



Titre: Circuits intégrés de gestion de puissance pour les dispositifs IoT à
récupération d'énergie

Auteur: Karim Kaced
Author:

Date: 2024

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Kaced, K. (2024). Circuits intégrés de gestion de puissance pour les dispositifs IoT
à récupération d'énergie [Master's thesis, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/58319/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/58319/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean Pierre David, & Yvon Savaria
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Circuits intégrés de gestion de puissance pour les dispositifs IoT à récupération
d'énergie**

KARIM KACED

Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie électrique

Avril 2024

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

**Circuits intégrés de gestion de puissance pour les dispositifs IoT à récupération
d'énergie**

présenté par **Karim KACED**

en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Tarek OULD-BACHIR, président

Jean Pierre DAVID, membre et directeur de recherche

Yvon SAVARIA, membre et codirecteur de recherche

Yves AUDET, membre

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma reconnaissance profonde aux Professeurs Jean Pierre David et Yvon Savaria qui ont dirigés mes travaux de recherche. Je les remercie pour leurs remarques constructives et leurs suggestions pertinentes, qu'ils trouvent ici mon vif témoignage en reconnaissance de leur rôle important dans l'amélioration de ce manuscrit.

Je tiens à remercier le Professeur Tarek Ould-Bachir, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire. Mes remerciements s'adressent également au Professeur Yves Audet, qui a bien voulu me faire l'honneur d'examiner ce travail et d'être membre du jury.

Je remercie également les Professeurs Salah Mohamed Ait-Cheikh, Chérif Larbes et Mourad Adnane pour leur soutien.

Je remercie ma famille, ainsi que mes amis qui m'ont aidé et encouragé tout au long du ce travail.

Enfin, je voudrais remercier toutes les personnes que j'ai pu côtoyer amicalement à Polytechnique Montréal et qui ont toujours su maintenir une ambiance de travail chaleureuse. Une pensée spéciale pour mes collègues du Groupe de Recherche en Microélectronique et Microsystèmes (GR2M). J'en garde de bons souvenirs et je leur souhaite une pleine réussite professionnelle.

RÉSUMÉ

Les récupérateurs d'énergie convertissent l'énergie ambiante disponible dans l'environnement en énergie électrique utilisable. La récupération d'énergie peut permettre aux appareils d'internet des objets (IoT) d'être partiellement ou totalement autonomes, réduisant ainsi la fréquence de remplacement des batteries ou permettant à terme un fonctionnement sans batterie. Un défi majeur dans la conception de systèmes de récupération d'énergie est de fournir une alimentation électrique continue et stable à une charge, malgré les caractéristiques défavorables des sources de récupération d'énergie, qui sont souvent imprévisibles, tout en maintenant la consommation d'énergie et la taille du système au minimum.

Les systèmes de récupération d'énergie ambiante qui sont présentés dans la littérature varient selon plusieurs facteurs : les types d'énergie à récupérer, les tensions d'entrée et de sortie, la puissance admissible et l'architecture du système de gestion de l'énergie. Pour optimiser les performances du système, le transducteur d'énergie doit fonctionner à sa tension optimale, délivrant ainsi sa puissance maximale disponible. De plus, le contrôle de l'étage de puissance doit être effectué de manière optimale pour réduire les pertes de puissance de commutation.

Dans ce travail, on propose d'abord un système intégré de gestion de puissance qui s'interface avec des transducteurs d'énergie ambiante pour permettre l'auto-alimentation, sans batterie, des appareils IoT. L'architecture proposée utilise une commande à hystérésis en conjonction avec un contrôleur du passage à zéro (ZCS) pour réguler la tension de la source d'énergie à son point de puissance maximale et pour fournir une tension de sortie constante de 1,8 V à la charge via un convertisseur élévateur. Pour extraire un maximum d'énergie de la source dans diverses conditions environnementales, un système de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) basé sur la technique tension en circuit ouvert fractionnaire (FOCV) est développé, qui permet au récupérateur d'énergie d'atteindre une efficacité de bout en bout élevée à faibles tensions d'entrée. Également, Le mécanisme de commande proposé fonctionne pour une large plage de résistance équivalente du transducteur d'énergie. Le circuit est conçu et simulé à l'aide d'une technologie FD-SOI de 22 nm. Le système de récupération d'énergie proposé atteint un rendement maximal de 91,4% avec une plage de tension d'un générateur thermoélectrique de 30 à 500 mV et un rendement maximal de 95,7% avec une cellule photovoltaïque soumise à un niveau d'éclairement de 30 à 1000 W/m².

En se basant sur ce système, on propose également un autre système pour récupérer l'énergie simultanément de trois sources. En effet, en raison de la nature intermittente des sources d'énergie, la combinaison d'énergie provenant de plusieurs sources peut augmenter la fiabilité

des systèmes de récupération d'énergie. L'architecture proposée, basée sur un convertisseur élévateur à inductance partagée, intègre une nouvelle stratégie de sélection de source. La sélection des sources d'énergie se fait de façon synchrone selon le niveau de tension par rapport à une tension de référence, qui est déterminée par un circuit MPPT basé sur la technique FOCV. Cette approche permet l'adaptation d'impédance de chaque source d'énergie à la charge et ainsi assurer que le maximum de puissance instantanée qu'on peut tirer des transducteurs d'énergie est disponible à l'entrée du convertisseur de puissance. Également, une approche de commande à hystérésis asynchrone est adoptée pour le contrôle du convertisseur de puissance, ce qui simplifie largement le mécanisme du contrôle des architectures à inductance partagée et les rendent facilement adaptables à supporter davantage de sources. Une fois qu'une source est sélectionnée, le système peut être vu comme un système mono-source tout en garantissant que les autres sources d'énergie ne divergent pas de leurs points d'opération optimaux. Implémenté sur une technologie CMOS FD-SOI 22 nm, le système proposé atteint un rendement maximal de 88,3% sur une plage de puissance maximale d'entrée de 100 μ W à 30 mW.

ABSTRACT

Energy harvesters convert ambient energy available in the environment into usable electrical energy. Energy harvesting can enable Internet of Things (IoT) devices to be partially or fully autonomous, reducing the frequency of battery replacement or eventually enabling battery-free operation. A major challenge in designing energy harvesting systems is to provide a continuous and stable power supply to a load despite the unfavorable characteristics of energy harvesting sources, which are often unpredictable, while maintaining energy consumption and system size to a minimum.

Ambient energy harvesting systems presented in the literature vary depending on several factors: the types of energy to be harvested, the input and output voltages, the admissible power, and the architecture of the energy management system. The energy transducer must operate at its optimal voltage to optimize system performance, thus delivering its maximum available power. Additionally, the control of power stage must be performed optimally to reduce switching power losses.

In this work, we first propose an integrated power management system that interfaces with ambient energy transducers to enable battery-free self-powering of IoT devices. The proposed architecture uses a hysteretic control in conjunction with a zero-crossing switching (ZCS) to regulate the energy source voltage to its maximum power point and to provide a constant output voltage of 1.8 V to the load via a boost converter. To extract maximum energy from the source under various environmental conditions, a fractional open-circuit-voltage (FOCV) based maximum power point tracking (MPPT) scheme is developed, which enables the energy harvester to achieve high end-to-end efficiency at low input voltages. Also, the proposed control mechanism works for a wide range of equivalent resistance of the energy transducer. The circuit is designed and simulated using 22nm FD-SOI technology. The proposed energy harvesting system achieves a maximum efficiency of 91.4% with a thermoelectric generator voltage range of 30 to 500 mV and a maximum efficiency of 95.7% with a photovoltaic cell subjected to a level of irradiance from 30 to 1000 W/m².

Based on this system, another system is also proposed to scavenge energy simultaneously from three sources. Indeed, due to the intermittent nature of energy sources, combining energy from multiple sources can increase the reliability of energy harvesting systems. The proposed architecture integrates a new source selection strategy based on a shared inductance boost converter. The selection of energy sources is done synchronously according to the voltage level relative to a reference voltage, which is determined by a MPPT circuit based on the

FOCV technique. This approach allows the impedance of each energy source to be matched to the load. It thus ensures that the instantaneous maximum power that can be drawn from the energy transducers is available at the input of the power converter. In addition, an asynchronous hysteretic control approach is adopted for power converter control, which greatly simplifies the control mechanism of shared inductance architectures and makes them easily adaptable to support more sources. Once a source is selected, it can be viewed as a single-source system while ensuring that other energy sources do not diverge from their optimum operating points. Implemented on 22 nm FD-SOI CMOS technology, the proposed system achieves a maximum efficiency of 88.3% over a maximum input power range of 100 μ W to 30 mW.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iii
RÉSUMÉ	iv
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES	viii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	7
2.1 Récupération d'énergie ambiante	7
2.2 Sources d'énergie à courant continu	8
2.2.1 Générateurs thermoélectriques	8
2.2.2 Cellules photovoltaïques	10
2.3 Convertisseurs CC-CC	15
2.3.1 Convertisseurs CC-CC à découpage inductifs	17
2.3.2 Convertisseurs CC-CC à condensateurs commutés	17
2.3.3 Convertisseurs CC-CC à transformateur	18
2.3.4 Comparaison des convertisseurs utilisés pour la récupération d'énergie	19
2.4 Gestion d'énergie	22
2.4.1 Contrôle optimal des convertisseurs de puissance	22
2.4.2 Techniques MPPT de base utilisée pour les systèmes IoT	23
2.4.3 État de l'art sur les techniques MPPT utilisées dans les systèmes de récupération d'énergie ambiante	25
2.5 Récupérateurs d'énergie à sources multiples	29
2.5.1 L'architecture <i>ORing</i>	30
2.5.2 Convertisseur élévateur à entrées multiples	31
2.5.3 Convertisseurs CC-CC à inductance partagée	32

2.5.4	Convertisseur à condensateur commuté	34
2.5.5	Analyse des récupérateurs d'énergie à sources multiples	36
2.6	Discussion	36
2.6.1	Récupérateurs d'énergie mono-source	36
2.6.2	Systèmes de récupération d'énergie à sources multiples	38
CHAPITRE 3 SYSTÈME FLEXIBLE DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE THERMIQUE/SOLAIRE AVEC CONTRÔLE À HYSTÉRÉSIS ET POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE POUR LES APPAREILS IOT		40
3.1	Efficacité des convertisseurs élévateurs à découpage inductif	40
3.2	Architecture du système de gestion de l'énergie proposée	44
3.2.1	Circuit de commande MPPT FOCV	44
3.2.2	Comparateur à hystérésis	45
3.2.3	Commutation au passage à zéro (ZCS)	46
3.2.4	Régulation de sortie et pilotes de grille de transistor de puissance	47
3.3	Résultats de simulation basé sur un modèle extrait d'un schématique préalable au dessin des masques	48
3.4	Résultats des simulations post-layout	53
3.5	Discussion	56
CHAPITRE 4 SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE À SOURCES MULTIPLES À INDUCTANCE UNIQUE AVEC SÉLECTION AUTOMATIQUE DE SOURCES ET POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE		58
4.1	Architecture du système de gestion de l'énergie à sources multiples proposé	58
4.2	Mise en œuvre des blocs du système à sources multiples proposé	60
4.2.1	Sélection de la source d'énergie	60
4.2.2	Adaptation de sources	62
4.2.3	Contrôle à hystérésis	63
4.2.4	Commutation au passage à zéro (ZCS) et régulation de sortie	64
4.3	Résultats de simulation basé sur un modèle extrait d'un schématique préalable au dessin des masques	64
4.4	Résultats des simulations post-layout	68
CHAPITRE 5 CONCLUSION		74
RÉFÉRENCES		76

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Paramètres du générateur thermoélectrique utilisé (modèle 1MC06-126-05_TEG) pour $\Delta T=1$ °C	10
Tableau 2.2	Spécifications de la cellule photovoltaïque utilisée (modèle KXOB25-14X1F) dans les conditions STC	13
Tableau 2.3	Comparaison de performances de quelques systèmes de récupération d'énergie	29
Tableau 2.4	Comparaison des systèmes de récupération d'énergie à sources multiples	37
Tableau 3.1	Comparaison du système de récupération d'énergie proposée à l'état de l'art	57
Tableau 4.1	Paramètres du générateur thermoélectrique TE-MOD-1W2V-21S . .	65
Tableau 4.2	Comparaison du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé à l'état de l'art	71

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Architecture globale d'un système de récupération d'énergie ambiante	8
Figure 2.2	Circuit équivalent d'une cellule thermoélectrique	9
Figure 2.3	Effet du gradient de température sur les caractéristiques P - V et I - V du générateur thermoélectrique	11
Figure 2.4	Circuit équivalent du modèle à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.	12
Figure 2.5	Effet de l'éclairement solaire sur les caractéristiques P - V et I - V de la cellule photovoltaïque	14
Figure 2.6	Effet de la température sur les caractéristiques P - V et I - V de la cellule photovoltaïque	15
Figure 2.7	Puissance maximale en fonction des changements des conditions environnementales	16
Figure 2.8	Convertisseurs CC-CC à découpage inductifs synchrones. (a) Convertisseur abaisseur. (b) Convertisseur élévateur. (c) Convertisseur élévateur-abaisseur	17
Figure 2.9	Schéma d'un convertisseur doubleur à condensateurs commutés . . .	18
Figure 2.10	Schéma d'un convertisseur flyback	19
Figure 2.11	Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC en fonction de la puissance maximale d'entrée	20
Figure 2.12	Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC par rapport à la tension d'entrée minimale	21
Figure 2.13	Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC par rapport au rapport de conversion de tension	22
Figure 2.14	Schéma du contrôleur MPPT 2D	27
Figure 2.15	Schéma fonctionnel d'un système de récupération d'énergie	28
Figure 2.16	Méthodes de combinaison d'énergie : (a) <i>ORing</i> , (b) inductance partagée, (c) multiplexage d'entrée et (d) condensateurs commutés	31
Figure 2.17	Convertisseur élévateur non isolé à entrées multiples	32
Figure 2.18	Circuit de combinaison d'énergie basé sur un convertisseur abaisseur-élévateur avec inductance partagée	33

