 : Architecture du convertisseur proposé, avec ses deux boucles de régulation, Maximum Power Point Tracking (MPPT) et Power Paths Management (PPM).

On retrouve sur la figure III-26 les deux boucles de régulation du système : la boucle de MPPT et celle du PPM qui gère la distribution de puissance entre les sorties du système.

5.1 Extraction du maximum d'énergie

a) Validation du contrôle du convertisseur par la méthode du MPPT

Nous avons simulé le convertisseur à double sortie avec ses boucles de régulation dans le cas d'un éclairage constant à 10 mSun. Le système de gestion d'énergie est simulé en boucle fermée avec une seule de ses sorties active. Cette simulation nous permet d'observer l'ensemble de la chaîne de contrôle et de voir comment le système se rapproche du rapport cyclique optimum, permettant d'être au MPP.

Nous allons nous aider des résultats de la simulation représentés sur la figure III-27, figure III-28, ainsi que sur la figure III-29 pour décrire et vérifier le fonctionnement de la méthode de MPPT. La figure III-27 représente l'évolution de la tension du module PV en fonction des changements de rapport cyclique, à la fréquence du MPPT (20 Hz) et la figure III-28 représente l'évolution du courant de la bobine contrôlé par la commande PWM, à la fréquence de 200 kHz. La figure III-29 représente les signaux internes de la méthode du MPPT.

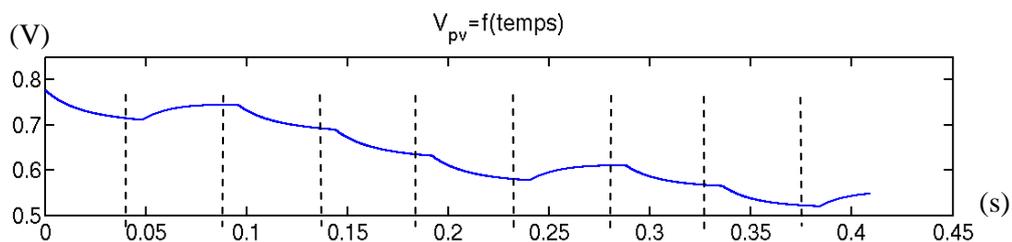


Figure III-27 : Variation de la tension du module PV en fonction du temps. Les traits en pointillés indiquent les instants où le rapport cyclique est modifié par la méthode de MPPT.

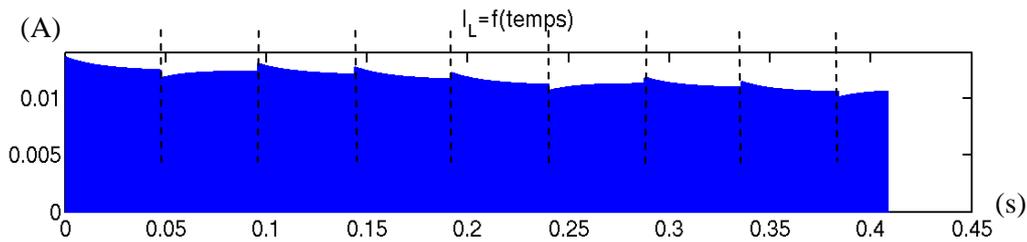


Figure III-28 : Variation du courant de l'inductance en fonction du temps. Les traits en pointillés indiquent les instants où le rapport cyclique est modifié par la méthode de MPPT.

On observe sur la figure III-27 que la tension V_{PV} fluctue en fonction du rapport cyclique D du convertisseur. En effet, chaque variation du rapport cyclique modifie le courant I_L prélevé par l'inductance (figure III-28). La puissance fournie par le module PV dépend de la valeur du courant moyen prélevé par le convertisseur. La variation du courant moyen entraîne la variation de la tension du module PV qui se stabilise vers son nouveau point de fonctionnement. On observe une variation moyenne de 28 mV à chaque changement de rapport cyclique.

La figure III-29 permet de suivre les étapes de fonctionnement de la méthode du MPPT. Nous allons nous appuyer sur ces résultats pour valider le modèle du bloc de la méthode du MPPT.

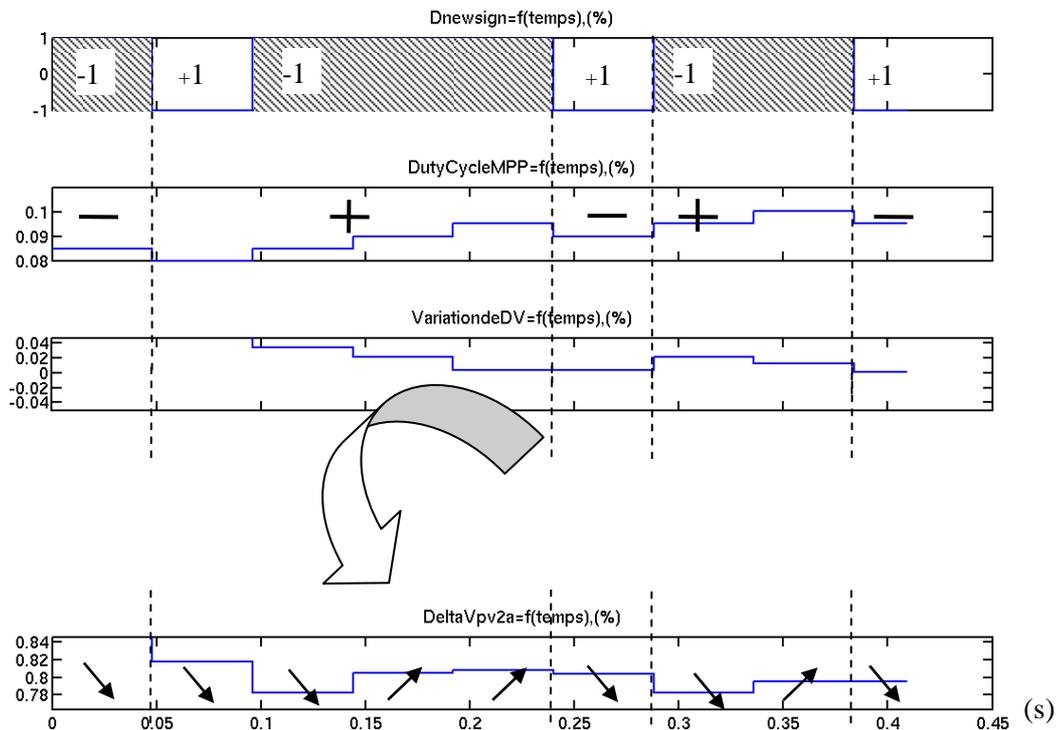


Figure III-29 : Variation des signaux de commande du système avec la méthode de MPPT.

On observe sur la figure III-29 l'évolution du rapport cyclique ($DutyCycleMPP$) en fonction de l'évolution de la variation de la tension du module PV donnée par le signal $VariationdeDV$. Pour bien comprendre le fonctionnement du système, nous pouvons nous focaliser sur les signaux $Dnewsign$ définissant le nouveau signe de variation du rapport

cyclique, et ΔV_{pv2a} fournissant l'évolution absolue de la tension V_{PV} quel que soit son sens de variation (que la tension V_{PV} croisse ou décroisse).

Si ΔV_{pv2a} décroît le bloc de MPPT impose une inversion du sens de variation du rapport cyclique (-1 si 1 précédemment et vice versa). On observe ainsi une variation du signal $D_{newsign}$ à chaque fois que ΔV_{pv2a} décroît par rapport à sa valeur précédente, et une conservation du signe de $D_{newsign}$ à chaque fois que ΔV_{pv2a} croît.

On peut finalement observer que la variation du rapport cyclique donnée par le signal $DutyCycleMPP$ correspondant bien au signe du signal $D_{newsign}$. **Les sous-blocs de la méthode du MPPT sont donc validés.**

b) Evolution de la tension du module PV pour différents cas d'irradiance

Les simulations du système complet nous permettent d'observer l'évolution de la tension du module PV en fonction des états du système pour différents cas d'irradiance (5 mSun et 500 mSun). Pour effectuer ces simulations nous avons appliqué une charge de 10 μ W sur la sortie à faible tension.

Pour le bon fonctionnement de la méthode du MPPT, nous devons nous assurer que la tension utilisée avant le changement de rapport cyclique est proche de la tension en régime stationnaire du système. Ces temps de stabilisation nous imposent une fréquence maximale pour la méthode du MPPT, qui va pouvoir être définie à l'aide de l'étude des deux cas d'irradiance (5 mSun (figure III-30) et 500 mSun (figure III-31)).

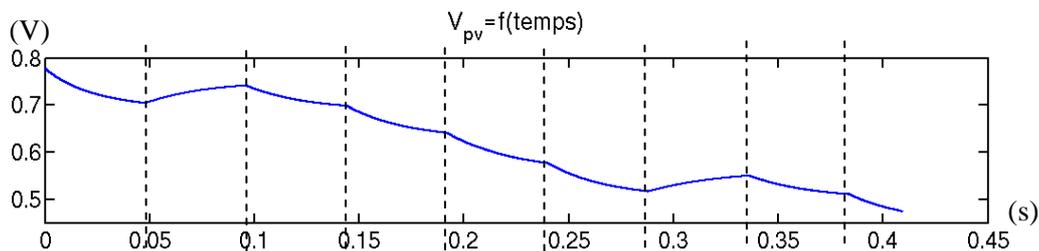


Figure III-30 : Variation de la tension du module PV avec la méthode de MPPT pour 5 mSun.

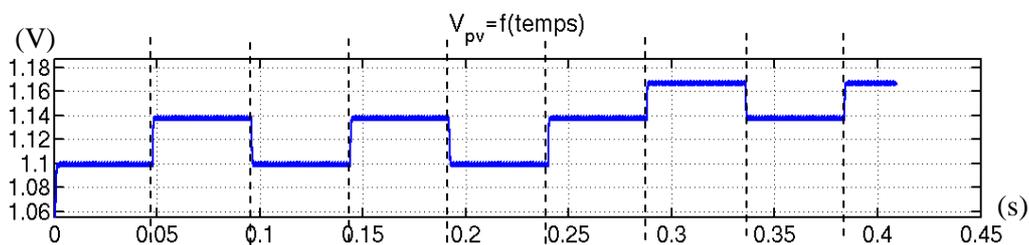


Figure III-31 : Variation de la tension du module PV avec la méthode de MPPT pour 500 mSun.

Les résultats de simulation représentés sur les figure III-30 et figure III-31 nous permettent de spécifier la fréquence maximale de la méthode du MPPT. La limitation en fréquence est imposée par le fonctionnement du système sous l'irradiance la plus faible. Celle-ci doit être inférieure à 20 Hz pour qu'à chaque estimation de la variation de la puissance du module PV, les tensions mesurées correspondent bien à des tensions stabilisées du système.

Pour le bon fonctionnement de la méthode il faut que le bloc d'échantillonnage de la tension du module PV soit capable d'observer une variation minimale de cette tension. Ce minimum est atteint lorsque le module PV est faiblement éclairé. Nous allons observer la variation de cette tension dans le cas le plus contraignant, soit le cas où le module PV est soumis à une irradiance de seulement 5 mSun (figure III-32).

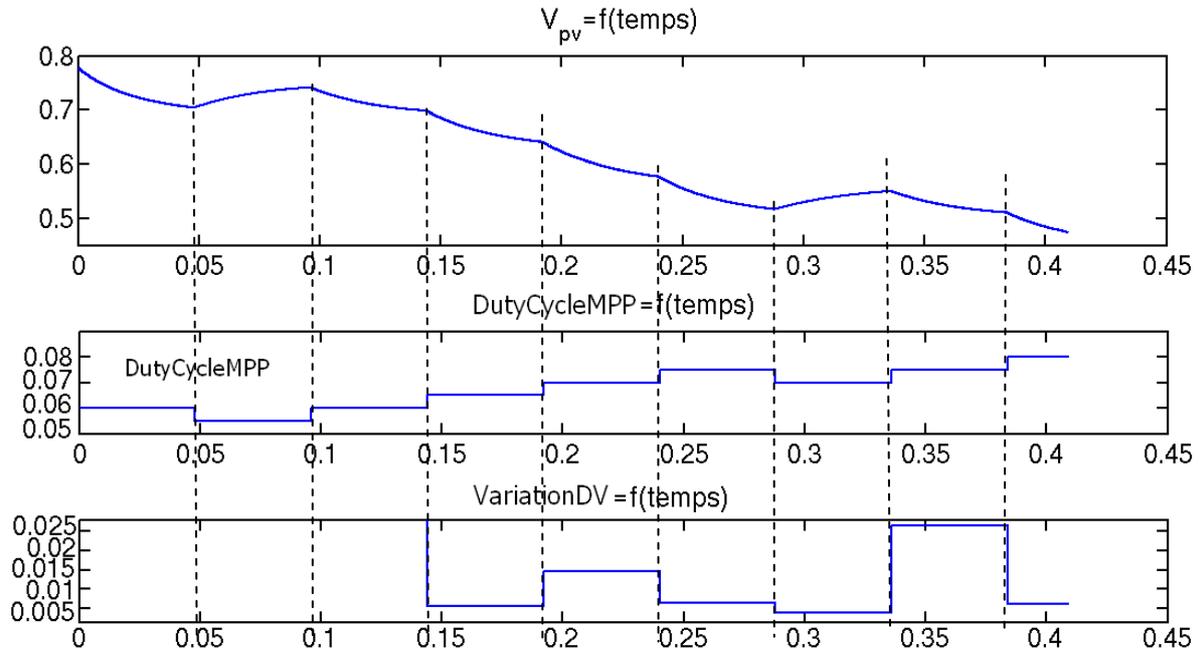


Figure III-32 : Evolution de la tension du module PV avec la méthode de MPPT pour 5 mSun.

Pour une irradiance de seulement 5 mSun, le système doit être capable de mesurer une variation de tension de 1 mV pour le bon fonctionnement de la méthode de MPPT. Ceci impose une contrainte sur les fuites admissibles au sein du bloc de MPPT permettant la mémorisation de la tension du module entre deux variations du rapport cyclique.

c) Efficacité de la méthode du MPPT

Nous avons simulé le système pour différents cas d'irradiance pour observer l'efficacité de la méthode du MPPT. Nous avons choisi de ne présenter le résultats de simulation de la puissance récupérée que pour deux cas significatif d'irradiance (5 mSun et 500 mSun). Pour effectuer ces simulations nous avons appliqué une charge nécessitant une puissance de 10 μ W sur la sortie à faible tension.

Maintenant que nous nous sommes assurés de la bonne utilisation du bloc intégrant la méthode de MPPT, nous pouvons observer la puissance maximale qui est extraite par le convertisseur pour les deux irradiances. Il s'agit de déterminer l'efficacité de la méthode du MPPT sur le contrôle de la puissance délivrée par le module PV (figure III-33, figure II-34).

Pour 5 mSun :

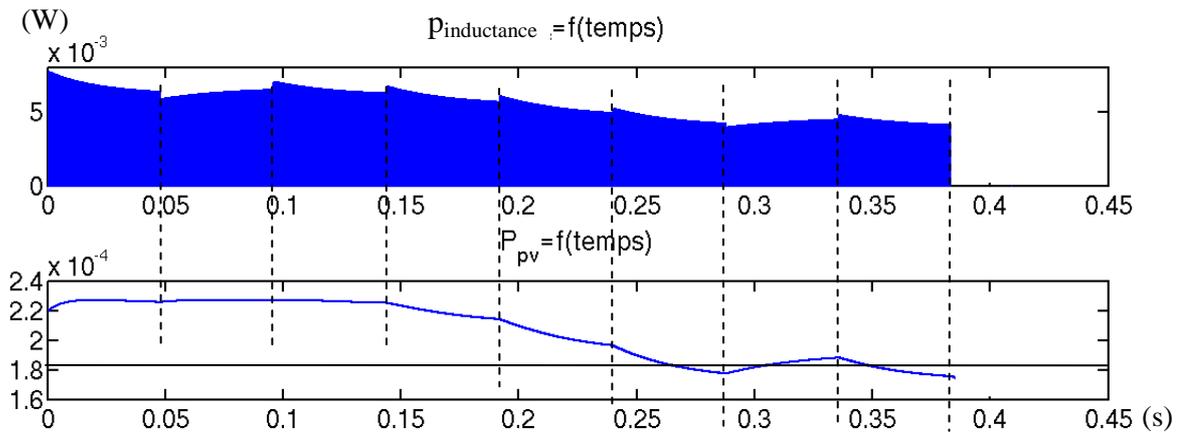


Figure III-33 : Variation de la puissance avec le MPPT pour 5 mSun.

La puissance moyenne extraite par le convertisseur dans le cas d'une irradiance de 5 mSun est de $186 \mu\text{W}$, alors que la puissance maximale théorique pour cette irradiance est de $228 \mu\text{W}$ (2.1 Le module photovoltaïque en CIGS). Ceci correspond à une efficacité de 82%.

Pour 500 mSun :

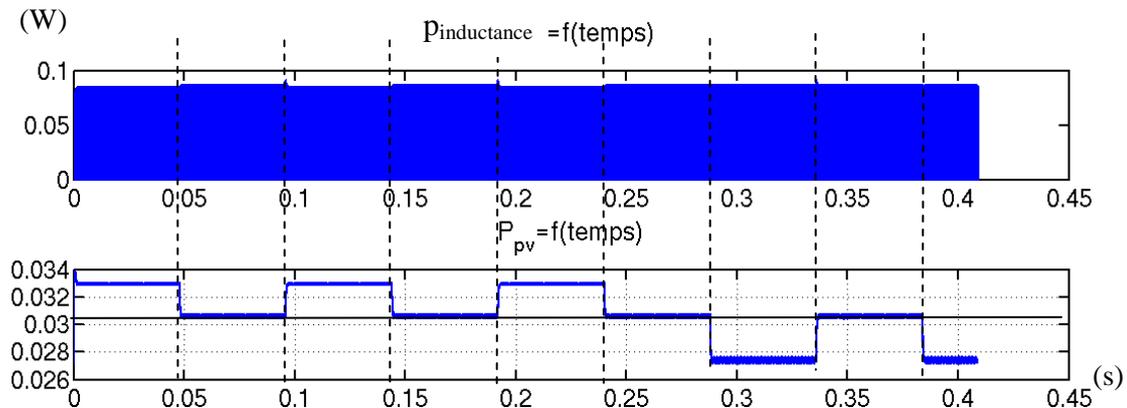


Figure III-34 : Variation de la puissance avec le MPPT pour 500 mSun.

La puissance extraite par le convertisseur dans le cas d'une irradiance de 500 mSun oscille autour de 30.5 mW , alors que la puissance maximale théorique pour cette irradiance est de 33.9 mW (2.1 Le module photovoltaïque en CIGS), soit une efficacité de 90%.

Nous avons observé que la méthode du MPPT mise en œuvre permet de récupérer le maximum d'énergie quelle que soit l'irradiance. On peut donc utiliser cette méthode du MPPT sur l'ensemble de la gamme de variation d'irradiance subie par le microsystème autonome. La méthode du MPPT permet ainsi d'extraire le maximum de puissance du module PV avec une efficacité comprise en 82% et 90%.

De plus, nous pouvons observer que le système nécessite d'avoir une horloge de type PWM pouvant varier sur une plage de rapport cyclique comprise entre 0.05 et 0.1. Le pas de variation minimal nécessaire est de 0.005 pour les faibles irradiances. Pour conserver sa rapidité et son efficacité sous fortes irradiances, nous avons pu observer

grâce aux simulations du modèle complet, qu'il est intéressant d'augmenter le pas de variation à 0.025. Si nous prenons le cas du module PV constitué de trois cellules CIGS, les simulations nous ont permis de montrer qu'il est intéressant de changer le pas de variation du rapport cyclique une fois que celui-ci a atteint la valeur seuil de 0.24. Ce changement de pas peut créer une erreur sur l'estimation de ΔP_{PV} , mais cette erreur est limitée à la seule estimation qui a lieu entre deux pas différents et elle sera corrigée par la méthode du MPPT dès l'estimation suivante.

d) Evolution du système dans le cas d'un changement d'irradiance

Nous cherchons à savoir dans cette étude si la méthode permet efficacement de passer d'un optimum à un autre. Pour cela, nous avons simulé le système dans le cas d'un changement d'irradiance allant de 5 mSun à 10 mSun puis revenant à 5 mSun (figure III-35).

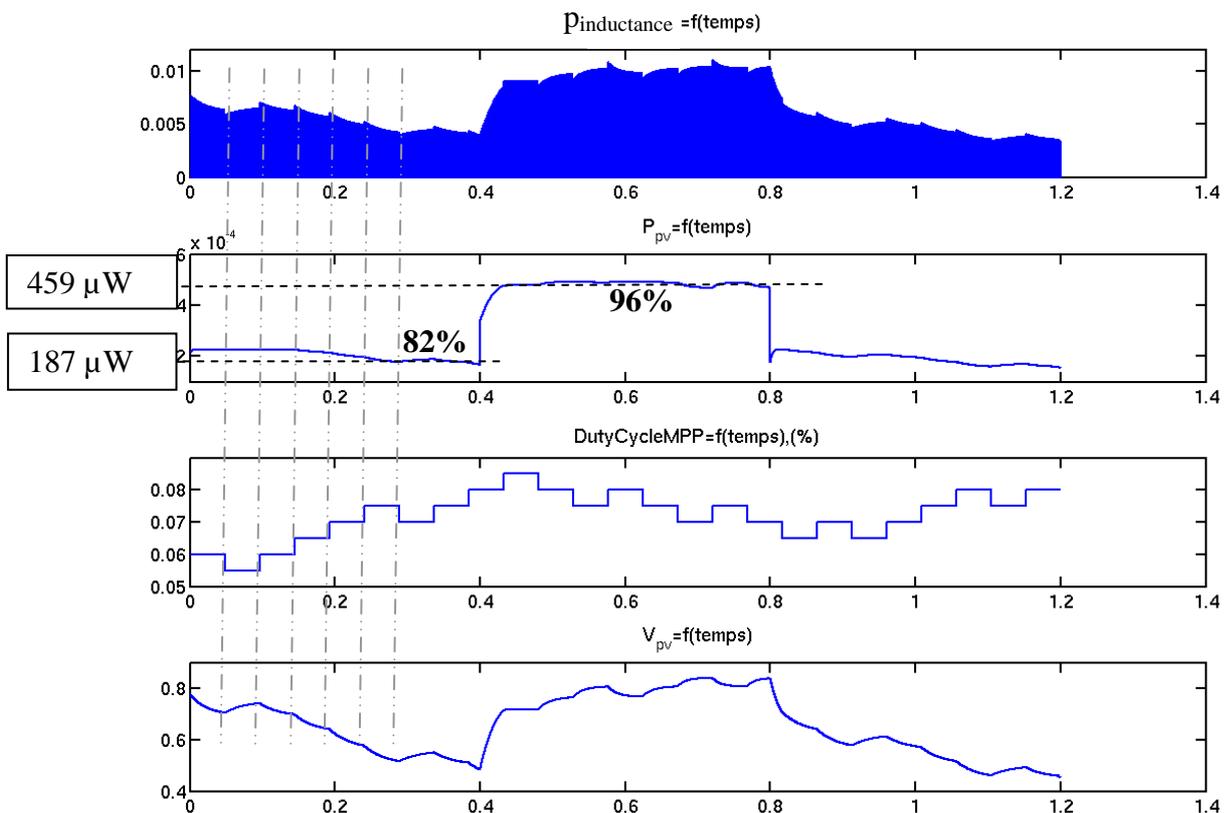


Figure III-35 : Evolution de la puissance pour une variation d'irradiance de 5 mSun à 10 mSun.

Le système passe d'une puissance récupérée de 187 μ W sous 5 mSun à 459 μ W sous 10 mSun. Les deux points de puissance sont obtenus avec des précisions respectives vis-à-vis du point de puissance maximale de 82% et 96%.

Nous pouvons observer que la méthode suit l'évolution de l'irradiance et s'adapte pour obtenir pour chaque irradiance la puissance maximale du module PV.

e) Evolution du système dans le cas d'un changement de sortie active

Nous avons simulé le système en boucle fermée et nous avons imposé un changement entre les deux sorties de distribution de l'énergie. On passe ainsi d'un système où l'énergie est transférée à la batterie, à un système où l'énergie est transférée à la sortie v_s . Nous avons délibérément désactivé la régulation de la sortie v_s pour observer le comportement de la méthode du MPPT dans le cas où la tension de sortie évolue au cours du temps.

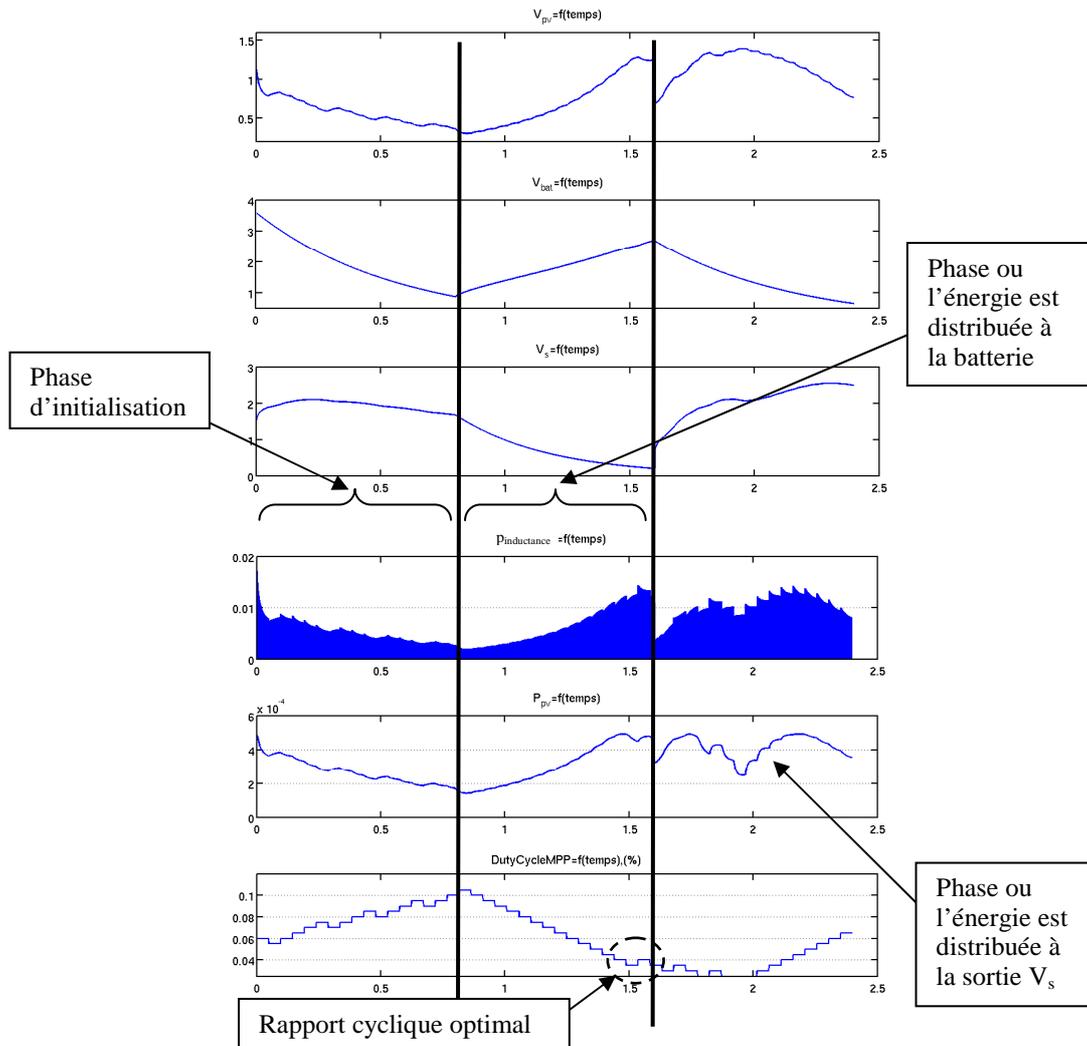


Figure III-36 : Evolution de la puissance dans le cas d'un changement de sortie.

Nous observons sur la figure III-36 que la méthode du MPPT, après une première phase d'initialisation, s'adapte à l'évolution imposée par la sortie. Ainsi elle atteint pour la valeur de la tension v_{bat} le rapport cyclique optimal pour que le système de gestion d'énergie extraie le maximum de puissance du module PV. On observe qu'elle atteint et conserve ce rapport cyclique optimal jusqu'à ce que l'on refasse évoluer la sortie active. Par la suite, la méthode du MPPT continue de s'adapter à l'évolution de la tension de sortie v_s et cherche à obtenir, pour chaque niveau de tension de v_s , le maximum de puissance du module PV.

5.2 Synthèse des spécifications

Le logiciel Matlab/Simulink nous a permis d'effectuer une modélisation haut niveau du système de récupération d'énergie (figure III-37) avec des temps de simulations acceptables (jusqu'à trois jours pour les plus longues). Ceci nous a permis de faire varier rapidement les paramètres du système pour différentes conditions d'utilisation.

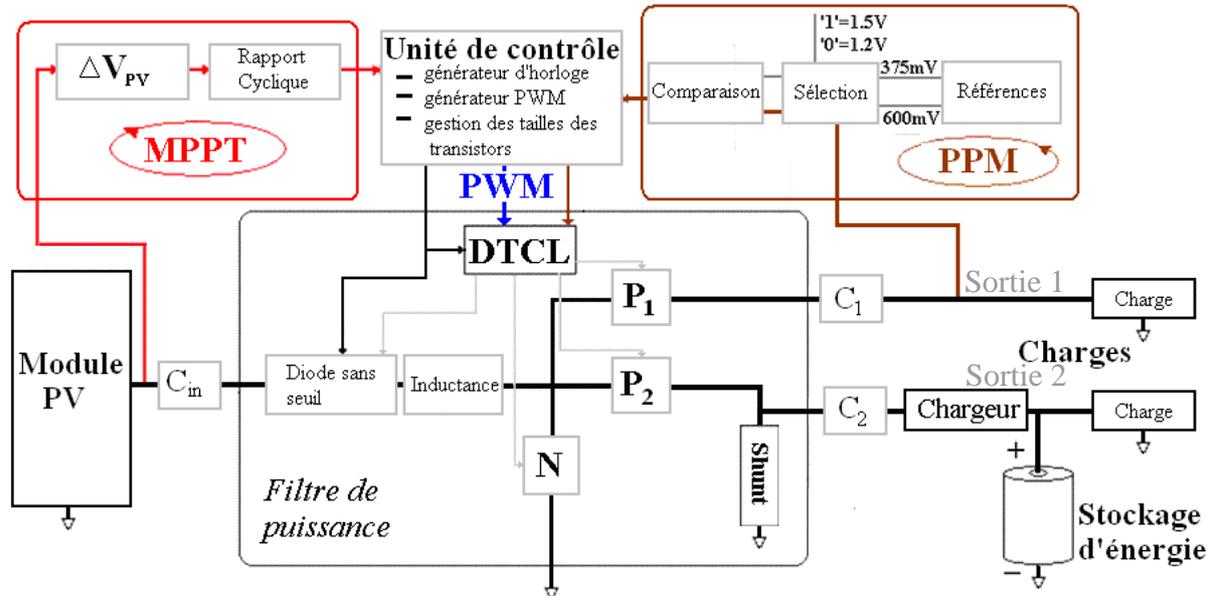


Figure III-37 : Le microsysteme photovoltaïque proposé et ses différents blocs.

Ces premières simulations sous Matlab/Simulink nous ont permis de définir les caractéristiques des blocs à concevoir sous CADENCE. Nous avons regroupé les spécifications des différents blocs dans le tableau III-5.

Nom du bloc	Alimentation	Caractéristiques
Régulation PPM :		
Comparateur/Sélection :	0.9 - 1.5 V	+/- 10 mV
Références de tension :	0.9 - 1.5 V	1.2 V et 1.5 V +/- 10 mV
MPPT :		
Détection variation de puissance	1.2 - 1.5V	+/- 1mV
Création du nouveau rapport cyclique	1.2 - 1.5 V	+/- 0.005 et +/- 0.05
Génération du signal PWM :		
Horloge :	0.9 - 1.5 V	200kHz +/-10%
PWM :	0.9 - 1.5 V	Rapport cyclique de 0.025 à 0.6, pas min. 0.005
Transistors de puissance :		
transistors de puissance segmentés et buffers	niveau batterie	R _{ON} de 1 à 10 Ω C de 0.8 à 8.8 pF
Logique de non recouvrement (DTCL)	1.2 - 1.5 V	10 ns +/-10%
Transfert unidirectionnel :		
Diode sans seuil :	0.9- 1.5 V	Seuil nul
Protection contre la surtension :		
Shunt :	niveau batterie	Déclenchement entre 3.6 V - 3.8 V.

Tableau III-5 : Spécifications des différents blocs du système de récupération.

La précision de la référence BandGap et du comparateur à hystérésis vont directement influencer sur la précision de la régulation de la sortie.

La précision des blocs de la méthode du MPPT doit être de 1 mV pour garantir une bonne analyse des variations de la tension du module PV. Le bloc générant le nouveau rapport cyclique doit permettre de passer d'un pas de variation de 0.005 à un pas de 0.05 dès que le rapport cyclique est supérieur à 0.24. La fréquence de la méthode du MPPT doit être inférieure à 20 Hz.

Le bloc *DTCL* doit générer des temps mort de 10 ns avec une précision de plus ou moins 10%.

Enfin, le bloc de protection contre la surtension doit empêcher toute tension supérieure à 3.8 V. Pour cela une marge de sécurité est prise avec un déclenchement possible entre 3.6 V et 3.8 V.

De plus, notre système est soumis à une contrainte de consommation. Cette contrainte est maximale pour l'irradiance la plus faible que notre système doit accepter soit 5 mSun. Pour cette irradiance, la méthode de MPPT permet de polariser le module PV au MPP avec une efficacité de 82%. Le module PV délivre ainsi 187 μ W. Dans la mesure où nous souhaitons avoir un rendement de 90% notre système peut consommer jusqu'à 17 μ W.