Figure 2.19	Concept de base d'un combinateur de puissance basé sur un condensateur commuté pour la récupération d'énergie	34
Figure 2.20	Combinateur d'énergie à deux entrées	35
Figure 3.1	(a) Schéma d'un convertisseur élévateur synchrone. (b) Signaux de commande du convertisseur et chronogramme de la tension V_x et du courant de l'inductance. (c) Phases d'opération du convertisseur en mode DCM	42
Figure 3.2	Schéma fonctionnel du système proposé	44
Figure 3.3	Circuit utilisé pour obtenir la tension de point de puissance maximum : (a) horloge sans chevauchement, (b) circuit d'échantillonnage de la tension en circuit ouvert	46
Figure 3.4	Comparateur à hystérésis	47
Figure 3.5	(a) Circuit de commutation au passage à zéro (ZCS). (b) Circuit du comparateur	48
Figure 3.6	(a) Organigramme de la méthode de régulation de la sortie. (b) Diagramme bloc du circuit pour la régulation de la tension de sortie. (c) Circuit de la référence de tension	49
Figure 3.7	Résultats de simulation pour le récupérateur d'énergie proposé avec un TEG ($V_{oc} = 80$ mV et $R_s = 3,6 \Omega$)	50
Figure 3.8	Illustration de détermination de la tension V_{mpp} et contrôle du convertisseur de puissance	51
Figure 3.9	Efficacité dynamique de la technique MPPT FOCV pour (a) une source thermoélectrique et (b) une source photovoltaïque	52
Figure 3.10	Rendement du système de récupération d'énergie proposé pour différents transducteurs d'énergie linéaires	53
Figure 3.11	Rendement du système de récupération d'énergie proposé pour une cellule photovoltaïque	54
Figure 3.12	Dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé . .	54
Figure 3.13	Résultats de simulation pour le récupérateur d'énergie proposé avec (a) un TEG, (b) une cellule PV	55
Figure 3.14	Efficacité du système proposé pour différentes tensions de circuit ouvert du TEG	56
Figure 3.15	Rendement du système proposé utilisant une cellule photovoltaïque .	57
Figure 4.1	Schéma fonctionnel du système à sources multiples proposé	59
Figure 4.2	Machine à états du circuit de sélection de sources	61
Figure 4.3	Schéma fonctionnel du bloc de sélection de source	62

Figure 4.4	Circuit de commande du transistor M_{LS}	64
Figure 4.5	Variations des tensions de sources d'énergie, de la tension de sortie et du courant de l'inductance pour le système à sources multiples proposé	66
Figure 4.6	Variations des signaux de commande du système à sources multiples proposé	67
Figure 4.7	Illustration de la commande de la tension de chaque transducteur d'énergie autour de sa valeur optimale : (a) PV, (b) TEG1 et (c) TEG2	68
Figure 4.8	Rendement du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé pour différentes puissance d'entrée	69
Figure 4.9	Dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé . .	69
Figure 4.10	Dessin des masques du bloc de la sélection de source	70
Figure 4.11	Rendement de conversion bout en bout du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé pour différentes puissances d'entrée	71

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AIoT	Intelligence Artificielle des Objets (Artificial Intelligence of Things)
BFC	Bio-combustible (BioFuel Cell)
CCM	Mode de conduction continu (Continuous Conduction Mode)
DCM	Mode de conduction discontinu (Discontinuous Conduction Mode)
FD-SOI	Silicium sur isolant entièrement appauvri (Fully-Depleted Silicon-on-Insulator)
FOCV	Tension de circuit ouvert fractionnaire (Fractional Open Circuit Voltage)
HC	Escalade de la colline (Hill Climbing)
IoT	Internet des objets (Internet of Things)
MPP	Point de puissance maximum (Maximum Power Point)
MPPT	Poursuite du point de puissance maximum (Maximum Power Point Tracking)
PEG	Générateurs piézoélectrique (PiezoElectric Generators)
PFM	Modulation de fréquence d'impulsion (Pulse Frequency Modulation)
PSM	Modulation par saut d'impulsion (Pulse Skipping Modulation)
PV	Photovoltaïque (Photovoltaic)
PWM	Modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation)
P&O	Perturber et observer (Perturb and Observe)
RF	Radiofréquence (Radiofrequency)
SC	Condensateur commuté (Switched Capacitor)
TEG	Générateur thermoélectrique (Thermoelectric Generator)
ZCS	Commutation au passage à zéro (Zero Crossing Switching)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

La technologie de l'internet des objets (IoT) est un pilier essentiel qui contribue à fonder les bases de l'industrie actuelle. L'alimentation des appareils IoT constitue un défi majeur pour les concepteurs. L'accès ou le chargement fréquent de ces appareils n'est pas toujours possible. Par conséquent, la durabilité des systèmes IoT peut être améliorée si la durée de vie de la batterie est plus longue.

La durée de vie opérationnelle prévue de la plupart des appareils IoT est de plus de 10 ans, mais de nombreuses batteries qui les alimentent ne durent que 1 à 3 ans [1]. Cela conduit à environ 78 millions de remplacements de batteries par jour dans une situation idéale [2]. Ce nombre croissant de batteries est non seulement mauvais pour les utilisateurs, mais encore pire pour l'environnement. Une façon de résoudre ce problème consiste à rendre la conception du dispositif IoT plus économe en énergie. Cependant, nous restons toujours confrontés au problème de la durée de vie de la batterie, car l'amélioration des technologies des batteries est encore très lente par rapport à l'évolution de la puissance de traitement. Une autre solution consiste à envisager des solutions sans batterie, dans lesquelles l'énergie ambiante est récupérée de l'environnement environnant.

La récupération d'énergie ou la récupération de micro-énergie est la conversion de l'énergie ambiante présente dans l'environnement en énergie électrique à utiliser pour alimenter différents systèmes à faible consommation de puissance comme les appareils IoT, les nœuds de capteurs sans fil, les systèmes embarqués et d'autres applications à faible consommation de puissance [3]. Nous pouvons récupérer de l'énergie à partir d'une variété de sources différentes, telles que l'énergie solaire photovoltaïque (PV) [4], les générateurs piézoélectriques (PEG) [5], les piles à biocombustible (BFC) [6], les modules thermoélectriques (TEG) [7], les forces mécaniques [8] et les radiofréquences (RF) [9–11], etc. La récupération d'énergie est particulièrement pertinente pour les produits dont la consommation d'énergie est comprise entre 100 μW et 5 mW. Il est remarquable que de nombreuses technologies de récupération d'énergie reposent sur une densité d'énergie de 100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ [12]. Il est clair que la lumière extérieure offre une densité de puissance nettement plus élevée que le reste des sources d'énergie ambiantes et que la RF n'est pertinente que pour les appareils à très faible consommation [13].

Il est remarquable que les sources d'énergie exploitable pour la récolte d'énergie ont toutes des caractéristiques qui varient considérablement dans le temps [12], [14]. En effet, à mesure que le niveau de lumière change sur une cellule solaire, la quantité d'énergie que nous pouvons en tirer change et c'est pareil avec les autres types de sources d'énergie. Aussi, ces sources

d'énergie ont également tendance à varier beaucoup dans l'espace [12], [15]. En effet, nous n'allons pas obtenir la même quantité d'énergie dans des endroits différents. Par conséquent, nous avons toujours ce problème dans les systèmes de récupération d'énergie que notre puissance est très variable et souvent très imprévisible et aussi, la consommation de l'appareil que nous alimentons est variable et souvent imprévisible [16]. Un des objectifs d'un système de récolte d'énergie est de gérer la variabilité des diverses sources possibles. Un récupérateur d'énergie à sources multiples est un système qui a la capacité de récupérer l'énergie simultanément de différentes sources d'énergie ambiante [17]. La combinaison de différentes sources d'énergie est considérée comme une option viable pour développer des appareils autonomes ou AIoT avec une dépendance réduite aux batteries [18].

Les systèmes de récupération d'énergie ambiante reposent généralement sur des architectures de conversion d'énergie à commutation. Les deux topologies qui sont largement utilisées dans la conception de ces systèmes sont les convertisseurs CC-CC inductifs et des convertisseurs à condensateur commuté [19]. La topologie à base d'inductances s'est avérée plus performante dans les scénarios dans lesquels une large gamme de tensions et de puissance d'entrée est disponible [19]. Cette topologie est généralement contrôlée par modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou par modulation de fréquence d'impulsion (PFM).

Un défi majeur dans la conception des systèmes de récupération d'énergie est de fournir une alimentation électrique continue et stable à une charge malgré les caractéristiques défavorables des sources de récupérations d'énergie, qui sont souvent imprévisibles, tout en maintenant en même temps la consommation d'énergie et la taille du récupérateur aussi bas que possible. En effet, étant donné que la puissance maximale disponible des sources de récupération d'énergie comme les TEGs et des cellules solaires varient considérablement en fonction des conditions environnementales et de charge, un système de poursuite du point de la puissance maximale (MPPT) dynamique, qui suit le point de puissance maximum (MPP) sous des conditions variables, est extrêmement utile [20]. Le rôle du circuit MPPT est d'ajuster l'impédance d'entrée d'un convertisseur de puissance de sorte que la source d'énergie fonctionne à son point de puissance maximale dans différentes conditions environnementales. Plusieurs techniques pour implémenter des circuits MPPT ont été présentées dans la littérature [21–54]. Chaque technique MPPT a ses avantages et ses limites en termes de complexité de mise en œuvre, de coût, de vitesse de poursuite, de point de puissance maximum, d'efficacité de poursuite, etc.

En raison de la nature sporadique des sources d'énergie, la combinaison d'énergie provenant de plusieurs sources peut augmenter la fiabilité des systèmes de récupération d'énergie. Plusieurs architectures sont présentées dans la littérature pour la récupération d'énergie à sources

multiples [12, 17, 18, 55–67]. Parmi les architectures existantes, celles à inductance partagée [17, 18, 56, 57, 61, 62, 64–67] présentent de bonnes performances tant au niveau de complexité du circuit que de rendement sur un large intervalle de tension et de puissance. Néanmoins, des améliorations doivent être apportées pour combler certains défauts dans les techniques de sélection de sources d’énergie et rendre l’architecture de ces systèmes plus générique et facile à contrôler. En effet, la sélection de la source d’énergie est généralement faite avec une approche de multiplexage temporel, ou bien basée sur des priorités prédéfinies. Avec l’approche de multiplexage temporel, le convertisseur opère en mode DCM et les sources sont connectées au convertisseur une après l’autre, en respectant le critère de disponibilité qui est généralement le niveau de tension de la source par rapport à une tension de référence. Cette approche ne garantit pas le maintien de toutes les sources d’énergie opérationnelle à leurs tensions optimales. En cas d’une approche favorisant la source dominante, les autres sources sont rarement utilisées et leurs contributions sont non exploitées.

Également, dans les systèmes de récupération d’énergie à sources multiples, la plage d’impédance d’entrée requise pour le point de puissance maximum varie considérablement. Ainsi, pour un système de récupération d’énergie à sources multiples, le circuit MPPT doit avoir la capacité d’optimiser l’impédance d’entrée du convertisseur de puissance pour correspondre à l’impédance de sortie des sources d’énergie sur une large plage [68].

Un autre défi est de simplifier la stratégie du contrôle du convertisseur de puissance. La majorité des systèmes de récupération d’énergie à sources multiples présentés dans la littérature utilise des modes de contrôle spécifiques. L’application ou l’adaptation du mécanisme de contrôle à une autre architecture, même si elle est similaire avec une extension du nombre de sources d’énergie n’est pas évident.

Cette recherche vise à concevoir un système de récupération d’énergie à sources multiples flexible et efficace pour les appareils IoT. L’objectif est d’assurer un transfert optimal de l’énergie ambiante récupérée des sources à la charge tout en assurant la stabilité du système.

Les contributions de cette recherche sont les suivantes :

- Une revue de la littérature critique sur les systèmes de récupération d’énergie ambiante. Les caractéristiques des sources thermoélectriques et photovoltaïques sous différentes conditions environnementales sont examinées. Les systèmes de récupération d’énergie mono-sources sont comparés en fonction de leur rendement et leur plage de fonctionnement en tension et en puissance. En particulier, les architectures de conversion de puissance de ces systèmes sont classifiées et analysées. Également, les techniques de récupération d’énergie multisources sont discutées.
- Conception et implémentation d’un système de récupération d’énergie à haut ren-

dement opérant sur un large intervalle de tension (30 mV-1 V) et une large gamme de puissance (2,5 μ W-30,7 mW). Le système est conçu de manière modulaire et la gestion de l'énergie est assurée par la combinaison de la technique MPPT, tension de circuit ouvert fractionnaire (FOCV) avec un mode de contrôle par hystérésis en conjonction avec un contrôleur de commutation au passage à zéro (ZCS). Implémenté sur une technologie CMOS FDSOI 22nm, le système atteint un rendement maximum de 91,4% avec un TEG et 95,7% avec une cellule photovoltaïque.

- Implémentation d'une nouvelle technique de sélection de source pour un système de récupération d'énergie à sources multiples. La technique proposée résout le problème de divergence des transducteurs d'énergie de leurs points d'opération optimaux et assure l'adaptation de toutes les sources d'énergie simultanément à la charge.
- Implémentation d'un système de récupération d'énergie à sources multiples. L'architecture du système est basée sur un convertisseur élévateur à trois entrées. Le système intègre la technique de sélection de source proposée avec un mécanisme de commande par hystérésis, simplifiant largement le contrôle des unités de gestion de puissance pour les systèmes IoT. Le système atteint un rendement maximum de 88,3% sur une plage de puissance maximale d'entrée de 100 μ W à 30 mW.