Nous verrons dans le chapitre IV que les simulations du circuit demandent beaucoup de ressources et ne permettent pas de simuler le circuit dans toutes les conditions. L'étape de validation se fera donc sur une étude du système par morceaux, qui seront définis à l'aide de la présente modélisation haut niveau.

6. Conclusion

Après avoir modélisé la source photovoltaïque, nous avons comparé deux systèmes permettant de récupérer l'énergie délivrée par celle-ci. Nous en avons déduit que le nouveau système actif est intéressant dans les cas où l'irradiance et la température varient sur de larges gammes. L'intérêt est plus marqué pour les puissances moyennes et fortes. En effet, pour les très faibles puissances, le système basique avec sa faible puissance consommée reste le plus intéressant pour des irradiances inférieures à 5 mSun (cas d'un module PV de 5 cm²).

Nous avons modélisé le système de gestion d'énergie à deux chemins de puissance avec le module PV. A l'aide de ce modèle nous avons déterminé les paramètres de l'architecture. Nous sommes arrivés à la conclusion qu'il est intéressant d'utiliser une fréquence de hachage de 200 kHz et une inductance d'une valeur de 22 μ H. De plus, pour que le système soit fonctionnel sur une large gamme de puissance d'entrée, nous avons décidé d'utiliser des transistors de puissance de largeurs différentes suivant la quantité de puissance à transférer. Les dimensions des transistors de puissance sont le résultat d'un compromis entre les pertes statiques et les pertes dynamiques, déterminées respectivement par les résistances séries équivalentes et les capacités équivalentes.

Après avoir étudié l'architecture du système de gestion d'énergie, nous nous sommes

focalisés sur le contrôle de celui-ci. Nous avons mis en œuvre une méthode de MPPT qui a l'avantage de ne nécessiter qu'une mesure de la tension de travail du module PV pour pouvoir rétro-actionner le système afin qu'il se rapproche du point de puissance maximale. Nous avons simulé la méthode pour évaluer son erreur vis-à-vis du véritable point de puissance maximale du module PV pour une irradiance donnée.

Nous avons par la suite déterminé les spécifications de chaque bloc permettant la mesure de l'évolution de la tension du module PV, l'estimation de la variation de la puissance du module PV et la génération de la nouvelle horloge permettant le contrôle du système de gestion d'énergie au plus près du point de fonctionnement optimal pour le module PV. Les simulations globales ont permis d'affiner les paramètres du système, donnant une fréquence maximale du MPPT de 20 Hz, une variation avec un pas de cinq millièmes du rapport cyclique pour les faibles irradiances et de vingt cinq millièmes pour les fortes irradiances, et une mesure différentielle de l'ordre de 1 mV.

Nous avons simulé le système pour différents cas d'utilisation et nous avons obtenus une puissance extraite comprise entre 82% et 96% de la puissance maximale lorsque l'irradiance varie de 5 mSun à 10 mSun.

Nous allons dans le chapitre suivant concevoir les différents blocs de l'architecture dans la plateforme technologique UMC 180 nm. Pour cela, nous allons mettre en œuvre toutes les méthodes permettant de réduire la consommation des blocs du système de récupération d'énergie.

CHAPITRE IV : REALISATION DU SYSTEME DE GESTION D'ENERGIE	127
1. INTRODUCTION	131
2. LES CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES ET LA METHODE DE CONCEPTION	132
2.1 <i>Choix de la technologie UMC 180 nm</i>	132
2.2 <i>La méthodologie de conception top-down</i>	133
3. LE FILTRE DE PUISSANCE	135
3.1 <i>Les transistors de puissance et les drivers associés</i>	135
3.2 <i>La diode sans seuil</i>	138
3.3 <i>Le shunt (protection contre la surtension)</i>	140
3.4 <i>Le DTCL : Dead Time Control Logique</i>	141
3.5 <i>Fonctionnement global du filtre de puissance</i>	142
4. LE BLOC POUR LA METHODE DU MPPT	143
4.1 <i>Estimation de la variation de P_{PV} (1^{er} sous-bloc)</i>	144
4.2 <i>Génération du nouveau rapport cyclique (2^e sous-bloc)</i>	148
4.3 <i>Génération du signal de type PWM (3^e sous-bloc)</i>	150
5. LES BLOCS PERMETTANT LA REGULATION DU SYSTEME	152
5.1 <i>Le BandGap</i>	152
5.2 <i>Le comparateur à hystérésis</i>	158
6. PERFORMANCES GLOBALES OBTENUES	163
6.1 <i>Démarrage du système</i>	163
6.2 <i>Le fonctionnemnt en régime établi</i>	165
6.3 <i>Le fonctionnement en cas de surcharge en sortie</i>	166
6.4 <i>Les performances du système</i>	167
7. CONCLUSION	168

(page intentionnellement blanche)

RESUME DU CHAPITRE IV

Après avoir présenté et justifié l'utilisation de la technologie UMC 180 nm vis-à-vis des besoins des microsystemes autonomes, nous avons donné la méthode de conception. Nous avons découpé le système en trois blocs principaux. Le premier est le filtre de puissance composé des transistors de puissance, des composants adiabatiques, du shunt (permettant de détecter et de dévier le surplus d'énergie en entrée) et d'un sous-bloc contrôlant la génération d'horloges non recouvrantes (DTCL). Le système utilise également un bloc de contrôle permettant la gestion d'énergie en intégrant une méthode de recherche du point de puissance maximale (MPPT). Enfin, le dernier bloc permet la régulation de la tension de sortie (dite directe). Il est composé d'un BandGap et d'un comparateur à hystérésis.

Nous avons tout d'abord développé le cœur du système, à savoir le filtre de puissance. Il est piloté à l'aide de transistors de puissance segmentés et de drivers adaptés. De plus, le filtre de puissance nécessite une diode sans seuil permettant de transférer efficacement l'énergie provenant du module photovoltaïque au microsysteme autonome sans chute de tension. On peut ainsi avoir un système fonctionnant sur une large plage de variations d'éclairement. La diode sans seuil a une consommation moyenne de 60 nW pour une tension de seuil mesurée inférieure à 6 mV. A cela, nous avons ajouté un bloc de shunt permettant d'éviter la surtension du système. Celui-ci a deux missions : la première est de limiter la tension en sortie à 3.8 V tout en permettant au système de continuer à travailler au point de puissance maximale, et la deuxième est d'informer le microsysteme lorsque de l'énergie est en surplus, pour permettre à celui-ci d'activer des charges plus importantes ou de lancer des actions plus énergétivores, telle qu'une communication radiofréquence.

Une fois le filtre de puissance validé, nous avons développé les blocs nécessaires à son contrôle. Ces blocs permettent d'optimiser le transfert énergétique avec la méthode du MPPT, mais également de délivrer une tension stabilisée au microsysteme. Nous avons tout d'abord développé les blocs permettant de mettre en œuvre la méthode de recherche du point de puissance maximale à partir de l'évolution de la seule tension du module PV en fonction de l'évolution du rapport cyclique du système. La méthode du MPPT nécessite différents blocs bien définis. Le premier détermine la variation de la tension du module PV en fonction des modifications du rapport cyclique du système de gestion d'énergie pour estimer la variation de la puissance délivrée par le module PV. Le deuxième bloc interprète ces variations pour déterminer la modification à opérer sur le rapport cyclique pour se rapprocher du point de puissance maximale. Enfin, un dernier bloc utilise la nouvelle valeur numérique du rapport cyclique pour générer l'horloge de type PWM correspondante, permettant ainsi d'extraire et de transférer le maximum d'énergie.

Dans ce quatrième chapitre, nous avons conçu l'architecture électrique du système associant la méthode du MPPT à simple capteur de tension et la distribution de puissance entre les deux chemins de puissance en exploitant les bénéfices des deux boucles de régulation sur le filtre de puissance. Le chapitre se termine par les performances obtenues pour chaque bloc. Ces résultats répondent aux spécifications établies dans le chapitre précédent et permettent ainsi au système de fonctionner sur l'ensemble de la plage de variation de l'éclairement avec un rendement proche de 90%.

(page intentionnellement blanche)

Chapitre IV : Réalisation du système de gestion d'énergie

1. Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous avons modélisé le système de récupération d'énergie, et nous avons ainsi pu spécifier ses caractéristiques. Nous pouvons donc à présent passer à la phase de conception du système. La conception du circuit sera divisée suivant les trois blocs principaux de l'architecture (figure IV-1) :

- le bloc du filtre de puissance,
- le bloc permettant la maximisation de l'énergie en entrée (MPPT),
- le bloc permettant la régulation des sorties du convertisseur (PPM).

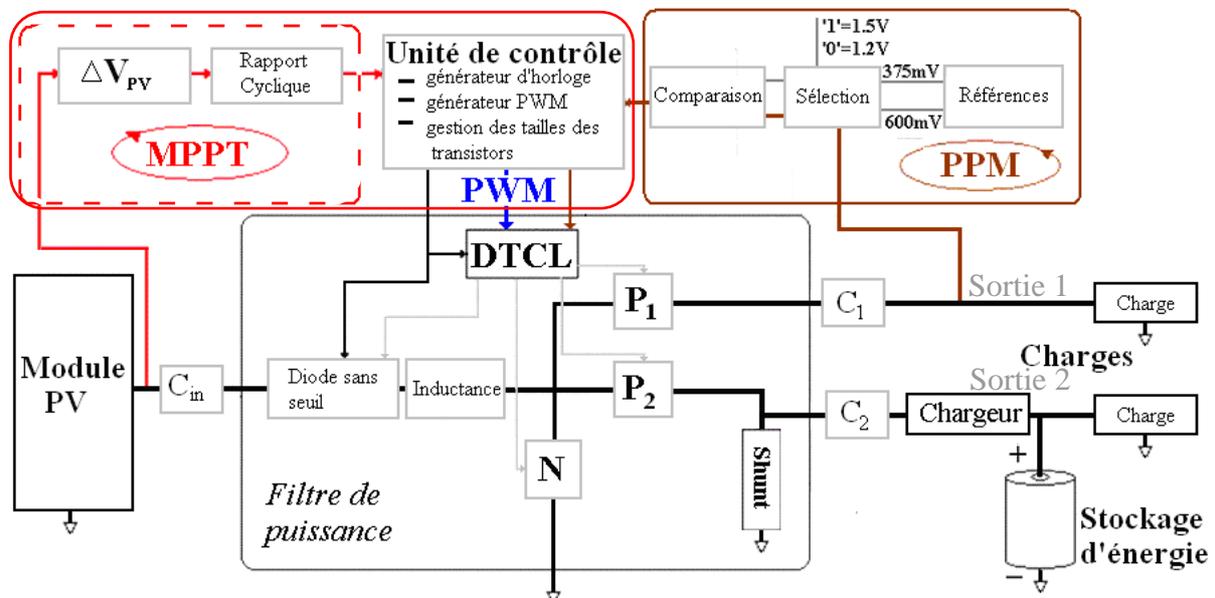


Figure IV-1 : Le microsysteme photovoltaïque proposé et ses différents blocs.

Cette hiérarchisation de la conception nous permettra de nous assurer du fonctionnement de chacun des blocs avant d'assembler le système complet. Nous pouvons ainsi effectuer des simulations rapides pour optimiser chaque bloc avant de passer aux simulations du système complet qui nécessitent des temps de calculs importants.

Nous analyserons le système en termes de consommation statique et de consommation dynamique, afin d'évaluer son rendement dans les différentes configurations d'utilisation. A partir de cette analyse, nous vérifierons la concordance des performances de chaque bloc de l'architecture avec les spécifications initiales. Pour chacun des blocs, une haute efficacité énergétique est recherchée pour limiter la consommation. Les blocs sont utilisés à la fréquence la plus faible et sont de plus déconnectés lorsqu'ils sont inutilisés pour éviter toute fuite de courant.

Nous verrons par la suite qu'un nombre important de méthodes sont mises en œuvres pour réduire la puissance dissipée dans les différents blocs. De plus, le système doit être

capable de gérer les variations de charges induites par les extinctions des blocs. L'optimisation du système pourra être réalisée grâce à des extinctions/activations de blocs spécifiques. Enfin, dans le cadre des applications très faibles puissances, il est nécessaire de gérer les courants statiques, en effet, ceux-ci déterminent la majeure partie de l'énergie consommée par le système.

Pour élaborer l'électronique de gestion d'énergie la plus performante, il faut être en mesure de créer l'interface la plus efficace entre la source et les charges. Grâce à une modélisation physique de la source et du système électronique, nous allons optimiser l'électronique de gestion d'énergie en tenant compte du comportement physique de la source, dans un environnement où l'énergie incidente est variable. La simulation du système s'effectue à l'aide d'une co-simulation avec le simulateur Advance_MS permettant la simulation conjointe du module PV (décrit en VHDL-AMS) et des blocs électroniques (simulés avec Eldo).

Mais avant de concevoir le système nous devons choisir le procédé technologique de fabrication du circuit. Celui-ci a un impact important sur la puissance consommée. En effet, les fuites sous la tension de seuil des transistors deviennent de plus en plus significatives dans la consommation des circuits pour les technologies fortement submicronique [BUT 2006]. Le choix de la technologie s'effectue donc en tenant compte de la consommation statique et dynamique, des caractéristiques des tensions et des courants des sources et des charges, ainsi que des fuites de courant des transistors.

2. Les contraintes technologiques et la méthode de conception

2.1 Choix de la technologie UMC 180 nm

Le microsystème autonome requiert de faibles fuites et il doit avoir une consommation en mode actif faible. Ceci est rendu possible grâce aux technologies proposant des transistors à faibles fuites et des transistors à faible tension de seuil fonctionnant avec une faible tension d'alimentation. De plus, les coûts de production doivent être faibles et on doit pouvoir effectuer quelques prototypes. Le tableau IV-1 compare trois nœuds technologiques (130, 180 et 250 nm) les plus en adéquation avec les besoins des microsystèmes autonomes, disponibles pour des lots MPW³⁴ chez Europractice.

Caractéristiques	Nœud technologique		
	130 nm	180 nm	250 nm
Supporte 3.8 V	☹	☺	☺
Transistors à faible seuil	☺	☺	☹
Transistors à faibles fuites	☹	☺	☺
Transistors actifs faible puissance	☺	☺	☹
Prototypage facile	☺	☺	☺
Faible coût	☹	☺	☺

Tableau IV-1 : Caractéristiques des nœuds technologiques 130 nm, 180 nm et 250 nm.
(Comparaison effectuée à partir des données fabricants [EUR 2010])

³⁴ MPW : **M**ulti **P**roject **W**afer : partage des coûts de fabrication entre plusieurs clients grâce à l'intégration de plusieurs circuits de différents clients sur la même plaque de silicium.

La technologie 130 nm *GP (General Purpose)* a des blocs d'entrée/sortie de 2.5 V. Malheureusement, cette tension ne permet pas de supporter la charge d'une unité de stockage à une tension de 3.8 V. De plus, les fuites dans cette technologie sont importantes, sauf pour les transistors spécifiques *LP (Low Power)*, mais ceci ont un coût plus élevé et l'option n'est pas garantie via le passage en lot MPW.

La technologie 250 nm souffre quant à elle d'une tension d'alimentation et de tensions de seuil de ses transistors élevées.

La technologie 180 nm (ANNEXE 4) est un bon compromis pour les microsystèmes autonomes. Cette technologie possède en effet de faibles fuites, une tension d'alimentation basse (1.8 V) et des transistors avec de faibles tensions de seuil. De plus, elle peut accepter une tension maximale de 3.8 V permettant la recharge de l'unité de stockage d'énergie du microsystème autonome.

La technologie disponible incluant le plus grand nombre de fonctions intéressantes est la technologie UMC 180 nm. Elle a l'avantage de permettre la fabrication de l'ensemble du microsystème, du capteur à la mémoire, en passant par les blocs numériques et les blocs analogiques et elle est accessible en lot PWM par l'intermédiaire d'Europractice. Nous avons donc choisi de concevoir notre circuit de gestion d'énergie dans cette technologie.

Afin de réduire la consommation du système, nous utiliserons des transistors à faible tension de seuil (dès lors que le temps de propagation n'est pas crucial). De plus, si l'architecture le permet, nous utiliserons des transistors en mode faible inversion. Enfin, nous segmenterons notre architecture afin d'éteindre les blocs du circuit pouvant être mis en veille.

2.2 La méthodologie de conception top-down

Une approche de conception top-down hiérarchique permet de réutiliser le plan de conception pour la réalisation du système dans une autre technologie.

La méthodologie top-down (descendante) débute par la description fonctionnelle du circuit. On s'assure tout d'abord de l'adéquation avec la technologie utilisée (dans notre cas UMC 180 nm), en vérifiant que les contraintes technologiques ne sont pas rédhibitoires à la réalisation du circuit. On divise ensuite le circuit en différents blocs correspondant chacun à une fonctionnalité précise, puis on définit les interconnexions entre chaque bloc. **On propage ainsi les contraintes du système.** Grâce à l'étude de l'état de l'art, on détermine la manière dont il faudra implémenter chaque fonction, en **choisissant l'architecture la plus efficace** en terme de surface de circuit et de puissance consommée. Si les fonctions existantes ne sont pas transposables à cause des contraintes liées à la technologie, il faudra alors en créer de nouvelles.

Une méthodologie hiérarchique permet de suivre un cycle en V (figure IV-2) et de concevoir indépendamment chaque bloc et sous-bloc. On peut ainsi simuler chaque bloc de manière indépendante et réduire significativement le temps de simulation pour caractériser chaque bloc du circuit. De plus, l'indépendance de chaque bloc permet, si nécessaire, de modifier l'architecture d'un bloc en particulier sans affecter le système complet.

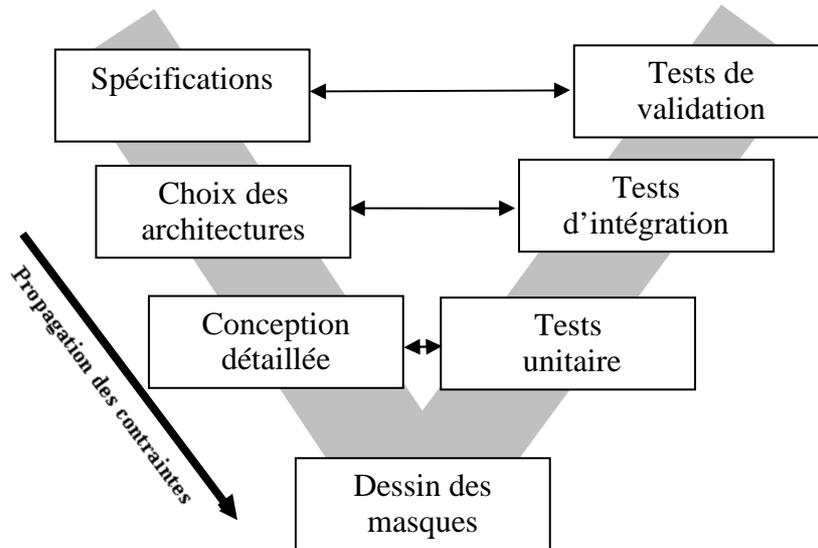


Figure IV-2 : Le cycle en V.

Cette méthodologie permet de conserver, à tout instant, une vue globale du circuit, ce qui rend possible une estimation rapide de sa complexité, de son coût, et de son état d'avancement. Le concepteur peut, quand il le souhaite, vérifier la fonctionnalité de son bloc dans le système. En effet, grâce à l'utilisation de modèles hauts niveaux pour les blocs qui n'aurait pas encore été réalisés au niveau électrique, il peut simuler l'ensemble du circuit. A mesure de l'avancement dans la définition du circuit, les allers retours diminuent entre le plan de conception, les spécifications et les résultats de simulation, ce qui permet de converger vers le circuit final. Une fois le circuit totalement défini, l'étape suivante est le dessin des masques du circuit. Pour cela, il faut faire abstraction des différents blocs pour créer un dessin des masques compact tenant compte des effets parasites, de l'intégrité des signaux et des temps de propagation.

L'intérêt majeur de cette méthodologie est qu'on peut suivre exactement le même raisonnement jusqu'à l'étape d'implémentation quelle que soit la technologie utilisée. Une conception ultérieure du circuit dans des technologies plus avancées est alors possible, comme par exemple dans un nouveau nœud de la technologie SOI³⁵ qui permettrait de limiter les fuites et d'améliorer les performances du microsystème.

Le principal inconvénient de cette méthodologie est la nécessité de faire des choix précoces sur l'architecture du système, ce qui peut amener à faire des spécifications avec des marges importantes aboutissant à un circuit avec une architecture qui n'est pas la mieux adaptée pour répondre aux enjeux de taille et de consommation minimales. De plus, le circuit étant subdivisé dès l'origine, il est donc impossible de modifier l'architecture générale dans le cas où un des derniers blocs de l'architecture ne serait pas aussi performant qu'attendu.

³⁵ SOI : **Silicon-On-Insulator**. Cette technologie utilise un isolant séparant le substrat (servant de support mécanique) de la partie active où sont fabriqués les transistors (front end), ce qui limite les fuites et permet d'améliorer significativement les performances des circuits en contrepartie une conception différente doit être mise en oeuvre.

3. Le filtre de puissance

Le filtre de puissance regroupe l'ensemble des composants situés sur les chemins de puissance pour élever la tension de module PV ainsi que le bloc générant les signaux de commande des transistors de puissance (DTCL) et le bloc de protection contre les surtensions (Shunt).

Le filtre de puissance (figure IV-3) est le cœur du système de récupération d'énergie. C'est lui qui crée les deux chemins de puissance. Le filtre de puissance est composé de l'inductance, des capacités de filtrage et des transistors de puissance. Pour un fonctionnement optimum du convertisseur, nous avons mis en œuvre une diode sans seuil permettant d'autoriser le transfert de l'énergie uniquement dans le sens de la capacité de filtrage en entrée vers l'inductance.

L'énergie est ensuite redistribuée entre les deux sorties du système par la commande des transistors *Pmos1* et *Pmos2*. Les signaux de commande de ces transistors de puissance sont délivrés par le bloc *DTCL*, qui gère le non recouvrement des signaux. Le bloc *Shunt* permet de limiter la tension de la « Sortie 2 » à 3.8 V. C'est la seule régulation qui est effectuée sur cette sortie qui est connectée à l'unité de stockage d'énergie. La limite en tension est imposée par le niveau de tension maximal que peut admettre la technologique UMC 180 nm.

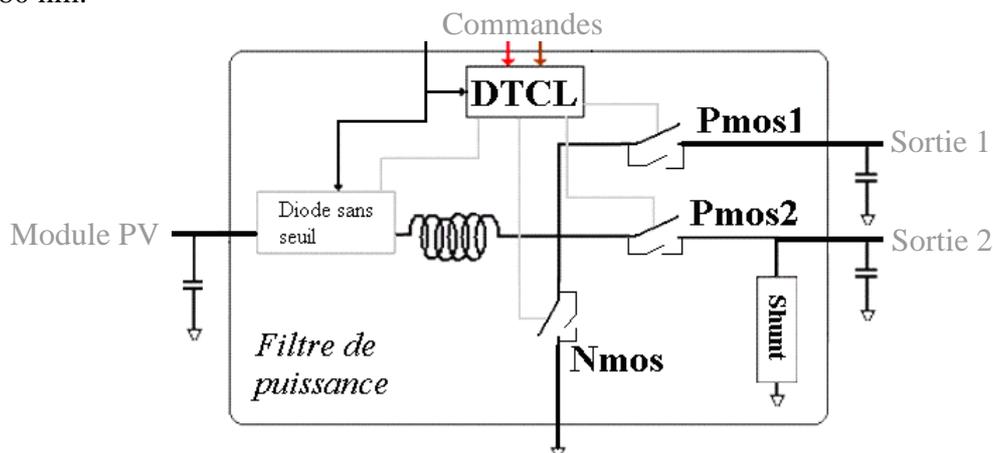


Figure IV-3 : Le filtre de puissance.

En consultant les données des fabricants d'inductances disponibles dans le commerce, nous avons choisi une inductance de TAIYO YUDEN CBC3225T220KR (ANNEXE 3). Cette inductance de 22 μH possède une résistance interne de 0.27 Ω et permet le passage d'un courant maximum de 620 mA. Sa faible résistance interne permet de limiter les pertes résistives sur le chemin de puissance et sa limite de courant est suffisante vis-à-vis des courants maximum que nous avons pu observer dans le modèle du système de gestion d'énergie simulé dans le troisième chapitre du manuscrit (cf. Chapitre III 3.1 iv).

3.1 Les transistors de puissance et les drivers associés

a) Optimisation de la taille des transistors de puissance

A partir du modèle Matlab/Simulink du système et des caractéristiques de l'inductance que nous avons choisie, nous nous sommes fixés dans le chapitre précédent une fréquence de fonctionnement de 200 kHz. Nous avons effectué des simulations électriques (avec le

simulateur Eldo) afin de déterminer la taille optimum permettant de minimiser la puissance statique et dynamique consommée pour un fonctionnement à 200 kHz. Nous avons tracé le rendement obtenu pour les transistors de puissance en fonction de leur largeur pour différentes puissances transférées (figure IV-4). Ces puissances correspondent aux puissances maximales atteintes par le système de gestion d'énergie pour différents cas d'irradiance (10 mSun, 30 mSun, 100 mSun, 300 mSun et 1 Sun).

Nous observons sur la figure IV-4 que pour une largeur de 3 mm, nous obtenons un rendement de transfert de puissance supérieur à 90% sur l'ensemble de la gamme de puissance. Les limitations liées aux autres blocs ne permettront pas d'atteindre un meilleur rendement (efficacité de la méthode de MPPT etc..), il n'est donc pas nécessaire d'avoir des transistors plus larges qui augmenteraient le coût du circuit (augmentation de la surface du circuit). Nous avons donc choisi de mettre en œuvre des transistors de puissance avec une largeur W de 3 mm et une longueur L de 0.28 μm . La résistance interne R_{ON} des transistors obtenus est de 0.8 Ω pour les transistors de type N (NMOS), et de 1.8 Ω pour les transistors de type P (PMOS).

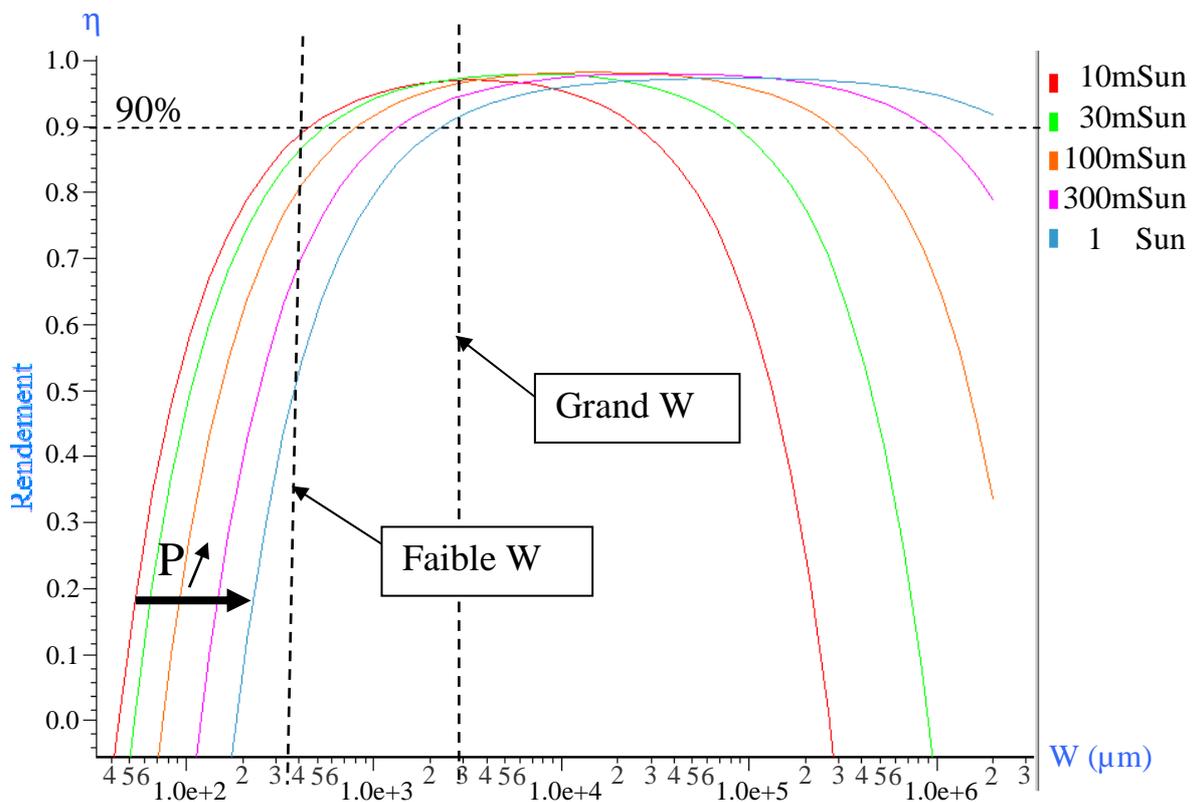


Figure IV-4 : Variation du rendement du filtre de puissance en fonction de la largeur W des transistors de puissance pour différentes puissances transférées.

Pour les faibles puissances (cas où le système fonctionne avec un faible rapport cyclique), la consommation dynamique des transistors devient prépondérante sur la consommation statique. La largeur optimale des transistors est la valeur la plus faible permettant d'une part de conserver les 90% de rendement du filtre de puissance et d'autre part de minimiser l'énergie nécessaire à son contrôle. Nous avons choisi d'utiliser des transistors avec une largeur W de 350 μm et une longueur L de 0.28 μm .

La largeur optimale des transistors de puissance est donc de 3 mm dans le cas de forts éclaircissements, et de 350 μm dans le cas de faibles éclaircissements. Afin que le circuit soit efficace sur l'ensemble de la gamme de puissance, c'est-à-dire que l'énergie dissipée soit minimum dans chaque condition d'utilisation, nous avons choisi de segmenter les transistors de puissance avec ces deux largeurs. Le système active les transistors larges dès que le rapport cyclique dépasse la valeur de 0.07, en dessous de cette valeur ce sont les transistors étroits qui correspondent au meilleur compromis entre les pertes statiques et dynamiques.

b) Les drivers des transistors de puissance et les « level shifter »

Pour piloter les transistors de puissance, nous avons besoin de drivers. Ces drivers sont une interface nécessaire entre l'horloge de commande et les transistors de puissance. En effet, comme l'horloge est créée à l'aide de transistor possédant des tailles minimales pour limiter la consommation, ceux-ci ne sont pas directement capables de fournir les charges nécessaires à la commutation des transistors de puissance. Ces drivers sont dimensionnés de manière à charger et décharger les capacités équivalentes des transistors de puissance en moins de 10 ns. De plus, comme tous les blocs générant les horloges de commande sont alimentés à une tension plus faible que la tension de la « Sortie 2 » (figure IV-3) qui est connectée à l'unité de stockage, nous devons mettre en œuvre des blocs permettant de transposer ces commandes à cette tension plus élevée. Ces blocs, nommés « level shifter », sont indispensables pour élever la tension de commande.

c) Consommations des drivers et des transistors de puissance

Nous avons distingué les deux configurations possibles : une première où seul les transistors étroits sont activés et une deuxième où les transistors de puissance larges sont activés. Ces deux configurations correspondent respectivement au cas où il y a de faibles irradiances (transistors étroits activés) et au cas où il y a de fortes irradiances (transistors larges activés). Nous avons effectué une estimation de la consommation engendrée par la commutation de ces transistors de puissance à 200 kHz, grâce à la formule III-3 présentée au chapitre III (cf. Chapitre III 3.1 a) Pertes et rendements en conduction discontinue). Nous avons également effectué des simulations électriques pour mesurer les consommations dans les deux cas d'irradiance. Le tableau IV-2 nous permet d'observer la correspondance entre les valeurs estimées et simulées avec Eldo. Nous obtenons une consommation de l'ordre de 3 μW dans le cas d'une irradiance faible et de 9 μW dans le cas d'une irradiance forte.

<i>Blocs</i>		<i>Consommation moyenne à 200kHz</i>	
		<i>faible irradiance</i>	<i>forte irradiance</i>
<i>Drivers & transistors de puissance</i>	<i>Estimée</i>	<i>3110 nW</i>	<i>9331 nW</i>
	<i>Mesurée</i>	<i>3364 nW</i>	<i>8928 nW</i>

Tableau IV-2 : Consommation pour les deux domaines d'irradiance.

Nous avons conçu un système de gestion d'énergie, qui adapte sa consommation en fonction de la quantité d'énergie délivrée par le module PV. Le filtre de puissance du système de gestion d'énergie possède des transistors de puissance segmentés permettant d'atteindre une puissance consommée de seulement 3 μW pour les cas de faibles irradiances au lieu des 9 μW nécessaires sous fortes irradiances.

3.2 La diode sans seuil

Pour un fonctionnement du convertisseur en mode de conduction discontinue, il faut une diode qui bloque tout courant allant vers la source PV. Sous faibles irradiances, la chute de tension due au seuil de la diode provoque une perte importante de puissance en entrée c'est pour cela que nous avons choisi de mettre en œuvre une diode sans seuil.

Une approche est de détecter l'annulation du courant de l'inductance pour stopper le transfert d'énergie. Il existe différentes méthodes pour détecter l'annulation de ce courant comme nous l'avons vu dans le chapitre II (cf. Chapitre II, 2.4 Mesure de puissance). Nous avons choisi de concevoir une diode active (figure IV-5) : on place un transistor *NMOS* en série entre la source PV et l'inductance, la grille de celui-ci est commandée par un comparateur continu *C* qui compare la tension de la source PV et du drain du transistor *NMOS*, déterminant ainsi le sens du courant qui le traverse. Dès que le comparateur détecte un courant négatif le transistor est ouvert (le courant est stoppé), de même dès que celui-ci redevient positif le transistor est fermé permettant le passage du courant avec un seuil nul. Un compromis est nécessaire entre le temps de réponse du comparateur et l'énergie consommée. En effet, nous devons permettre au driver *D* de commuter rapidement le transistor *NMOS* mais avec une perte de puissance inférieure à celle obtenue avec une diode classique.

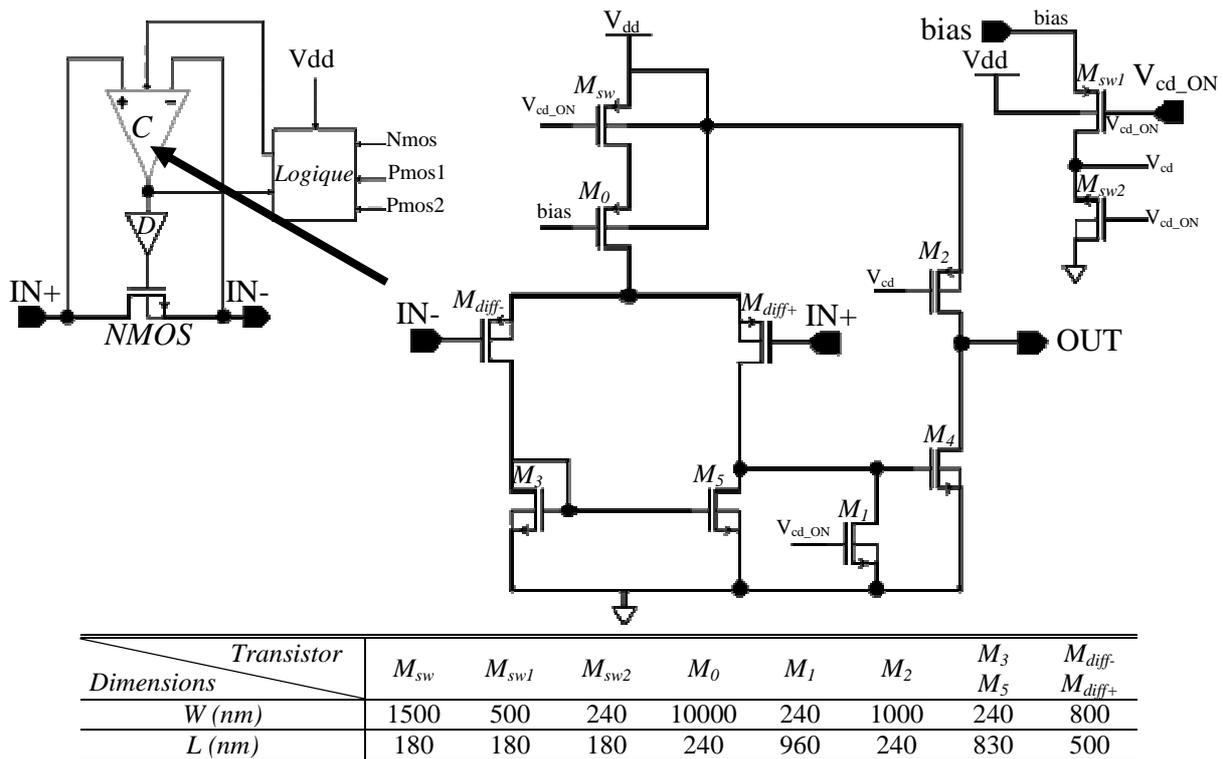


Figure IV-5 : Schéma de la diode sans seuil et de son comparateur (C).

Pour limiter la consommation du comparateur sans augmenter son temps de réponse nous avons choisi d'activer le comparateur que lors des phases où le courant peut être négatif, c'est-à-dire pendant la décharge de l'inductance. Lors du cycle de charge de l'inductance le comparateur est désactivé et le transistor *NMOS* est forcé à l'état fermé (le courant est passant avec un seuil nul). Pour cela, on modifie la tension de polarisation V_{cd} du transistor M_2 pour forcer la sortie à l'état haut (figure IV-5). Pour mémoriser la valeur de la sortie du comparateur et la maintenir pendant qu'il est désactivé, on utilise une bascule RS. Dès que le comparateur a détecté le passage d'un courant négatif, celui-ci ouvre le transistor *NMOS*,

mémoire l'état de la sortie et se désactive jusqu'au prochain cycle.

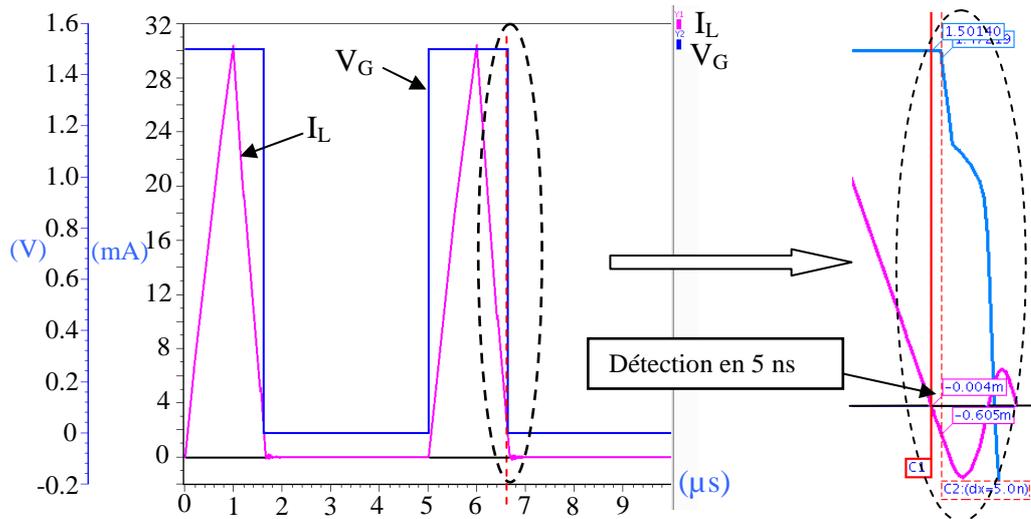


Figure IV-6 : Signaux de commande de la diode sans seuil et courant de l'inductance.

Nous avons simulé la diode active avec le filtre de puissance complet. Nous pouvons observer sur la figure IV-6 une détection rapide de l'annulation du courant I_L par la diode active avec un temps de réaction de 5 ns. La diode active se bloque dès que le courant s'annule, empêchant tout courant négatif au sein de l'inductance.

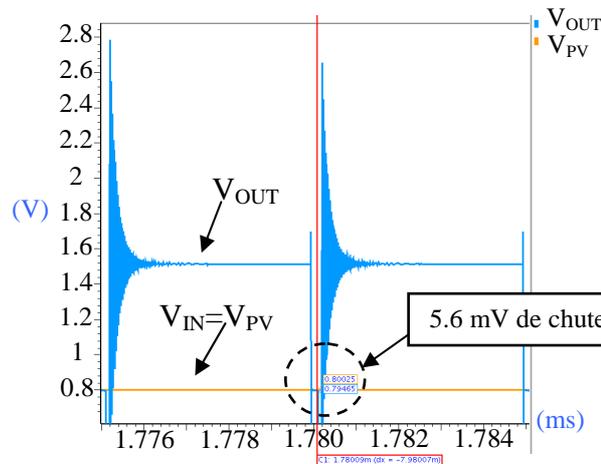


Figure IV-7 : Tensions à l'entrée et à la sortie de la diode active.

Les tensions d'entrée V_{IN} et de sortie V_{OUT} de la diode active sont représentées sur la figure IV-7. Nous pouvons observer que la diode active fonctionne avec une très faible chute de tension. A titre d'exemple, la chute de tension mesurée est de l'ordre de 5.6 mV pour une tension du module PV de 800 mV.

Les méthodes de gestion d'énergie mises en œuvre nous permettent de limiter le fonctionnement des blocs de la diode active aux seuls moments où le courant est susceptible de s'annuler. Nous avons ainsi pu réduire la puissance consommée et atteindre une consommation moyenne de seulement 60 nW avec une consommation pic de 350 nW (tableau IV-3).

<i>Diode active</i>	<i>Temps de réponse</i>	<i>Chute de Tension</i>	<i>Consommation moyenne</i>
	5 ns	5.6 mV	60 nW

Tableau IV-3 : Performances de la diode active.

3.3 Le shunt (protection contre la surtension)

Pour limiter la tension en sortie du système nous avons besoins d'un bloc permettant de ne pas interrompre la récupération d'énergie tout en assurant une tension limite de 3.8 V.

Le bloc que nous avons réalisé utilise deux seuils de tension, un premier inférieur à 3.8 V activant la déviation de l'énergie récupérée en surplus vers la masse, et un deuxième seuil à 3.6 V arrêtant le bloc et la déviation de l'énergie récupérée. Nous utilisons deux seuils de tension pour garder une marge de sécurité. En effet, nous voulons nous assurer que malgré les variations technologiques et celles des conditions d'opération (température, variation des niveaux de tension...) la tension de seuil maximale sera toujours strictement inférieure à 3.8V. Les seuils de tension sont réalisés à partir de seuil de diode provenant de transistors montés en diode. **Dès que le seuil de tension est atteint, le potentiel du nœud A (figure IV-8) est modifié entraînant par cascade l'activation du transistor de shunt qui crée un chemin de puissance vers la masse. De plus, le bloc transmet le signal de commande du transistor de shunt en sortie (Signalshunt) pour informer le contrôleur qu'une partie de l'énergie récupérée n'est pas utilisée.**

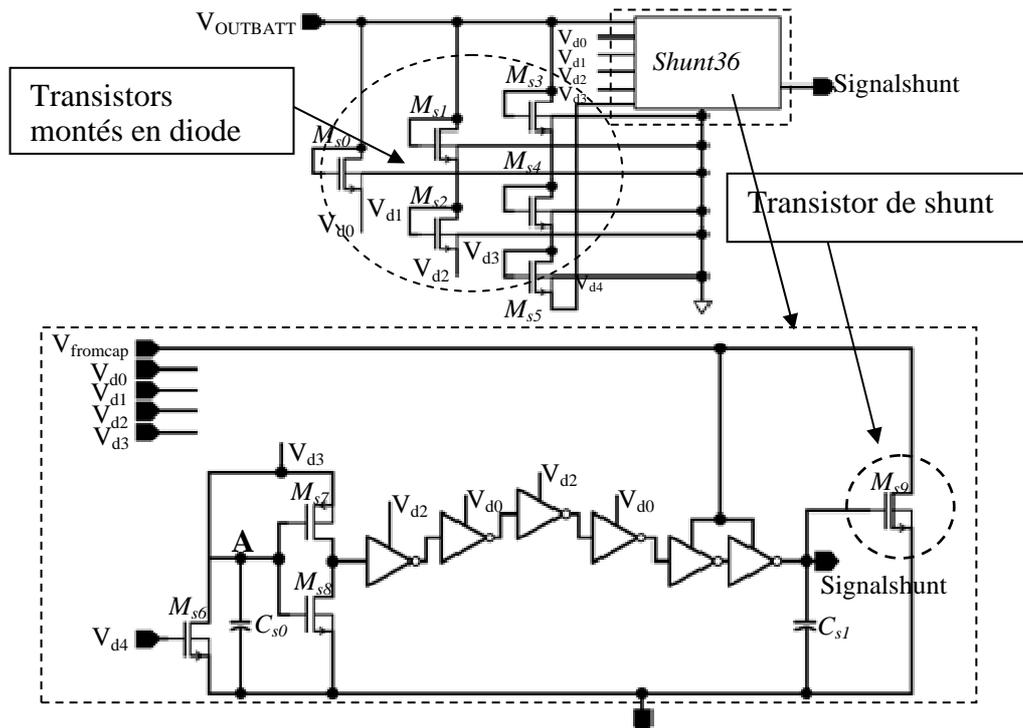


Figure IV-8 : Schéma du Shunt.

Le bloc Shunt permet ainsi de poursuivre la récupération photovoltaïque au MPP. Le circuit de contrôle du microsystème peut ainsi rediriger l'énergie provenant du module PV vers une nouvelle charge.

La simulation du Shunt nous a permis de mesurer une consommation en veille de seulement 20 nA (tableau IV-4) qui est négligeable sur la consommation du système.

<i>Shunt</i>	<i>Seuil max.</i>	<i>Courant max. dévié</i>	<i>Consommation</i>
	3.77 V	11 mA	20 nW en veille

Tableau IV-4 : Consommation en veille du bloc Shunt.

3.4 Le DTCL : Dead Time Control Logic

Le bloc DTCL permet de générer les horloges non recouvrantes qui commandent les transistors de puissance en modifiant le signal de commande de type PWM en fonction de l'état de la sortie du bloc de régulation de la tension de sortie du système et de l'état de la diode sans seuil.

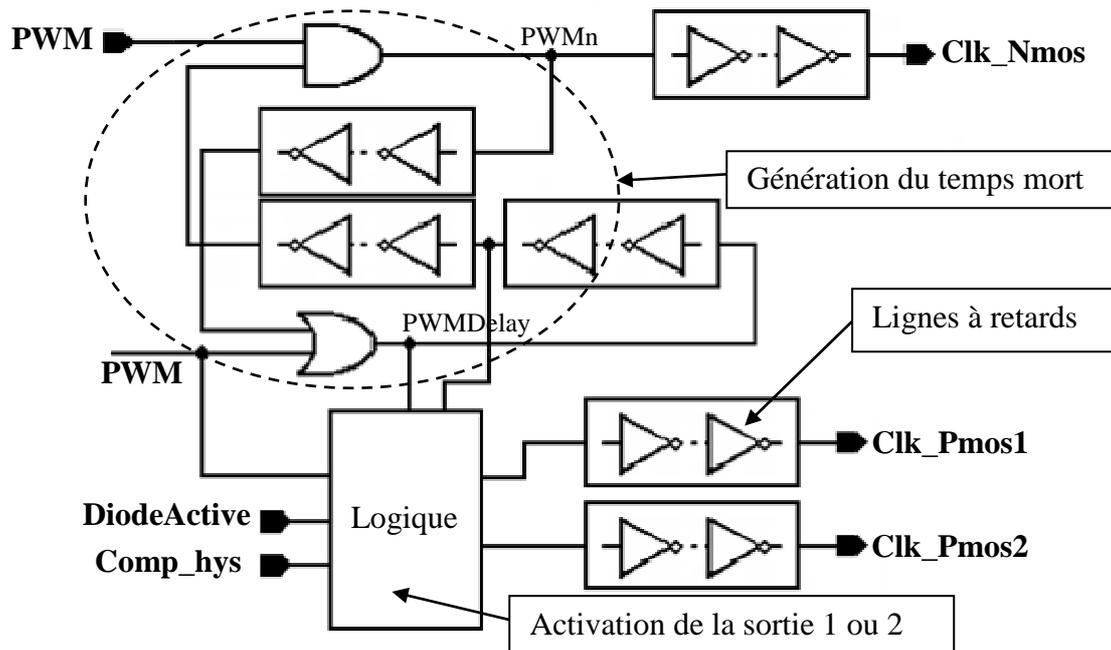


Figure IV-9 : Génération du temps mort dans le DTCL (Dead Time Control Logic).

Le fonctionnement est le suivant : le signal de commande de type PWM est modifié à l'aide de deux lignes à retards (figure IV-9) créant deux nouvelles horloges où les basculements sont espacés d'un temps mort de 10 ns ($PWMn$, $PWMDelay$). Ce temps mort permet d'éviter les courts-circuits ainsi que les pertes d'énergie et les dégradations du système (cf. Chapitre III). Les transistors de puissance ont ainsi le temps de s'ouvrir et de se fermer sans qu'ils ne soient, à aucun moment, simultanément dans un état fermé. Par contre, ce temps mort ne peut être plus long, sans quoi les potentiels aux bornes de l'inductance risquent de s'élever, d'engendrer une perte de puissance et de détériorer les grilles des transistors. En effet, la simulation du doublement du temps mort nous a montré une perte de rendement de 60%. Enfin, suivant la valeur provenant du comparateur à hystérésis le bloc commande le transistor de puissance de l'un ou l'autre chemin de puissance (Clk_Pmos1 , Clk_Pmos2).

Les simulations du bloc DTCL nous ont permis de mesurer une consommation moyenne de 55 nA pour des temps mort évoluant entre 6 et 9 ns (tableau IV-5).

<i>DTCL</i>	<i>Temps mort</i>	<i>Consommation à 200kHz</i>
	6 - 9 ns	55 nA

Tableau IV-5 : Performances du bloc DTCL.

3.5 Fonctionnement global du filtre de puissance

Nous avons simulé le filtre de puissance et le bloc permettant sa régulation pour une irradiance de 10 mSun. Le bloc de régulation étant traité dans un paragraphe suivant (cf. 5. Les blocs permettant la régulation du système), nous nous sommes focalisés sur le fonctionnement des transistors de puissance, de la diode sans seuil et du bloc DTCL.

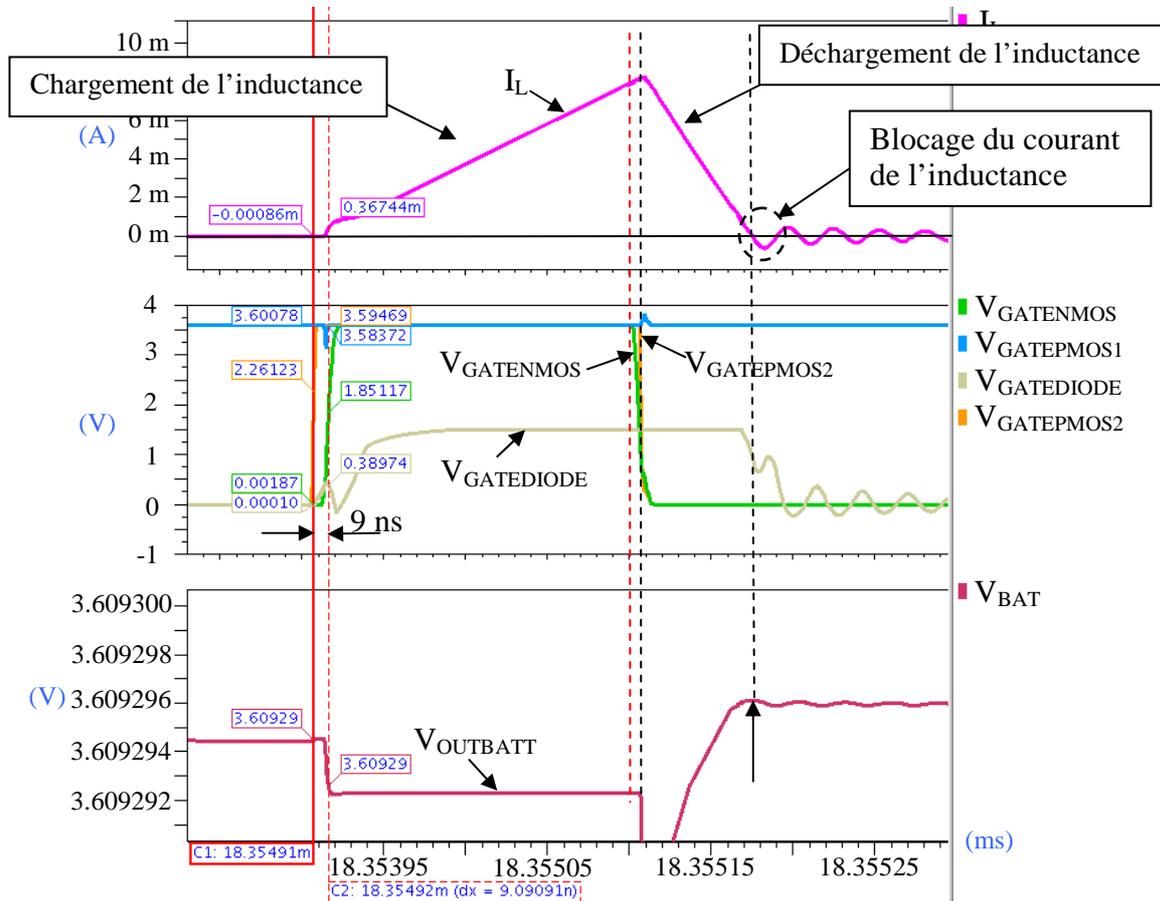


Figure IV-10 : Simulation du filtre de puissance.

La figure IV-10 représente les résultats de la simulation du courant de l'inductance (I_L), des signaux de commande des transistors de puissance ($V_{GATENMOS}$, $V_{GATEPMOS1}$ et $V_{GATEPMOS2}$) et de la tension de la deuxième sortie du système (V_{BAT}). On observe sur cette figure un décalage entre la commande du transistor de puissance $Nmos$ et celle du $Pmos2$. En effet, le transistor $Nmos$ ($V_{GATENMOS}$) est fermé 9 ns après l'ouverture du $Pmos2$ ($V_{GATEPMOS2}$) et il est ouvert 6 ns après la fermeture du $Pmos2$ ($V_{GATEPMOS2}$). On remarque également que la diode sans seuil est active ($V_{GATEDIODE}$) pendant le chargement et le déchargement de l'inductance à la suite duquel elle maintient un courant (I_L) nul au sein de l'inductance (jusqu'au prochain cycle de charge). Enfin, on visualise le transfert d'énergie de la source photovoltaïque vers la deuxième sortie du système. En effet, on observe une élévation de la tension (V_{BAT}) de la capacité de ce chemin de puissance lors de la fermeture du transistor $Pmos2$.

Ces simulations nous ont permis de valider le fonctionnement du filtre de puissance, tant au niveau des commandes des transistors de puissance ($Nmos$, $Pmos1$ et $Pmos2$) qu'au niveau de la détection de l'annulation du courant de l'inductance par la diode sans seuil. La consommation globale à ce stade de l'étude est de 3.6 μW dans des conditions de faible irradiance (10 mSun).

4. Le bloc pour la méthode du MPPT

Le bloc de la méthode du MPPT (Maximum Power Point Tracking) permet d'estimer l'évolution de la puissance délivrée par le module PV à partir des mesures des variations de la tension subies par le module PV en fonction du rapport cyclique du convertisseur. Le bloc détermine le rapport cyclique optimal faisant fonctionner le module PV au plus proche de son point de puissance maximale (MPP).

Pour déterminer le rapport cyclique qui permet au module PV d'être le plus proche du MPP nous avons conçu trois sous-blocs qui ont les fonctions suivantes (figure IV-11) :

- le premier détermine le sens de la variation de la puissance en fonction de l'évolution de la tension du module PV,
- le second détermine le nouveau rapport cyclique numérique,
- le troisième génère le signal de commande de type PWM possédant le rapport cyclique optimal déterminé par le bloc précédent.

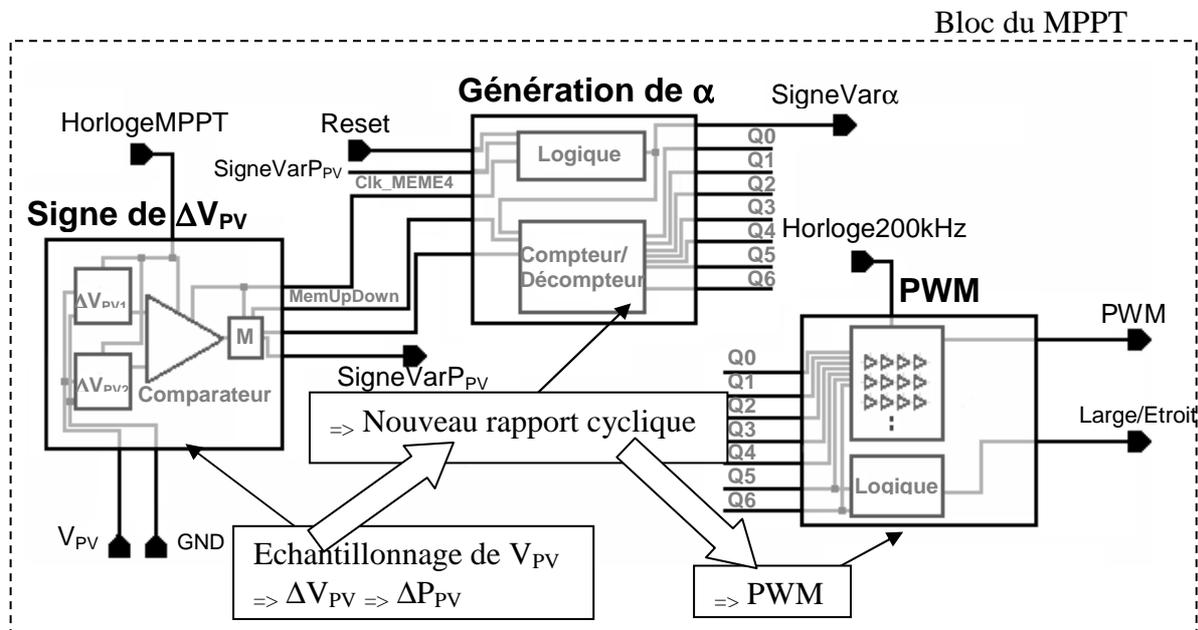


Figure IV-11 : Le bloc permettant d'effectuer le MPPT.

Pour rappel, la méthode du MPPT mise en œuvre utilise une fonction objective de la puissance du module PV constituée par la dérivée de la tension du module PV en fonction du rapport cyclique [PAN 2007]. Nous utilisons une gamme de valeurs de rapport cyclique fixe. Nous avons défini une valeur minimale et maximale du rapport cyclique permettant d'atteindre le MPP et de répondre aux irradiances les plus faibles (5 mSun) jusqu'aux plus fortes.

Nous allons voir que la méthode du MPPT utilise de simples réseaux de capacités et des comparateurs latchés pour déterminer l'évolution de la variation de la tension du module PV. Ceci permet à la source PV de travailler près du MPP tout en ne consommant qu'une faible partie de la puissance délivrée comparée aux méthodes de l'état de l'art.

Mis à part l'extinction ou l'allumage d'une source artificielle ou la modification de la

transmission par un obstacle introduit par un opérateur (manipulation de stores, ombrages...), les phénomènes responsables de la variation de l'énergie incidente sur la source photovoltaïque sont très lents. Nous avons choisi de développer un algorithme de MPP fonctionnant à une fréquence de 13 Hz. Ceci nous permet d'avoir une marge de sécurité sur le temps de réponse du système de gestion d'énergie qui comme nous l'avons vu au troisième chapitre ne peut supporter qu'une fréquence inférieure à 20 Hz (cf. Chapitre III 5.1 b) Evolutions de la tension du module PV pour différents cas d'irradiance).

4.1 Estimation de la variation de P_{PV} (1^{er} sous-bloc)

Dans notre architecture, le premier sous bloc détermine la variation de la puissance du module PV à partir des variations mesurées sur la tension du module PV en fonction des variations imposées au rapport cyclique du système de gestion d'énergie.

a) Mesure de l'évolution de la dérivée de V_{PV} en fonction du rapport cyclique

Pour mesurer la variation de la tension du module PV en fonction du rapport cyclique nous avons utilisé un réseau de capacités (figure IV-12). Ce réseau est composé de quatre capacités identiques (C_1 , C_2 , C_1' et C_2') commandées par trois horloges : *HorlogeNew* ($H1$), *HorlogeOld* ($H2$), et *HorlogeMeme* ($H3$).

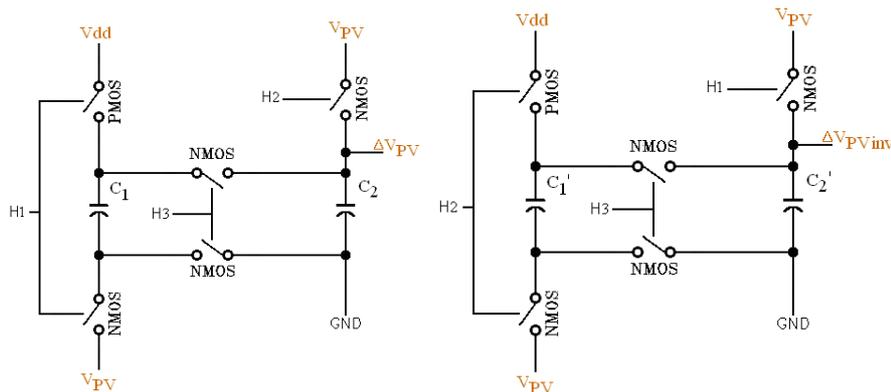


Figure IV-12 : Le réseau de capacités utilisé.

A l'aide de ce réseau de capacités nous mémorisons la tension du module PV à différents instants. Le premier sous-réseau est constitué des capacités C_1 et C_2 et permet d'obtenir la différence de tension $V_{PVnew} - V_{PVold}$. Le deuxième sous-réseau est constitué des capacités C_1' et C_2' et permet d'obtenir l'opposé de la différence précédente soit $V_{PVold} - V_{PVnew}$. Nous avons besoin de ces deux sous-réseaux pour déterminer la variation absolue de ΔV_{PV} .

Nous allons présenter en détails le fonctionnement du premier sous-réseau donnant la variation de la tension dans le cas d'une tension V_{PV} croissante. Tout d'abord, la valeur de la tension de la source PV est échantillonnée (V_{PVold}) et maintenue aux bornes d'une capacité C_1 ($H1=1$, figure IV-13(a)). L'étape suivante est la modification du rapport cyclique. Après un temps d'établissement, nécessaire au système, la tension de la source PV est une nouvelle fois échantillonnée (V_{PVnew}) et maintenue dans une seconde capacité C_2 ($H2=1$, figure IV-13(b)). Les deux capacités, C_1 et C_2 sont enfin interconnectées pour déterminer la tension différentielle $\Delta V_{PV} = V_{PVnew} - V_{PVold}$ ($H3=1$, figure IV-13(c)).

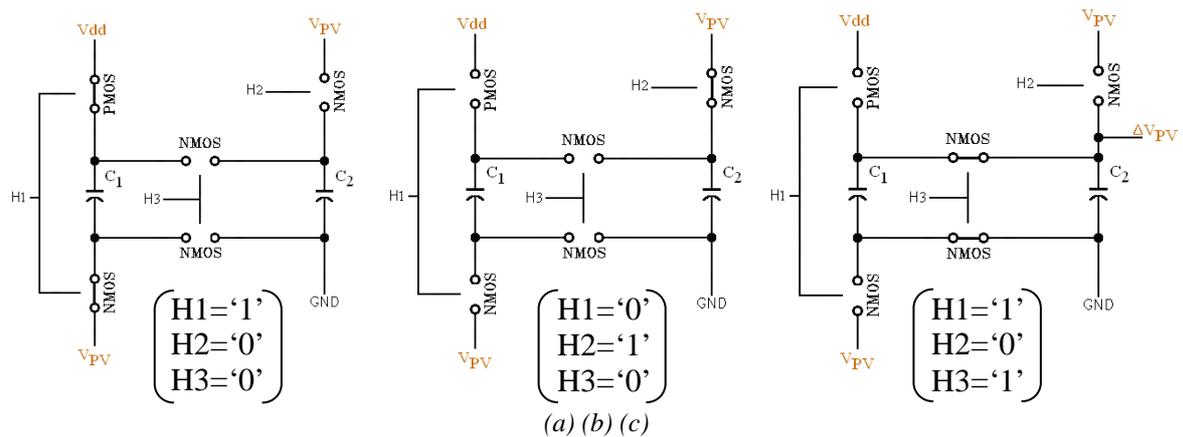


Figure IV-13 : Les différents états du premier sous-réseau de capacités.

(a) mémorisation de V_{PVold} , (b) mémorisation de V_{PVnew} (c) transfert de charge, obtention de ΔV_{PV}

Dans notre architecture, nous avons mis en œuvre deux réseaux pour obtenir la valeur absolue de la différence des tensions du module PV pour deux changements de rapport cyclique successifs. Chaque réseau nous fournit respectivement la différence absolue de la tension du module PV pour le premier ($|\Delta V_{PV1}|$) et le second ($|\Delta V_{PV2}|$) changement de rapport cyclique quelle que soit l'évolution de la tension du module PV (croissante ou décroissante). Ces deux valeurs absolues sont transmises au comparateur latché qui détermine le sens de variation de P_{PV} (figure IV-14).

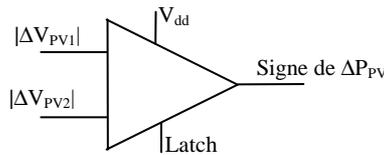


Figure IV-14 : Le comparateur latché.

Pour améliorer les performances du comparateur latché tout en diminuant sa consommation, on a ajouté aux sous-réseaux une tension de mode commun égale à la tension d'alimentation du comparateur (V_{dd}). Après le transfert de charges entre les capacités C_1 et C_2 , une tension d'équilibre V_{Total} , définie par l'équation IV-1, est obtenue en sortie du sous-réseau (ΔV_{PV} , figure IV-13).

Démonstration détaillée :

Nous faisons l'hypothèse que la tension V_{dd} est stable entre deux échantillonnages de $|\Delta V_{PV}|$. Soient les quantités de charges Q_1 et Q_2 présentes respectivement dans les capacités C_1 et C_2 :

$$Q_1 = C_1(2V_{offset} - V_{PV1}) \text{ et } Q_2 = C_2 \cdot V_{PV2}$$

$$Q_{Total} = C_1(2V_{offset} - V_{PV1}) + C_2 \cdot V_{PV2} \text{ avec } Q_{Total} = Q_1 + Q_2$$

Comme $C_1 = C_2 = C$ nous avons :

$$Q_{Total} = C(2V_{offset} - V_{PV1}) + V_{PV2}$$

$$\text{Or } V_{Total} = Q_{Total} / C_{Total} \text{ et } C_{Total} = 2C \text{ d'où } V_{Total} = \frac{C(2V_{offset} - V_{PV1} + V_{PV2})}{2C}$$

Nous obtenons finalement :

$$V_{Total} = V_{offset} + \frac{V_{PV2} - V_{PV1}}{2} \quad (IV-1)$$

Cette tension V_{Total} correspond bien à $\Delta V_{PV} = V_{PVnew} - V_{PVold}$ à laquelle une tension

V_{offset} a été rajoutée. On a ainsi en entrée du comparateur une tension proche de $V_{ad}/2$.