Ce mémoire est organisé comme suit. Le chapitre 2 présente une analyse critique des systèmes de récupération d'énergie ambiante. Ces systèmes sont constitués principalement des transducteurs d'énergie qui convertissent l'énergie ambiante en électricité, des unités de conversion d'énergie, de gestion et de distribution et les unités d'acquisition, traitement et transmission des données. Ces systèmes peuvent aussi intégrer un système de stockage d'énergie qui peut être également utilisé pour alimenter le système. Dans ce chapitre, une analyse des générateurs thermoélectriques et les cellules photovoltaïques est présentée. Les générateurs thermoélectriques utilisent l'effet Seebeck pour convertir la chaleur en courant électrique. Ils présentent leurs puissances maximales à la moitié de leur tension de circuit ouvert. Les cellules photovoltaïques transforment la lumière en électricité. Elles présentent des caractéristiques non linéaires et variables sous des conditions environnementales différentes. Ces caractéristiques sont influencées principalement par la température et le niveau d'éclairement lumineux auquel elles sont soumises. Également, une étude comparative des convertisseurs de puissance utilisés dans les systèmes de récupération d'énergie est réalisée. Ces convertisseurs sont classés selon la topologie en convertisseur CC-CC inductif, convertisseur CC-CC à transformateur et convertisseur CC-CC à condensateur commuté. Les topologies basées sur des inductances se sont révélées plus efficaces dans des scénarios pour lesquels un large intervalle de tensions d'entrée est disponible au niveau de la source d'énergie. Elles offrent également un meilleur rendement par rapport aux autres topologies pour une large gamme de courants

de charge. Les circuits MPPT, utilisés pour contourner le caractère sporadique et aléatoire des sources d'énergie ambiante et maximiser la puissance à récolter, sont aussi discutés. Également, dans ce chapitre, les systèmes de récupération d'énergie à sources multiples sont comparés. Différentes architectures sont utilisées pour récolter l'énergie de plusieurs sources. Les architectures les plus utilisées sont la topologie *ORing*, les convertisseurs à inductance partagée et les convertisseurs à condensateur commuté [63]. La topologie *ORing* souffre des pertes de puissance causée par l'utilisation des diodes et sont utilisées généralement dans des implémentations discrètes. Les architectures à condensateurs commutés peuvent offrir une solution totalement intégrée. Cependant, leurs implémentations deviennent très complexes avec l'augmentation du nombre de sources d'énergie. Le partage de l'inductance dans les topologies de convertisseurs à entrées multiples peut constituer une solution fiable pour la récupération d'énergie à sources multiples quand les caractéristiques (tensions et puissance) des transducteurs d'énergie sont non homogènes et les conditions de charge sont dynamiques. Plusieurs techniques de sélection de source peuvent être implémentées conjointement avec cette topologie, et ils seront également discutés dans ce chapitre.

Le chapitre 3 présente la conception d'un système intégré de gestion de puissance qui s'interface avec les récupérateurs d'énergie ambiante pour permettre l'auto-alimentation, sans batterie, des appareils d'internet des objets (IoT). L'architecture proposée utilise un contrôle à hystérésis en conjonction avec un contrôleur ZCS pour réguler la tension de la source d'énergie à son point de puissance maximale (MPP) et pour fournir une tension de sortie constante de 1,8 V à la charge via un convertisseur élévateur. Pour extraire un maximum d'énergie de la source dans diverses conditions environnementales, un système de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) basé sur la technique tension en circuit ouvert fractionnaire (FOCV) est développé, qui permet au récupérateur d'énergie d'atteindre une efficacité de bout en bout élevée à faibles tensions d'entrée. Le schéma de contrôle proposé fonctionne pour une large gamme de résistances équivalentes du transducteur d'énergie et la tension optimale est obtenue en 250 μ s. Le circuit complet est conçu, optimisé et simulé à l'aide d'une technologie au silicium sur isolant entièrement appauvri (FD-SOI) de 22 nm utilisant des modèles de générateur thermoélectrique (TEG) et de cellule photovoltaïque (PV). Le système de récupération d'énergie proposé atteint un rendement maximal de 91,4% avec une plage de tension en circuit ouvert TEG de 60 à 500 mV et un rendement maximal de 95,7% avec une cellule photovoltaïque soumise à un niveau d'éclairement de 30 à 1000 W/m².

Dans le chapitre 4, la mise en œuvre d'une architecture pour un système de récupération d'énergie à sources multiples est présentée. L'architecture proposée, basée sur un convertisseur élévateur à inductance partagée, intègre une nouvelle stratégie de sélection de source. La sélection des sources d'énergie se fait de manière automatique selon leurs disponibilités

et l'état de charge de supercondensateur. En effet, cette sélection se fait de façon synchrone selon le niveau de tension par rapport à une tension de référence, qui est déterminée par un circuit MPPT basé sur la technique FOCV. L'objectif est de maintenir le point d'opération de chaque source d'énergie autour de son point d'opération optimal. Cette approche permet l'adaptation d'impédance de chaque source d'énergie à la charge et ainsi assurer que le maximum de puissance instantanée qu'on peut tirer des transducteurs d'énergie est disponible à l'entrée du convertisseur de puissance. Également, une approche de contrôle à hystérésis asynchrone est adoptée pour le contrôle du convertisseur de puissance, ce qui simplifie largement le mécanisme de commande des architectures à inductance partagée et les rendent facilement adaptables à supporter davantage de sources. L'architecture du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé offre un mécanisme de contrôle simple et efficace pour maximiser la puissance extraite des sources d'énergie et améliorer le rendement bout en bout du système de conversion de puissance. Le système de récupération d'énergie à sources multiples proposé est implémenté sur une technologie CMOS FD-SOI 22 nm. Les performances du système sont analysées et démontrées par simulations. Le système atteint un rendement maximal de 88,3% sur une plage de puissance maximale d'entrée de 100 μ W à 30 mW. Finalement, le chapitre 5 résume et conclut ce mémoire.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Les techniques de récupération d'énergie ambiante ont suscité un intérêt considérable grâce à leur potentiel promoteur de constituer une technologie clé pour les systèmes IoT et les nœuds de capteurs sans fils. En particulier, la récupération d'énergie à sources multiples s'est révélée être la meilleure option pour la fiabilité de ces systèmes. Dans ce chapitre, on va présenter d'abord l'architecture globale d'un système de récupération d'énergie ambiante. Nous allons ensuite décortiquer ses différents blocs. Tout d'abord, nous présentons des transducteurs d'énergie à courant continu. Une analyse des générateurs thermoélectriques et des cellules photovoltaïques sous différentes conditions environnementales est présentée. Également, une étude comparative des convertisseurs de puissance utilisés dans les systèmes de récupération d'énergie est réalisée. Les unités d'optimisation de l'énergie, à savoir les circuits MPPT sont examinés. Enfin, une synthèse des architectures de récupération d'énergie à sources multiples, ainsi qu'aux techniques de sélection des sources est présentée.

2.1 Récupération d'énergie ambiante

La récupération d'énergie est un processus par lequel l'énergie ambiante librement disponible est captée et stockée [69]. Nous pouvons récupérer de l'énergie à partir d'une variété de sources différentes : solaire photovoltaïque, vibrations, écoulement de fluide, thermiques, forces mécaniques, radiofréquences, etc. Les systèmes de récupération d'énergie comprennent principalement quatre parties, comme montré sur la Figure 2.1. Nous avons des transducteurs d'énergie qui génèrent de l'énergie à partir de l'énergie ambiante. Ces systèmes comprennent aussi une charge, par exemple les unités IoT qui détectent, acquièrent et transmettent des données. Un élément de stockage, comme une batterie ou un supercondensateur peut être aussi incorporé dans ces systèmes. Finalement, ces systèmes intègrent une unité de conversion et de gestion de puissance, qui optimise le flux d'énergie du bloc de production d'énergie vers la charge et l'élément de stockage. Le courant généré par le transducteur d'énergie peut être continu ou alternatif. Des exemples de transducteurs à courant continu sont les générateurs thermoélectriques, les cellules photo-voltaïques, les piles à biocombustibles. Les transducteurs à courant alternatifs comprennent les générateurs piézoélectrique, les antennes radio-fréquence, etc. Nous nous focalisons dans ce travail sur les sources d'énergie à courant continu, et particulièrement sur les générateurs thermoélectriques et les cellules photovoltaïques.

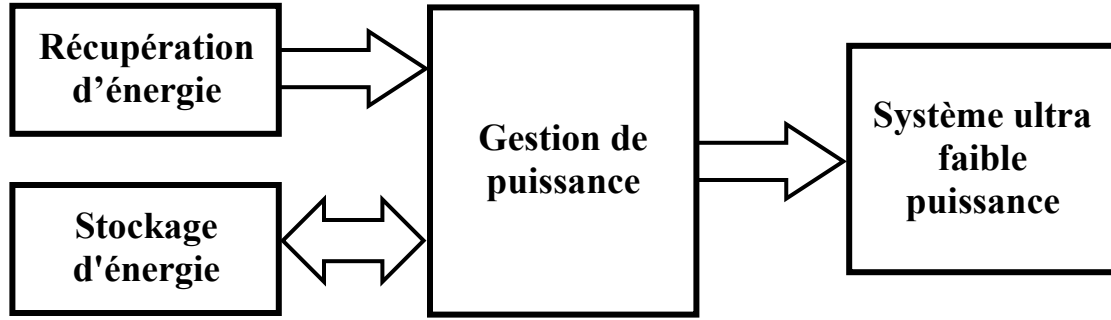


FIGURE 2.1 Architecture globale d'un système de récupération d'énergie ambiante

2.2 Sources d'énergie à courant continu

2.2.1 Générateurs thermoélectriques

Parmi les transducteurs d'énergie ambiante, les générateurs thermoélectriques commencent à se développer à grande échelle. Leurs faibles rendements énergétiques ne leur permettent pas d'être compétitifs pour des puissances thermiques importantes. Cependant, ils disposent d'atouts non négligeables à faible puissance comme une excellente robustesse ou une très bonne intégration dans les systèmes compacts, ce qui les rend très utiles comme source d'énergie pour les dispositifs IoT.

La thermoélectricité d'un matériau résulte du couplage hors équilibre entre ses propriétés électriques et thermiques [70]. Un module thermoélectrique est constitué de deux matériaux semi-conducteurs l'un de type p et l'autre de type n. C'est un convertisseur d'énergie bi-directionnel qui convertit l'énergie électrique en chaleur lorsqu'il est utilisé comme refroidisseur/réchauffeur thermoélectrique et convertit l'énergie thermique en énergie électrique lorsqu'il est utilisé comme générateur thermoélectrique.

Les effets thermoélectriques décrivent l'interaction entre la chaleur et l'électricité dans les solides. Les effets thermoélectriques qui ont lieu dans un module thermoélectrique comprennent l'effet Seebeck, l'effet Peltier et l'effet Thomson. A ces effets s'ajoutent l'effet Joule et la conduction thermique.

L'effet Seebeck, découvert par Thomas Seebeck en 1821, est la génération d'une tension électrique aux bornes de deux jonctions de matériaux dissemblables lorsqu'ils sont exposés à un gradient de température $\Delta T = T_H - T_C$, où T_H et T_C désignent les températures des côtés chaud et froid, respectivement [71]. Les générateurs thermoélectriques convertissent directe-

ment la chaleur en énergie électrique en utilisant l'effet Seebeck. L'effet Peltier, découvert par Jean-Charles Athanase Peltier en 1834, est un effet physique de déplacement de chaleur dû à un courant électrique qui survient lorsque deux conducteurs de natures différentes sont liés par des jonctions [70]. L'effet Thomson, découvert par William Thomson en 1851, décrit la dissipation ou l'absorption de chaleur dans un matériau conducteur soumis simultanément à un gradient de température et un courant électrique [70].

Dans la littérature, le TEG est habituellement modélisé soit par un modèle mixte (électro-thermique), soit par un circuit équivalent de Thévenin constitué d'une résistance constante et d'une source de tension proportionnelle au gradient de température aux bornes du générateur thermique [72, 73]. Le schéma équivalent du générateur thermoélectrique suivant le modèle de Thevenin est présenté à la Figure 2.2.

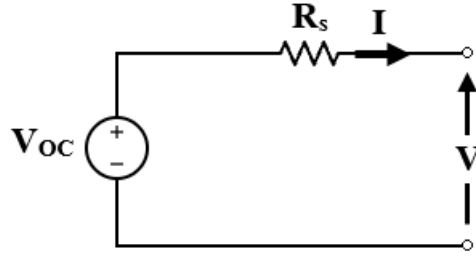


FIGURE 2.2 Circuit équivalent d'une cellule thermoélectrique

Les relations reliant la tension, le courant et la puissance de TEG en fonction du gradient de température sont les suivantes :

$$V_{oc} = \alpha \cdot (T_H - T_C) = \alpha \cdot \Delta T$$

$$P = \alpha \cdot I \cdot \Delta T - R_s \cdot I^2$$

Où V_{oc} est la tension en circuit ouvert de la TEG, α est le coefficient de Seebeck, ΔT est le gradient de température, P est la puissance du TEG, I est le courant généré et R_s est l'impédance du TEG

Pour illustrer le comportement du TEG sous différents gradients de température, une cellule thermoélectrique (modèle 1MC06-126-05_TEG) est considérée. Les spécifications de cette cellule sont présentées au Tableau 2.1. Les courbes caractéristiques de ce générateur thermoélectrique sont présentées à la Figure 2.3. En effet, il s'agit des courbes puissance-tension (P - V) et courant-tension (I - V) en fonction de la différence de température entre les bornes

du générateur thermoélectrique. Ces figures sont tracées avec le logiciel Matlab.

La Figure 2.3a montre les variations de puissance en fonction de la tension pour une différence de température variant de 2 à 10 °C. On peut remarquer que la tension de circuit ouvert du TEG est proportionnelle au gradient de température. Également, la puissance maximum générée, présentée avec la ligne noire pointillée, augmente avec l'augmentation de la différence de température aux bornes du TEG. La Figure 2.3b montre les variations du courant généré par le TEG fonction de la tension à ses bornes pour une différence de température variant de 2 à 10 °C. On peut constater que le courant varie linéairement avec la tension de la TEG. En analysant les courbes $P-V$ et $I-V$ du TEG, on peut constater que le TEG présente son point de puissance maximum à une tension égale à la moitié de sa tension en circuit ouvert pour un gradient de température considéré.

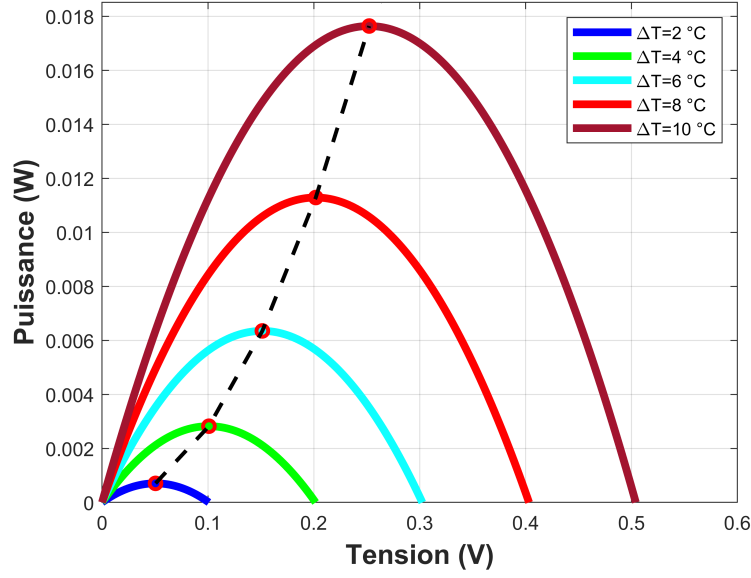
TABLEAU 2.1 Paramètres du générateur thermoélectrique utilisé (modèle 1MC06-126-05_TEG) pour $\Delta T=1$ °C

Paramètres	Valeur
Puissance maximale (P_{mpp})	176,16 μW
Tension en circuit ouvert (V_{oc})	50,4 mV
Courant au point de puissance maximale (I_{mpp})	6,99 mA
Résistance série (R_s)	3,6 Ω

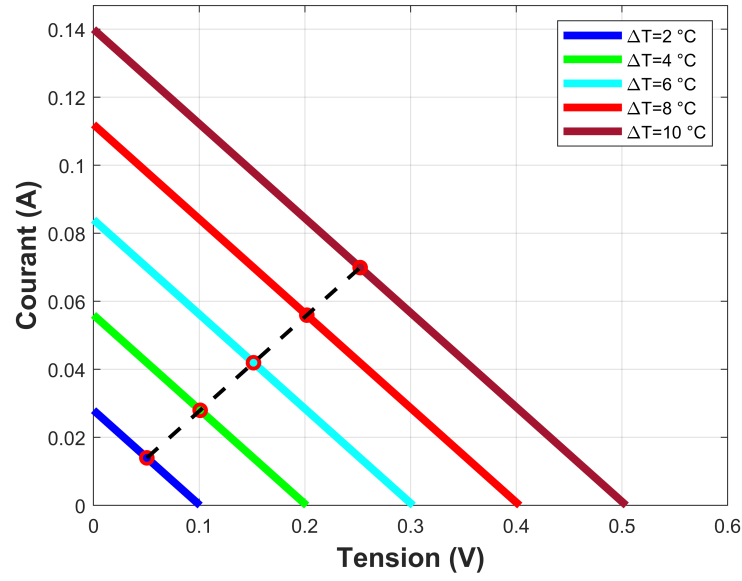
2.2.2 Cellules photovoltaïques

Une cellule solaire ou cellule photovoltaïque (PV) est un dispositif qui convertit l'énergie solaire en électricité par effet photovoltaïque. L'effet photovoltaïque peut être défini comme étant l'apparition d'une différence de potentiel (tension) entre deux couches d'une tranche semi-conductrice dont les conductivités sont opposées, ou entre un semi-conducteur et un métal, sous l'effet d'un flux lumineux [74].

Différents modèles sont présentés dans la littérature pour modéliser les cellules solaires [75]. Le modèle à deux diodes est présenté sur la Figure 2.4. Ce modèle tient compte des pertes de puissance par recombinaison dans la région d'appauvrissement. Comme il est montré sur la figure, ce modèle comporte une résistance série R_s et une résistance en dérivation ou shunt R_p . Ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique courant-tension de la cellule. La résistance série est la résistance interne de la cellule. Elle dépend principalement de la résistance intrinsèque du semi-conducteur utilisé et de la résistance des contacts ohmiques entre le métal et le semi-conducteur. La résistance shunt est due à un courant de fuite au niveau de la jonction. Elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée. I_{PV} est le photo-



(a)



(b)

FIGURE 2.3 Effet du gradient de température sur les caractéristiques P - V et I - V du générateur thermoélectrique

courant engendré par les radiations lumineuses.

Le courant de sortie de ce modèle à deux diodes est décrit par

$$I = I_{PV} - I_{01} \left[\exp \left(\frac{V + IR_s}{a_1 V_T} \right) \right] - I_{02} \left[\exp \left(\frac{V + IR_s}{a_2 V_T} \right) \right] - \frac{V + IR_s}{R_p}$$

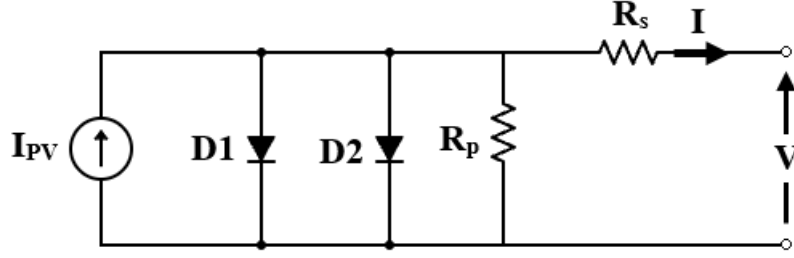


FIGURE 2.4 Circuit équivalent du modèle à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.

Le photo-courant est directement influencé par l'éclairement solaire G et la température T .

$$I_{PV} = \frac{G}{G_{STC}} \left(I_{SC_{STC}} + K_I (T - T_{STC}) \right)$$

Les courants de saturation des diodes I_{01} et I_{02} sont donnés par

$$I_{01} = I_{02} = \frac{I_{SC_{STC}} + K_I (T - T_{STC})}{\exp \left(\frac{V_{OC_{STC}} + K_V (T - T_{STC})}{V_T} \right)}$$

où I et V se réfèrent au courant de sortie et à la tension de sortie de la cellule photovoltaïque. V_T (égal à KT/q) est la tension thermique des diodes, k est la constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-19}$ J/K), q est la charge d'électrons ($1,60217646 \times 10^{-19}$ C) et T est la température en Kelvin. a_1 et a_2 sont les facteurs d'idéalité des diodes $D1$ et $D2$, respectivement. $I_{SC_{STC}}$ et $V_{OC_{STC}}$ sont le courant de court-circuit et la tension de circuit ouvert du module PV dans les conditions de test standard (STC), soit $T = T_{STC} = 298,15$ °K et $G = G_{STC} = 1000$ W/m².

Influence de l'éclairement solaire sur les caractéristiques P - V et I - V

Pour mieux illustrer l'influence des conditions environnementales sur les caractéristiques électriques du module PV, des tests de simulation sont effectués sur un module PV typique en faisant varier l'éclairement solaire G et la température T . Le modèle PV à deux diodes est utilisé en simulation. Les principales spécifications du module simulé (modèle KXOB25-14X1F) sont répertoriées dans le Tableau 2.2. Les courbes P - V et I - V sont tracées (avec Matlab) et discutées. La Figure 2.5 montre les caractéristiques électriques de la cellule PV sous des niveaux d'irradiation variables entre 50 à 1000 W/m². La température est fixée constante à 25 °C. Les caractéristiques P - V et I - V sont présentées sur les Figures 2.5a et 2.5b, respecti-

vement. La ligne pointillée noire représente le point de fonctionnement au point de puissance maximum (MPP), c'est-à-dire la puissance maximale P_{mpp} par rapport à la tension optimale V_{mpp} . Lorsque l'irradiation solaire augmente, le courant de court-circuit I_{sc} et la puissance maximale P_{mpp} augmentent. L'effet sur la tension en circuit ouvert V_{oc} et sur la tension au point de puissance maximum V_{mpp} est relativement faible, comme la dépendance du photocourant généré est logarithmique.

TABLEAU 2.2 Spécifications de la cellule photovoltaïque utilisée (modèle KXOB25-14X1F) dans les conditions STC

Paramètres	Valeur
Puissance maximale (P_{mpp})	30,7 mW
Courant de court-circuit (I_{SC})	58,6 mA
Tension de circuit ouvert (V_{OC})	690 mV
Courant au point de puissance maximale (I_{mpp})	55,0 mA
Tension au point de puissance maximale (V_{mpp})	560 mV
Coefficient de température de I_{SC} (K_I)	$26,5 \times 10^{-3} \mu\text{A}/^\circ\text{K}$
Coefficient de température de V_{OC} (K_V)	$-1,7 \times 10^{-3} \text{mV}/^\circ\text{K}$

Influence de la température sur les caractéristiques P - V et I - V

La température, d'autre part, affecte principalement la tension. Notamment, la tension en circuit ouvert dépend linéairement de la température. La Figure 2.6 montre les caractéristiques P - V et I - V sous différents niveaux de température compris entre 0 à 70 °C tandis que l'irradiance est maintenue à 1000 W/m². Comme le montre la Figure 2.6a, lorsque la température augmente, la puissance photovoltaïque maximale diminue. De plus, les tensions en circuit ouvert V_{oc} et V_{mpp} diminuent également. Parallèlement, une légère augmentation est observée sur la Figure 2.6b dans le courant de court-circuit I_{sc} .

Comme indiqué précédemment, les caractéristiques électriques de la cellule PV sont fortement influencées par les conditions météorologiques. Les courbes P - V et I - V présentent clairement des caractéristiques non linéaires. La puissance et le courant de sortie de la cellule PV dépendent de la tension de fonctionnement PV, de la température et de l'éclairement solaire. Le courant de court-circuit est directement proportionnel au niveau d'irradiation, tandis que la tension V_{mpp} est davantage influencée par la température que par l'irradiation. La Figure 2.7 montre la puissance maximale théorique disponible en fonction des changements de température et d'irradiation. On observe que la puissance maximale est directement proportionnelle à l'éclairement solaire et inversement proportionnelle à la température. On observe également que le niveau d'éclairement solaire a un effet significatif sur la puissance maximale par rap-

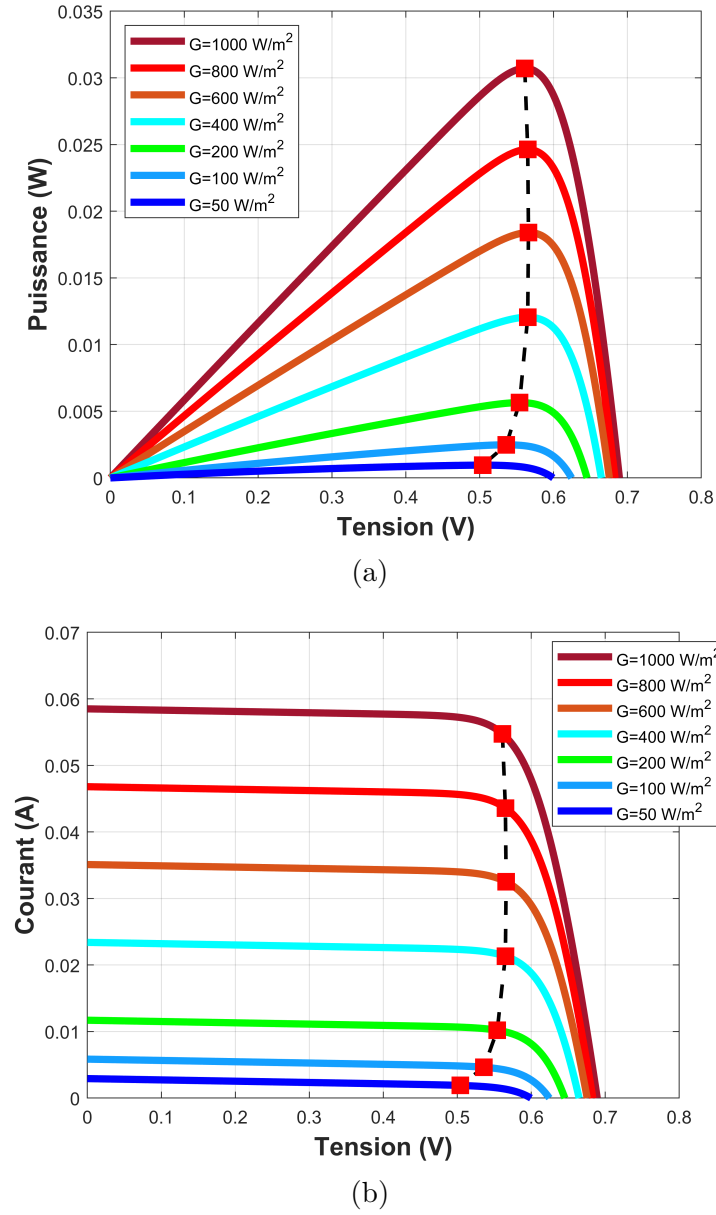
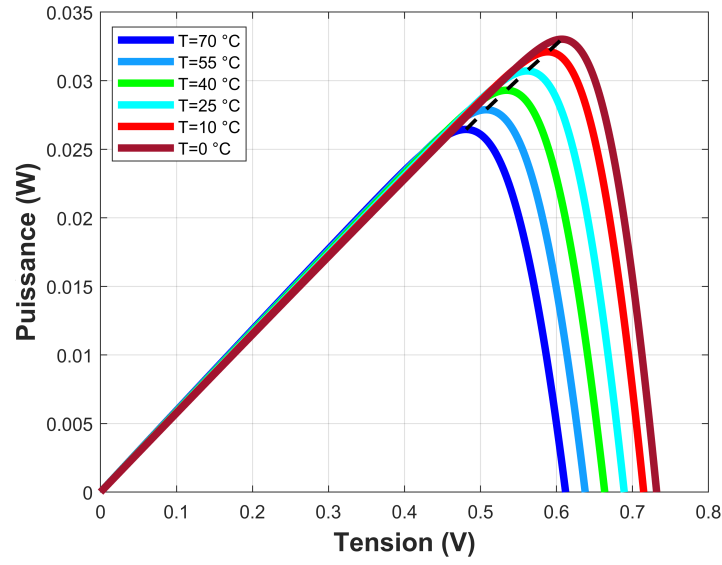
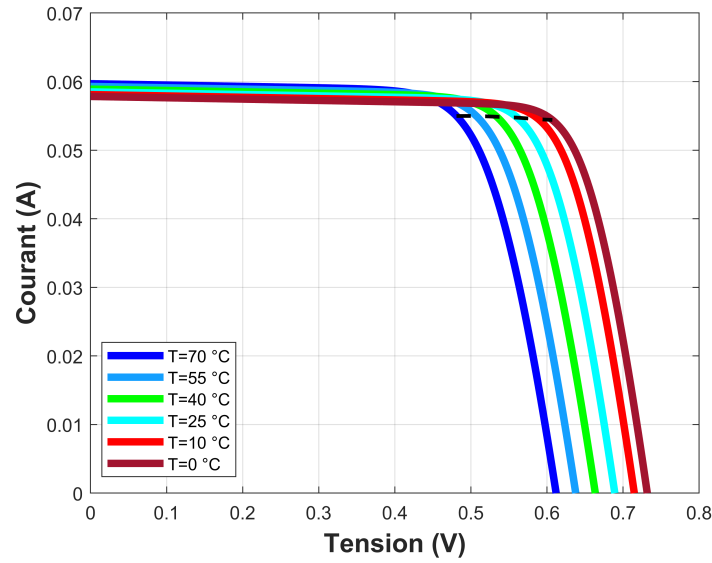


FIGURE 2.5 Effet de l'éclairement solaire sur les caractéristiques P - V et I - V de la cellule photovoltaïque

port à la température. Par conséquent, la puissance maximale disponible dépend davantage de l'éclairement lumineux que de la température.