Pour valider ce bloc, nous avons reproduit les variations que subirait la tension du module PV en fonction des changements de rapport cyclique. Nous avons simulé le bloc (au niveau électrique avec le simulateur Eldo) en boucle ouverte pour vérifier l'échantillonnage des variations de tension. Nous avons utilisé des capacités de 200 pF pour éviter l'effet des fuites sur la quantité d'énergie totale stockée. La figure IV-15 représente les horloges d'échantillonnage des variations de tension (ΔV_{PV1} , ΔV_{PV1inv} , ΔV_{PV2} et ΔV_{PV2inv}) ainsi les valeurs échantillonnées.

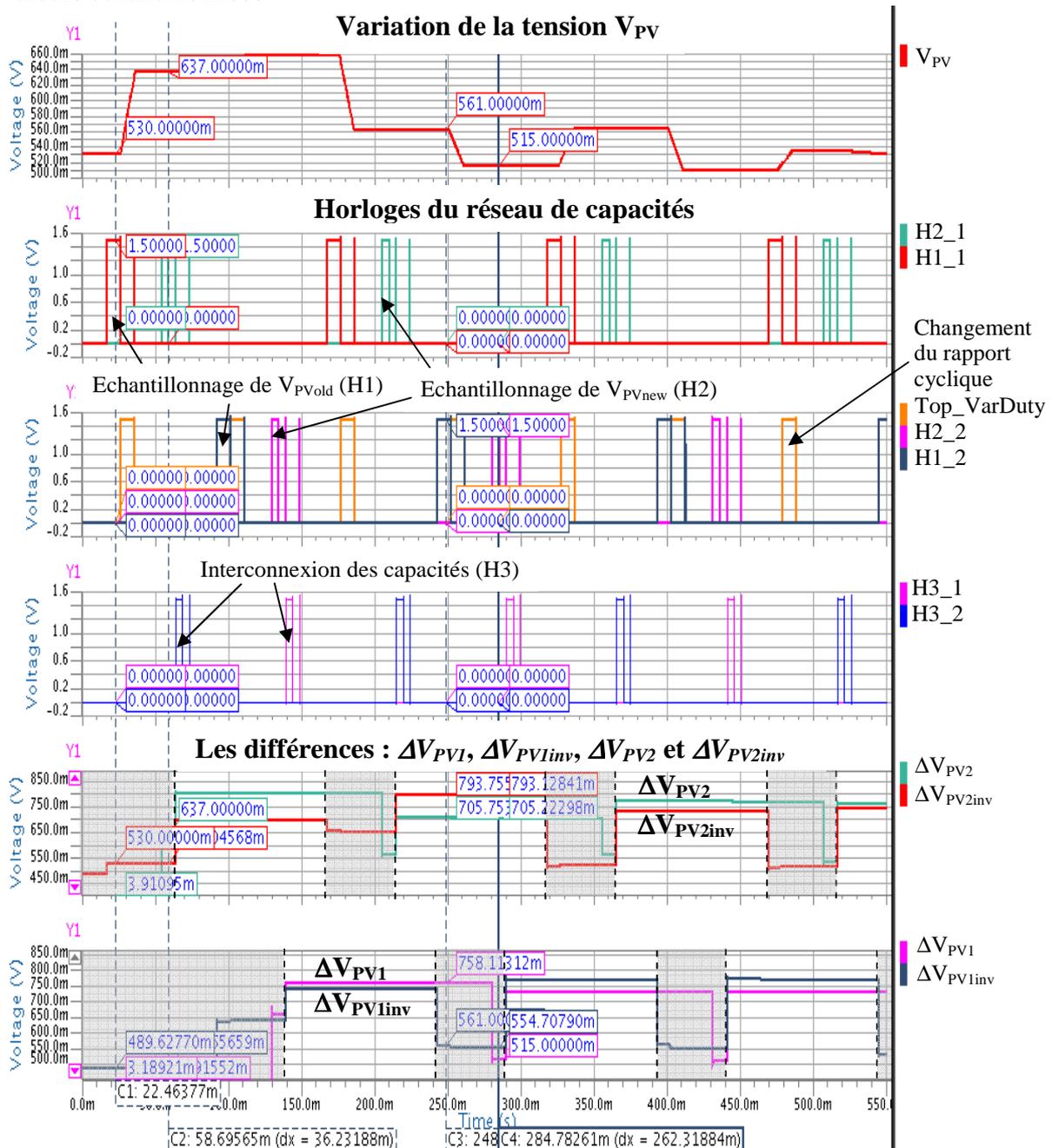


Figure IV-15 : Les signaux du réseau de capacités.

D'après la figure IV-15 nous obtenons une chute de tension sur la première valeur échantillonnée (V_{PVold}) inférieure au millivolt.

b) Détermination du signe de la variation de P_{PV}

Ce deuxième sous-bloc détermine le signe de la variation de P_{PV} à partir de l'évolution de $|\Delta V_{PV}|$. En effet, d'après la méthode de MPPT, quand $|\Delta V_{PV}|$ croît avec le rapport cyclique, la puissance croît également.

Pour limiter le nombre de comparaisons entre ΔV_{PV1} , ΔV_{PV1inv} , ΔV_{PV2} et ΔV_{PV2inv} , nous avons développé un bloc permettant la sélection et la comparaison des seules valeurs absolues. Grâce à deux premières comparaisons effectuées par les comparateurs $ICompV1\&Inv$ et $ICompV2\&Inv$ (le bloc de sélection est décrit en ANNEXE 5), nous déterminons les tensions qui correspondent aux valeurs absolues. Nous effectuons ensuite la comparaison des deux valeurs absolues à l'aide d'un comparateur latché. Parmi l'ensemble des possibilités de comparaison entre les différentes tensions, seul le comparateur latché ayant à ses entrées les valeurs absolues est activé. Le signe de la comparaison est par la suite mémorisé dans le bloc $IMemoireSignVarPV$, donnant ainsi le signe de la variation de la puissance délivrée par le module PV.

Nous avons validé ce bloc grâce à une simulation en boucle ouverte où nous avons reproduit les variations que subirait la tension du module PV. Nous visualisons sur la figure IV-16 les échantillonnages des variations de la tension du module PV ainsi que le signe de la variation de la puissance estimée par la méthode de MPPT.

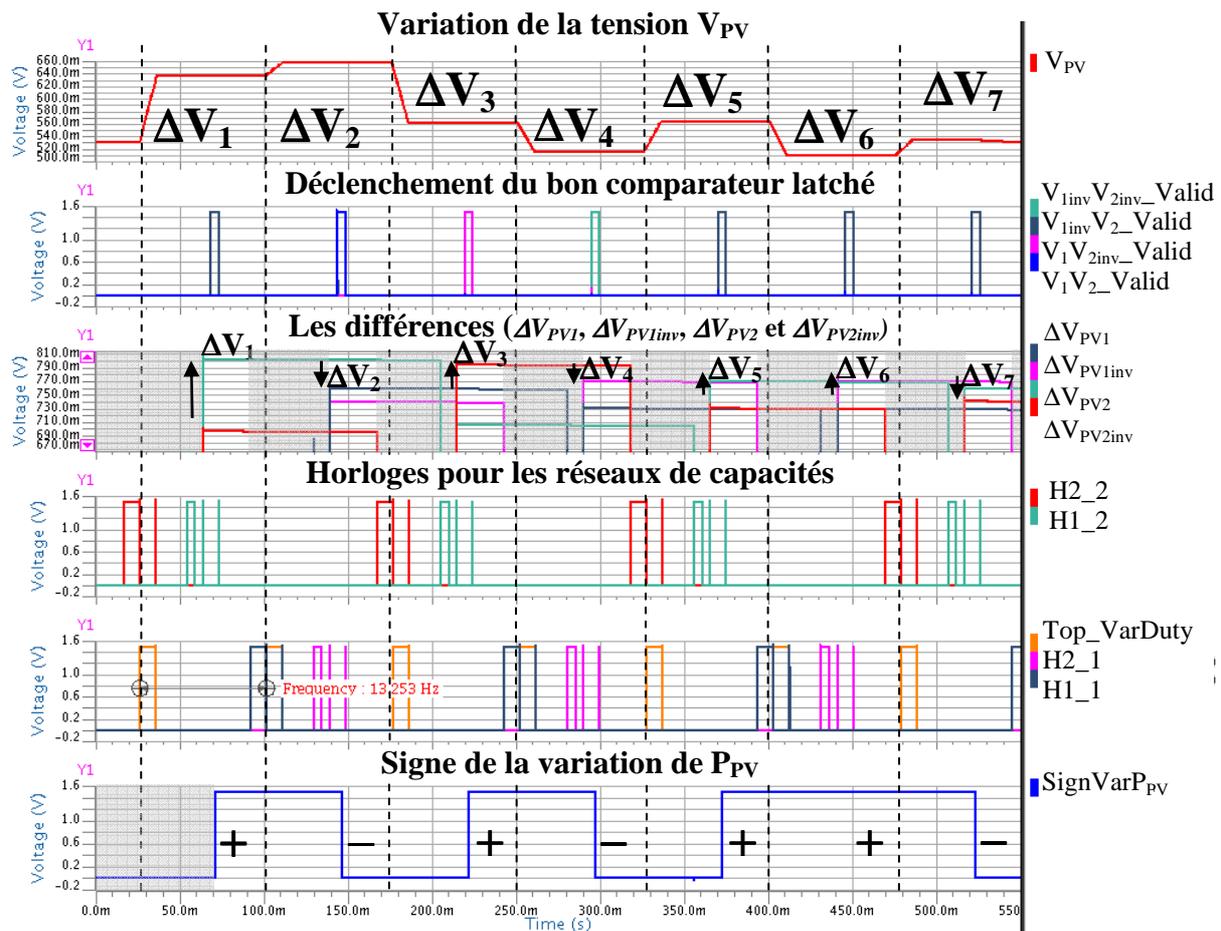


Figure IV-16 : Signe des variations de la puissance délivrée par le module PV estimées par la méthode de MPPT.

La figure IV-16 représente les échantillonnages des variations de la tension du module PV ainsi que le signe de la variation de P_{PV} obtenu par la méthode de MPPT. Les horloges des réseaux de capacités sont également représentées pour faire apparaître les domaines de validité des différences échantillonnées (ΔV_{PV1} , ΔV_{PV1inv} , ΔV_{PV2} et ΔV_{PV2inv}). L'horloge imposant le changement du rapport cyclique (lancée par le signal *Top_VarDuty*) est également affichée pour vérifier que le signe de la variation de P_{PV} est correct à cet instant.

Nous pouvons visualiser sur la figure IV-16 les signaux validant les comparateurs latchés. Ces signaux permettent de sélectionner le seul comparateur ayant les valeurs absolues $|\Delta V_{PV1}|$ et $|\Delta V_{PV2}|$ à ses entrées. La sortie de ce comparateur nous permet d'obtenir le nouveau signe de la variation de la puissance P_{PV} pour une faible consommation d'énergie. Les simulations électriques de ce premier bloc ont permis de mesurer une consommation moyenne de 871 nA et une consommation pic de 2.5 μ A pour une fréquence de fonctionnement de la méthode de MPPT de 13 Hz.

Notre système est capable de déterminer le signe de la variation de la puissance P_{PV} délivrée par le module PV, quelle que soit l'évolution de la tension du module. En effet, cette tension peut croître ou décroître indépendamment de la variation de la puissance P_{PV} délivrée.

4.2 Génération du nouveau rapport cyclique (2^e sous-bloc)

Dans notre architecture, ce second sous-bloc permet de déterminer la variation à effectuer sur le rapport cyclique pour que celui-ci induise le maximum de variation sur la tension du module photovoltaïque. Pour cela, nous faisons varier le rapport cyclique avec un pas constant. Ce rapport cyclique correspondra alors à la valeur pour laquelle le module photovoltaïque délivrera le maximum de puissance pour une irradiance et une température données.

Ce bloc est lui-même constitué de deux sous-blocs (figure IV-17). Le bloc *CounterUp&Down* permet de générer via un compteur/décompteur la nouvelle valeur de rapport cyclique. Le bloc *MPPT_Logic* permet quant à lui de déterminer la prochaine variation à imposer au rapport cyclique en fonction des états précédents du système. On rappelle que le signe de la variation du rapport cyclique ne doit être modifié que si le signe de la variation de la puissance ΔP_{PV} est négatif.

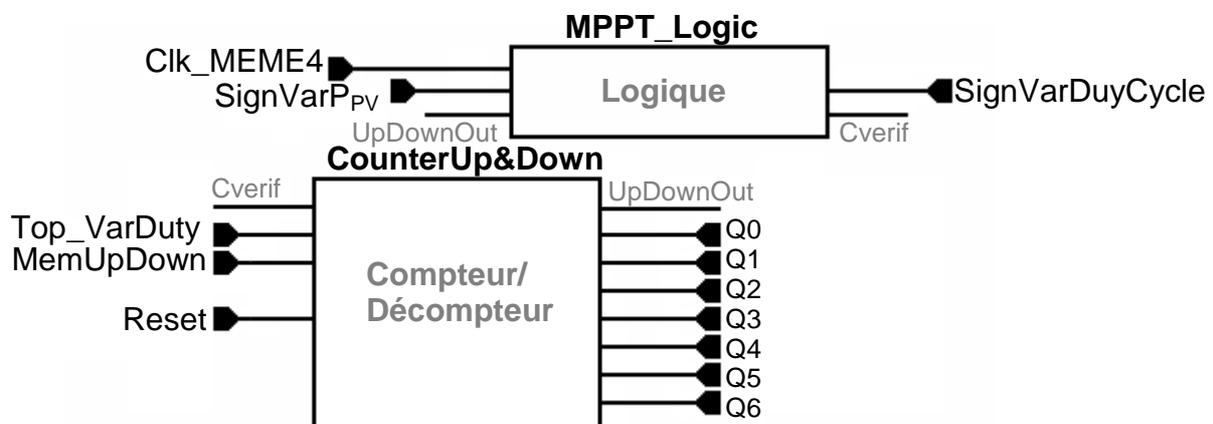


Figure IV-17 : Bloc générant le nouveau rapport cyclique.

Le système mémorise à chaque front montant de l'horloge Clk_MEME4 la nouvelle valeur du signe de la variation du rapport cyclique ($SignVarDutyCycle$) donnée par l'équation logique IV-2.

$$SignVarDutyCycle = (SignVarP_{PV} \bullet UpDownOut) + \overline{(SignVarP_{PV} + UpDownOut)} \quad (IV-2)$$

Suivant le signe trouvé, nous incrémentons ou décrémentons le compteur/décompteur pour générer le nouveau rapport cyclique. Cette donnée numérique est transmise au bloc générant l'horloge de type PWM pour piloter le module PV au plus proche du MPP.

Pour le bon fonctionnement de la méthode de MPPT nous avons dû borner le compteur/décompteur et interdire à celui-ci de passer de la dernière valeur à la première et vice versa. En effet, la méthode du MPPT nécessite qu'une variation du rapport cyclique soit imposée à chaque fois pour déterminer la variation de puissance subie par le module PV et définir la prochaine variation du rapport cyclique (ANNEXE 6).

Nous avons simulé le bloc en boucle ouverte de la même manière que pour le sous-bloc précédent. La figure IV-18 représente la variation du rapport cyclique en fonction des variations estimées de la puissance P_{PV} et du sens précédent de la variation du rapport cyclique. **Ces variations correspondent bien à ce qu'on attend de la méthode de MPPT, à savoir une inversion du sens de variation du rapport cyclique dès que l'évolution de la puissance estimée est négative.**

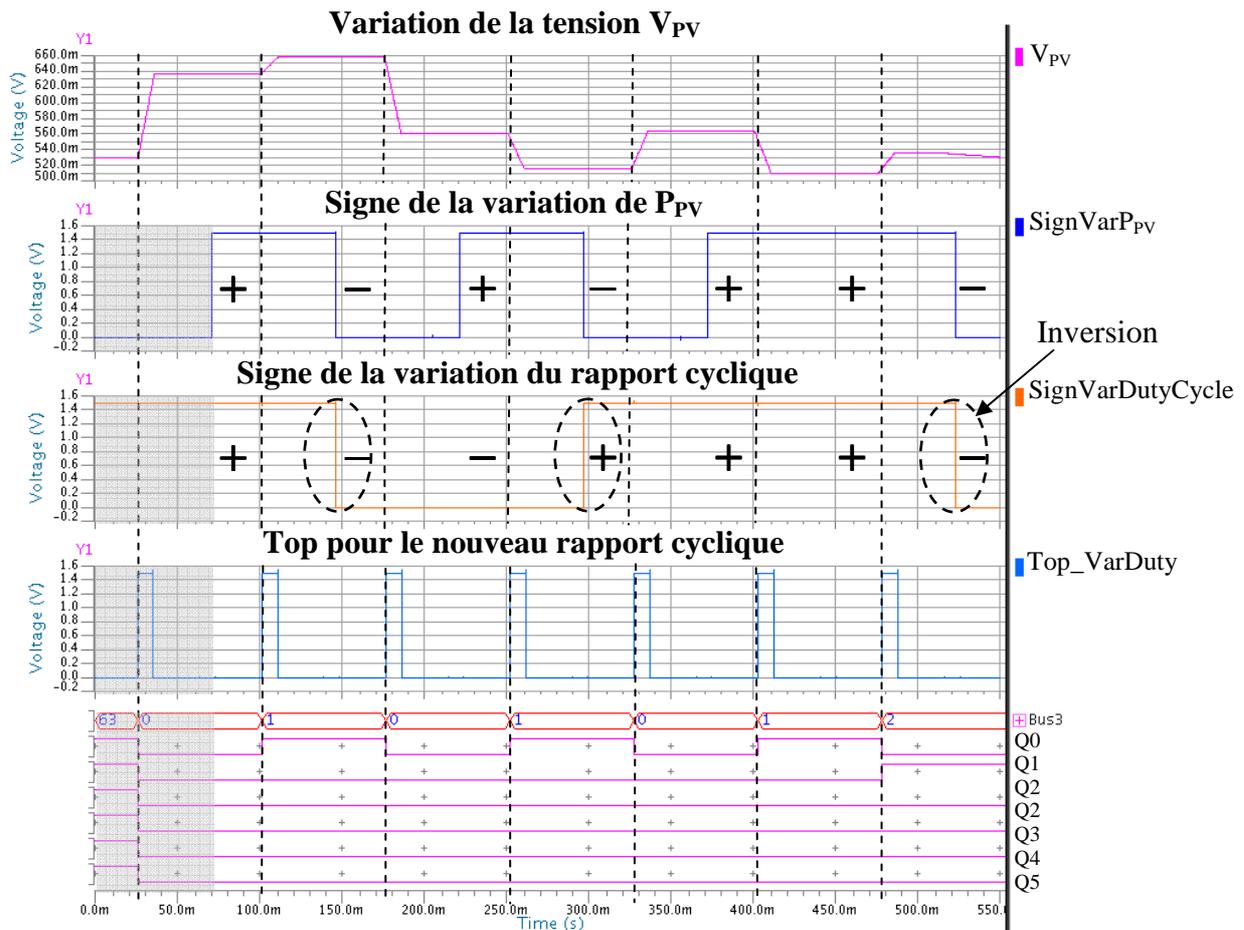


Figure IV-18 : Evolution du rapport cyclique suivant l'évolution de V_{PV} .

Les simulations électriques de ce bloc ont permis de mesurer une consommation moyenne de seulement 6 nA pour une fréquence de fonctionnement de la méthode de MPPT à 13Hz.

4.3 Génération du signal de type PWM (3^e sous-bloc)

Ce dernier sous bloc génère le signal de type PWM qui commande les transistors de puissance du filtre de puissance. Le signal est généré de manière à obtenir le rapport cyclique déterminé par le bloc précédent.

Le bloc reçoit en entrée une horloge générée par un oscillateur à relaxation. L'horloge réalisée dans la technologie UMC 180 nm délivre un signal avec une fréquence comprise entre 390 kHz et 451 kHz et consomme entre 200 nA et 300 nA suivant la tension d'alimentation (variant de 0.9 V à 1.5 V) et la température (gamme de 0°C à 60°C). L'horloge est ainsi fonctionnelle dès l'activation du module PV indépendamment de la régulation de la tension de sortie du système. La fréquence de l'horloge est divisée par deux par l'intermédiaire d'une bascule pour avoir une bonne mise en forme de l'horloge à 200 kHz. A partir de cette horloge, le bloc génère un signal de commande de type PWM avec un rapport cyclique qui varie de 0.02 (pour une valeur minimum d'irradiance de 5 mSun) à 0.6 (pour une valeur maximum d'irradiance de 0.8 Sun).

La génération du signal de commande de type PWM s'effectue à l'aide de lignes à retards. Pour diminuer la consommation due au grand nombre de lignes à retard, nous avons développé des portes logiques de type inverseuses dont le courant peut être modulé de manière numérique afin d'avoir une modulation du temps de transfert (figure IV-19). La modulation du temps de transfert est obtenue à partir de la variation de la tension d'alimentation.

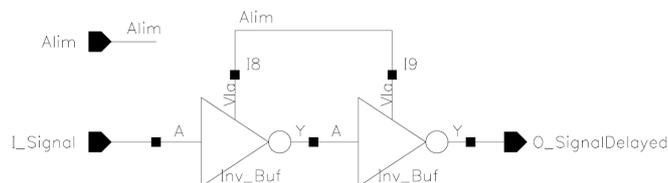


Figure IV-19 : Modulation du temps de transfert.

Le bloc génère, par l'intermédiaire de ses lignes à retards, quatre-vingt-seize rapports cycliques différents avec des retards allant de 100 ns à 3 μs. Nous avons découpé l'espace des rapports cycliques en deux sous groupes (cf. Chapitre III 5.1 c) Efficacité de la méthode du MPPT) : un premier espace de soixante-quatre valeurs allant de 0.021 à 0.24 et un deuxième espace pour les fortes irradiances de trente-deux valeurs allant de 0.26 à 0.6. Le pas du rapport cyclique est de +/-0.00483 (soit un delta de 24.5 ns) sous faibles irradiances, et de +/-0.02354 (soit un delta de 117 ns) sous fortes irradiances.

Nous avons simulé les différentes valeurs numériques possibles du rapport cyclique. On a représenté sur la figure IV-20 l'évolution de l'horloge générée. **On observe qu'à chaque instant, l'horloge possède bien le rapport cyclique correspondant à la valeur numérique souhaitée.**

Signal numérique du rapport cyclique

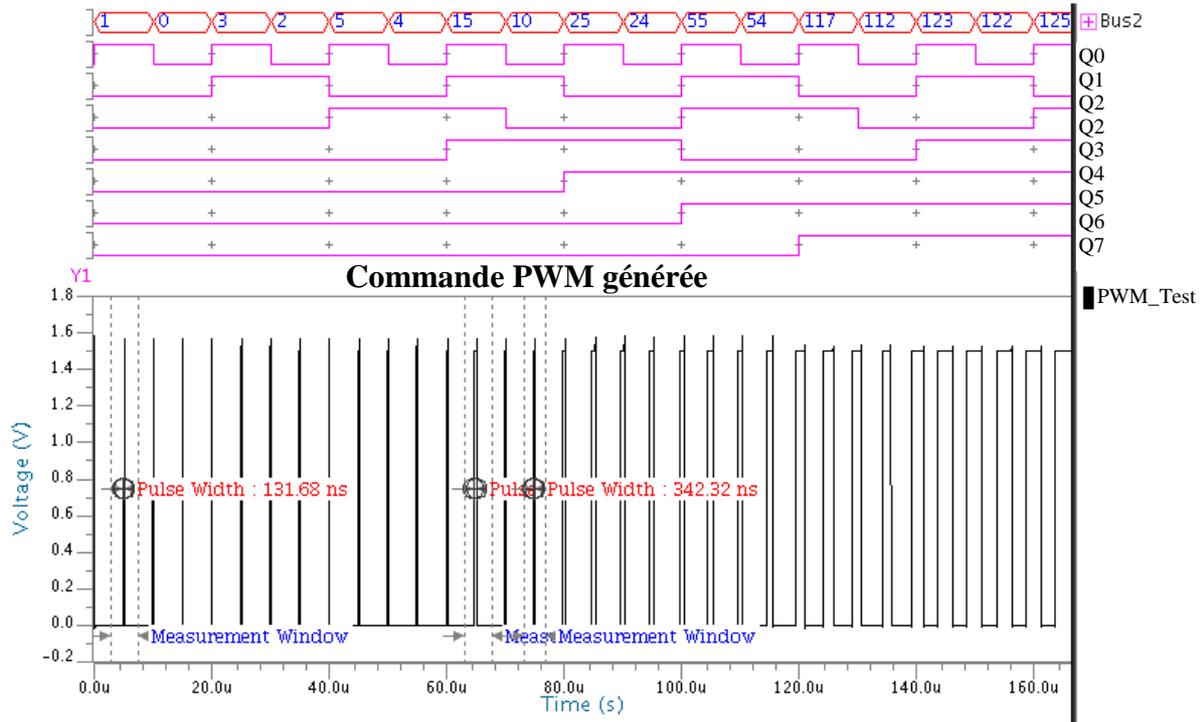


Figure IV-20 : La génération de l'horloge de type PWM.

Nous avons constitué avec ces trois sous-blocs le bloc de MPPT complet. Nous créons ainsi l'horloge de type PWM la mieux adaptée à l'irradiance reçue par le module PV. Le bloc de MPPT ne consomme que 900 nA pour un fonctionnement à 13 Hz (tableau IV-6).

MPPT	Précision	Fréquence	Raport cyclique (D) De 0.021506 à 0.6161	Pas ($D < 0.2415$) +/- 0.00483	Pas ($D > 0.2415$) +/- 0.02354	Consommation moyenne 900 nA
	1 mV	13 Hz				

Tableau IV-6 : Performances du bloc MPPT.

Ce résultat a pu être obtenu grâce, d'une part à la mise en œuvre d'une méthode de MPPT ne nécessitant que peu de calculs, et d'autre part à l'utilisation de réseaux de capacités. En effet, cette architecture permet d'obtenir les valeurs absolues des variations de tension du module PV avec une faible consommation.

5. Les blocs permettant la régulation du système

La régulation des deux tensions de sortie du système de gestion d'énergie est effectuée à l'aide du bloc « PPM » (figure IV-21). Il utilise deux tensions de référence fournies par un circuit BandGap et un comparateur à hystérésis. Le comparateur à hystérésis permet de déterminer la distribution de l'énergie entre les deux chemins de puissance de sortie.

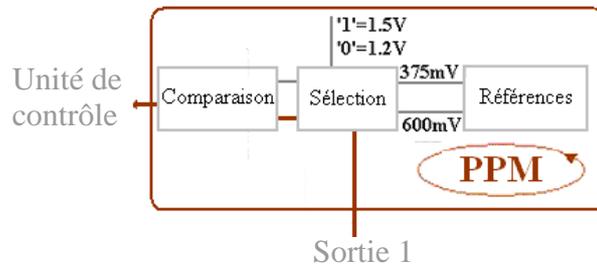


Figure IV-21 : Le bloc PPM (Power Path Management).

5.1 Le BandGap

Le BandGap fournit deux tensions de référence, une première à 600 mV pour permettre la régulation de la tension de sortie du système à 1.2 V et une seconde à 375 mV pour permettre la régulation de la tension de sortie du système à 1.5 V.

Les propriétés des composants électroniques d'un circuit peuvent changer suivant la température de fonctionnement. Un circuit BandGap, appelé aussi référence de tension, génère une tension V_{ref} d'amplitude indépendante de la température grâce à la combinaison des propriétés des tensions $PTAT$ (*Proportional To Absolute Temperature*) et $CTAT$ (*Complementary To Absolute Temperature*) (figure IV-22 et équation VI-3).

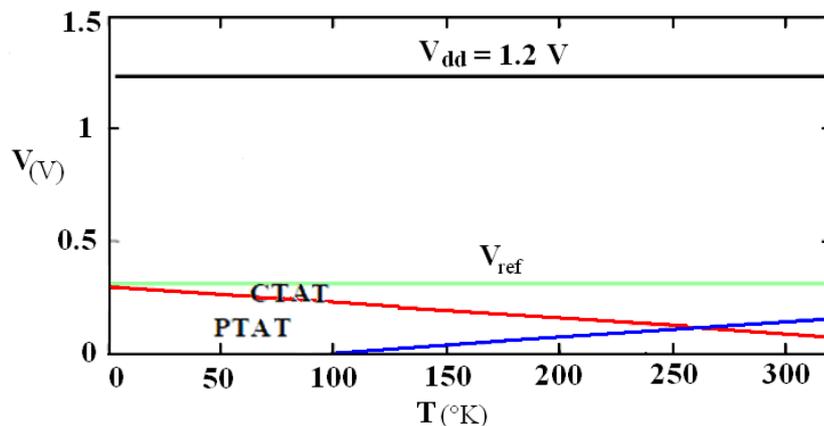


Figure IV-22 : Tension PTAT et CTAT [GRO 2005].

$$\text{Avec : } V_{ref} = K \cdot V_{PTAT} + V_{CTAT} \quad (IV-3)$$

Ceci peut être réalisé en compensant le coefficient de température négatif V_{BE} ($\cong -2 \text{ mVK}^{-1}$) d'un transistor bipolaire, par le coefficient de température positif du potentiel thermodynamique V_T (cf. équations VI-4 et VI-5).

$$V_{ref} = K \cdot V_T + V_{BE} \quad (IV-4)$$

b) Fonctionnement du BandGap

L'amplificateur opérationnel impose des tensions V_a et V_b égales, on obtient ainsi les mêmes courants au travers des branches des transistors M_{P1} et M_{P2} . Par conséquent, on peut exprimer i_1 et i_2 en fonction de V_{BE1} et V_{BE2} . Le miroir de courant nous permet d'obtenir dans la branche de sortie une copie de la somme des courants i_1 et i_2 . Le circuit fournit ainsi une tension V_{BG} fixe en sortie dépendante de V_{BE1} et V_{BE2} (cf. équation IV-9).

Démonstration détaillée :

On exprime les courants i_1 et i_2 en fonction de V_{BE1} et V_{BE2} :

$$i_1 = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_0} = \frac{V_T \ln(N)}{R_0} \quad (IV-6)$$

$$i_2 = \frac{-V_{BE1} - i n_+}{R_1} = \frac{V_{BE1}}{(R_1 + R_2)} \quad (IV-7)$$

Sachant que le miroir de courant nous fournit sur la branche de sortie $i_1 + i_2$:

$$V_{BG} = R_3(i_1 + i_2) \quad (IV-8)$$

On obtient donc :

$$V_{BG} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_0} \ln(N) V_T + V_{BE1} \right] \quad (IV-9)$$

Le rapport $R_3/(R_1+R_2)$ nous permet de fixer une tension de sortie V_{BG} inférieure à 1 V.

La compensation des coefficients en température de V_T et V_{BE1} est assurée par le choix de la valeur de N et le rapport $(R_1+R_2)/R_0$ qui doivent satisfaire l'équation IV-10.

$$\frac{CTAT}{PTAT} = \frac{2mV.K^{-1}}{0.085mV.K^{-1}} = \frac{R_1 + R_2}{R_0} \ln(N) = 23.53 \quad (IV-10)$$

Pour que la tension de référence V_{BG} soit stable en température, nous devons choisir R_1 , R_2 , R_0 et N tel que $CTAT/PTAT \approx 23.53$.

Le circuit de type BandGap présente deux points de fonctionnement. En plus du précédent où $V_{BG}=0.6$ V, il existe également le point particulier où $V_{BG}=0$ car $V_a=V_b=0$. Pour éviter que le système ne se bloque au point de fonctionnement où $V_{BG}=0$, nous avons fixé les potentiels V_a et V_b à des valeurs non nulles au démarrage. Pour cela, nous avons ajouté au circuit précédent un circuit de démarrage représenté sur la figure IV-24.

fonction des variations de température et de la tension d'alimentation. Les valeurs optimales des résistances sont les suivantes : $R_0=1188\text{ k}\Omega$, $R_1=1758\text{ k}\Omega$, $R_2=5561\text{ k}\Omega$, $R_3=9840\text{ k}\Omega$ et $N=24$. Ce qui nous amène à $CTAT/PTAT = 19.58$.

Nous avons simulé le circuit de type BandGap pour des températures allant de 0°C à 100°C dans le cas de variations technologiques typiques pour la technologie UMC 180 nm. Nous avons évalué la variation de la tension V_{BG} par rapport à la référence souhaitée, sur la gamme de température considérée ($0^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}$) avec la formule IV-11.

$$\theta = \frac{(V_{BG_{\max}} - V_{BG_{\min}}) / V_{BG_{\text{ref}}}}{\Delta T} \text{ (en ppm}^{37}\text{)} \quad (\text{IV-11})$$

Nous avons relevé une variation de $150\text{ ppm}/^\circ\text{C}$, dans le cas typique. Nous observons que sur la plage de variation de la température comprise entre 0°C et 60°C , la tension de référence V_{BG} est stable quelle que soit la tension d'alimentation (comprise entre 0.9 V et 1.5 V).

Nous avons également simulé l'impacte des différents pires cas technologiques sur la tension de sortie V_{BG} du circuit de type BandGap. Ces pires cas technologiques permettent de prendre en compte des variations dues au procédé de fabrication qui influent sur les tensions de seuil des transistors, la tension d'alimentation V_{dd} et la valeur des résistances. Ces pires cas sont résumés dans l'ANNEXE 7. Nous avons représenté sur le graphique de la figure IV-25 les variations de la tension de sortie V_{BG} du circuit de type BandGap pour les différents pires cas.