(a)



(b)

FIGURE 2.6 Effet de la température sur les caractéristiques P - V et I - V de la cellule photovoltaïque

2.3 Convertisseurs CC-CC

Dans de nombreuses applications, il existe une demande croissante pour des convertisseurs de puissance qui convertissent une tension en une autre et qui peuvent être implémentés dans un petit volume. Les exemples sont les appareils portables, qui deviennent plus petits tout en incluant un nombre croissant de fonctionnalités qui nécessitent diverses conversions. Plusieurs

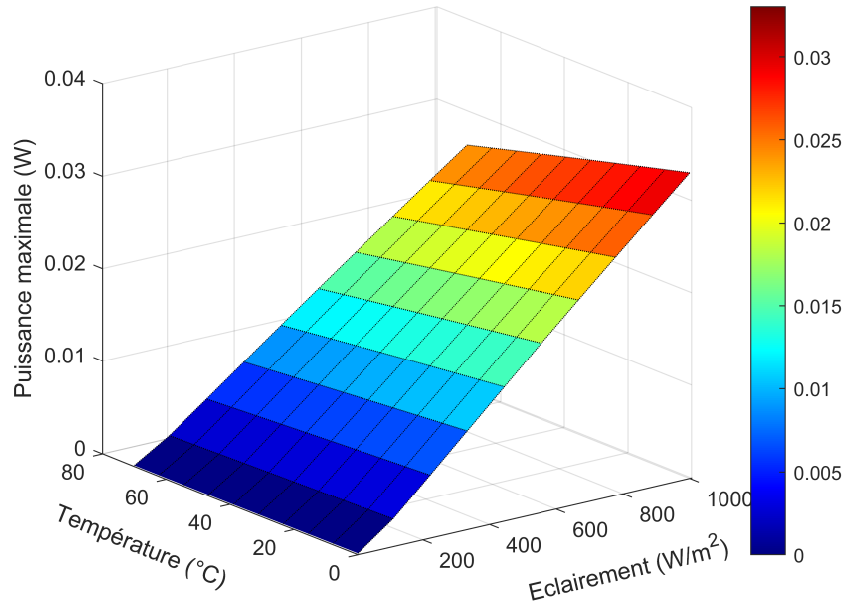


FIGURE 2.7 Puissance maximale en fonction des changements des conditions environnementales

systèmes comportent des récupérateurs d'énergie, pour lesquels la conversion de tension efficace et à faible niveau de puissance est une caractéristique clé. En général, deux approches existent pour convertir une tension en une autre [76]. La première approche implique un circuit à temps continu avec un élément dissipatif qui est généralement appelé régulateur linéaire. Seul l'abaissement de tension est possible dans ce cas. La deuxième approche implique un circuit en mode commuté avec un ou plusieurs éléments de stockage d'énergie et permet à la fois d'augmenter et de diminuer la tension ainsi que l'inversion. Le type d'élément de stockage d'énergie peut être soit un condensateur, conduisant à un convertisseur à condensateur commuté, soit une inductance, conduisant à un convertisseur inductif ou possiblement une combinaison des deux.

L'utilisation de régulateurs linéaires pour s'adapter à la conversion de tension n'est pas désirable dans de nombreuses applications en raison de leur faible efficacité. En particulier dans les cas où la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie est grande, cela conduirait à une trop grande dissipation dans un petit volume et à des températures associées élevées. Les convertisseurs de puissance à découpage offrent la possibilité de réaliser la conversion de tension avec un rendement plus élevé. Cependant, des composants réactifs, c'est-à-dire des inductances et/ou des condensateurs, sont nécessaires pour mettre en œuvre

ces convertisseurs.

2.3.1 Convertisseurs CC-CC à découpage inductifs

Les trois topologies de convertisseur CC-CC à découpage inductif de base couramment utilisées sont le convertisseur abaisseur, le convertisseur élévateur et le convertisseur abaisseur-élévateur, montrés sur la Figure 2.8. Ces topologies sont non isolées, c'est-à-dire que les tensions d'entrée et de sortie partagent une masse commune. La topologie de convertisseur fait référence à la manière dont les commutateurs et l'inductance sont connectés. Ces types de convertisseurs sont largement utilisés dans les systèmes de récolte d'énergie grâce à leur capacité d'opérer sur un large intervalle de tensions d'entrée et de puissance.

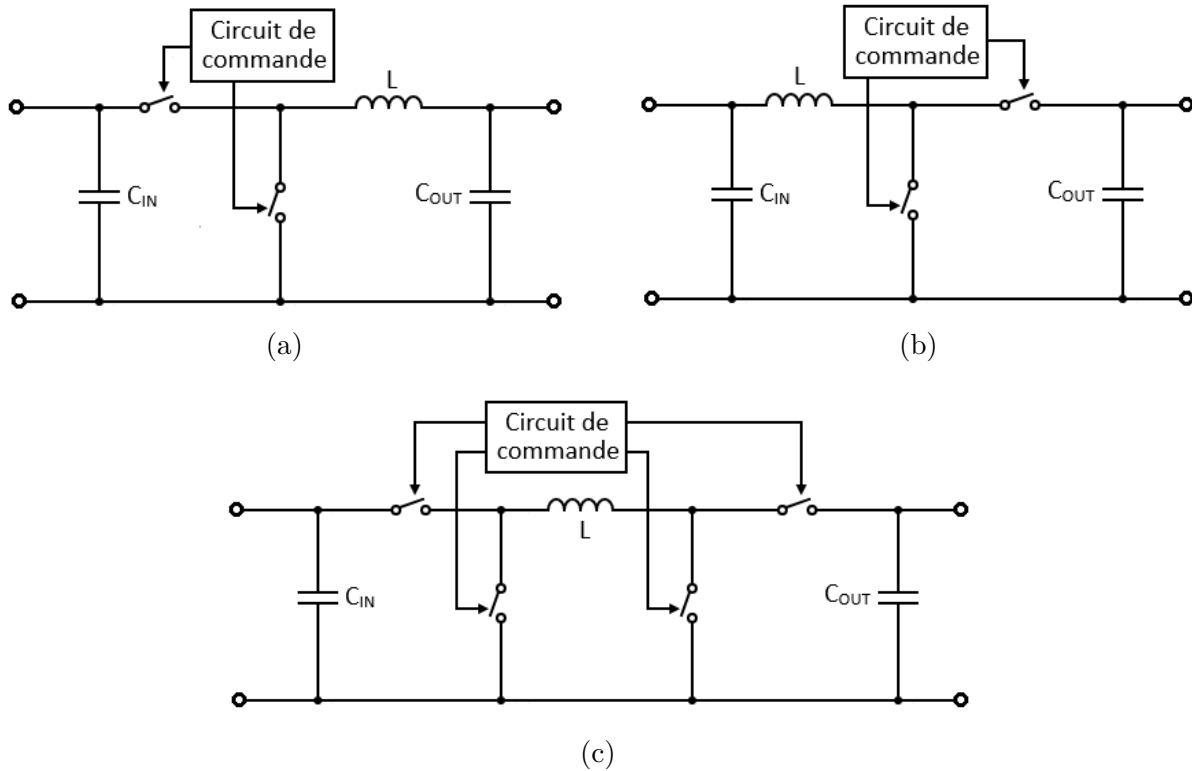


FIGURE 2.8 Convertisseurs CC-CC à découpage inductifs synchrones. (a) Convertisseur abaisseur. (b) Convertisseur élévateur. (c) Convertisseur élévateur-abaisseur

2.3.2 Convertisseurs CC-CC à condensateurs commutés

Les convertisseurs CC-CC à condensateurs commutés ou pompes de charge peuvent être utilisés pour diminuer ou augmenter les tensions, souvent dans des applications à faible

puissance. Les pompes de charge utilisent un interrupteur pour contrôler la connexion d'une tension d'entrée à travers un condensateur.

Par exemple, le doubleur de tension utilise un condensateur commuté pour doubler la tension d'alimentation, comme illustré à la Figure 2.9. Dans la première moitié du cycle, les commutateurs S_1 et S_4 sont fermés et les commutateurs S_2 et S_3 sont ouverts. Le condensateur dit de flyback (C_f) est connecté aux bornes de la tension d'entrée. Dans la seconde moitié du cycle, les interrupteurs sont inversés avec S_1 et S_4 ouverts, et S_2 et S_3 fermés. Le condensateur est commuté et connecté en série avec l'entrée et la charge, doublant la tension aux bornes de la charge (la somme de la tension d'entrée et de la tension du condensateur). Un condensateur de filtrage de sortie (C_o) est utilisé pour le lissage de tension a sortie pulsée de la pompe de charge. Une possibilité d'implémentation pour ce type de convertisseur consiste à utiliser deux inverseurs, le premier pour la paire (S_1, S_2) et le deuxième pour la paire (S_3, S_4).

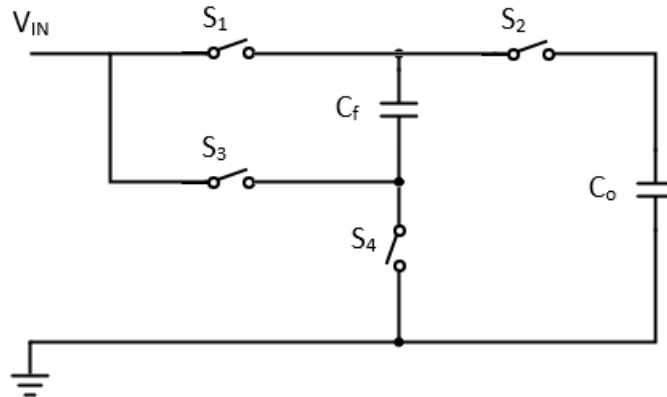


FIGURE 2.9 Schéma d'un convertisseur doubleur à condensateurs commutés

2.3.3 Convertisseurs CC-CC à transformateur

Les convertisseurs basés sur des transformateurs comprennent des inductances couplées avec un faible rapport de spires primaire : secondaire qui permet d'augmenter une faible tension continue d'entrée au niveau de l'enroulement secondaire. Un exemple de ce type de convertisseur est le convertisseur flyback montré sur la Figure 2.10, qui est généralement appliqué dans les systèmes de récupération d'énergie pour les plages de faible niveau de puissance. Cette topologie est également devenue une solution standard pour proposer un convertisseur à gain élevé impliquant un dispositif transformateur. Cette topologie est développée à partir du convertisseur abaisseur-élevateur, dans lequel un transformateur offre une isolation entre la source et la sortie.

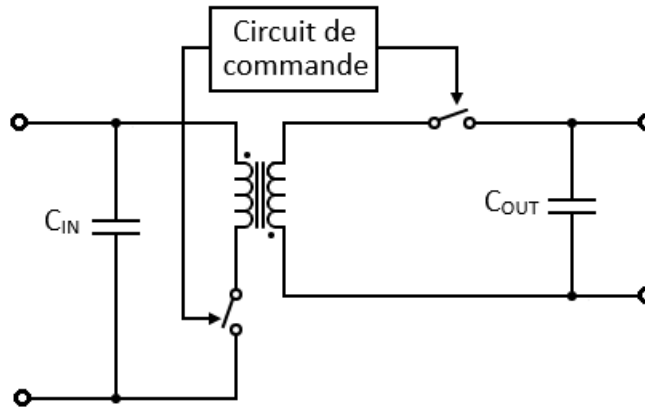


FIGURE 2.10 Schéma d'un convertisseur flyback

2.3.4 Comparaison des convertisseurs utilisés pour la récupération d'énergie

Dans cette section, les convertisseurs sont comparés en fonction de leurs performances en régime permanent dans des conditions typiques rencontrées dans les applications à récupération d'énergie. Sur les Figures 2.11, 2.12 et 2.13, les convertisseurs sont divisés en trois topologies : convertisseurs basés sur une inductance (bleu), des condensateurs commutés (SC) (rouge) et des convertisseurs à transformateurs (vert). Les métriques des circuits qui sont considérées sont l'efficacité maximale obtenue, la puissance maximale d'entrée et le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée minimale.

Initialement, les trois topologies de convertisseur sont comparées en fonction du rendement maximum par rapport à la puissance maximale d'entrée, comme le montre la Figure 2.11. Il faut noter que pour les systèmes analysés, le rendement maximum n'est pas obtenu forcément pour la puissance maximale d'entrée. C'est aussi le cas pour la tension d'entrée minimale, présenté sur les Figures 2.12 et 2.13. Dans cette analyse, l'objectif est d'apporter une illustration graphique pour mieux voir les plages de fonctionnement de chaque convertisseur en termes de puissance et de tension.

En analysant la Figure 2.11, on peut voir que la plupart des circuits existants pour les applications liées à IoT analysés se concentrent entre 0,1 mW et 10 mW. De nombreux circuits SC ont un niveau de puissance maximale inférieur, délivrant moins de 0,1 mW. Cela est dû au fait que les SC ont principalement un petit facteur de forme, ce qui entraîne une capacité de puissance réduite du circuit.

L'efficacité varie considérablement en fonction de la puissance maximale et de la topologie. Par exemple, le rendement des convertisseurs SC augmente généralement avec une augmentation de la puissance de sortie. Cependant, généralement, c'est le contraire pour les conver-

tisseurs basés sur un transformateur, tandis que pour le cas des convertisseurs inductifs, le rendement ne montre aucune tendance évidente avec le niveau de puissance. Les convertisseurs à inductance peuvent travailler sur un large intervalle de puissance.

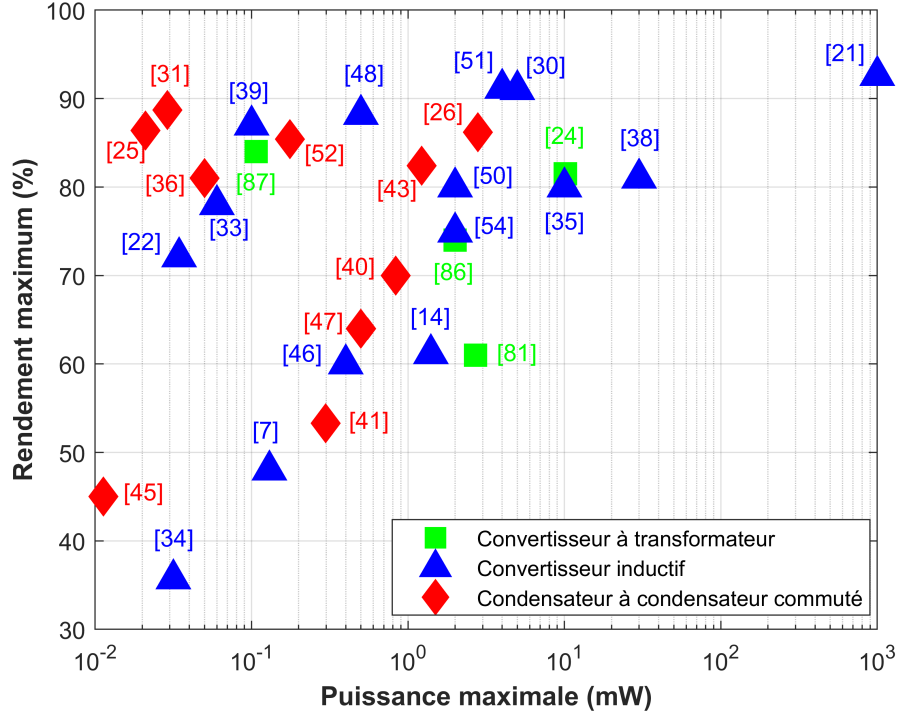


FIGURE 2.11 Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC en fonction de la puissance maximale d'entrée

La Figure 2.12 montre l'efficacité maximale des convertisseurs par rapport à la tension d'entrée minimale. La tension d'entrée minimale varie de 3,5 mV à 1 V. Une grande partie des travaux sur les SC se concentre sur des tensions d'entrée de 0,3 V ou plus, car, comme mentionné ci-dessus, le nombre d'étages pour produire une tension de sortie utilisable est limité par la taille, le coût et l'efficacité. Les solutions basées sur des inductances fonctionnent sur une large gamme de tensions d'entrée minimale allant de 3,5 mV à 1 V. On peut constater aussi que les convertisseurs à transformateur peuvent fonctionner à des tensions d'entrée faibles. Pour tous les convertisseurs, le rendement augmente généralement avec une tension d'entrée accrue, ce qui s'explique par l'effet relativement moindre des chutes de tension aux bornes des dispositifs de commutation.

Le troisième paramètre pris en compte est le rapport de tension de sortie par rapport à la tension d'entrée minimale en fonction de l'efficacité maximale du convertisseur, comme le

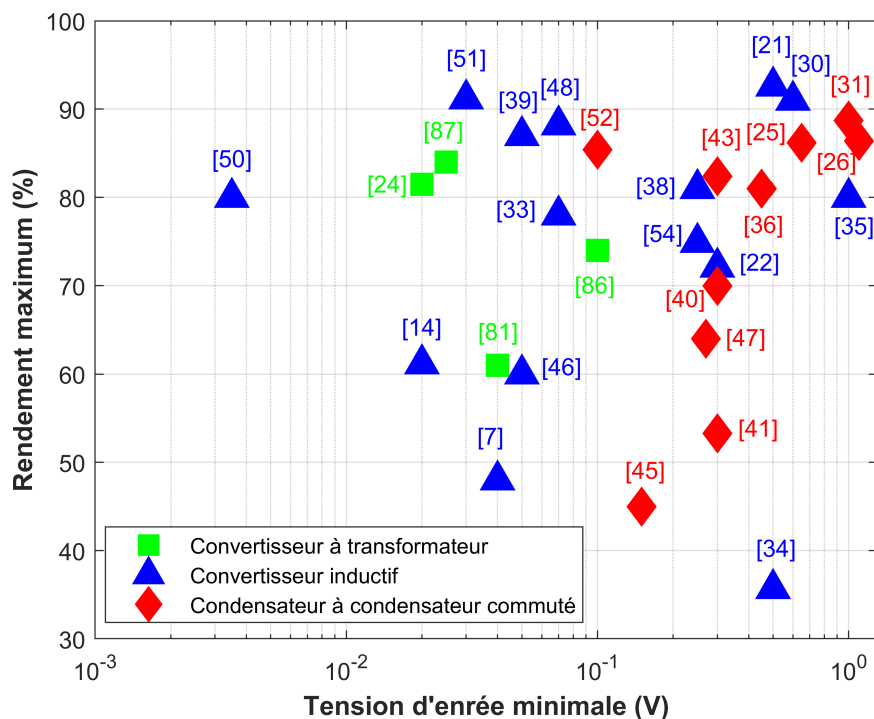


FIGURE 2.12 Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC par rapport à la tension d'entrée minimale

montre la Figure 2.13. En examinant initialement les circuits SC, beaucoup ont des taux de conversion de tension inférieurs, compris entre 3 et 10. Encore une fois, cela est en partie dû au le petit facteur de forme de ces circuits. L'augmentation du rapport de conversion de tension nécessitant des composants et entraîne une plus grande empreinte de circuit. Les convertisseurs inductifs ont une large gamme de rapports de conversion de tension allant de 1 à 324. Également, les convertisseurs à transformateur peuvent avoir un taux de conversion de tension très élevé. La tendance globale du rendement pour tous les convertisseurs examinés montre un rendement plus élevé pour un rapport de conversion de tension faible. Ceci s'explique par un nombre réduit d'étages du circuit de commutation ou un rapport cyclique réduit.

En examinant les données des Figures 2.11, 2.12 et 2.13, des convertisseurs adaptés peuvent être choisis pour une gamme de conditions d'entrée et de sortie. Par exemple, ces données montrent que les solutions basées sur des inductances et des transformateurs sont plus adaptés à une puissance relativement élevée, tandis que les SC sont plus adaptées à une puissance plus faible. Les solutions SC sont limitées à des plages de conversion de tension faibles. Cette

limitation est due au fait que les solutions SC nécessitent un nombre entier d'étages, tandis que la tension de sortie des circuits basés sur une inductance et un transformateur peut varier en fonction du rapport cyclique.

En général, un système présentant une puissance de sortie plus élevée, un rapport de conversion de tension plus faible et une tension d'entrée relativement élevée donne un convertisseur à haut rendement. Cependant, pour de nombreux systèmes IoT, les paramètres d'entrée et de sortie sont souvent limités en fonction des exigences du système et de l'application et de volume disponible. En général, les convertisseurs inductifs ont un rendement plus élevé que les convertisseurs basés sur des condensateurs commutés et sur transformateur.

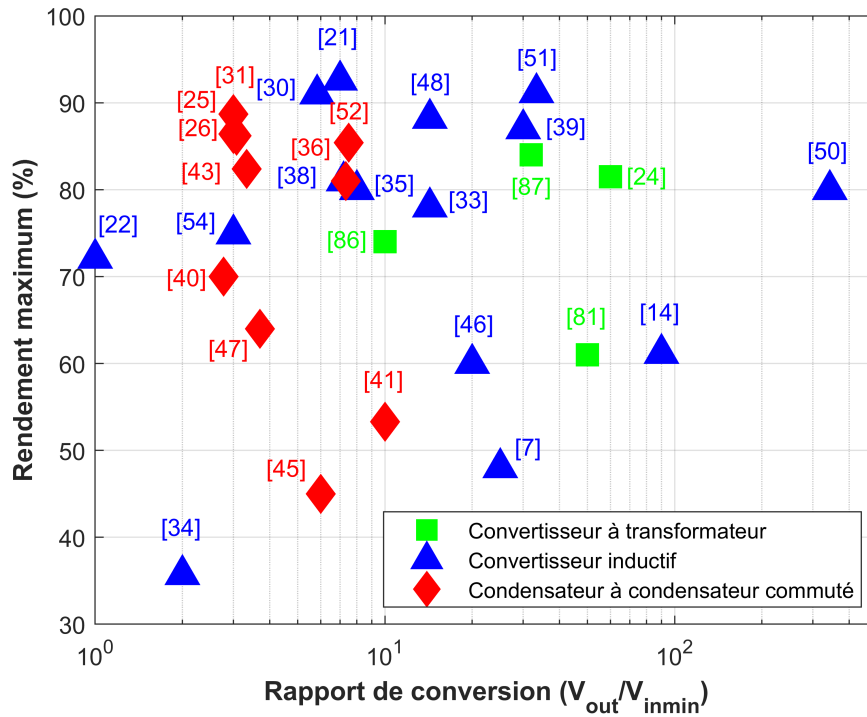


FIGURE 2.13 Efficacité des systèmes de récupération d'énergie rapportés dans la littérature basés sur un convertisseur CC-CC par rapport au rapport de conversion de tension

2.4 Gestion d'énergie

2.4.1 Contrôle optimal des convertisseurs de puissance

Une boucle de contrôle du convertisseur de puissance doit assurer une bonne régulation de la source et de la charge, en maintenant la tension de sortie constante lorsque la tension

d'entrée et le courant de sortie varient. Deux stratégies de contrôle de base peuvent être distinguées, y compris la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et la modulation de fréquence d'impulsion (PFM) [77]. Avec PWM, la fréquence de commutation est fixe et le rapport cyclique pour piloter les commutateurs de puissance est variable. Dans le cas du PFM, la fréquence de commutation augmentera avec le courant de charge. En comparant les techniques de contrôle PFM et PWM pour le cas de la conversion inductive, PFM conduit à un meilleur rendement énergétique à très faible puissance de sortie et charges légères, en raison des pertes de commutation plus faibles associées à la fréquence de commutation inférieure [76]. A faible puissance et fortes charges, le mode de contrôle PWM s'est avérée plus avantageux car il permet un meilleur contrôle des ondulations de la tension et ainsi un meilleur rendement en puissance. Un autre mode de contrôle est la modulation par saut d'impulsion (PSM) qui peut être utilisé en cas d'ultra basse puissance. Dans ce mode, quelques cycles de commutation sont négligés pour économiser de l'énergie et diminuer les pertes par commutation.

Un autre choix principal doit être fait entre le mode de conduction continue (CCM), où le courant d'inductance circule en continu, et le mode de conduction discontinue (DCM), où le courant d'inductance est nul pendant un certain temps. Le mode CCM conduit à une génération plus simple de signaux de commande de commutateur et peut conduire à des résultats meilleurs [78], mais en particulier à de très faibles puissances de sortie, le passage au mode DCM est plus logique du point de vue d'efficacité. Le fonctionnement en mode DCM nécessite une synchronisation plus complexe des signaux de commande de l'interrupteur, par exemple en déterminant le moment où le courant de l'inductance est nul [76,79].

2.4.2 Techniques MPPT de base utilisée pour les systèmes IoT

Les algorithmes de poursuite du point de la puissance maximale (dits MPPT pour Maximum Point Power Tracking) sont utilisés pour maximiser l'efficacité du récupérateur d'énergie dans différentes conditions environnementales et de charge [68]. Étant donné que la puissance générée par les sources de récupération d'énergie ambiante est faible, pour être pratiques, les techniques MPPT doivent avoir un rendement élevé tout en ayant la consommation d'énergie la plus faible possible. Pour cette raison, les techniques MPPT sophistiquées qui nécessitent des calculs gourmands ne sont généralement pas utiles pour la récolte d'énergie à faible puissance à cause de leur consommation élevée.

Deux techniques qui sont largement utilisées pour les systèmes de récupération d'énergie ambiante à faible puissance sont la technique dite de Tension de Circuit Ouvert Fractionnaire (FOCV) et la technique dite Perturber et Observer (P&O) ou sa variante Escalade de la

Colline (HC - Hill Climbing). Bien que ces deux techniques soient relativement simples, les architectures pour les implémenter varient considérablement et ces dernières influent largement le rendement des systèmes de récupération d'énergie à faible puissance.

FOCV est l'une des techniques MPPT les plus largement utilisées en raison de ses faibles pertes de poursuite du point de la puissance maximum et de son simple circuit d'implémentation [21,38,44,47,52,80–83]. La tension de sortie au point de puissance maximum (V_{mpp}) peut être considérée comme une fraction de la tension en circuit ouvert (V_{oc}) de certaines sources de récupération d'énergie. Par exemple, cette fraction varie approximativement entre 0,70 et 0,85 avec des conditions d'éclairement solaire variables, puisque (V_{oc}) et la puissance de sortie changent avec l'intensité lumineuse. Pour un TEG, avec différents degrés de différentiel de température (ΔT), V_{mpp} est d'environ 50% de V_{oc} [80]. Par conséquent, pour un fonctionnement au MPP, $V_{mpp} = k.V_{oc}$, où k varie de 0,70 à 0,85 dans le cas des cellules solaires alors qu'il est d'environ 0,5 pour les TEG. Ainsi, k doit être déterminé empiriquement en caractérisant la source d'énergie dans des conditions environnementales variables. Une fois que k est connu, V_{mpp} peut être calculé et la tension de sortie de la source d'énergie peut être comparée à V_{mpp} pour déterminer si le système fonctionne au point optimal.