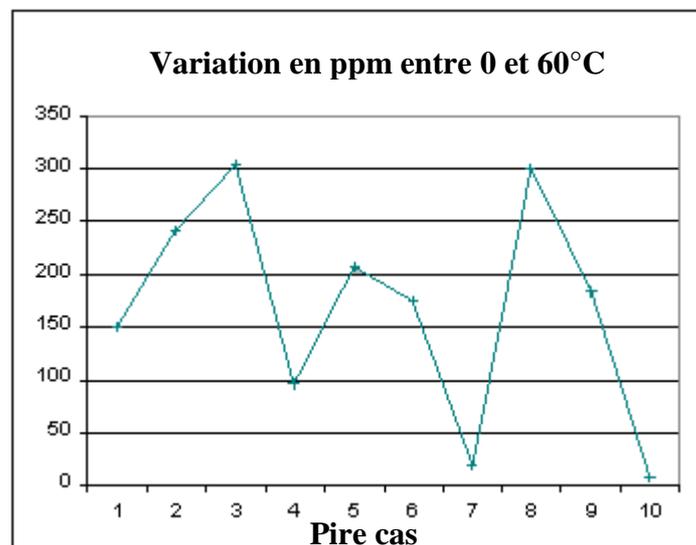


Figure IV-25 : Écart maximum de tension sur V_{BG} sur la gamme de température $[0-60^\circ\text{C}]$ en fonction des pires cas technologiques.

³⁷ ppm : partie par million.

La figure IV-26 représente les résultats de l'évolution de la consommation du circuit de type BandGap en fonction de la température et de la tension d'alimentation V_{dd} du circuit.

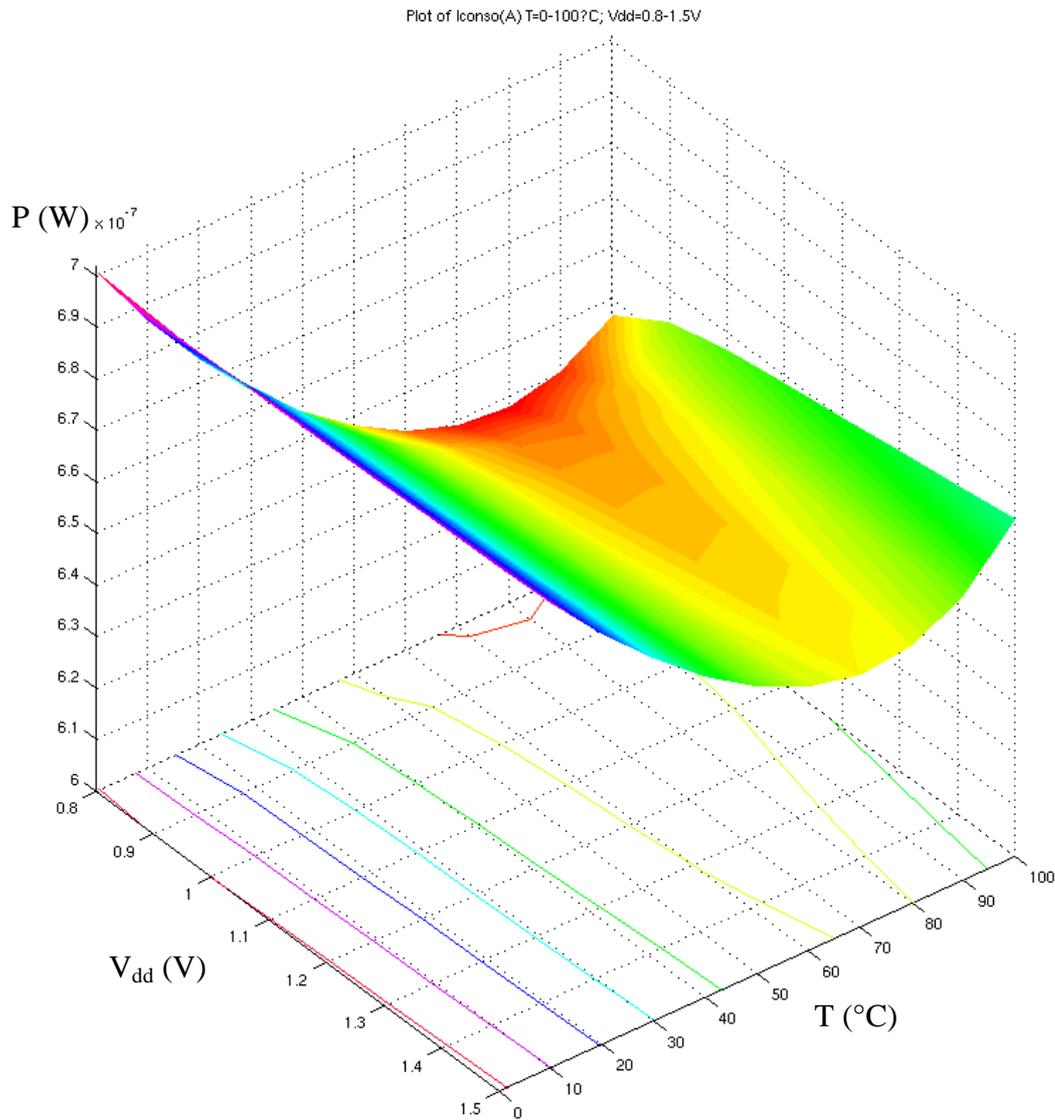


Figure IV-26 : Evolution de la consommation du BandGap suivant la température et la tension d'alimentation.

Nous observons sur la figure IV-26 une consommation moyenne de 675 nA sous 1.5 V à 27°C. Notre BandGap peut délivrer deux tensions de référence, une tension à 600 mV et une tension à 375 mV, permettant ainsi une régulation à 1.2 V et à 1.5 V de la première sortie du système de gestion d'énergie (tableau IV-7).

<i>BandGap</i>	<i>Précision</i>	<i>Tensions de références</i>	<i>Consommation moyenne</i>
	150 ppm	375 mV et 600 mV	675 nA

Tableau IV-7 : Performances du BandGap.

5.2 Le comparateur à hystérésis

Le comparateur à hystérésis, associé à la tension de référence fournie par le circuit de type BandGap, est l'élément principal pour la régulation de la tension de sortie. Nous disposons ainsi d'un signal qui informe le système de contrôle des transistors de puissance du filtre de puissance que la tension de sortie a atteint la valeur de consigne désirée. Nous avons choisi un comparateur à hystérésis plutôt qu'un simple comparateur pour éviter les possibles rebonds du signal de contrôle autour de la consigne.

a) Architecture retenue

Il existe différentes façons d'introduire de l'hystérésis dans un comparateur, d'une manière générale celle-ci est introduite par l'intermédiaire d'un rétrocontrôle positif. Pour cela on vient reboucler la sortie du comparateur sur son entrée non-inverseuse. Il est également possible d'utiliser deux références, deux comparateurs et une machine à état, ou deux références un comparateur et un multiplexeur [VAN 2006]. Cette solution n'est pas optimale d'un point de vue de la consommation et de plus l'introduction des résistances n'est pas adaptée à la conception intégrée (nécessitant une surface importante de silicium). Dans la mesure où nous concevons le comparateur, nous pouvons envisager d'introduire directement une boucle de retour positive dans le comparateur lui-même. C'est cette solution, déjà proposée par Allen et Holberg en 2002 [ALL 2002], que nous avons mis en œuvre (figure IV-27).

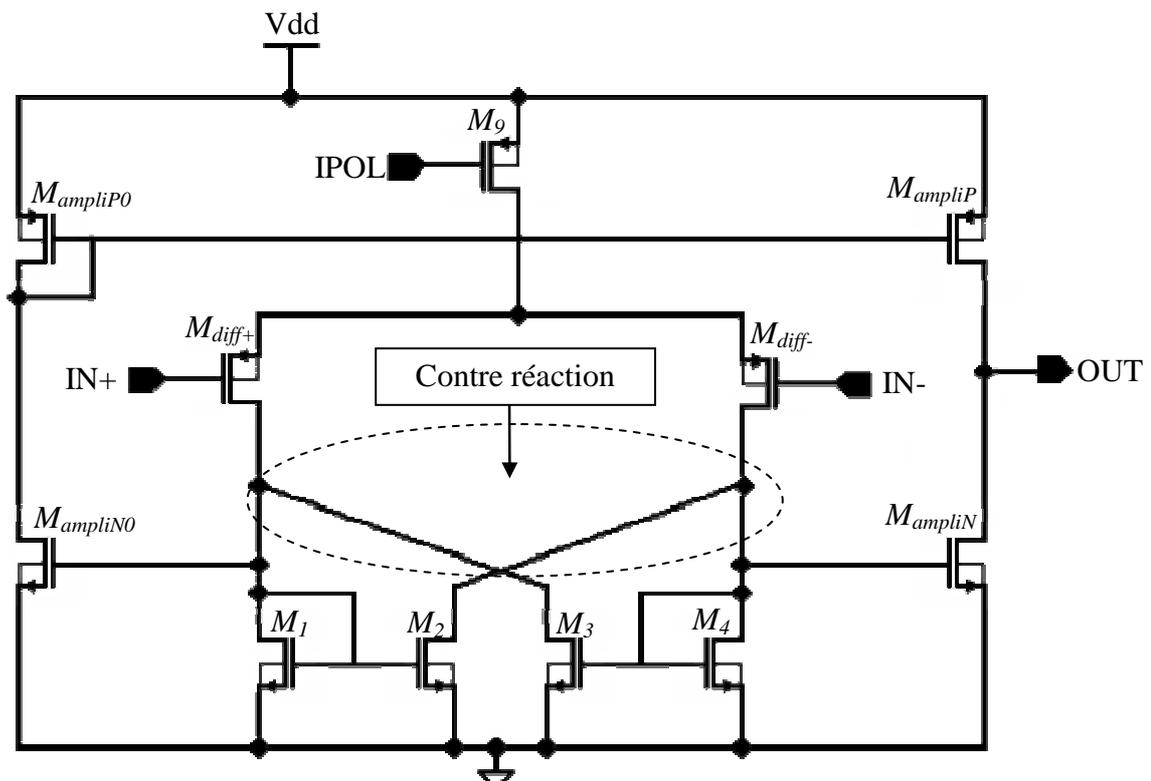


Figure IV-27 : Schéma du comparateur à hystérésis conçu.

Le comparateur à hystérésis a besoin à son entrée de la tension de référence du BandGap et de la tension de sortie basse tension du système. Nous mettons en entrée du comparateur un circuit diviseur de tension permettant de ramener la tension de la première sortie (figure IV-1) au niveau de la référence de tension délivrée par le BandGap.

Ce circuit diviseur peut être réalisé à l'aide d'un pont résistif, par exemple avec l'utilisation de résistances de quelques mégaohms. L'inconvénient de cette première approche est qu'elle consomme en continu 750 nA s'écoulant au travers de la résistance de division, cette énergie perdue contribue significativement aux pertes du système (rappelons que le circuit de type BandGap a une consommation de 675 nA). Par contre, cette architecture a l'avantage d'être adaptable. En effet, la modification des valeurs des résistances permet de faire varier le rapport de division, permettant ainsi de modifier le niveau de la tension à réguler et de s'adapter à d'autres types d'applications et de charges.

Nous avons cherché à supprimer cette perte énergétique en remplaçant le pont diviseur de tension par deux transistors montés en diode. Cette architecture permet de diviser la tension d'entrée par deux tout en réduisant significativement les pertes. Nous avons mesuré une consommation statique de 50 nA.

Nous avons ajouté à ce diviseur un circuit de sélection permettant de choisir la division la plus appropriée en fonction de la tension de régulation choisie (1.2 V ou 1.5 V). Le bloc choisit ainsi la tension parmi les deux tensions fournies par le circuit de type BandGap et divise en conséquence la tension de sortie du système de gestion d'énergie pour réguler la tension de sortie du circuit.

Les simulations électriques de ce bloc de sélection et de division nous ont permis de mesurer une consommation moyenne de 101 nA.

b) Polarisation

On choisit de polariser la paire différentielle avec un courant inférieur à 1 μ A. Tous les transistors de type N du circuit sont dimensionnés de telle manière à ce qu'ils fonctionnent en faible inversion. Ainsi, ils pourront fonctionner même sous une faible tension d'alimentation V_{dd} . Or, en régime de faible inversion, c'est-à-dire sous le seuil ($V_G < V_{th}$), le courant I_{DS} suit une loi exponentielle en fonction de $V_G - V_{th}$, similaire à un transistor bipolaire (cf. équation VI-12).

$$I_{DS} = I_{sat} \cdot \exp\left(\frac{V_G - V_{th}}{n \cdot V_T}\right) \cdot \exp\left(-\frac{V_S}{V_T}\right) \quad (IV-12)$$

Par conséquent, une variation de la tension de seuil V_{th} , due par exemple à la dispersion des paramètres technologiques, aura un impact plus important sur la valeur du courant (le régime de fonctionnement à faible inversion est celui où le gm du transistor est le plus grand). Le dimensionnement du miroir de courant ($M9$), qui vient polariser la paire différentielle, est alors critique. En effet, si les tensions de seuil V_{th} des deux transistors sont différentes, la valeur du courant ne sera pas exactement copiée. De plus, la variation suit une loi exponentielle d'où une grande différence des valeurs de courant. Pour réduire cet effet, nous avons choisi d'utiliser une largeur de 46 μ m pour le transistor $M9$. Nous veillerons également à l'appariement des deux transistors lors du dessin des masques en utilisant une technique de type 'common-centroid', mettant à profit les symétries pour limiter l'impact des variations des paramètres technologiques lors de la fabrication.

De manière à avoir une vision quantitative de la dispersion induite sur le courant de polarisation de l'OTA, nous avons fait subir au miroir 2500 simulations Monte-Carlo [RAM 2008]. Si l'on considère à la fois les variations intra et inter-lot, on obtient un écart type relatif

de 1.3% sur le courant et de 3.5% sur la tension pour des transistors avec des rapports largeur/longueur $W/L = 30 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$. De plus, si on ne considère que les variations inter-lot, on observe des transistors parfaitement appariés avec un écart type relatif sur le courant de moins de 2%.

c) Fonctionnement de l'architecture du comparateur à hystérésis

Il s'agit de dimensionner un OTA suivi d'un étage de sortie de type Push-Pull ($M_{ampliP0}$ - $M_{ampliN0}$ et M_{ampliP} - M_{ampliN}) assurant la conversion différentielle tout en fournissant les performances en termes de tension et d'impédance de sortie d'un amplificateur de classe AB. L'OTA (figure IV-27) est composé d'une paire différentielle composée par les transistors $M1$, $M4$, M_{diff+} et M_{diff-} , polarisée par un miroir de courant. L'hystérésis est assurée par le chemin de retour positif au travers de la connexion Grille-Drain des transistors $M2$ et $M3$. En effet, les paires ($M1$ - $M2$) et ($M3$ - $M4$) forment deux miroirs de courant reliant de manière croisée les deux branches de la paire différentielle.

Le transistor de polarisation $M9$ fournit un courant de polarisation I_{pol} de 200 nA, par conséquent la tension sur son drain devient V_{pol} . Le comparateur est composé de deux branches symétriques composées de deux transistors de type P et quatre transistors de type N. Nous avons $M1$ et $M4$ qui ont leur grille connectées à leur drain de telle sorte que $V_{gsM1} = V_{dsM1} = V_M$ et $V_{gsM4} = V_{dsM4} = V_P$. Ces deux tensions commandent les grilles des transistors $M2$ et $M3$. Lorsque la tension du nœud $IN+$ est égal à celle de $IN-$, les drains des transistors $M2$ et $M3$ possèdent la même valeur de tension d'équilibre $V_P = V_M$.

Supposons que le nœud $IN+$ soit à $V_{dd}/2$ et $IN-$ à $V_{dd}/2 + \alpha$, supérieure d'une valeur α (dans l'exemple de la figure IV-28 nous avons choisi $\alpha = 100 \text{ mV}$).

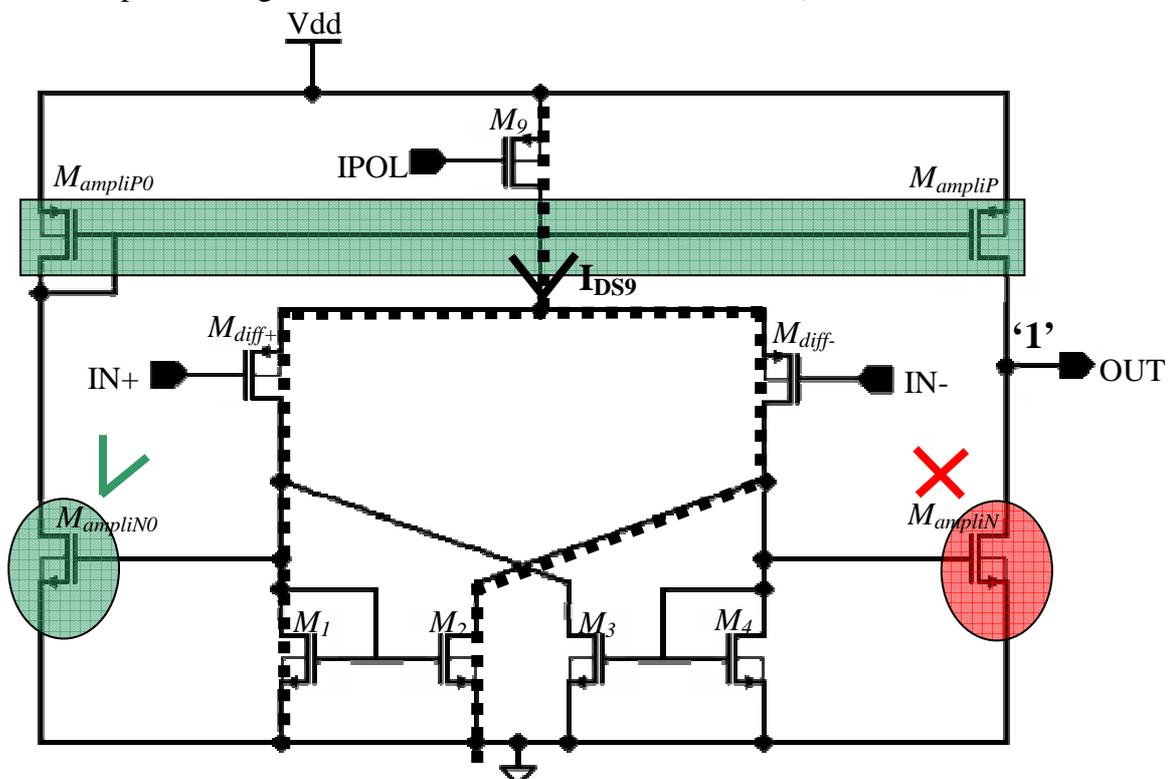


Figure IV-28 : Fonctionnement du comparateur à hystérésis.
Sortie à l'état haut

Nous avons alors la tension V_P qui bascule à zéro entraînant la fermeture du transistor M_{ampliN} . Sur l'autre branche nous avons V_M qui bascule à V_{pot} . Comme les transistors $M_{ampliP0}$ et M_{ampliP} ont leur grille commune, nous avons M_{ampliP} qui se ferme basculant la sortie à V_{dd} .

Inversement si le nœud $IN+$ est à $V_{dd}/2+\alpha$ et $IN-$ à $V_{dd}/2$ (figure IV-29).

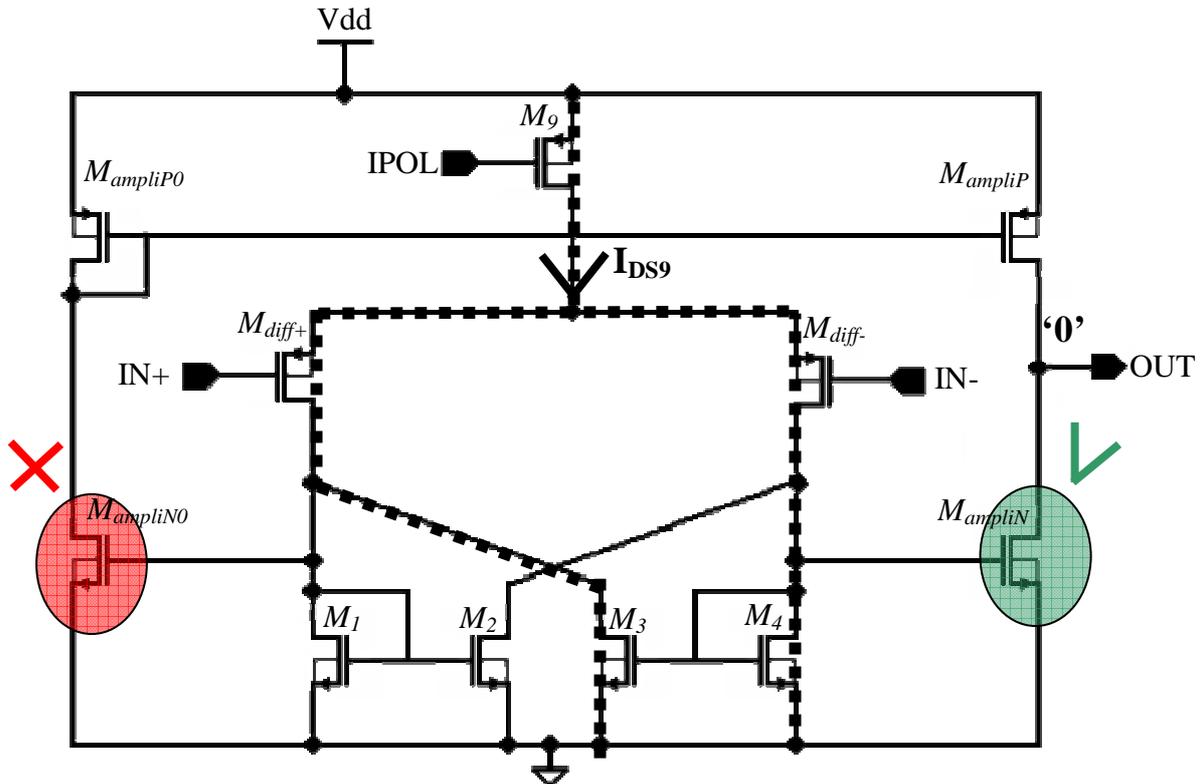


Figure IV-29 : Fonctionnement du comparateur à hystérésis.
Sortie à l'état bas

Nous avons la tension V_M qui bascule à zéro entraînant la fermeture du transistor $M_{ampliN0}$. Sur l'autre branche nous avons V_P qui bascule à V_{pot} entraînant la fermeture du transistor M_{ampliN} qui bascule la sortie à zéro.

Nous avons simulé le comparateur à hystérésis avec le circuit de type BandGap précédent pour vérifier sa fonctionnalité et sa plage d'hystérésis. Nous avons pour cela simulé le bloc « PPM » qui comprend également le bloc de sélection permettant de faire le lien entre le BandGap et le comparateur à hystérésis (figure IV-21 et figure IV-30). Nous avons appliqué une tension qui évolue entre 0 V et 1.5 V pour observer l'hystérésis du comparateur.

Nous avons représenté sur la figure IV-30 l'évolution des deux tensions de référence provenant du BandGap ainsi que la tension V_{OUT15_12} que nous imposons en entrée et celle que nous obtenons en sortie du comparateur à hystérésis.

Le comparateur à hystérésis fonctionne à partir de 0.9 V et nous obtenons une hystérésis de onze millivolts.

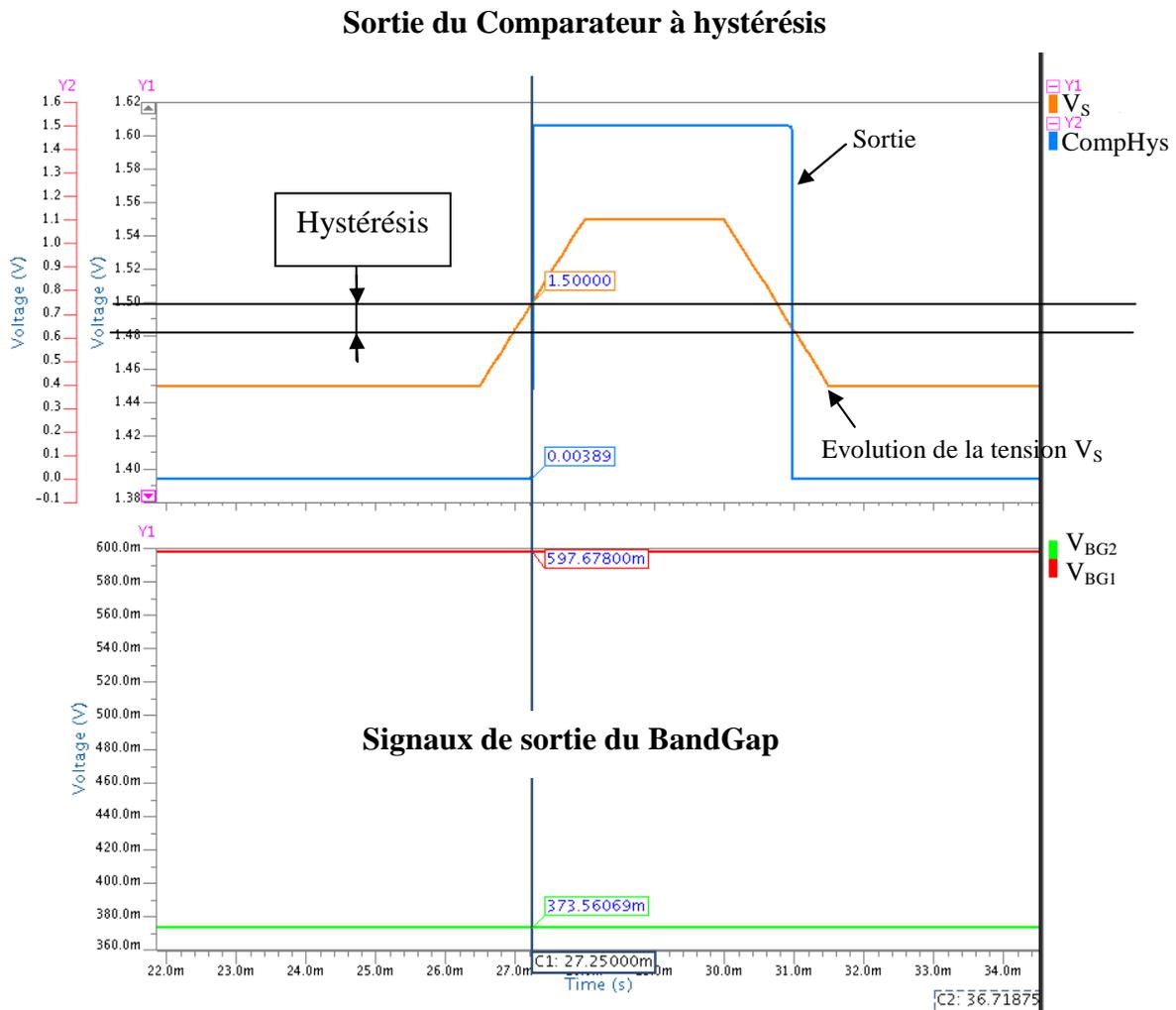


Figure IV-30 : Les signaux du comparateur à hystérésis et du BandGap.

De plus, ces simulations nous ont permis de mesurer une consommation moyenne de 390 nA pour le comparateur à hystérésis (tableau IV-8).

<i>Comparateur à hystérésis et bloc de sélection</i>	<i>Tension d'alimentation</i>	<i>Hystérésis</i>	<i>Consommation moyenne</i>
	0.9 V – 1.5 V	11 mV	390 nA

Tableau IV-8 : Performances du comparateur à hystérésis.

6. Performances globales obtenues

Nous avons réalisé des co-simulations entre les simulateurs Advance_MS et Eldo, pour simuler l'évolution des caractéristiques du module PV conjointement avec les blocs analogiques réalisés dans la technologie UMC 180 nm. Ces simulations nous permettent d'obtenir des résultats du système complet, incluant d'une part les variations des paramètres au niveau de chaque transistor des blocs analogiques à l'aide du simulateur Eldo et d'autre part l'influence de ces variations ainsi que celles de l'irradiance sur les caractéristiques de la source PV à l'aide du simulateur Advance_MS. Les simulations complètes de l'architecture allant de la source PV à la charge ont été réalisées avec le schéma présenté sur la figure IV-31.

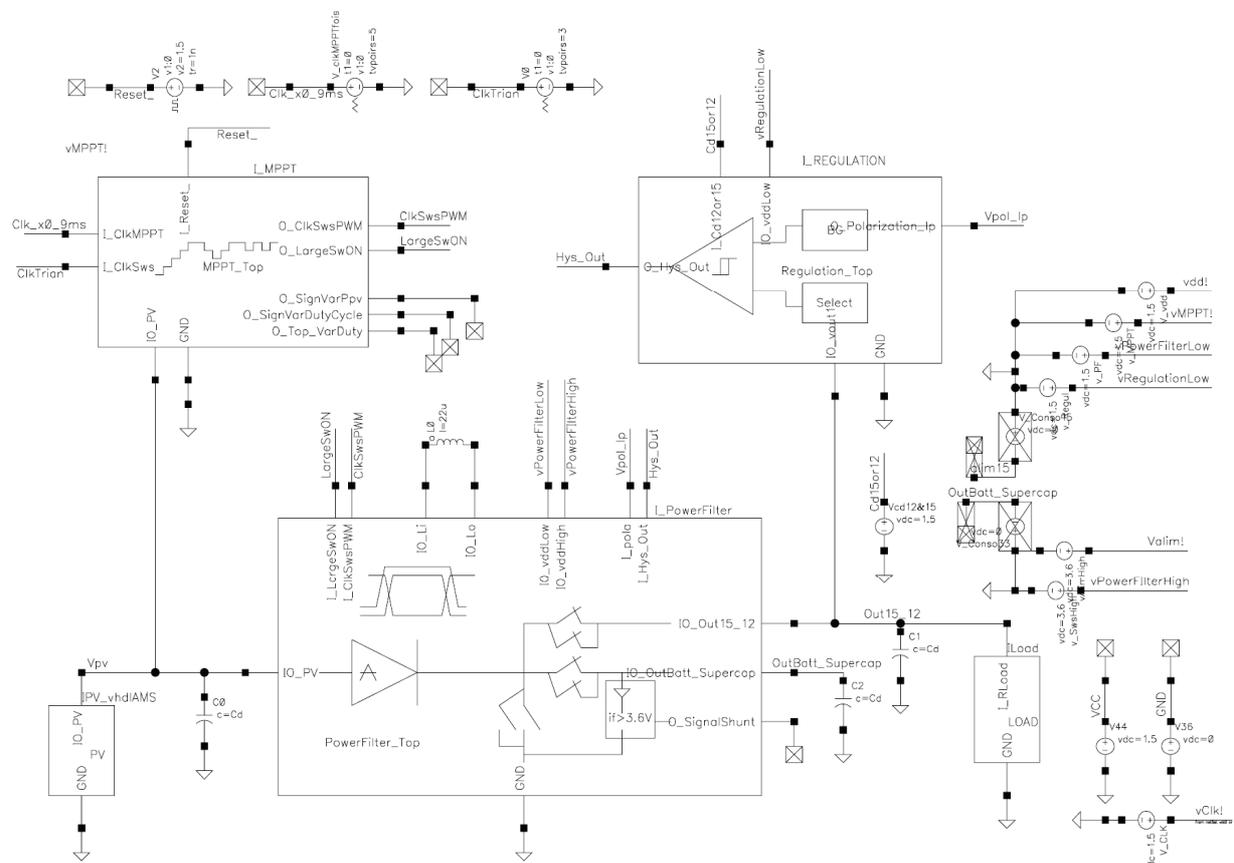


Figure IV-31 : Schéma du système complet de gestion d'énergie.

6.1 Démarrage du système

L'état initial est un état déchargé où l'ensemble des capacités sont à une tension nulle. Comme le module PV est exposé à une irradiance donnée, celui-ci a à ses bornes une tension V_{PV} qui croît simultanément avec la décroissance du courant I_L et donc du courant I_{PV} . Dans cet état initial, les interrupteurs $Pmos1$ et $Pmos2$ du filtre de puissance sont fermés dans la mesure où la tension de commande qui leur est appliquée est nulle. Les capacités en sortie se chargent grâce au fait que l'interrupteur $Nmos$ du filtre de puissance est ouvert.

Pour le bon fonctionnement du cycle de démarrage, le système ne peut pas tolérer

l'alimentation du chargeur ou d'une charge externe. Ceux-ci doivent donc être déconnectés pendant ce cycle. Lorsque les capacités de sorties sont chargées à la tension de circuit ouvert du module PV, on démarre alors les blocs de régulation et de hachage du système. Une fois que la tension de la première sortie est régulée à la tension fixée par l'utilisateur (1.2 V ou 1.5 V), on démarre le bloc de MPPT permettant la recherche du maximum de puissance.

Pour coordonner le démarrage des différents blocs, le système de gestion d'énergie nécessite un bloc de démarrage permettant de détecter le seuil de démarrage et de prendre en compte l'état des blocs du système. Ce bloc de démarrage (Start_up, figure IV-32) pilote un interrupteur permettant de connecter la capacité d'entrée C_{dec} aux capacités de sortie C_1 et C_2 . Cet interrupteur permet que ces capacités emmagasinent une quantité d'énergie minimale nécessaire au démarrage du système et à l'alimentation des différents blocs impliqués au cours du processus de démarrage.