La seconde MPPT est appelée la méthode Perturber et Observer (P&O ou escalade de la Colline (HC)). La méthode HC consiste à perturber le rapport cyclique d'un convertisseur de puissance tandis que la méthode P&O consiste à perturber la tension (ou le courant) fournie par une source d'énergie. Dans cette méthode, l'impédance de charge vue par la source d'énergie est manipulée en continu et ainsi l'algorithme continue à gérer le changement de point de puissance maximum. Au fur et à mesure que le point de fonctionnement se déplace de plus en plus vers le point de puissance maximale, la puissance elle-même continue d'augmenter. Ainsi, l'algorithme pousse en permanence le point de fonctionnement vers la direction de l'augmentation de la puissance. L'algorithme commence par détecter la tension ou le courant du générateur de récupération d'énergie. Ensuite, il fournit une perturbation dans une direction en utilisant soit la tension (V) ou le courant (I) ou le rapport cyclique (d). Si la perturbation entraîne une augmentation de la puissance, alors l'algorithme P&O fournira une autre perturbation dans la même direction et continuera à le faire tant que la puissance ne cesse d'augmenter. D'autre part, si le changement de puissance est négatif, alors l'algorithme change de direction et fournit une perturbation dans la direction opposée. Lorsque le point de puissance maximum est atteint, le système oscille autour du point de fonctionnement optimal. Cela provoque une perte de puissance qui augmente avec le pas de la perturbation. Si le pas de la perturbation est important, les méthodes HC/P&O répondront rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement. Cependant, les pertes de puissance seront plus importantes lorsque les conditions de fonctionnement sont stables ou évoluent

doucement. D'autre part, si la taille du pas de perturbation est petite, les pertes de puissance dans des conditions de fonctionnement stables ou évoluant lentement seront inférieures, mais le système ne sera pas en mesure de répondre rapidement aux changements brusques des conditions de fonctionnement.

En analysant l'algorithme P&O, on peut déduire aussi que son efficacité repose principalement sur la résolution de système de mesure de la puissance et la résolution de la variable de commande générée. Pour diminuer la puissance de bloc MPPT, plusieurs auteurs ont proposé des versions simplifiées de cet algorithme, qui repose sur la diminution de la résolution de la variable de contrôle [28, 84, 85]. En effet, 16 valeurs sont allouées pour la fréquence du signal PFM dans [84] tandis que 7 valeurs seulement sont permises dans [85]. Cette approche permet certainement de réduire la complexité et la consommation du circuit MPPT, cependant, elle limite la capacité de la poursuite du point de puissance maximum. En effet, la plage de résistance à adapter est discrétisée avec un large pas, ce qui rend la technique non efficace pour une large gamme de charge et augmente les fluctuations dans la tension d'entrée de convertisseur de puissance. Les auteurs en [28] ont généré une tension de commande par charge/décharge d'un condensateur. Néanmoins, aucune information n'est rapportée sur la différence de voltage dans un cycle MPPT.

2.4.3 État de l'art sur les techniques MPPT utilisées dans les systèmes de récupération d'énergie ambiante

Les auteurs en [21] ont proposé un système de poursuite de point de puissance maximum en combinant deux techniques, FOCV à taux de montée/descente amélioré (SRE-FOCV) et une technique MPPT basée sur intégration d'impulsions (AZ PI-MPPT). La technique FOCV est utilisée quand des conditions de faibles éclairissements sont détectées tandis que AZ PI-MPPT est appliqué pour un récupérateur d'énergie photovoltaïque dans des conditions d'éclairement élevé. Ce schéma double MPPT est utilisé soit en conjonction avec un contrôleur PWM ou un contrôleur PFM en fonction de la charge.

Dans la technique SRE-FOCV, les auteurs ont implémenté un circuit pour estimer la tension en circuit ouvert de la cellule solaire. En effet, une relation est définie pour estimer la tension de circuit ouvert en fonction de la tension au point de puissance maximum précédant implémenté à l'aide d'un amplificateur et deux résistances. Un comparateur et un latch SR contrôlent le passage de la tension de référence, de la tension au point de puissance maximum précédent à la tension de circuit ouvert estimée. Une minuterie de stabilisation permet alors à la tension de la cellule solaire de se stabiliser à V_{oc} . Le temps transitoire de la technique SRE-FOCV est 2,9 ms et sa consommation avec un contrôleur PFM est 215,792 μW .

Une autre manière de mise en œuvre de la technique FOCV est proposée dans [22]. Le schéma de contrôle MPPT se compose de trois parties principales : un bloc d'échantillonnage de la tension de circuit ouvert et génération d'une tension de référence, un bloc de comparaison en domaine temporel, et un bloc de modulation de fréquence de commutation avec commande à temps constant.

[23] ont proposé une technique MPPT basée sur un algorithme HC pour la récupération d'énergie RF. Dans ce travail, les auteurs ont implémenté un redresseur à nombre d'étages variable et le circuit MPPT contrôle simultanément la résistance de sortie effective du redresseur et le nombre d'étages effectif pour s'adapter aux conditions de charge optimales. Le système peut exécuter la poursuite de point de puissance maximum lorsque la tension de sortie est supérieure à 0,4 V. Le système MPPT se compose principalement de deux parties. Le premier bloc fournit une tension de polarisation et le deuxième bloc est le bloc de calcul MPPT. Le système dispose de trois modes : le mode veille avec un bloc activé en permanence, un mode poursuite pour la recherche et le classement, et un mode inactif qui peut désactiver le système MPPT mais qui laisse fonctionnel un oscillateur commandé en tension.

Dans [24], les auteurs ont proposé une technique MPPT avec échantillonnage adaptatif bi-dimensionnel (2D-MPPT). Dans cette technique, l'échantillonnage de l'entrée est effectué lorsqu'un changement relativement important de la tension est détecté. Sinon, la tension optimale est poursuivie en contrôlant le temps d'activation des transistors de convertisseur CC-CC.

La Figure 2.14 montre le schéma fonctionnel du contrôleur 2D-MPPT. Il se compose d'un circuit d'échantillonnage, d'un générateur de retard et d'un générateur d'horloge. Le circuit d'échantillonnage mesure la tension de circuit ouvert du transducteur d'énergie avec un diviseur de tension capacitif, ce qui rend la technique 2D-MPPT similaire à la technique FOCV. En effet, lorsque Φ_1 est activé pendant un court instant, le V_{TEG} est échantillonné en déconnectant le convertisseur de l'entrée. Par la suite, Φ_2 devient élevé et la tension échantillonnée V_{MPP} est divisée par partage de charge entre C_1 et C_2 . Un comparateur COM1 effectue la comparaison entre la tension échantillonnée et la tension d'entrée V_{IN} .

Dans le générateur de retard, une pompe de charge est implémentée à l'aide d'un circuit de type Dickson. La sortie V_{CP} de la pompe de charge définit le courant de polarisation du PDC et détermine son retard. En combinant V_{CP} et Φ_{Ab} , le PDC ajoute le retard et détermine le temps d'activation du convertisseur. La sortie OUT_{delay} du PDC est combinée avec Φ_2 dans une porte AND. Lorsque Φ_2 est bas, S_{N1} est désactivé. Pendant le temps où Φ_1 est en état haut, le convertisseur se détache du TEG ; cela permet l'échantillonnage de la tension d'entrée. Le système est implémenté dans un process 0,18 μm et la consommation totale du

bloc de contrôle est de 1206 nW.

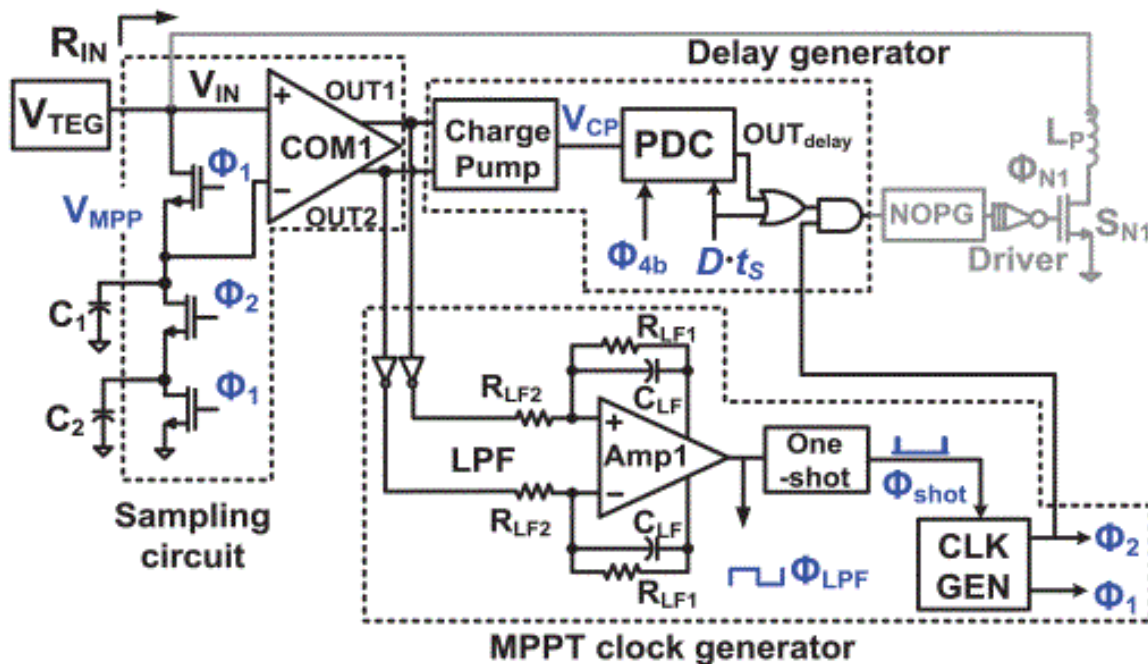


FIGURE 2.14 Schéma du contrôleur MPPT 2D © 2019 IEEE [24]

[25] ont proposé une méthode HC modifiée, la technique HC en domaine temporel. Cette technique quantifie le temps nécessaire pour charger un condensateur tampon avec un convertisseur temps-numérique. Dans cette méthode, le temps de charge est supposé être indicatif pour un convertisseur à condensateur commuté. Le système se compose d'une voie directe pour la distribution d'énergie et de deux voies de contrôle : une pour le contrôle MPPT et une pour la régulation de charge. Dans le chemin direct, une pompe de charge est utilisée pour élever la tension d'entrée au niveau requis et transmettre la puissance récoltée aux charges. Pour le bloc MPPT, une machine à états finis (FSM) exécute l'algorithme HC pour régler la résistance équivalente de la pompe de charge et recherche le point de puissance maximale. Ainsi, MPPT est effectuée en comparant des durées mesurées numériquement à partir de deux points, et la capacité est modulée en tant qu'une impédance variable.

[26] ont mis en œuvre une technique MPPT modifiée pour un convertisseur à condensateur commuté. Cette technique est basée sur l'algorithme P&O et ce dernier est exécuté par une machine à états finis. Un compteur progressif/régressif de 6 bits est utilisé pour représenter la fréquence de commutation, et l'incrémentations/décrémentations du compteur est déterminée par la sortie de la machine d'état. Une horloge à fréquence constante de 1 kHz est utilisée pour le fonctionnement de FSM.

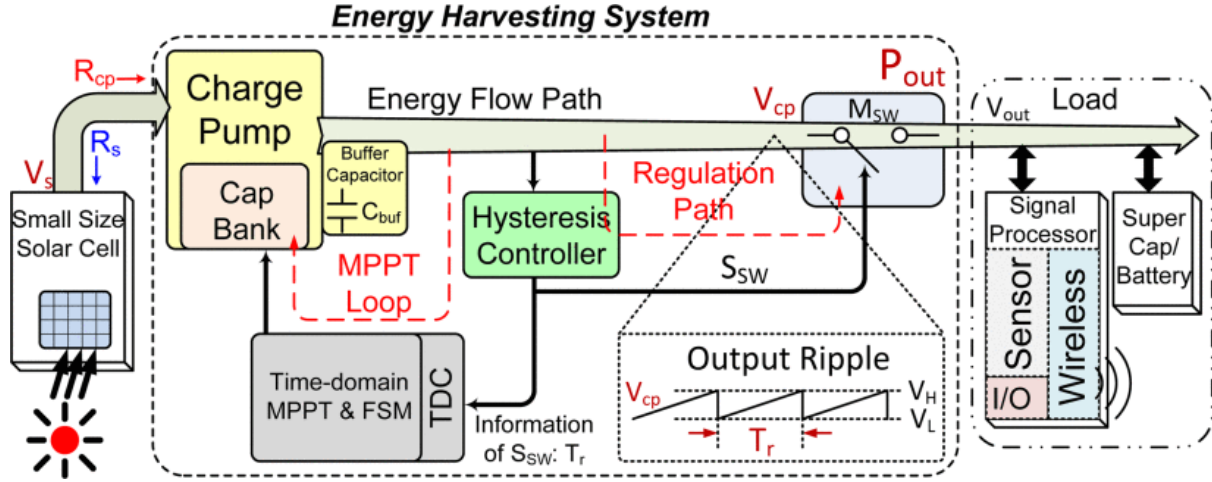


FIGURE 2.15 Schéma fonctionnel d'un système de récupération d'énergie [25] © 2015 IEEE

Dans un autre travail [27], le courant de sortie et la tension d'entrée sont quantifiés pour effectuer un traitement numérique. Le MPPT proposé se compose de cinq blocs principaux, à savoir, une pompe de charge à condensateur commuté reconfigurable, une unité de traitement numérique où s'exécute un algorithme MPPT 3D-HC, un détecteur de tension programmable pour détecter la plage de tension d'entrée, générateur de tension de référence, et enfin un oscillateur programmable pour générer le signal d'horloge. Le système récupère de l'énergie et fournit une tension de sortie régulée de 1 V.