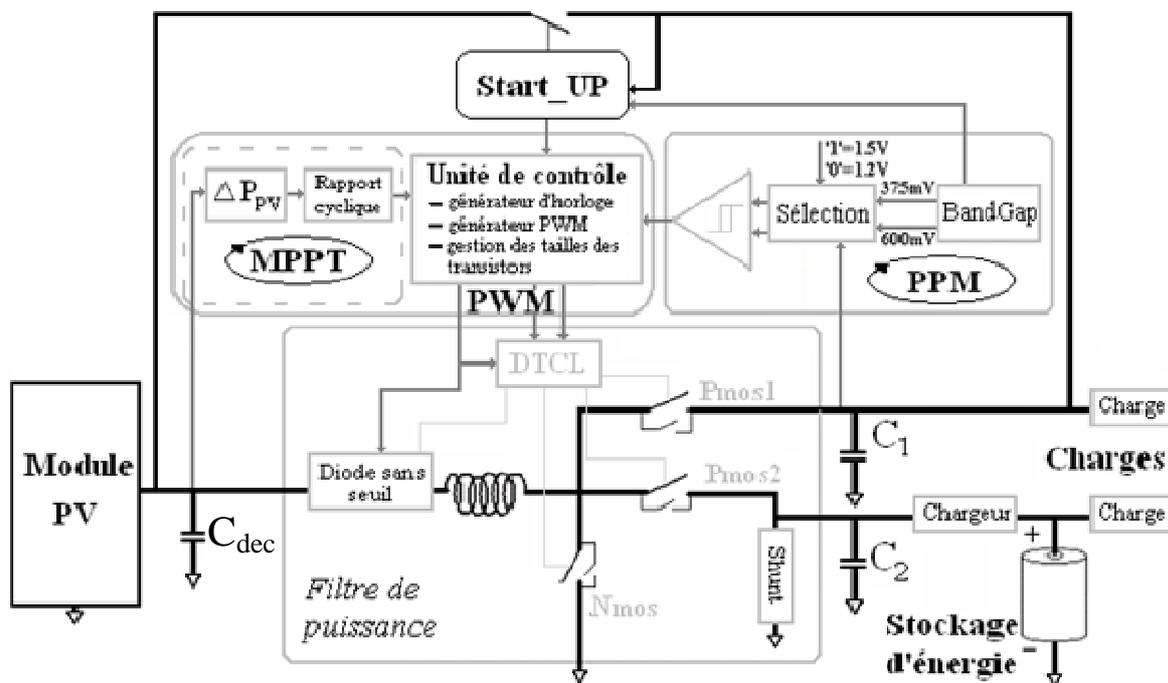


Figure IV-32 : Circuit de démarrage.

Si la tension de sortie dépasse le seuil S_E (seuil minimal de récupération d'énergie), l'interrupteur du bloc de démarrage se ferme pour permettre la recharge des capacités de sortie. Dès que cette tension dépasse le seuil de démarrage du circuit de type BandGap, l'interrupteur se bloque et le circuit de hachage démarre. Le système peut alors débuter la recherche du MPP. Les différents blocs du système de gestion d'énergie sont contrôlés grâce à leur tension de démarrage. Le premier bloc qui démarre est le circuit de type BandGap, avec une tension comprise entre 0.8 V et 0.9 V. Les autres blocs ne démarrent que lorsque la tension du module PV et des capacités de sortie est proche de 1.2 V.

Si l'énergie fournie par le module PV repasse sous le seuil S_E , l'interrupteur se ferme de nouveau pour recharger les capacités de sortie et permettre, dès que le seuil S_E sera de nouveau dépassé, le redémarrage du circuit de type BandGap et l'activation des blocs associés au hachage (PWM, Bloc de régulation...).

6.2 Le fonctionnement en régime établi

Nous avons effectué une co-simulation pour une irradiance en entrée de 10 mSun. Cette irradiance correspond aux plus faibles irradiances que peut accepter le système de gestion d'énergie, le rapport cyclique optimal est autour de 0.06, soit dans les premières valeurs de rapport cyclique du système. Nous avons choisi ces paramètres pour vérifier que le système converge vers le rapport cyclique optimal dans les pires conditions d'irradiance. Nous avons démarré le système chargé pour qu'il transfère le maximum d'énergie vers ses sorties. Nous avons représenté sur la figure IV-33 le courant I_L de l'inductance, l'évolution de la tension V_{PV} du module PV, du rapport cyclique et des tensions de sortie du système.

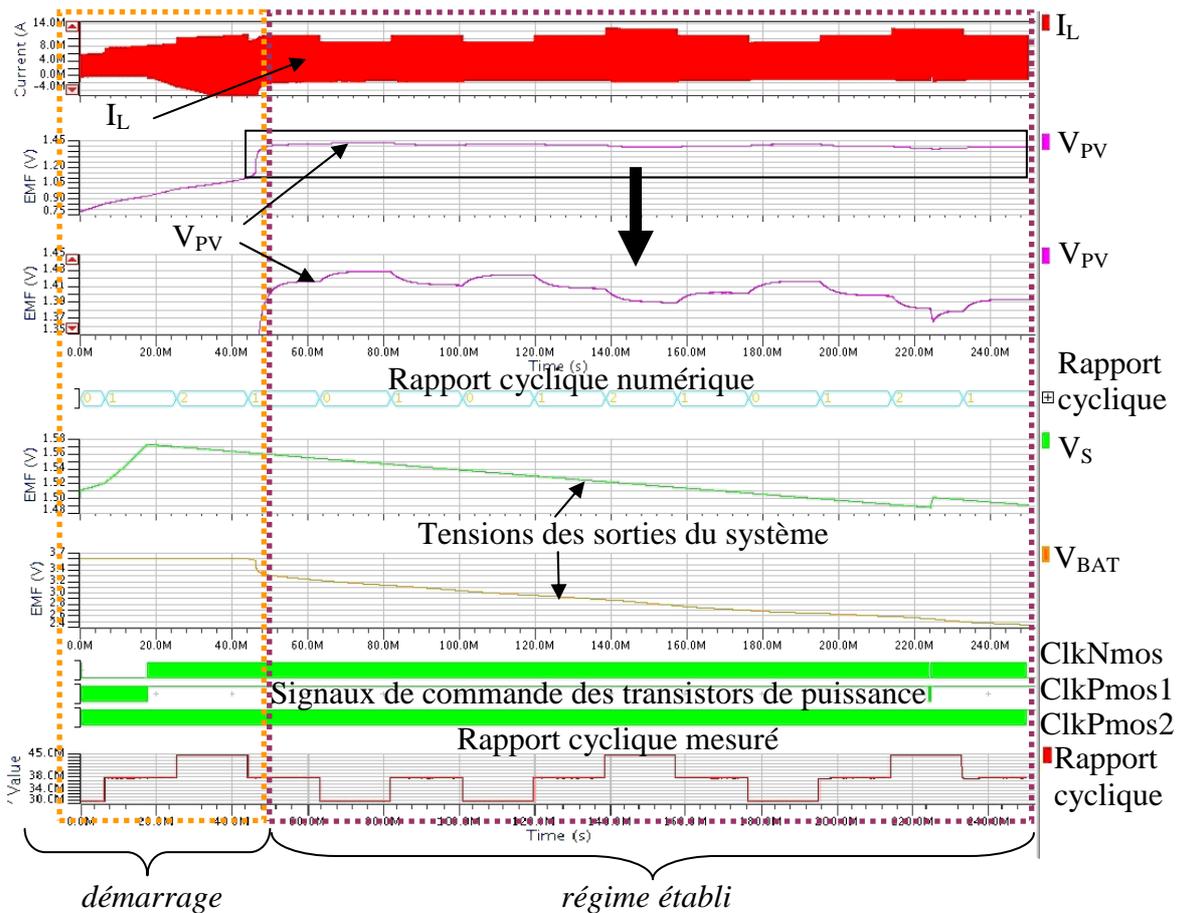


Figure IV-33 : Résultats de la simulation du circuit complet.

Après une étape de démarrage du système, où l'on peut observer l'évolution croissante de la tension du module PV, le système converge vers une tension stabilisée du module PV.

On observe sur la figure IV-33 l'évolution de la tension du module PV (agrandie sur la partie où le régime est établi). La tension évolue conformément aux changements imposés au rapport cyclique du système par le bloc de la méthode du MPPT.

Nous observons d'une part que la variation moyenne de la tension V_{PV} entre deux changements de rapport cyclique (23 mV) correspond à celle obtenue avec le modèle dans le troisième chapitre du manuscrit (28 mV, cf. Chapitre III 5.1 a) Validation du contrôle du convertisseur par la méthode du MPPT) et que la sensibilité du bloc du MPPT est suffisante. D'autre part la fréquence de la méthode du MPPT est également validée. En effet, on peut

observer la stabilisation de la tension du module PV après chaque changement de rapport cyclique permettant au bloc de MPPT de mesurer des tensions stables et de déterminer des évolutions de tension du module PV valides.

Le module PV fonctionne en régime établi avec un rapport cyclique compris entre 0.031 et 0.044. Ces rapports cycliques sont légèrement inférieurs au rapport cyclique optimal de 0.06, ce qui entraîne une chute de puissance par rapport à la puissance maximale (de 9%). On observe figure IV-33 que la tension V_{PV} décroît lentement pour atteindre la tension du MPP. On observe une différence entre la tension V_{PV} et la tension théorique du MPP, en effet celle-ci se situe à 1.17 V (cf. Chapitre III, Tableau III-4) pour cette irradiance. Cette différence est due au fait que le système ne prélève pas suffisamment d'énergie sur la sortie stabilisée (V_S). Cet effet sera corrigé dans le système final grâce à l'intégration d'un algorithme permettant d'adapter la charge activée sur la sortie stabilisée dans l'unité de contrôle.

Nous observons sous cette très faible irradiance, une chute de la tension V_{BAT} de la sortie connectée à l'unité de stockage. Cette chute est normale, en effet dans ces conditions d'opération le système ne peut pas transférer suffisamment d'énergie pour élever la tension de sortie à 3.6 V. Ceci entraîne une décharge progressive de la deuxième sortie jusqu'à l'obtention d'un équilibre entre l'énergie prélevée au module PV et l'énergie consommée sur cette sortie.

Blocs de la figure IV-31	Spécifications définies au chapitre III	Résultats obtenus
<i>I_REGULATION</i>	+/- 10 mV, 600 mV et 375 mV	Hystérésis de 11 mV, 600 mV et 375 mV
<i>I_MPPT</i>	+/- 1 mV, pas du rapport cyclique (D) de 0.005 et 0.025 si $D > 0.24$	+/- 1 mV, pas de 0.00483 et 0.0235 si $D > 0.2415$
<i>I_DiodeActive</i> (*)	Seuil faible, temps de détection de l'annulation du courant < 10 ns	Chute de tension de 5.6 mV, temps de détection de 6 ns
<i>I_Shunt</i> (*)	Seuil inférieur à 3.8 V	Seuil max. 3.77 V
<i>I_DTCL</i> (*)	Temps mort <10 ns	9 ns

Tableau IV-9 : Résumé des performances des blocs.

(*) Sous-bloc de *I_PowerFilter* (figure IV-31)

Le tableau IV-9 nous permet de vérifier que les blocs permettent de répondre à l'ensemble des spécifications établies au chapitre III (cf. Chapitre III 5.2 Tableau III-5).

6.3 Le fonctionnement en cas de surcharge en sortie

Nous avons simulé une surcharge sur la sortie du système de gestion d'énergie (figure IV-34) en appliquant un rapport cyclique élevé. En effet, dans ce cas le système de gestion d'énergie prélève plus d'énergie que peut fournir le module PV à l'irradiance considérée. La conséquence de l'augmentation du rapport cyclique important est la création d'un pic de courant au sein de l'inductance qui vient augmenter le courant moyen extrait au module PV. Dans la mesure où ce courant moyen ne peut être délivré par le module PV, on observe l'arrêt de la source PV. Suit alors un redémarrage de la source PV pendant lequel la tension de sortie chute. Cette chute est bornée à la tension en circuit ouvert du module PV.

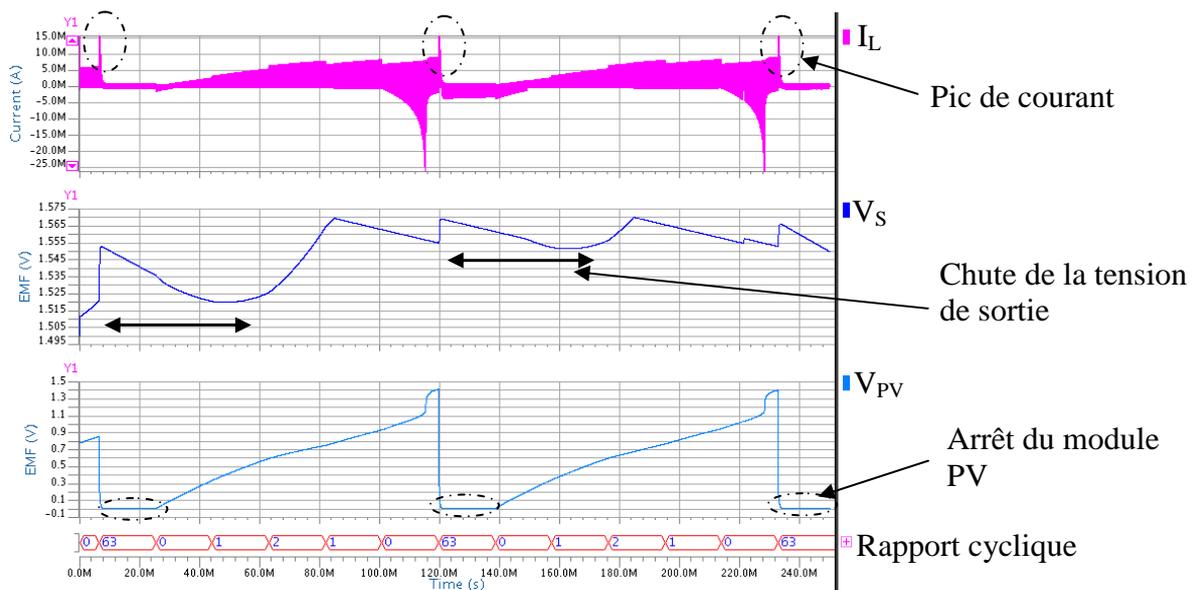


Figure IV-34 : Résultats de la simulation du circuit complet dans le cas d'une surcharge.

Dans notre cas le système ne passe pas sous le seuil S_E permettant ainsi au système de rechercher directement le nouveau MPP. Par contre si le système passe sous le seuil S_E alors il devra suivre le processus de démarrage, comme décrit dans le paragraphe précédent.

6.4 Les performances du système

Nous avons représenté sur la figure IV-35 la consommation des blocs principaux du système de récupération d'énergie photovoltaïque.

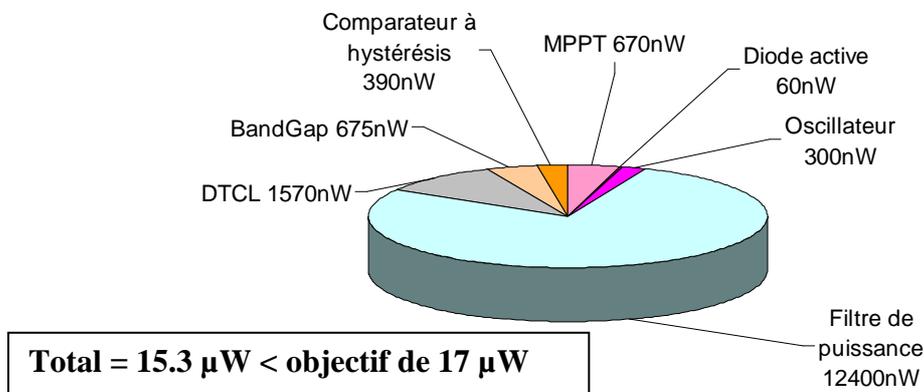


Figure IV-35 : La consommation des blocs principaux du système de gestion d'énergie.

Lors de ces simulations du système complet nous avons mesuré une consommation moyenne totale de $15.3 \mu W$ (figure IV-35). Nous avons réussi à réduire la consommation de certains blocs au profit d'autres blocs pour lesquels la consommation moyenne c'est révélé plus importante que prévu. Le rééquilibrage de la consommation entre chaque bloc nous a permis de maintenir la consommation totale visée pour le système ($< 17 \mu W$, cf. Chapitre III 5.2 Synthèse des spécifications). Pour l'irradiance de 10 mSun nous savons que nous pouvons extraire une puissance maximale de $478 \mu W$ (cf. Chapitre III, Tableau III-4), ce qui nous permet de démontrer que notre système de gestion d'énergie est capable de fonctionner avec une efficacité de 97%. Si maintenant nous prenons en compte l'efficacité de la méthode de MPPT (nous mesurons une efficacité de 9%), nous obtenons un système avec une efficacité globale de 88%.

7. Conclusion

Après avoir découpé le système en trois blocs principaux : le filtre de puissance, le bloc de la méthode de MPPT et le bloc de régulation, nous avons détaillé le fonctionnement et l'implémentation de chacun des blocs.

Nous avons commencé par la conception du filtre de puissance. Tout d'abord, il a fallu chercher les paramètres optimaux des transistors de puissance en étudiant les consommations statiques et dynamiques des transistors sur l'ensemble de la gamme de puissance que devra gérer le système de gestion d'énergie. Nous avons démontré que nous avons besoin d'utiliser deux types de transistors de puissance, des transistors étroits ($W = 350 \mu\text{m}$) pour les faibles irradiances et des transistors larges ($W = 3 \text{ mm}$) pour les fortes irradiances. Nous avons conçu une diode active permettant au convertisseur élévateur de fonctionner avec un seuil quasi nul en mode de conduction discontinue pour une large gamme de tension d'entrée. Nous avons ajouté un bloc qui limite la tension à 3.8 V, pour respecter les contraintes de la technologie UMC 180 nm, tout en permettant au module PV de continuer de fonctionner à son point de puissance maximale.

Nous avons implémenté la méthode de MPPT grâce à la conception d'une architecture innovante basée sur des transferts de charge au sein de réseaux de capacités. Nous avons développé l'ensemble de la logique nécessaire pour déterminer l'évolution à imposer au rapport cyclique du convertisseur. Nous avons aussi conçu les sous blocs permettant de générer le rapport cyclique et l'horloge de type PWM. Cette horloge a été réalisée à l'aide de lignes à retard qui sont combinées entre-elles pour fournir quatre-vingt-seize rapports cycliques différents. Nous avons utilisé de la logique combinatoire pour combiner les lignes à retard entre elles, nous avons ainsi réduit leur nombre et limité la consommation du bloc.

Le système a besoin d'un bloc de régulation et tout d'abord d'une référence de tension fournie par un circuit BandGap. Celui-ci fournit deux tensions de références stables, quelles que soit les variations technologiques et les conditions d'utilisation (température, tension d'alimentation). Nous avons développé un bloc de sélection et de division à faible consommation permettant de fournir au comparateur à hystérésis les tensions adéquates en fonction du niveau de tension sélectionné (1.2 V ou 1.5 V). Nous avons choisi d'implémenter un comparateur à hystérésis pour maîtriser les oscillations sur la tension régulée. Nous obtenons un circuit de régulation fonctionnel sur l'ensemble de la gamme de température de 0 à 60°C ainsi que pour une alimentation pouvant varier de 0.9 V à 1.5 V avec une consommation moyenne inférieure à 1 μA . De plus, ce bloc a été conçu de manière à pouvoir démarrer à partir d'une alimentation de seulement 0.8 V, permettant ainsi au bloc de démarrage du circuit de recharger prioritairement la première sortie à la tension désirée.

Enfin, nous avons effectué des simulations globales permettant de vérifier le fonctionnement du système avec l'ensemble des blocs implémentés en technologie UMC 180 nm. Nous obtenons une consommation moyenne nous permettant de fonctionner sur une large gamme de puissance d'entrée. Nous avons aussi vérifié le bon fonctionnement de la méthode de MPPT. En effet, pour une irradiance donnée nous obtenons bien un équilibre du système autour du point de puissance maximale du module PV.

La mise en œuvre de méthodes variées permettant de réduire la consommation des blocs du système de récupération d'énergie nous a permis d'atteindre des rendements du système proches de 90% suivant l'irradiance en entrée de la source PV.

Conclusion et perspectives

Nous avons déterminé les besoins en termes d'énergie pour les microsystèmes autonomes. Nous avons identifié la source photovoltaïque comme étant la source au plus fort potentiel. L'étude de la source photovoltaïque nous a permis de mettre en avant le besoin de piloter celle-ci au plus près de son point de puissance maximale pour fournir le maximum d'énergie au microsystème autonome. Nous avons sélectionné une méthode de MPPT qui n'est basée que sur l'étude des variations de la seule tension du module photovoltaïque nous permettant de ne pas implémenter de capteur de courant.

L'étude des systèmes de gestion d'énergie nous a permis de sélectionner une architecture de convertisseur élévateur de type hacheur. Nous avons démontré l'intérêt d'implémenter dans le microsystème des chemins de puissance multiple et nous avons conçu le système de gestion d'énergie qui soit le plus performant dans une plateforme possédant une telle architecture. Nous avons étudié et modélisé un convertisseur hacheur double sortie et nous avons étudié le système complet du convertisseur associé à un module PV et une méthode de contrôle intégrant la méthode de MPPT sélectionnée.

Grâce à l'étude du système complet nous avons pu spécifier chaque bloc du système et vérifier son fonctionnement sur l'ensemble de la plage de variation que peut subir l'éclairement de la source photovoltaïque. Nous avons démontré l'intérêt d'utiliser des transistors de puissance segmentés. Comme la source photovoltaïque est pilotée à son point de puissance maximale grâce à l'adaptation du rapport cyclique, nous pouvons utiliser l'information du rapport cyclique pour connaître la quantité d'énergie délivrée par la source photovoltaïque et ainsi activer les transistors de puissance adaptés.

Nous avons conçu chaque bloc du système de gestion d'énergie et fait preuve d'ingéniosité pour réduire leur consommation. Nous avons mis en œuvre une diode active qui n'est activée qu'au instants où le courant de l'inductance est susceptible de s'annuler. Nous avons conçu des réseaux de capacités pour mesurer les différences de tension du module photovoltaïque en fonction des variations du rapport cyclique nous permettant d'implémenter une méthode de MPPT avec une très faible consommation. L'évolution de la puissance est ainsi évaluée sans affecter la quantité d'énergie transférée par le système de gestion d'énergie de la source photovoltaïque aux charges. Nous avons conçu un circuit de type BandGap capable de fournir deux tensions stabilisées en température et capable de fonctionner avec une tension comprise entre 0.9 V et 1.5 V. De plus, nous avons utilisé ce circuit BandGap pour fournir une tension de polarisation au bloc de la diode active ainsi que pour le bloc du comparateur à hystérésis. Nous avons développé un comparateur à hystérésis fonctionnant avec des transistors en mode faible inversion pour limiter la consommation du bloc et lui permettre de fonctionner avec une tension d'alimentation de 1.2 V.

Enfin, nous avons effectué des co-simulations Advance_MS et Eldo pour simuler l'ensemble du système, vérifier son fonctionnement ainsi que mesurer ses performances. Nous avons obtenu un circuit de gestion d'énergie capable de fonctionner sur l'ensemble de la plage d'éclairement que nous avons définie (5 mSun à 0.8 Sun) avec un rendement proche de 90%.

Il est encore nécessaire de terminer le bloc de démarrage et de dessiner les masques pour faire fabriquer le circuit et pouvoir le tester dans différentes conditions d'éclairement. Nous pourrions alors vérifier que le système s'adapte à n'importe quelle source photovoltaïque

et qu'il fonctionne malgré le vieillissement des cellules photovoltaïques et l'évolution de leurs caractéristiques (I_{PV} , V_{PV}). Le circuit pourra également être mis en œuvre pour vérifier le gain obtenu par l'utilisation des chemins de puissance et être intégré dans les futurs microsystèmes pour les alimenter et ainsi prolonger leur autonomie.

Alimenter les systèmes autonomes par des sources d'énergie renouvelable est un sujet de recherche d'actualité. En effet, des travaux proches ont été présentés à l'ISCC 2011 [QUI 2011] il s'agit d'un convertisseur inductif de type boost intégrant une méthode de MPPT. Nous pourrions comparer notre circuit à ce convertisseur qui a été conçu pour des puissances similaires ($5 \mu\text{W}$ à 10mW).

ANNEXE 1 : Fonctionnement d'un convertisseur de type boost

Nous allons analyser le fonctionnement du convertisseur (Figure A1-1) et déterminer son rapport de conversion en fonction du rapport cyclique α .

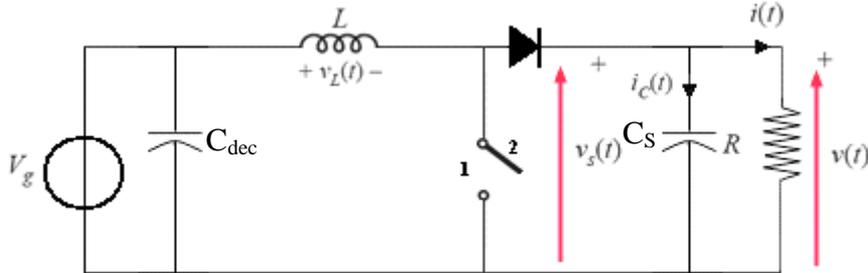


Figure A1-1 : Architecture du convertisseur de type boost.

Lorsque l'interrupteur est en position 1 et la diode est bloquée (Figure A1-2(a)), l'inductance est connectée d'un côté à la source et de l'autre côté à la masse. On peut donc écrire durant cette phase αT (A1-1).

$$\begin{aligned} v_L &= V_g \\ i_c &= -v/R \end{aligned} \quad (\text{A1-1})$$

Lorsque l'interrupteur du hacheur passe en position 2 (Figure A1-2(b)), l'inductance est maintenant reliée à la sortie via la diode pendant la phase $\alpha' T$ donnant (A1-2).

$$\begin{aligned} v_L &= V_g - v \\ i_c &= i_L - v/R \end{aligned} \quad (\text{A1-2})$$

En mode discontinu, il existe une troisième phase pendant laquelle l'inductance n'est ni reliée à la masse (position 1), ni reliée à la branche de sortie car la diode est bloquée. Pendant cette phase, l'inductance est déconnectée et son courant est nul.

L'effet survolteur peut alors se comprendre simplement d'un point de vue physique. Pendant la phase 1 (Figure A1-2a), le courant augmente dans l'inductance, et celle-ci stocke de l'énergie magnétique. Durant la phase 2 (Figure A1-2b), l'inductance se trouve en série avec la source, sa f.e.m. s'ajoute alors avec celle de la source, d'où l'élévation en tension.

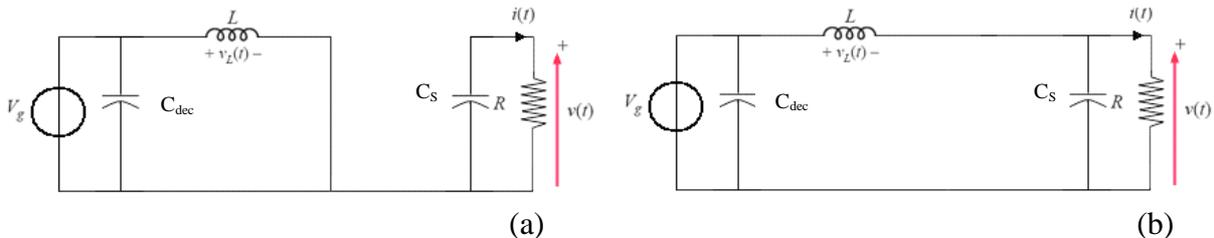


Figure A1-2 : Les deux phases du convertisseur de type boost.

- (a) l'interrupteur est en position 1 pendant la phase αT , le courant augmente dans la bobine
- (b) l'interrupteur est en position 2 pendant la phase $\alpha' T$, la puissance est transférée à la charge

Si l'on considère l'état stationnaire on a (A1-3).

$$v(t) = V + v_{ondulation}(t) \quad (\text{A1- 3})$$

En effet, la tension de sortie $v(t)$ peut se décomposer en la composante continue (DC) désirée V plus une petite composante alternative indésirable $v_{ondulation}(t)$ provenant de l'atténuation incomplète des harmoniques par le filtre passe-bas. Par construction, l'amplitude de $v_{ondulation}(t)$ est volontairement choisie très faible comparée à la valeur DC désirée, (typiquement moins de 1%). Cette variation est limitée grâce à l'utilisation d'une forte valeur pour la capacité de sortie C . On peut alors simplifier le problème en conservant une précision supérieure à 1% (A1-4 - A1-6).

$$\|v_{ondulation}\| \ll V \text{ d'où : } v(t) \approx V \quad (\text{A1- 4})$$

Ainsi :

$$v_L = V_g \text{ durant } \alpha T \text{ (phase 1)} \quad (\text{A1- 5})$$

$$v_L = V_g - V \text{ durant } \alpha' T \text{ (phase 2)} \quad (\text{A1- 6})$$

Lors de la phase d'amorçage du convertisseur, toute l'énergie injectée en entrée ne se retrouve pas en sortie. Une partie est convertie en énergie potentielle dans les éléments réactifs du circuit, jusqu'à l'obtention d'un équilibre. Au départ, la capacité de sortie est déchargée, $v=0$. Une fois le régime stationnaire atteint, le bilan énergétique des éléments réactifs est nul sur un cycle de hachage, les condensateurs se remplissent autant qu'ils se vident et le courant dans l'inductance a trouvé son équilibre (Figure A1-3). Nous pouvons donc écrire la relation (A1-7).

$$P_L(k) = \int_{k.T_s}^{(k+1).T_s} v_L(t).i_L(t)dt = 0 \quad (\text{A1- 7})$$

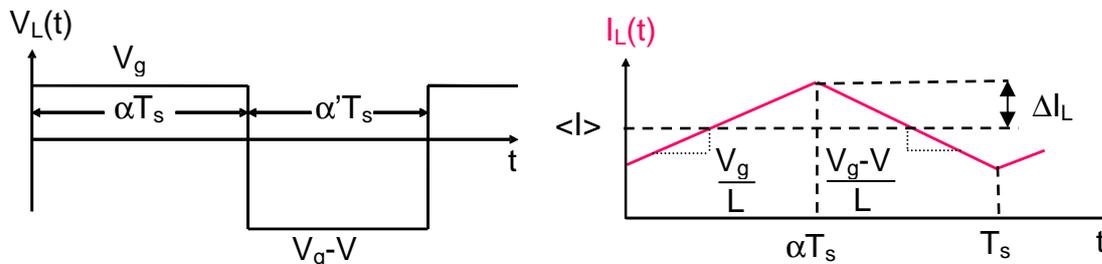


Figure A1-3 : Forme de la tension et du courant pour l'inductance (régime stationnaire).

On montre que, si l'inductance est parfaite, cela équivaut à obtenir une solution périodique pour I_L , du type (A1-8).

$$I_L(t = T_{1,k}) = I_L(t = T_{1,k+1}) \quad (\text{A1- 8})$$

$$I_L(t = T_{2,k}) = I_L(t = T_{2,k+1})$$

avec $T_{1,k} = k.T_s$ et $T_{2,k} = T_{1,k} + \alpha.T_s$.

Ainsi, il suffit de vérifier l'équation (A1-9).

$$\int_{k.T_s}^{(k+1).T_s} v_L(t).dt = 0 \quad (\text{A1- 9})$$

On obtient alors l'équation (A1-10).

$$\int_{k.T_s}^{(k+1).T_s} v_L(t).dt = (V_g)\alpha.T_s + (V_g - V)\alpha'.T_s \quad (\text{A1- 10})$$

D'où on tire l'équation du rapport de conversion M (A1-11), qui est représenté sur la Figure A1-4.

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{1}{\alpha'} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{A1- 11})$$

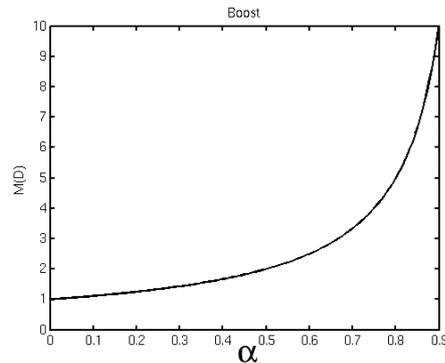


Figure A1-4 : Rapport de conversion $M=V_s/V_g$ en fonction du rapport cyclique α pour un convertisseur de type boost.

On voit que, théoriquement, le rapport de conversion M tend vers l'infini lorsque le rapport cyclique α tend vers 1. En pratique, il existe une tension maximale que le système peut fournir. Cette limite provient des non-idéalités des composants (pertes résistives et imperfections des horloges de commande).

Dans le cas du mode discontinu, l'ajout de la troisième phase où le courant est nul modifie l'expression du rapport de conversion. En effet, nous n'avons plus $\alpha_2 = 1 - \alpha$. L'instant où le système passe dans la troisième phase ($T - \alpha_3 T$) évolue en fonction des paramètres d'entrée et de sortie du système. Si on trace l'allure idéale de $v_L(t)$, $i_L(t)$ et $v_s(t)$ en fonction du temps, nous pouvons observer leurs évolutions en fonction de la commande (U) des interrupteurs de puissance (Figure A1-5).

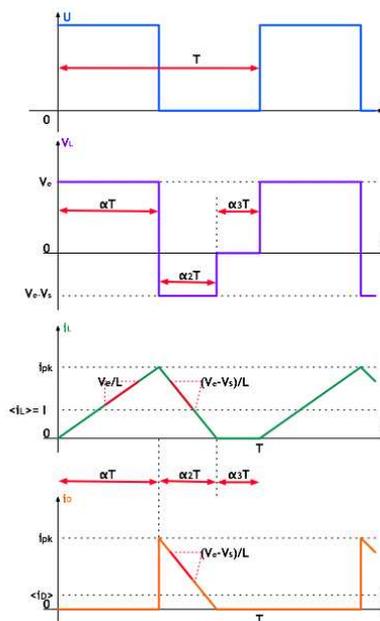


Figure A1-5 : Allure de U , $v_L(t)$, $i_L(t)$ et $v_s(t)$ en fonction du temps.

Nous pouvons déduire de la Figure A1-5 que valeur moyenne de $v_L(t)$ est définie par la relation (A1-12).

$$\alpha \cdot v_e + \alpha_2 \cdot (v_e - v_s) + \alpha_3 \cdot 0 = 0 \quad (\text{A1- 12})$$

On peut alors exprimer v_s en fonction de v_e par l'équation (A1-13).

$$v_s = \frac{\alpha + \alpha_2}{\alpha_2} \cdot v_e \quad (\text{A1- 13})$$

On remarque que l'on ne connaît pas la valeur de α_2 , cette valeur dépend de l'instant où la diode D passe en état bloqué.

Au nœud de courant, lors de la conduction de D , on a la relation (A1-14).

$$i_D(t) = i_C(t) + \frac{v_s(t)}{R} \quad (\text{A1- 14})$$

Si l'on considère un montage idéal, nous avons $\langle i_C \rangle = 0$, d'où la relation (A1-15).

$$\langle i_D \rangle = \frac{v_s}{R} \quad (\text{A1- 15})$$

D'après l'allure de la Figure A1-5 de $i_L(t)$, on peut écrire la relation (A1-16).

$$i_{pk} = \frac{v_e}{L} \alpha T \quad (\text{A1- 16})$$

or :

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt \quad (\text{A1- 17})$$

L'intégrale (A1-17) est égale à l'aire du triangle formé par le courant passant par la diode, on obtient donc la relation (A1-18).

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} i_{pk} \alpha_2 T \right) \quad (\text{A1- 18})$$

En remplaçant i_{pk} par sa valeur et en utilisant l'équation (A1-16) on obtient l'équation (A1-19).

$$\frac{v_e \cdot \alpha \cdot \alpha_2 \cdot T}{2L} = \frac{v_s}{R} \quad (\text{A1- 19})$$

Nous n'avons plus qu'à résoudre un système de deux équations à deux inconnues v_s et α_2 (A1-20).

$$\begin{cases} v_s = \frac{\alpha + \alpha_2}{\alpha_2} \cdot v_e \\ \frac{v_s}{R} = \frac{v_e \cdot \alpha \cdot \alpha_2 \cdot T}{2L} \end{cases} \quad (\text{A1-20})$$

Après résolution du système et d'une équation du 2nd degré, on obtient l'équation (A1-21) reliant v_s à v_e .

$$v_s = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{K}}}{2} \cdot v_e \quad (\text{A1-21})$$

avec $K = \frac{2L}{R \cdot T}$

Cette relation (A1-21) n'est valable que si $K < K_{crit}(\alpha)$, sachant que $K_{crit} = \alpha(1 - \alpha)^2$, exprimant le fait que l'on est en mode de conduction discontinue.

(page intentionnellement blanche)

ANNEXE 2 : Mise en équation du convertisseur associé au module photovoltaïque

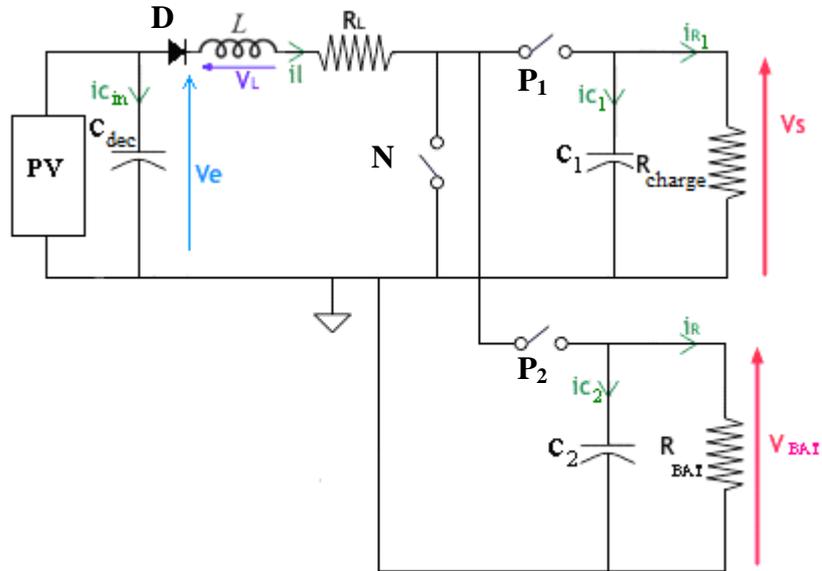


Figure A2-1 : Schéma du convertisseur survolteur de type boost à deux sorties.

Dans le cas où N est fermé, D est passant et P_1 et P_2 sont ouverts. Nous pouvons écrire le système d'équations (A2-1), puis (A2-2). Nous obtenons alors $i_L(t)$, $v_s(t)$, $v_{BAT}(t)$, et $v_e(t)$ (A2-3).

$$\begin{cases} v_e(t) = (r + R_L + R_{on})i_L(t) + v_D + v_L(t) \\ i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \\ i_{PV}(t) = i_{Cin}(t) + i_L(t) \end{cases} \quad (\text{A2-1})$$

$$\begin{cases} v_e(t) = (r + R_L + R_{on})i_L(t) + v_D + L \frac{di_L(t)}{dt} \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \\ i_{PV}(t) = C_{dec} \frac{dv_e(t)}{dt} + i_L(t) \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - v_D - (r + R_L + R_{on})i_L(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C_{dec}} \int [i_{pv}(t) - i_L(t)] \end{array} \right. \quad (\text{A2-3})$$

Le cas où N est ouvert et D est passant peut être subdivisé en deux sous cas. En effet, soit P_1 , soit P_2 peuvent être fermés.

Prenons d'abord le cas où la sortie 1 est connectée (P_1 fermé et P_2 ouvert). Nous pouvons écrire le système d'équations (A2-4), d'où (A2-5) et finalement nous obtenons $i_L(t)$, $v_s(t)$, $v_{BAT}(t)$, et $v_e(t)$ (A2-6).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (r + R_L + R_{ON})i_L(t) + v_D + v_L(t) + v_s(t) \\ i_L(t) = i_{C1}(t) + i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \\ i_{pv}(t) = i_C(t) + i_L(t) \end{array} \right. \quad (\text{A2-4})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (r + R_L + R_{ON})i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + v_D + v_s(t) \\ i_L(t) = C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} + \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \\ i_{pv}(t) = C_{dec} \frac{dv_e(t)}{dt} + i_L(t) \end{array} \right. \quad (\text{A2-5})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (r + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - v_s(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t) - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C_{dec}} \int [i_{pv}(t) - i_L(t)] \end{array} \right. \quad (\text{A2-6})$$

Pour le deuxième cas où la sortie 2 est connectée (P_1 ouvert et P_2 fermé), nous avons (A2-7), d'où (A2-8), et finalement nous obtenons (A2-9).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (r + R_L + R_{ON})i_L(t) + v_L(t) + v_D + v_s(t) \\ i_L(t) = i_{C2}(t) + i_{R2}(t) \\ i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) \\ i_{pv}(t) = i_{Cin}(t) + i_L(t) \end{array} \right. \quad (\text{A2-7})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_e(t) = (r + R_L + R_{ON})i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + v_D + v_{BAT}(t) \\ i_L(t) = C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} + \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ i_{PV}(t) = C_{dec} \frac{dv_e(t)}{dt} + i_L(t) \end{array} \right. \quad (\text{A2- 8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (r + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - v_{BAT}(t)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C_{dec}} \int [i_{PV}(t) - i_L(t)] \end{array} \right. \quad (\text{A2- 9})$$

Dans le dernier cas où N est ouvert, D est bloquée et P_1 et P_2 sont ouverts, nous pouvons écrire le système d'équations (A2-10), d'où (A2-11), pour obtenir finalement (A2-12).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = 0 \\ i_{C1}(t) = -i_{R1}(t) \\ i_{C2}(t) = -i_{R2}(t) \\ i_{PV}(t) = i_{Cin}(t) \end{array} \right. \quad (\text{A2- 10})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = 0 \\ C_1 \frac{dv_s(t)}{dt} = -\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \\ C_2 \frac{dv_{BAT}(t)}{dt} = -\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \\ i_{PV}(t) = C_{dec} \frac{dv_e(t)}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{A2- 11})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = 0 \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[-\frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[-\frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C} \int [i_{PV}(t)] \end{array} \right. \quad (\text{A2- 12})$$

Nous rappelons le modèle de la source photovoltaïque (Figure A2-2) nous permettant de définir $i_{PV}(t)$.

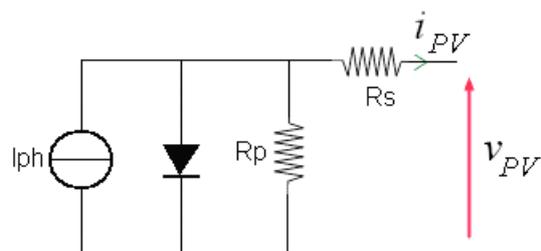


Figure A2-2 : Modèle de la source photovoltaïque.

Si nous prenons : U , le signal numérique qui commande les interrupteurs N , $P1$ et $P2$ et W le signal numérique qui commande l'activation des interrupteurs P_1 ($W=1$) et P_2 ($W=0$), nous pouvons alors écrire le système d'équations (A2-13).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (r + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - (v_s(t)).(1-U).W - (v_{BAT}(t)).(1-U).(1-W)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t).(1-U).W - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t).(1-U).(1-W) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C} \int [i_{PV}(t) - i_L(t)] \\ i_{PV}(t) = S.G.Sun - S.I_o \cdot \exp\left(\frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{V_t} - 1\right) - \frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{R_p} \end{array} \right. \quad (A2-13)$$

Après simplification du système (A2-13) nous obtenons finalement le système d'équations (A2-14) permettant de définir $i_L(t)$, $v_s(t)$, $v_{BAT}(t)$, et $v_e(t)$.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = \frac{1}{L} \int [v_e(t) - (r + R_L + R_{ON})i_L(t) - v_D - (v_s(t)).(1-U).W - (v_{BAT}(t)).(1-U).(1-W)] dt \\ v_s(t) = \frac{1}{C_1} \int \left[i_L(t).(1-U).W - \frac{v_s(t)}{R_{charge}} \right] dt \\ v_{BAT}(t) = \frac{1}{C_2} \int \left[i_L(t).(1-U).(1-W) - \frac{v_{BAT}(t)}{R_{BAT}} \right] dt \\ v_e(t) = \frac{1}{C} \int \left[S.G.Sun - S.I_o \cdot \exp\left(\frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{V_t} - 1\right) - \frac{v_e(t) + i_{PV}(t).R_S}{R_p} - i_L(t) \right] \end{array} \right. \quad (A2-14)$$

ANNEXE 3 : Inductance TAIYO YUDEN CBC3225T220KR

On a choisi l'inductance disponible chez TAIYO YUDEN (Figure A3-1), la référence sélectionnée est CBC3225T220KR. Cette bobine a une inductance d'une valeur de 22 μH pour une résistance série parasite de 0.27 Ω .

L'inductance permet de faire passer tout les courants pic que peut subir l'inductance sous un fort éclairnement sans aucune détérioration grâce à son courant limite de 620 mA (Figure A3-2).

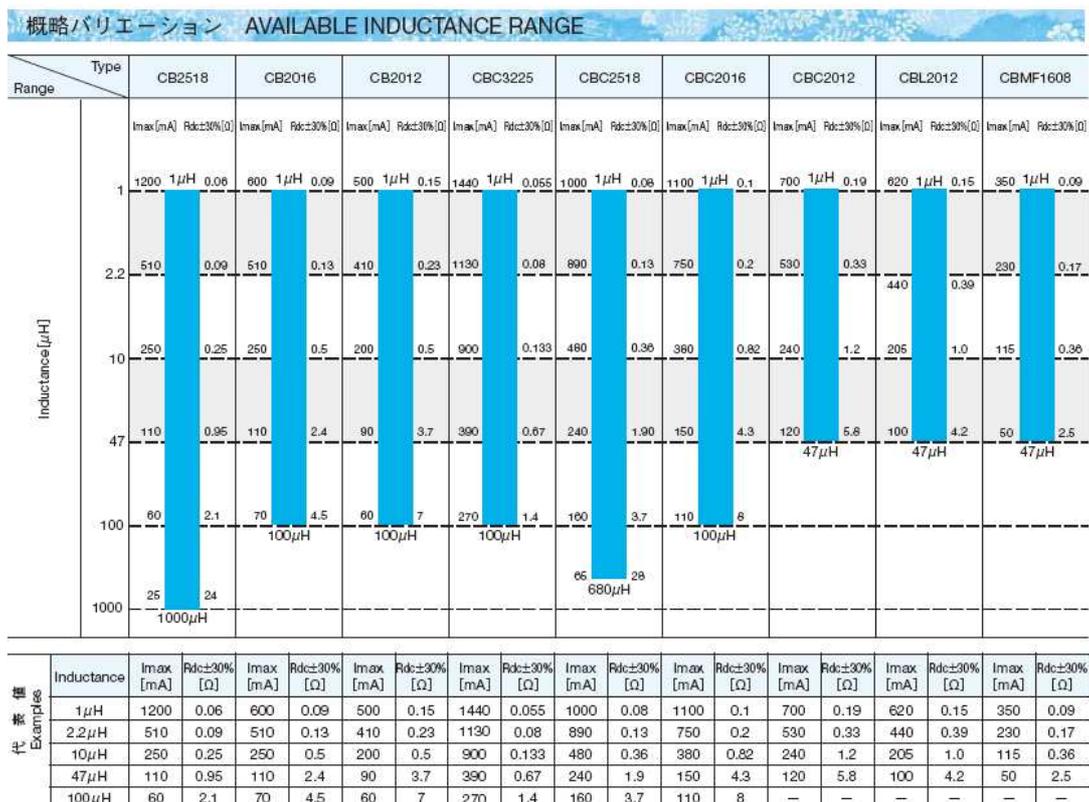


Figure A3-1 : Les inductances disponibles chez TAIYO YUDEN.

●CBC3225 TYPE

Ordering code	EHS (Environmental Hazardous Substances)	Inductance (μH)	Inductance Tolerance	Self-resonant frequency (MHz) min.	Resistance DC (Ω) (±30%)	Rated current [mA]		Measuring frequency (MHz)
						Saturation current Idc1	Temperature rise current Idc2	
CB C3225T1R0MR	RoHS	1.0	±20%	250	0.055	2000	1440	0.1
CB C3225T1R5MR	RoHS	1.5		220	0.06	2000	1310	
CB C3225T2R2MR	RoHS	2.2		190	0.08	2000	1130	
CB C3225T3R3MR	RoHS	3.3		160	0.095	2000	1040	
CB C3225T4R7MR	RoHS	4.7		70	0.10	1250	1010	
CB C3225T6R8MR	RoHS	6.8		50	0.12	950	940	
CB C3225T100□R	RoHS	10		23	0.133	900	900	
CB C3225T150□R	RoHS	15	20	0.195	730	850		
CB C3225T220□R	RoHS	22	17	0.27	620	780		
CB C3225T330□R	RoHS	33	13	0.41	500	570		
CB C3225T470□R	RoHS	47	10	0.67	390	480		
CB C3225T680□R	RoHS	68	8	1.0	320	410		
CB C3225T101□R	RoHS	100	6	1.4	270	340		

Figure A3-2 : Paramètres de l'inductance de 22 μH .

Disponible sur : http://www.yuden.co.jp/ut/product/pdf/wound02_e.pdf

(page intentionnellement blanche)

ANNEXE 4 : Caractéristiques de la technologie UMC 180 nm

Source : europractice,
(http://www.europractice-ic.com/technologies_UMC.php?tech_id=018um)

UMC 0.18 UM TECHNOLOGY OVERVIEW (MPW) :

Process technology specifications	units	Std Logic + MMC	Low Leakage
Substrate Type		P-substrate	
Nwell - Sal (Poly[n][p] / Active[n][p]) Unsalicided (Poly[n][p] / Active[n][p])	Ohm/sq	415 - ([8] [8] / [8] [8]) ([80] [158] / [126] [360])	
Wafer size (6) / available die thicknesses		8 Inch / 29 Mils - 11 Mils	
High Ohmic Resistor (HR)	Ohm/sq	-	-
Metal Metal Cap (MiM cap)	fF/ μm^2	1	-
Low Vt / Zero VT implant		-	
Twin well / Triple well / Thick gate for 3.3V		Y / - /Y	
Number of Poly/Metal Layers	#	1P 6M	
Metal1/2/3/4/5 /6 /7/8 Pitch	μm	0.48/0.56/0.56/0.56/0.56/0.88	
Min drawn MOS Length (regular/3.3V)	μm	0.18 / 0.34	
Min diffusion width for MOS	μm	0.24	
Operating Voltage	V	1.8 / 3.3	
Vton(N / P)	V	0.5 / -0.5	0.61 / -0.6
Ioff(N / P) core transistor (VD = VDD, Vg = 0V)	pA/ μm	15 / -10	2 / -2
Number of Masks (all options included)	#	27	28
Ring Oscillator stage delay (2 conditions)	pSec/stage	27 (@1.8V) 55 (@3.3V)	36 (@1.8V) 55 (@3.3V)
RF Top Level Metal Pitch	μm	-	
RF Top Level Thickness	kA	-	
Ft	GHz	-	
Fmax	GHz	-	
Cadence Design Kit		Std Logic + MMC	Low Leakage

Tableau A4-1 : Caractéristiques de la technologie UMC 180 nm.

(page intentionnellement blanche)

ANNEXE 5 : Explication du schéma du bloc de sélection et de comparaison des valeurs absolues

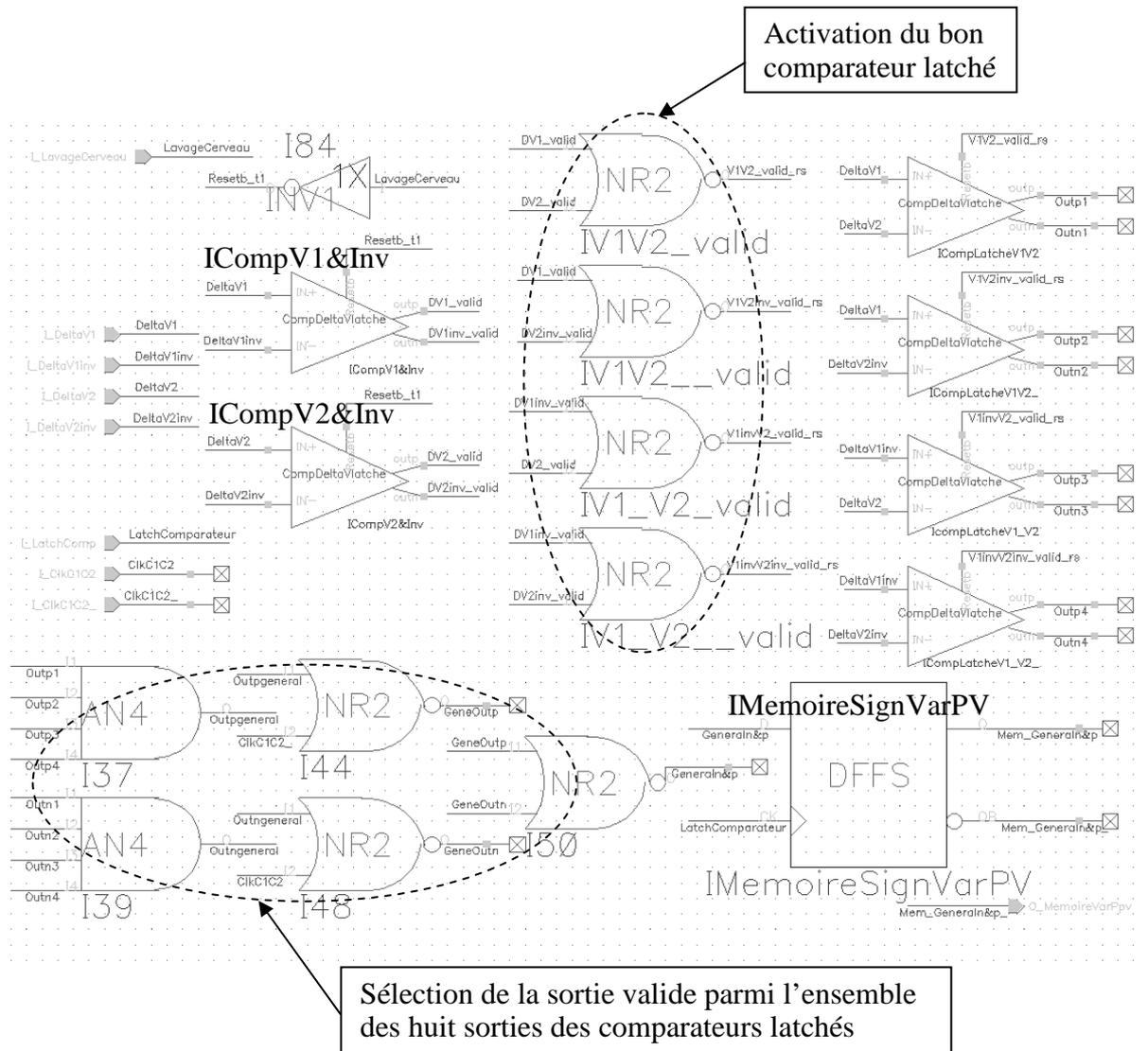


Figure A5-1 : Schéma du bloc de sélection et de comparaison des valeurs absolues $|\Delta V_{PV}|$.

(page intentionnellement blanche)

ANNEXE 6 : Elimination du passage du compteur/décompteur de la dernière valeur à la première et vice versa en adéquation avec la méthode du MPPT

Pour cela nous avons résolu l'équation logique permettant de limiter les transitions du compteur/décompteur générant la valeur numérique du rapport cyclique de l'horloge de type PWM.

Le tableau des différents états possibles est le suivant :

Avec : $Z = 0$ si tout les bits du compteur sont à zéro (1 sinon),

$O = 0$ si tout les bits du compteur sont à 1 (1 sinon),

$C =$ signe de variation du rapport cyclique déterminé par la méthode de MPPT (0 si on décrémente et 1 si on incrémente),

C_{verif} = la sortie que l'on souhaite.

Z	O	C	Cverif
1	1	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
X	X		cas IMPOSSIBLE car tous les bits ne peuvent être à Zéro et à Un
1	1	1	1
0	1	1	1
1	0	1	0
0	0	X	0

Tableau A6-1 : Les différents états possible.

L'étude du tableau nous permet d'obtenir l'équation logique (A6-1).

$$C_{verif} = \bar{C} \cdot (\bar{Z} \cdot O) + C \cdot (Z \cdot O) + C \cdot (\bar{Z} \cdot O) \quad (A6-1)$$

Après simplification nous obtenons l'équation (A6-2).

$$C_{verif} = \bar{Z} \cdot O + C \cdot O \quad (A6-2)$$

(page intentionnellement blanche)

ANNEXE 7 : Pires cas technologiques pour le BandGap

	VTN, VTP	RES	Vdd	Process
Corner 1	TT	TYP	1.5 V	TM
Corner 2	SS	TYP	1.5 V	
Corner 3	SS	TYP	0.9 V	
Corner 4	FF	TYP	0.9 V	
Corner 5	FNSP	TYP	0.9 V	
Corner 6	FNSP	RES_MIN	0.9 V	
Corner 7	FNSP	RES_MAX	0.9 V	
Corner 8	SS	RES_MAX	0.9 V	WS
Corner 9	FF	RES_MAX	1.5V	
Corner 10	FF	RES_MIN	1.5V	WP

Tableau A7-1 : Pires cas technologiques.

TM : typique, WP : pire cas puissance et WS : pire cas vitesse.

(page intentionnellement blanche)

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ALL 2002] ALLEN P., HOLBERG D.,
CMOS analog circuit design,
Oxford University Press New York, 2002.
- [ALS 2002] AL-SRARAWI S.F.,
Low power Schmitt trigger circuit,
IEEE Electronics Letters, 2002, vol. 38 , n° 18 , p. 1009-1010.
DOI: 10.1049/el:20020687
- [AME 2007] AMELIFARD B., PEDRAM M.,
Optimal Selection of Voltage Regulator Modules in a Power Delivery Network,
ACM/IEEE 44th Design Automation Conference, (DAC '07) , 2007, p.168-173.
- [AMM 2006] AMMAR Y.,
Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystèmes autonomes,
Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier, Grenoble, 2006.
- [AUD 2003] AUDIGIER S., RICHARD C. L., GUYOMAR D.,
Brevet-FR2828256,
INSA LGEF, 2003.
- [BAD 2003] BADEL A.,
Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire,
Thèse de doctorat de l'Université de Savoie, 2003.
- [BAS 2009] BASSET P., GALAYKO D., MAHMOOD PARACHA A., MARTY F., DUDKA A., BOUROUINA T.,
A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester,
INSTITUTE OF PHYSICS PUBLISHING, J. Micromech. Microeng. **19** (2009) 115025 (12pp).
DOI : 10.1088/0960-1317/19/11/115025.
- [BAT 2000] BATES J.B., DUDNEY N.J., NEUDECKER B., UEDA A., EVANS C.D.,
Thinfilm lithium and lithium-ion batteries,
Solid State Ionics, 2000, vol. 135, p. 33-45.
- [BEE 2006] BEEBY S.P., TUDOR M.J., WHITE N.M.,
Energy harvesting vibration sources for microsystems applications,
INSTITUTE OF PHYSICS PUBLISHING, Meas. Sci. Technol. **17** (2006) R175–R195.
DOI : 10.1088/0957-0233/17/12/R01.
- [BEE 2007] BEEBY S.P., TORAH R.N., TUDOR M.J., GLYNNE-JONES P., DONNEL T.O., SAHA C.R., ROY S.,
A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting,
INSTITUTE OF PHYSICS PUBLISHING, J. of Micromech. Microeng. **17** (2007) 1257–1265.
DOI : 10.1088/0960-1317/17/7/007.
- [BEL 2001] BELHACHEMI F.,
Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance,
Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.
- [BHA 2006] BHALERAO S.A., CHAUDHARY A.V., DESHMUKH R.B., PATRIKAR R.M.,
Powering Wireless Sensor Nodes Using Ambient RF Energy,
IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, (SMC '06.), 2006, vol. 4, p. 2695-2700.
DOI : 10.1109/ICSMC.2006.385281.
- [BRA 1999] BRAMBILLA A., GAMBARARA M., GARUTTI A., RONCHI F.,
New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking,
IEEE 30th Annual Power Electronics Specialists Conference, (PESC 99) , 1999, vol. 2, p. 632-637.
DOI : 10.1109/PESC.1999.785575.
- [BUR 2009] BURKE P., RATHERGLEN C.,
Towards a single-chip, implantable RFID system: is a single-cell radio possible?,
Biomed Microdevices, 2010, vol. 12, p. 589–596.
DOI : 10.1007/s10544-008-9266-4.
- [BUT 2006] BUTZEN P. F., RIBAS R. P.,
Leakage Current in Sub-Micrometer CMOS Gates,
Universidade Federal do Rio Grande do Sul,
http://www.inf.ufrgs.br/logics/docman/book_emicro_butzen.pdf, 2006.
- [CHE 2006] CHEN M., RINCON-MORA G.A.,
Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance,
IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, vol. 21, n° 2, p. 504-511.
- [CHE 2007] CHESNEAU D.,
SMPS for SoC,
STMicroelectronics, Cellular Communication Division, mars 2007, p. 23.
- [CHE 2008] CHEE Y.H., KOPLOW M., MARK M., PLETCHER N., SEEMAN M., BURGHARDT F., STEINGART D.,
RABAEY J., WRIGHT P., SANDERS S.,
University of California, Berkeley, CA,
PicoCube: A 1cm³ sensor node powered by harvested energy,

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [CHR 2010] ACM/IEEE 45th Design Automation Conference, (DAC 2008), 2008, p. 114-119.
CHRISTMANN J.F., BEIGNE E., CONDEMINO C., LEBLOND N., VIVET P., WALTISPERGER G., WILLEMIN J.,
Bringing robustness and power efficiency to autonomous Energy Harvesting Microsystems,
IEEE 16th Symposium on Asynchronous Circuits and Systems, (ASYNC 2010) , 2010, p. 62-71.
ISSN: 1522-8681, Print ISBN: 978-0-7695-4032-0, INSPEC Accession Number: 11360320,
DOI: 10.1109/ASYNC.2010.19.
- [CON 1999] CONWAY B.E.,
Electrochemical supercapacitors – Scientific fundamentals and technological applications,
Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, 1999.
- [DEF 2011] DEFOSSEUX M., ALLAIN M., IVALDI P., DEFAY E., BASROUR S.,
Highly Efficient Piezoelectric Micro Harvester for Low Level of Acceleration Fabricated with CMOS compatible Process,
Transducers, Beijing, 2011.
- [DES 2005] DESPESSE G., JAGER T., CHAILLOUT J.J., LEGER J.-M., BASROUR S.,
Design and fabrication of a new system for vibration energy harvesting,
IEEE PhD, Research in Microelectronics and Electronics, 2005, vol. 1, p. 225-228.
DOI : 10.1109/RME.2005.1543034.
- [DES 2007] DESPESSE G., CHAILLOUT J.J., JAGER T., CARDOT F., HOOGERWERF A.,
Innovative Structure for Mechanical Energy Scavenging,
IEEE Int. Conf. on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, (TRANSDUCERS 2007), Lyon, 2007, p. 895-898.
- [DOM 2009] DOMS I., MERKEN P., VAN HOOF C., MERTENS R.P.,
Capacitive Power-Management Circuit for Micropower Thermoelectric Generators with a 1.4μW Controller,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, vol. 44, n° 10, p. 2824-2833.
DOI : 10.1109/JSSC.2009.2027546.
- [DON 2006] O'DONNELL T., SAHA C., BEEBY S.P., TUDOR M.J.,
Scaling effects for electromagnetic vibrational power generators,
Symposium on Design, Test, integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'06), Stresa Lagor Maggiore, Italy, 2006.
- [DON 2008] DONDI D., BERTACCHINI A., BRUNELLI D., LARCHER L., BENINI L.,
Modeling and optimization of a solar energy harvester for self powered wireless sensor networks,
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, vol. 55, n° 7, p. 2759-2766.
DOI : 10.1109/TIE.2008.924449.
- [EUR 2010] *Les caractéristiques techniques des noeuds technologiques et les options existantes pour chaque noeuds*,
Disponible sur: <http://www.europractice-ic.com>.
- [FLE 2010] FLEXER V., MANO N.,
From Dynamic Measurements of Photosynthesis in a Living Plant to Sunlight Transformation into Electricity,
American Chemical Society : Analytical Chemistry, 2010, vol. 82 (4), p. 1444-1449.
DOI: 10.1021/ac902537h.
- [FUS 2001] FUSE T., KAMEYAMA A., OHTA M., OHUCHI K.,
A 0.5 V power-supply scheme for low power LSIs using multi-Vt SOI CMOS technology,
IEEE Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers, 2001, p. 219-220.
DOI : 10.1109/VLSIC.2001.934245.
- [GAR 2009] GARBUIO L., LALLART M., GUYOMAR D., RICHARD C., AUDIGIER D.,
Mechanical Energy Harvester With Ultralow Threshold Rectification Based on SSHI Nonlinear Technique,
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, vol. 56, n° 4, p. 1048-1056.
DOI : 10.1109/TIE.2009.2014673.
- [GEL 2010] Disponible sur : http://www.gelighting.com/na/business_lighting/education_resources/learn_about_light/distribution_curves.htm
- [GOB 2006] GOBBI L., CABRINI A., TORELLI G.,
High-Efficiency CMOS Charge Pump Electronics, Circuits and Systems,
IEEE 13th International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS '06), 2006, p. 724-727.
DOI : 10.1109/ICECS.2006.379891.
- [GRE 2009] GREEN M.A.¹, EMERY K.², HISHIKAWA Y.³, WARTA W.⁴,
Solar cell efficiency tables (version 34),
¹ARC Photovoltaics Centre of Excellence, University of New South Wales, Sydney, 2052, Australia.
²National Renewable Energy Laboratory, 1617 Cole Boulevard, Golden, CO., 80401, USA.
³National Institute of Advanced Industrial Science and Technology (AIST), Research Center for Photovoltaics (RCPV), Central 2, Umezono 1-1-1, Tsukuba, Ibaraki, 305-8568, Japan.
⁴Fraunhofer-Institute for Solar Energy Systems, Department: Solar Cells - Materials and Technology, Heidenhofstr. 2; D-79110 Freiburg, Germany.
John Wiley & Sons, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 2009, vol. 17, n° 5, p. 320-326.
- [GRO 2005] GROMOV V.,
Performance of the Bandgap Reference Circuit, designed in a commercial 0.13μm CMOS Technology,
<http://www.europractice-ic.com>
lhc-workshop-2005
<http://lhc-workshop-2005.web.cern.ch/lhc-workshop-2005/Posters/75-VladimirGromov.pdf>

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [GUO 2009] GUO J., LEUNG K.N.,
A sub-1 μ A improved-transient CMOS low-dropout regulator without minimal ESR requirement,
IEEE Region 10 Conference TENCON 2009, 2009, p. 1-6.
DOI : 10.1109/TENCON.2009.5395824.
- [GYS 2005] GYSELINCKX B. (program director), VAN HOOFF C., RYCKAERT J., YAZICIOGLU R.F., FIOIRNI P.,
LEONOV V.,
HUMAN++: Autonomous Wireless Sensors for Body Area Networks,
IMEC, Kapeldreef 75, B-3000 Leuven, Belgium.
Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2005, p. 13-19.
DOI : 10.1109/CICC.2005.1568597.
- [GYS 2006] GYSELINCKX B. (program director), VAN HOOFF C., RYCKAERT J., YAZICIOGLU R.F., FIOIRNI P.,
LEONOV V.,
Human++: Emerging Technology for Body Area Networks,
IMEC, Kapeldreef 75, B-3000 Leuven, Belgium.
IFIP International Conference on Very Large Scale Integration, 2006, p. 175-180.
DOI : 10.1109/VLSISOC.2006.313229.
- [GYS 2007] GYSELINCKX B. (program director),
Wireless Autonomous Transducer Solutions,
ARRM, 2007, www.imec.be.
- [HAM 2001] HAMON C.,
Etude de régulateurs linéaires et à découpage intégrés: application à la téléphonie portable,
Thèse de doctorat de l'Université Grenoble I - Joseph Fourier, 2001.
- [HAR 1968] HARTMAN D.J.,
Power conditioning system,
HONEYWELL INC, Patent US3,384,806, 1968.
- [HAR 2009] HARROP P., DAS R.,
Energy Harvesting and Storage for Electronic Devices 2009-2019,
IDTechEx, 2009.
- [HOL 2004] HOLMES A.S., HONG G., PULLEN K.R., BUFFARD K.R.,
Axial-flow microturbine with electromagnetic generator: design, CFD simulation, and prototype demonstration,
IEEE 17th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2004, p. 568-571.
DOI : 10.1109/MEMS.2004.1290648.
- [HOO 2005] HOON S.K., MALOBERTI F., CHEN J.,
A low-power digital PWM DC/DC converter based on passive sigma-delta modulator,
IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2005), 2005, vol. 4, p. 3873-3876.
DOI : 10.1109/ISCAS.2005.1465476.
- [HON 2003] HONG D.S., EL-GAMAL M.N.,
Low operating voltage and short settling time CMOS charge pump for MEMS applications,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS '03), 2003, vol. 5, p.281-284.
DOI : 10.1109/ISCAS.2003.1206254.
- [HON 2006] HONDA T., SUZUKI Y., KAWABATA K., MURATA S.,
All CMOS Low Drop-Out Regulator with Large Supply Currents for System using Li-ion Battery,
IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications (ISPACS '06), 2006, p. 255-258.
DOI : 10.1109/ISPACS.2006.364880.
- [HUA 1998] HUA C., LIN J., SHEN C.,
Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking,
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, vol. 45, n° 1, p. 99-107.
DOI : 10.1109/41.661310.
- [HUS 1995] HUSSEIN K.H., MUTA I., HOSHINO T., OSAKADA M.,
Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions,
IEEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 1995, vol. 142, n° 1, p. 59-64.
- [IBR 1999] IBRAHIM H.E.-S.A., HOUSSINY F.F., EL-DIN H.M.Z., EL-SHIBINI M.A.,
Microcomputer controlled buck regulator for maximum power point tracker for DC pumping system operates from photovoltaic system,
IEEE International Fuzzy Systems Conference Proceedings (FUZZ-IEEE '99), 1999, vol. 1, p. 406-411.
DOI : 10.1109/FUZZY.1999.793274.
- [ILY 2006] ILYAS M., MAHGOUB I.,
Smart dust; sensor network applications, architecture, and design,
CRC / Taylor & Francis, 2006.
- [JAG 2009] JAGER-WALDAU A.,
PV status report,
European Commission, Institute for Energy, 2009.
- [JED 2005] JEDERMANN R., BEHRENS C., GORECKI C., WESTPHAL D., CONGIL J., LAUR R., BENECKE W., LANG W.,
AMA Service GmbH, Wunstorf, Germany.
Linking RFIDs and Sensors for Logistical Applications,
12th International Conference Sensor, 2005, p. 317-322.
- [KAN 2006] KANSAL A. HSU J., SRIVASTAVA M., RAQHUNATHAN V.,

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- Harvesting aware power management for sensor networks*,
ACM/IEEE 43rd Design Automation Conference, 2006, p. 651-656.
DOI : 10.1109/DAC.2006.229276.
- [KHB 2006] KHBEIS M., McGEE J., RICHARDSON C., GHODSSI R.,
Energy Conversion Applicat., Berkeley, CA.
Design of hybrid ambient low frequency, low intensity vibration energy scavenger,
in Proc. 6th Int. Workshop Micro Nanotechnol. Power Generation, 2006, p. 287-290.
- [KI 2006] KI W.H. (HK), SU F. (HK),
N-stage exponential charge pumps, charging stages therefor and methods of operation thereof,
University Hong Kong Science & Techn (CN).
CE:H02M3/07s,CIB:G05F1/10;G05F1/10, US2006145748-2006-07-06.
- [KIM 2009] KIM S., RINCON-MORA G.A.,
Single-inductor dual-input dual-output buck-boost fuel-cell-li-ion charging DC-DC converter supply,
IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers (ISSCC 2009), 2009, p.444-445,445a.
DOI : 10.1109/ISSCC.2009.4977499.
- [KOC 2006] KOCER F., FLYNN M.P.,
An RF powered, wireless CMOS temperature sensor,
IEEE Sensors journal, 2006, vol. 6, n° 3, p. 557-564.
- [KWO 2010] KWON D., RINCON-MORA G.A.,
A single-inductor AC-DC piezoelectric energy-harvester/battery-charger IC converting $\pm(0.35$ to $1.2V)$ to $(2.7$ to $4.5V)$,
IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010, p. 494-495.
DOI : 10.1109/ISSCC.2010.5433867.
- [LAS 2002] LASANEN K., KORKALA V., RAISANEN-RUOTSALAINEN E., KOSTAMOVAARA J.,
Design of a 1-V Low Power CMOS Bandgap Reference Based on Resistive Subdivision,
University of Oulu, Department of Electrical Engineering and Infotech Oulu, Finland.
IEEE 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS-2002), 2002, vol. 3, p. 564-567.
DOI : 10.1109/MWSCAS.2002.1187099.
- [LE 2007] LE H.P., CHAE C.S., LEE K.-C., WANG S.W., CHO G.H., CHO G.H.,
A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, vol. 42, n° 12, p.2706-2714.
DOI : 10.1109/JSSC.2007.908767.
- [LEE 2003] LEE D.Y., NOH H.J., HYUN D.S., CHOY I.,
An improved MPPT Converter Using Current Compensation Method for small Scaled PV-Applications,
IEEE Eighteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '03.), 2003, vol. 1, p. 540-545.
- [LEF 2006] LEFEUVRE E., BADEL A., RICHARD C., PETIT L., GUYOMAR D.,
A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for stand alone systems,
Elsevier Sensor and Actuators A, 2006, vol. 126, p. 405-416.
- [LEU 2004] LEUNG C.Y., MOK P.K.T., LEUNG K.N.,
A 1.2V buck converter with a novel on-chip low-voltage current-sensing scheme,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '04.), 2004, vol. 5, p. 824-827.
- [LHE 2007] LHERMET H.,
DC/DC converter for power management,
CEA/LETI documentation interne, 2007, p. 87.
- [LHE 2008] 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 Circuits, 2008, vol. 43, n° 1, p. 246-255.
DOI : 10.1109/JSSC.2007.914725.
- [LIA 2006] LIAN S., VEGSUNDEVAG R., HELLANDSVIK A.,
Low Voltage Bandgap References,
Disponible sur : http://www.iet.ntnu.no/courses/tfe09/slides/LV_Bandgap.pdf
- [LIN 2006] LIN C.W., LIU Y.J.,
A Power Efficient and Fast Transient Response Low Drop-Out Regulator in Standard CMOS Process,
IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test, 2006, p. 1-4.
DOI : 10.1109/VDAT.2006.258163.
- [LINK 2006] LIN K.Y., TSANG T.K.K., SAWAN M., EL-GAMAL M.M.N.,
Dept. of Electr. & Comput. Eng., McGill Univ.
Radio-triggered solar and RF power scavenging and management for ultra low power wireless medical applications,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006), 2006, p. 5728-5731.
DOI : 10.1109/ISCAS.2006.1693936.
- [LIN 2010] LINEAR technology corporation,
LTC 3588-1, Piezoelectric Energy Harvesting Power Supply,
Datasheet, www.linear.com, 2010.
- [LIT 2007] Données provenant du LITEN, 2007.
- [LUQ 2003] LUQUE A., HEGEDUS S. (editors),
Handbook of photovoltaic science and engineering,
Wiley, 2003.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [MAL 2001] MALCOVATI P., MALOBERTI F. Fellow, IEEE, FIOCCHI C., PRUZZI M.,
Curvature-Compensated BiCMOS Bandgap with 1-V Supply Voltage,
IEEE Journal of solid-state circuits, 2001, vol. 36, n° 7, p. 1076-1081.
- [MAN 2006] MANNAMA V., SABOLOTNY R., STRIK V.,
Ultra low noise low power LDO design,
IEEE International Baltic Electronics Conference, 2006, p. 1-4.
DOI : 10.1109/BEC.2006.311074.
- [MAR 2003] MARKVART T., CASTANER L. (editors),
Practical handbook of photovoltaics,
Elsevier, 2003.
- [MAR 2007] MARZENCKI M., AMMAR Y., BASROUR S.,
Integrated Power Harvesting System Including a MEMS Generator and a Power Management Circuit,
International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS 2007), 2007, p. 887-890.
DOI : 10.1109/SENSOR.2007.4300273.
- [MAT 2004] MATTAVELLI P.,
Digital control of DC-DC boost converters with inductor current estimation,
IEEE Nineteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '04), 2004, vol. 1, p. 74-80.
DOI : 10.1109/APEC.2004.1295790.
- [MAT 2006] MATEU L., CODREA C., LUCAS N., POLLAK M., SPIES P.,
Energy Harvesting for Wireless Communication Systems Using Thermogenerators,
Fraunhofer IIS, Power Efficient Systems Department, Nordostpark 93, D90411 Nuernberg, Germany, 2006.
Disponible sur : http://www.iis.fraunhofer.de/fhg/Images/mateu_et_al_fv_dcis2006_tcm278-73301.pdf
- [MAT 2007] MATEU L., CODREA C., LUCAS N., POLLAK M., SPIES P.,
Human Body Energy Harvesting Thermogenerator for Sensing Applications,
Fraunhofer IIS, Nordostpark 93,90411 Nuernberg, Germany.
SENSORCOMM archive.
Proceedings of the International Conference on Sensor Technologies and Applications, 2007, p. 366-372.
ISBN:0-7695-2988-7.
- [MIC 2010] *Disponible sur* : <http://www.microstrain.com>
- [MIK 2010] MIKI D., HONZUMI M., SUZUKI Y., KASAGI N.,
Large-amplitude MEMS electret generator with nonlinear spring,
Dept. of Mech. Eng., Univ. of Tokyo, Tokyo, Japan.
IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Wanchai Hong Kong, 2010, p. 176-179.
ISSN: 1084-6999, E-ISBN: 978-1-4244-5763-2, Print ISBN: 978-1-4244-5761-8,
INSPEC Accession Number: 11229653, DOI: 10.1109/MEMSYS.2010.5442536.
- [MIL 2007] MILLIKEN R.J., SILVA-MARTINEZ J., SANCHEZ-SINENCIO E.,
Full On-Chip CMOS Low-Dropout Voltage Regulator,
IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2007, vol. 54, n° 9, p. 1879-1890.
DOI : 10.1109/TCSI.2007.902615.
- [MIN 2006] MINAZARA E., VASIC D., COSTAF., POULIN G.,
Piezoelectric diaphragm for vibration energy harvesting,
ELSEVIER Proceedings of Ultrasonics International (UI'05) and World Congress on Ultrasonics (WCU), 2006, vol. 44, Supplement 1, p. e699-e703.
- [MIY 2004] MIYATAKE M., INADA T., HIRATSUKA I., HONGYAN Zhao, OTSUKA H., NAKANO M.,
Control Characteristics of a Fibonacci-Search-based Maximum Power Point Tracker When a Photovoltaic Array Is Partially Shaded,
The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2004, vol. 2, p. 816-821.
- [MOR 2010] MORON-GUERRA J.,
Stage effectué au LETI : Chargeur et monitoring de batterie pour système à récupération d'énergie
CEA-LETI, 2010.
 - 1.IPS Micro Energy Cell datasheet.
 - 2.Varta Rechargeable button cells NiMH Handbook.
 - 3.Varta ML1220 datasheet.
 - 4.Maxell Industrial batteries Catalog.
 - 5.Panasonic Lithium Batteries Technical Handbook.
 - 6.Eagle Picher Medical Power Catalog.
 - 7.Excellatron Thin Film Battery.
- [MOT 2010] *Disponible sur* : <http://www.moteiv.com>
- [MPG 2010] Datasheet: *MPG-D751, Thin Film Thermogenerators and Sensing Devices*,
Micropelt GmbH,
Emmy-Noether-strasse 2,
79110 Freiburg, Germany.
Disponible sur : www.micropelt.com/download/datasheet_mpg_d602_d751.pdf
- [MRA 2009] Mrabti T., El Ouariachi M., Tidhaf B., Kassmi K.,
Caractérisation et modélisation fine du fonctionnement électrique des panneaux photovoltaïques,
Revue des Energies Renouvelables, 2009, Vol. 12 N°3, p. 489 – 500,

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- Disponible sur : http://www.cder.dz/download/Art12-3_12.pdf
- [NAT 2010] Datasheet :LP5900 Ultra Low Noise, 150 mA Linear Regulator for RF/Analog, NATIONAL SEMICONDUCTOR Europe, Technical Support Center, May 19, 2010.
Disponible sur : www.national.com/pf/LP/LP5900.html
- [NOG 2000] NOGUCHI T, TOGASHI S., NAKAMOTO R.,
Short-current pulse based adaptive maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation system,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2000, vol. 1, p. 157-162.
DOI : 10.1109/ISIE.2000.930504.
- [OGU 1997] OGUEY RE.J., AEBISCHEI D.,
CMOS Current Reference Without Resistance,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1997, vol. 32, n° 7, p. 1132-1135.
DOI : 10.1109/4.597305.
- [OTI 2005] OTIS B., CHEE Y.H., RABAEY J.,
A 400 μ W-RX, 1.6mW-TX super-regenerative transceiver for wireless sensor networks,
University of California, Berkeley, CA.
IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers (ISSCC), 2005, vol. 1, p.396-606.
DOI : 10.1109/ISSCC.2005.1494036.
- [OTT 2002] OTTMAN G.K., HOFMANN H.F., BHATT A.C., LESIEUTRE G.A.,
Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply,
IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, vol. 17, n° 5, p. 669-676.
DOI : 10.1109/TPEL.2002.802194.
- [OTT 2003] OTTMAN G.K., HOFMANN H.F., LESIEUTRE G.A.,
Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit using Step-Down converter in Discontinuous Conduction Mode,
IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, vol. 18, n° 2, p. 696-703.
DOI : 10.1109/TPEL.2003.809379.
- [PAL 2004] PALUMBO G., PAPPALARDO D., GAIBOTTI M.,
Charge pump circuits: power consumption optimization - a summary,
IEEE Circuits and Systems Magazine, 2004, vol. 4, n° 3, p. 26-29.
DOI : 10.1109/MCAS.2004.1337808.
- [PAN 2007] PANDEY A., DASGUPTA N., MUKERJEE A.K.,
A Simple Single-Sensor MPPT Solution,
IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, vol. 22, n° 2, p. 698-700.
DOI : 10.1109/TPEL.2007.892346.
- [PAR 2010] PARK J. C., BANG D. H., PARK J. Y.,
Micro-Fabricated Electromagnetic Power Generator to Scavenge Low Ambient Vibration,
IEEE Transactions on Magnetics, 2010, vol. 46, n° 6, p. 1937-1942.
DOI : 10.1109/TMAG.2010.2044757.
- [PES 2003] PESCOVITZ D.,
Six technologies that will change the world,
Business 2.0, May 2003 *Linking RFIDs and Sensors for Logistical Applications*.
- [PLE 2010] PLESZ B., JUHASZ L., MIZESEI J.,
Feasibility study of a CMOS-compatible integrated solar photovoltaic cell array,
Dept. of Electron Devices, Budapest Univ. of Technol. & Econ. (BME), Budapest, Hungary.
Symposium on Design Test Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), Seville, 2010, p. 403-406.
ISBN: 978-1-4244-6636-8, INSPEC Accession Number: 11501433.
- [QUI 2011] QUI Y., LIEMPD C.V., OP HET VELD B., BLANKEN P.G., VAN HOOFF C.,
5 μ W-to-10mW Input Power Range Inductive Boost Converter for Indoor Photovoltaic Energy Harvesting with Integrated Maximum Power Point Tracking Algorithm,
IEEE International Solid-State Circuits Conference, San Francisco, 2011.
ISBN: 978-1-61284-302-5.
- [RAB 2007] RABAEY J., BURGHARDT F., STEINGART D., SEEMAN M., WRIGHT P.,
Energy Harvesting - A Systems Perspective,
Berkeley Wireless Research Center, University of California, Berkeley.
IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2007, p. 363-366.
DOI : 10.1109/IEDM.2007.4418947.
- [RAG 2006] RAGHUNATHAN V., Chou, P.H.P.,
Design and Power Management of Energy Harvesting Embedded Systems,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED'06.), 2006, p. 369-374.
DOI : 10.1109/LPE.2006.4271870.
- [RAM 2008] RAMOND A.,
Conception d'un système de power-tracking pour cellules photovoltaïques Application aux microsystèmes de récupération d'énergie,
Stage de fin d'étude, ENSPS, CEA, LETI, 2008.
- [RAN 2002] RANDALL J.F., JACOT J.,
The performance and modelling of 8 Photovoltaic Materials under variable Light intensity and Spectra,

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- LPM,IPR,STI,EPFL,CH-1015 Lausanne,Switzerland, 2002.
- [RAN 2003] RANDALL J.F., JACOT J.,
Is AM 1.5 applicable in practice? Modelling eight photovoltaic material with respect to light intensity and two spectra,
Elsevier Renewable Energy, 2003, vol. 28, n° 12, p. 1851-1864.
DOI :10.1016/S0960-1481(03)00068-5.
- [RAN 2004] RANDALL J., BHARATULA N.B., PERERA N., VON BUREN T., OSSEVOORT S., TROSTER G.,
Indoor Tracking using Solar Cell Powered System: Interpolation of Irradiance,
Wearable Computing Laboratory, Department of Electronics Swiss Federal Institute of Technology, ETH Zürich,
Switzerland randall@ife.ee.ethz.ch, UBICOMP, 2004.
- [REI 2009] REICHA N.H., VAN SARKA W.G.J.H.M., ALSEMAA E.A., LOFC R.W., SCHROPPC R.E.I., SINKEB W.C.,
TURKENBURGA W.C.,
Crystalline silicon cell performance at low light intensities,
Solar Energy Materials and Solar Cells, 2009, vol. 93, n° 9, p. 1471-1481.
DOI :10.1016/j.solmat.2009.03.018.
- [RIC 1999] RICHARD C., GUYOMAR D., AUDIGIER D., CHING G,
Semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device,
Proc. SPIE Smart Structure. And Materials. Conf., Passive Damping and Isolation, San Diego, 1999, vol.3672, p. 104.
- [ROS 2006] ROSSET M.,
DRT, Université Joseph Fourier
CEA, LETI, 2006.
- [ROU 2003] ROUNDY S., WRIGHT P.K., RABAEY J.,
A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes,
Elsevier Computer Communications, Ubiquitous Computing, 2003, vol. 26, n° 11, p. 1131-1144.
DOI :10.1016/S0140-3664(02)00248-7.
- [SAL 2006] SALEM M.S., SALEM M.S., ZEKRY A.A., RAGAI H.F.,
Determining the Required Pulses for Controlling the Operation of Electrostatic MEMS Converters,
IEEE The International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2006, p. 27-30.
DOI : 10.1109/ICMENS.2006.348210.
- [SAN 2006] SANTHANAGOPALAN S.,
Online estimation of the state of charge of a lithium ion cell,
Elsevier Journal of Power Sources, 2006, vol. 161, n° 2, p. 1346-1355.
- [SCH 1982] SCHOEMAN J.J., VAN WYK J.D.,
A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel,
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '82), 1982, p. 361-367.
- [SCI 2009] SCIENCE & VIE
Edition de janvier 2009.
- [SEO 2008] SEOK M., HANSON S., LIN Y.S., FOO Z., KIM D., LEE Y., LIU N., SYLVESTER D., BLAAUW D.,
University of Michigan, Ann Arbor, USA.
The Phoenix Processor: A 30pW platform for sensor applications,
IEEE Symposium on VLSI Circuits, 2008, p. 188-189.
DOI : 10.1109/VLSIC.2008.4586001.
- [SLU 1998] SLUIJS F., HART K., GROENEVELD W., HAAG S.,
Integrated DC/DC converter with digital controller,
IEEE Proceedings of the International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISPLED), 1998, p. 88-90.
- [SMI 2000] SMITH T.A., DIMITRIJEV S., HARRISON H.B.,
Controlling a DC-DC converter by using the power MOSFET as a voltage controlled resistor,
IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2000, vol. 47, n° 3, p.357-362.
DOI 10.1109/81.841918.
- [SON 2006] SONG J., YOON G., KIM C.,
An Efficient Adaptive Digital DC-DC Converter with Dual Loop Controls for Fast Dynamic Voltage Scaling,
IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC '06.), 2006, p. 253-256.
DOI : 10.1109/CICC.2006.321006.
- [SPI 2007] SPIES P., POLLAK M., ROHMER G.,
Power Management for Energy Harvesting Applications,
Fraunhofer IIS, Nordostpark 93, 90411 Nuernberg, Germany, 2007.
Disponible sur : http://www.iis.fraunhofer.de/Images/power_management_for_energy_harvesting_applications_tcm97-91133.pdf
- [STA 2004] STARNER T., PARADISO J.,
Human-Generated Power for Mobile Electronics,
Chap 45, in Low-Power Electronics Design, C. Piguet Editor, CRC Press, novembre 2004.
- [STR 1998] STRATAKOS A.J.,
High-efficiency low-voltage dc-dc conversion for portable applications,
Thèse de doctorat de l'Université de Californie, Berkeley, Calif., USA, 1998.
- [SZE 2002] SZE S.M.,
Semiconductor devices, 2nd edition,
Wiley, 2002.
- [TAK 1997] TAKEHARA N., KUROKAMI S., CANON KABUSHIKI KAISHA, CANON KK

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- Power control apparatus and method and power generating system using them*,
Patent US5,654,883, 1997.
- [TEC 2003] Technology Review, *10 emerging technologies that will change the world*, février 2003.
- [TEO 2007] TEO T. H., LIM G. K., DAVID D. S., TAN K. H., GOPALAKRISHNAN P. K., SINGH R.,
Ultra Low-Power Sensor Node for Wireless Health Monitoring System,
IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS, 2007, p. 2363 – 2366.
Digital Object Identifier: 10.1109/ISCAS.2007.377934
- [THE 2010] THERMO LIFE™ *Technical Data and Typical Parameters, technical data and performance of prototype*,
Thermo Life™ Energy Corp. Laboratory.
Disponible sur : www.PoweredByThermoLife.com
- [TOR 2006] TORRES E.O., MILNER L., KESKAR N., CHEN M., PAN H., GUPTA V., FORGHANI P., RINCON-MORA G.A.,
SiP Integration of Intelligent, Adaptive, Self-Sustaining Power Management Solutions for Portable Applications,
IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Kos, Greece, 2006, p. 5311-5314.
Disponible sur : http://users.ece.gatech.edu/rincon-mora/publicat/journals/iscas06_sip.pdf
- [TOR 2008] TORRES E. O. , RINCON-MORA G. A.,
Energy-harvesting system-in-package (SiP) microsystem,
ASCE journal of Energy Engineering, décembre 2008.
DOI : 10.1061/_ASCE_0733-9402_2008_134:4_121_
Disponible sur : http://users.ece.gatech.edu/rincon-mora/publicat/journals/jee08_harvest_sip.pdf
- [TRE 2005] TRESCASES O., GUOWEN W., TUNG N.W.,
A Segmented Digital Pulse Width Modulator with Self-Calibration for Low-Power SMPS,
Laboratory for Low-Power Management and Integrated SMPS, Departement of Electrical and Computer Engineering,
University of Toronto, 10 King's College Road, Toronto ON, CANADA, M5S 3G4. Email: trescas@vrg.utoronto.ca
IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, 2005, p. 367-370.
Print ISBN: 0-7803-9339-2, DOI: 10.1109/EDSSC.2005.1635283.
- [TRE 2006] TRESCASES O., LUKIC Z., TUNG N.W., PRODIC A.,
A low-power mixed-signal current-mode DC-DC converter using a one-bit Δ Σ DAC,
IEEE Twenty-First Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '06.), 2006, p.700-704.
DOI : 10.1109/APEC.2006.1620615.
- [TSE 2001] TSE K.K., CHUNG H.S.H., HUI S.Y.R., HO M.T.,
A novel maximum power point tracking technique for PV panels,
IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC. 2001), 2001, vol. 4, p 1970-1975.
DOI : 10.1109/PESC.2001.954410.
- [TSU 2005] TSUI C.Y., SHAO H., KI W.H., SU F.,
Ultra-low voltage power management and computation methodology for energy harvesting applications,
IEEE Symposium on VLSI Circuits - Digest of Technical Papers, 2005, p. 316-319.
DOI : 10.1109/VLSIC.2005.1469395.
- [VAN 2006] VAN ESS D.,
Comparator hysteresis in a nutshell,
Cypress Semiconductor Application Note, analogZONE, 2006.
- [VEE 2003] VEERACHARY M., SENJYU T., UEZATO K.,
Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller,
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, vol. 50, n° 4, p. 749-758.
DOI : 10.1109/TIE.2003.814762.
- [VON 1994] VON KAENEL V.R., PARDOEN M.D., DIJKSTRA E., VITTOZ E.A.,
Automatic Adjustment of Threshold & Supply Voltages for Minimum Power Consumption in CMOS Digital Circuits,
IEEE Symposium on Low Power Electronics - Digest of Technical Papers, San Diego, 1994, p. 78-79.
DOI : 10.1109/LPE.1994.573211.
- [VIR 2003] VIRTUANI A., LOTTER E., POWALLA M.,
Performance of Cu(In,Ga)Se₂ solar cells under low irradiance,
Proceedings of Symposium B, Thin Film Chalcogenide Photovoltaic Materials, E-MRS Spring Meeting, Thin Solid Films, 2003, vol. 431-432, p. 443-447.
DOI:10.1016/S0040-6090(03)00184-6.
- [VIR 2004] VIRTUANI A., LOTTER E., POWALLA M., RAUB U., WERNERBET J. H.,
Highly resistive Cu(In,Ga)Se₂ absorbers for improved low-irradiance performance of thin-film solar cells,
Elsevier Proceedings of Symposium D on Thin Film and Nano-Structured Materials for Photovoltaics, of the E-MRS 2003 Spring Conference, Thin Solid Films, 2004, vol. 451-452, p. 160-165.
DOI:10.1016/j.tsf.2003.10.094.
- [VIR 2006] VIRTUANI A., LOTTER E., POWALLA M.,
Influence of the light source on the low-irradiance performance of Cu(In,Ga)Se₂ solar cells,
Zentrum fuer Sonnenenergie- und Wasserstoff- Forschung Baden-Württemberg (ZSW) Industriestr. 6, 70565 Stuttgart, Germany.
Solar Energy Materials and Solar Cells, 2006, vol. 90, n° 14, p. 2141-2149.
- [WAL 2000] WALTARI M., HALONEN K.,
Reference Voltage Driver For Low-Voltage CMOS A/D Converters,
Helsinki University of Technology, Electronics Circuit Design Laboratory P.O., Finland.
IEEE The 7th International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2000, vol. 1, p. 28-31.

BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

Articles de conférences internationales :

- **CONDEMINE C., LHERMET H., ROTHAN F., WALTISPERGER G., COLINET E.,**
Design Methodology for Energy Harvesting Microsystems,
IEEE North-East Workshop on Circuits And Systems and TAISA Conference (NEWCAS-TAISA), Montreal, QC, 2008, p. 181-184.
DOI : 10.1109/NEWCAS.2008.4606351.
- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C., BASROUR S.,**
Power Path Optimization for Autonomous Microsystems,
IEEE North-East Workshop on Circuits And Systems and TAISA Conference (NEWCAS-TAISA), Toulouse, FR, 2009, p. 1-4.
DOI : 10.1109/NEWCAS.2009.5290431.
- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C., BASROUR S.,**
Photovoltaic Energy Harvester for Micro-Scale Applications,
IEEE North-East Workshop on Circuits And Systems Conference (NEWCAS), Montreal, QC, 2010, p. 177-180.
DOI : 10.1109/NEWCAS.2010.5603752.
- **CHRISTMAN J.F., BEIGNE E., CONDEMINE C., LEBLOND N., VIVET P., WALTISPERGER G., WILLEMIN J.,**
Bringing Robustness and Power Efficiency to Autonomous Energy Harvesting Microsystems,
IEEE Symposium on Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC), Grenoble, FR, 2010, p. 62-71.
DOI : 10.1109/ASYNC.2010.19.
- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C., BASROUR S.,**
Micro récupérateur d'énergie & MPPT pour les micro-systèmes autonomes,
Ecole d'hiver Francophone sur les Technologies de Conception des Systèmes embarqués Hétérogènes (FETCH), Chamonix-Mont Blanc, FR, 2010, p. 28.

Articles de conférences nationales :

- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C., BASROUR S.,**
Optimisation des chemins de puissance pour les micro-systèmes autonomes,
JNRDM 2009, p. 51.
- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C., BASROUR S.,**
Micro récupérateur photovoltaïque,
JNRDM 2010, page 60,

Brevets :

- **WALTISPERGER G., RAMOND A., ROTHAN F.,**
Circuit convertisseur et système électronique comportant un tel circuit,
Déposé et publié sous la référence : FR2945684 (A1) — 2010-11-19.
- **WALTISPERGER G., WILLEMIN J.,**
Circuit convertisseur et système électronique comportant un tel circuit,
Déposé.
- **WALTISPERGER G., CONDEMINE C.,**
Circuit convertisseur et système électronique comportant un tel circuit,
Déposé.

Contribution dans deux livres à paraître :

- **O'CONNOR I.,**
Heterogeneous Embedded Systems - Design Theory and Practice,
Springer.
- **CONDEMINE C.,**
Les micro-nano systèmes autonomes en énergie,
Hermes.

Résumé

Augmenter la durée de vie d'une pile, voire s'en passer est aujourd'hui devenu une obligation pour les microsystèmes. En effet, à cette échelle, le remplacement des piles et leur rejet dans l'environnement sont problématiques. La voie préconisée pour répondre à cet enjeu est d'utiliser des sources d'énergie renouvelables (solaire, thermique et mécanique). Pour cela, nous proposons de développer une plateforme de récupération d'énergie multi-sources/multi-charges (MANAGY) capable de s'adapter à son environnement pour en extraire le maximum d'énergie et répondre à des applications diverses. L'architecture est constituée de chemins directs et de chemins indirects où l'énergie provenant des sources est d'abord transférée dans une unité de stockage avant d'être réutilisée par les charges du microsystème. L'utilisation de cette nouvelle architecture permet d'optimiser le transfert d'énergie entre sources et charges et améliore le rendement du système de 33%. Avant de développer une architecture multi-sources, nous avons cherché à améliorer le rendement de la source photovoltaïque (PV) qui, au vu de l'état de l'art, a la densité de puissance la plus élevée. La recherche du rendement maximum de la source PV revient à la recherche du point de puissance maximum (MPPT). Il existe pour chaque condition d'irradiance, de température, et d'énergie extraites un couple tension-courant permettant à la source de fournir un maximum de puissance (MPP). Grâce à l'utilisation de deux chemins de puissance, nous arrivons simultanément à créer une boucle de régulation faible puissance agissant sur le rapport cyclique du système de gestion d'énergie (MPPT) et une boucle de régulation de la tension de sortie agissant sur le transfert de l'énergie. La modélisation du système nous a permis de spécifier ses performances. Pour atteindre les performances requises, des architectures innovantes ont été réalisées qui ont fait l'objet de trois brevets. De plus, des blocs ne sont activés qu'aux instants de changement d'état du système et sont conçus, quand cela a été possible, avec des transistors fonctionnant en mode faible inversion. Toutes ces optimisations permettent au système de fonctionner sur une large plage de variation de l'éclairement (de conditions intérieures supérieures à 500 lux à extérieures) avec un rendement proche de 90%.

Mots-clés : capteur autonome - gestion de l'énergie - récupération d'énergie - MPPT - microsystèmes - MEMS

Abstract

Enhancing the life time of battery or being able to work without it is today mandatory for microsystems. Most of systems are nowadays limited by the capacity of the embedded battery. Moreover the replacement and waste of batteries is no more possible at this scale. One way to achieve longer life time is the use of renewable energy sources (solar, thermal, or kinetic). This work proposes to develop a new energy harvesting platform with numerous sources and loads (MANAGY) able to adapt itself to the surrounding environment in order to extract the maximum of energy while answering to various of applications. The architecture is composed of direct and indirect power paths where the extracted energy coming from renewable sources is firstly transferred to a storage unit before being used by loads. This novel architecture makes it possible to optimize the energy transfer between sources and loads and to achieve a 33% gain. Before developing this architecture with numerous sources, we have searched to enhance the efficiency of the photovoltaic source which has the best power density at the state of the art. Looking for improving the efficiency of the PV source is the same as tracking the maximum power point (MPPT). There is for each irradiance, temperature and quantity of energy extracted a couple of voltage and current enabling the PV source to deliver the maximum of power (MPP). Thanks to the two power paths used we are able to create a low power feedback loop adjusting the duty cycle from the power management unit (MPPT) while having a second feedback loop optimizing the power transfer and regulating the output voltage. Thanks to a high level model we have specified the system performances. To achieve the performances required we have realized novel architectures protected through three patents. Moreover, blocks are only activated when the system changes its state and furthermore there are designs, when achievable, with transistors working in weak inversion. All these optimizations make the system working for a large range of irradiance (from inside conditions higher than 500 lux to outdoor conditions) with an efficiency close to 90%.

Keys words : wireless sensor node – energy management – energy harvesting - MPPT - microsystems - MEMS

Laboratoire TIMA, 46 avenue Félix Viallet, 38031 GRENOBLE, France
Laboratoire CEA, LETI, 17 rue des Martyrs, 38054 GRENOBLE Cedex 9, France

ISBN : 978-2-84813-166-5