Un autre contrôleur MPPT numérique basé sur l'algorithme P&O et proposé dans [28]. Cette technique est appliquée sur un récupérateur photovoltaïque avec une puissance qui varie entre 0,1 et 3 mW. Dans ce travail, aucun convertisseur analogique-numérique n'est utilisé, et la valeur de la puissance d'entrée est calculée avec un multiplicateur d'impulsions. La puissance de contrôleur est 20,9 μ W.

Une autre implémentation de la technique P&O pour récupérateur photovoltaïque est présentée dans [29]. Cette technique fonctionne en faisant varier la fréquence de commutation du convertisseur CC-CC pour modifier l'impédance d'entrée et ainsi modifier la tension de fonctionnement de la cellule photovoltaïque pour assurer un fonctionnement au point de puissance maximale.

[30] ont proposé un contrôleur MPPT basé sur l'intégration de courant (CI). Dans cette méthode, le courant de sortie est mesuré et intégré sur deux condensateurs. La routine P&O est utilisée pour générer une tension de référence pour un contrôleur PWM. Le contrôleur est testé sur un récupérateur RF alimentant un supercondensateur.

Les auteurs en [31] ont implémenté la technique HC pour un convertisseur à condensateur

commuté. L'approche de modulation de la valeur du condensateur est adoptée pour régler l'impédance vue par la source d'énergie. Le système peut récupérer jusqu'à $29 \mu\text{W}$ et un pic d'efficacité est achevé à $16 \mu\text{W}$.

D'autres systèmes de récupération d'énergie implémentent des techniques MPPT dédiées comme contrôle à temps de charge constant (CCT) [7], boucle de contrôle de réaction négative (NFC) [40] et MPPT incluant l'impact de la variation de la charge [54]. Le Tableau 2.3 résume les performances de quelques récupérateurs d'énergie.

TABLEAU 2.3 Comparaison de performances de quelques systèmes de récupération d'énergie

Réf.	Année	Source d'énergie	Process	Tension d'entrée	MPPT	Rendement maximum	Plage de puissance d'entrée	Tension de sortie	Architecture du convertisseur
[81]	2012	TEG	130nm	40-300mV	FOCV	61% @ $2,7\text{mW}$	$2,7\text{mW}$	2V	Élévateur à transformateur
[86]	2014	TEG/BFC	130nm	0, 1-1V	Changement adaptatif d'impédance	74% @ 2mW	2mW	1V	Élévateur à transformateur
[14]	2014	TEG	500 nm	20-150mV	FOCV	61,15% @ $V_{in} = 140\text{mV}$	$675 \mu\text{W}$ - 1.4 mW	1, 8-2, 5 V	Élévateur
[25]	2015	PV	180nm	1, 1-1.5V	HC	86, 4% % @ $12\mu\text{W}$	$21\mu\text{W}$	3, 3V	SC
[31]	2015	PV	180nm	1-1, 5V	HC	88, 7% @ $16\mu\text{W}$	$29\mu\text{W}$	3-3, 5	SC
[33]	2015	-	180nm	70mV	FOCV	78% @ $16\mu\text{W}$	$0, 3-60\mu\text{W}$	1-2V	Élévateur
[34]	2015	RF	180nm	500mV	Non	35, 7%	-15dBm	1-2V	Élévateur
[35]	2015	PEG	350nm	1-7V	FOCV	80%	$33\mu\text{W}$ - 10mW	1-8V	Abaisseur-élévateur
[7]	2015	TEG	180nm	$\geq 40\text{mV}$	CCT	48% @ $V_{out}=2,5\text{V}$	$130\mu\text{W}$	1-3V	Élévateur
[36]	2016	PV	180nm	450mV-3V	HC	81%	$50\mu\text{W}$	3, 3V	SC
[38]	2016	BFC/TEG/PV	180nm	0, 25-1, 1V	DMPPT	81%	$10\mu\text{W}$ - 30mW	1, 8V	Élévateur
[39]	2016	RF/PEG/PV	180nm	50-500mV	FOCV	87% @ $20\mu\text{W}$	$100\mu\text{W}$	1, 5V	Abaisseur-élévateur
[40]	2017	PV	180nm	0, 3-0, 8V	NFC	70%	$833\mu\text{W}$ (sortie)	0, 833V	SC
[41]	2017	PV	65nm	0, 3-0, 5V	Non	53.3% @ $V_{cap}=0,5\text{V}$	$298\mu\text{W}$	3V (Batterie)	SC
[43]	2017	PV	180nm	0.3-0.65V	NFC	82,4%	$1, 22\text{mW}$	1V	SC
[45]	2017	TEG	65nm	150-300mV	Non	45% @ $V_{in} = 0, 2\text{V}$	$11, 3\mu\text{W}$	0, 9-1, 6V	SC
[46]	2018	TEG	180nm	50-300mV	FOCV	60%	$400\mu\text{W}$	1-1, 6V	Élévateur
[47]	2018	TEG	130nm	0, 27-1V	FOCV	64%	$<500\mu\text{W}$	1V	SC
[30]	2018	RF	65nm	0, 6-1, 2V	CI, P&O	91%	$5\mu\text{W}$ - 5mW	0-3, 5V	Abaisseur-élévateur
[48]	2019	PEG/RF/PV	180nm	$\geq 70\text{mV}$	FOCV	88,2% @ $1,8\mu\text{W}$	$500\mu\text{W}$	1V	Élévateur
[24]	2019	TEG	180nm	20-450mV	FOCV (MPPT 2D)	81,5% @ $1,88\text{mW}$	$10, 1\text{mW}$	1, 2V	Élévateur à transformateur
[87]	2019	TEG	180nm	25-300mV -25-300mV	FOCV	84% @ $67,6\mu\text{W}$	$107\mu\text{W}$	0, 8V, 1, 086V	Élévateur/Flyback à transformateur
[50]	2020	TEG	180nm	3.5-100mV	MPPT sensible aux pertes	80% @ $V_{oc} = 100\text{mV}$	2mW	1, 2V	Élévateur
[21]	2020	PV	350nm	0.5-2.4V	AZ-PI, SRE-FOCV	92,6% @ $0,06\text{W}$	$650\mu\text{W}$ - 1 W	3, 5V	Élévateur
[51]	2021	PEG/RF/PV	180nm	30mV-1V	FOCV	91,15% @ $12,25\mu\text{W}$	4mW	1V	Élévateur
[52]	2021	TEG	180nm	0.1-0.5V	PFM basée sur SC	85,4% @ $V_{oc} = 850\text{mV}$	$176\mu\text{W}$	0, 75V	SC
[22]	2021	TEG	130nm	$\geq 0,3\text{V}$	FOCV	72,1% @ $34,4\mu\text{W}$	$34,4\mu\text{W}$	0, 3V	Élévateur
[26]	2022	PV	28nm	0, 65-1.5V	P&O HC	86,2% @ $V_{out} = 1\text{V}$ 78,8% @ $V_{out} = 2\text{V}$	$60\mu\text{W}$ - $2,8\text{mW}$	$<2\text{V}$	SC
[54]	2022	PV	65nm	$\geq 0,25\text{V}$	LI-TB	74,9% @ $V_{in} = 1, 5\text{mV}$ et $V_{out} = 1\text{V}$	2mW	0, 75-1, 2V	Élévateur

2.5 Récupérateurs d'énergie à sources multiples

Plusieurs fabricants de circuits intégrés conçoivent des composants pour le marché de la récupération d'énergie et proposent plusieurs types d'interfaces de gestion de l'énergie pour la récupération d'énergie. Leur étage d'entrée est typiquement destiné à un ou deux types de générateurs. De nombreux circuits intégrés de cellules solaires couvrent également les générateurs thermoélectriques à faible gradient, car leurs profils de sortie sont similaires et peuvent donc être pilotés de la même manière. Cependant, il existe des compromis et de nombreuses

solutions ont des spécifications larges pour garantir une large gamme d'applications et un volume élevé. Différentes approches ont été proposées pour combiner la puissance de plusieurs sources [63], comme montré sur la Figure 2.16. Une méthode simple consiste à connecter en parallèle toutes les sources à travers une structure *ORing* [12, 55, 58]. D'autres travaux proposent le schéma de multiplexage d'entrée [59] en remplaçant les diodes par des transistors. Cette approche permet de réduire les pertes de conduction par rapport à l'architecture *ORing*. Une autre méthode consiste à partager l'inductance dans un convertisseur CC-CC inductif à entrées multiples [57]. Plusieurs travaux sont présentés en utilisant cette approche et la sélection de la source d'énergie est faite de plusieurs manières. En effet, la sélection de la source peut se faire par ordre de priorité, selon les tensions générées par les transducteurs d'énergie ou les puissances disponibles. Elle peut se faire aussi par multiplexage temporel où les sources d'énergie sont sélectionnées une après l'autre. Également, la sélection de la source peut se faire via multiplexage temporel basé sur le niveau de tension de chaque transducteur d'énergie par rapport à une tension de référence ou par rapport à la tension de point de puissance maximum instantanée de chaque transducteur d'énergie. Le dernier approche utilisée pour la combinaison de l'énergie provenant de plusieurs sources consiste à utiliser un circuit à condensateur commuté (SC) [60]. Le principal avantage de cette approche est qu'elle peut constituer une solution totalement intégrée. Cependant, l'implémentation de cette approche devient complexe quand le nombre de sources d'énergie augmente (plus de deux sources). Également, cette approche ne garantit pas en général l'adaptation de chaque transducteur d'énergie, et la gamme de la tension de sortie est très limitée et dépend du nombre d'étages du convertisseur à condensateur commuté utilisé.

2.5.1 L'architecture *ORing*

L'architecture *ORing* [12, 55, 58] est utilisée pour récolter l'énergie provenant de plusieurs sources via des diodes. Cette architecture constitue une approche simple et modulaire, capable de prendre en charge un nombre arbitraire de sous-systèmes de collecte d'énergie connectés en parallèle. L'utilisation de diodes dans cette topologie réduit la complexité de l'unité de gestion de puissance en assurant un fonctionnement autosynchronisé du système de récupération de l'énergie. Cependant, cette architecture présente plusieurs inconvénients. En effet, l'utilisation des diodes provoque des pertes de puissance supplémentaires causées par la chute de tension directe sur les diodes. Le rendement de système de récupération d'énergie peut être dramatiquement affecté quand les tensions générées par les transducteurs d'énergie sont de même ordre de grandeur, voir inférieures à la tension de seuil des diodes utilisées. Également, bien que les auteurs dans [55], [58] ont incorporé des circuits MPPT en conjonction avec cette architecture, on peut remarquer que l'énergie provenant de tous les transducteurs

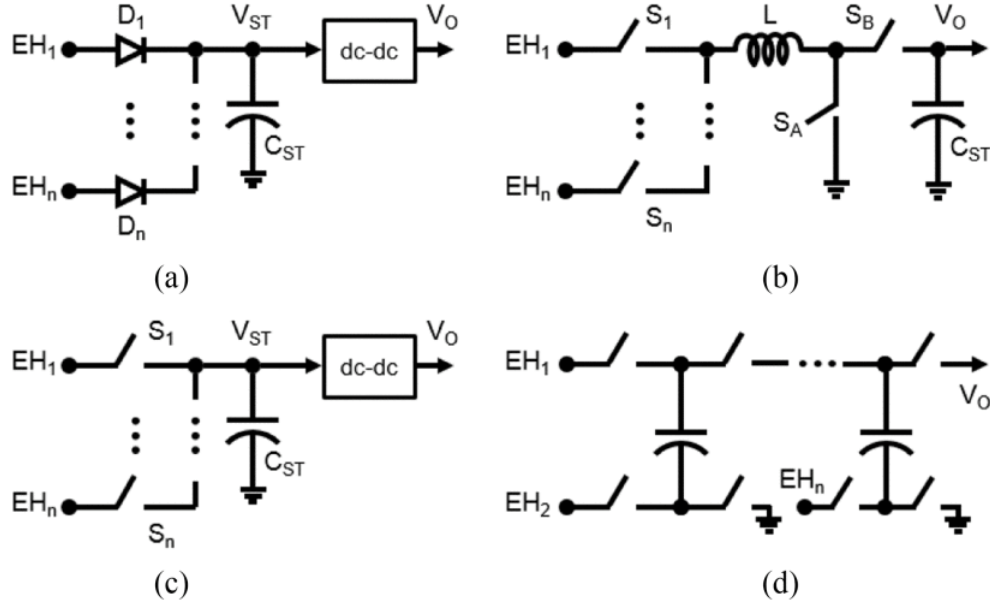


FIGURE 2.16 Méthodes de combinaison d'énergie : (a) *ORing*, (b) inductance partagée, (c) multiplexage d'entrée et (d) condensateurs commutés © 2019 IEEE [63]

n'est pas vraiment additionnée. Au lieu de cela, seule la source d'énergie avec la plus grande tension d'entrée est sélectionnée et délivrée au convertisseur de puissance.

2.5.2 Convertisseur élévateur à entrées multiples

Les auteurs dans [59] ont proposé un convertisseur élévateur non isolé à quatre entrées qui peut être utilisé pour la récupération d'énergie à sources multiples. L'architecture de ce convertisseur est montrée sur la Figure 2.17. La tension de sortie est réglée en contrôlant le rapport cyclique de signal de commande des transistors des convertisseuses en fonction des tensions d'entrée. Dans cette architecture, l'énergie est extraite de chaque source d'entrée et utilisée pour charger le condensateur de l'étage suivant. Ce convertisseur peut être vu comme une pompe de charge Dickson modifiée où chaque étage diode-condensateur est remplacé par un convertisseur élévateur connecté à une source d'énergie. Cependant, cette topologie présente certains inconvénients. En effet, elle nécessite de multiples inductances, ce qui la rend une solution encombrante et coûteuse. Également, l'association d'une quelconque technique MPPT avec ce convertisseur n'est pas démontrée, ce qui peut nuire à l'efficacité des systèmes de récupération d'énergie qui adoptent cette topologie.

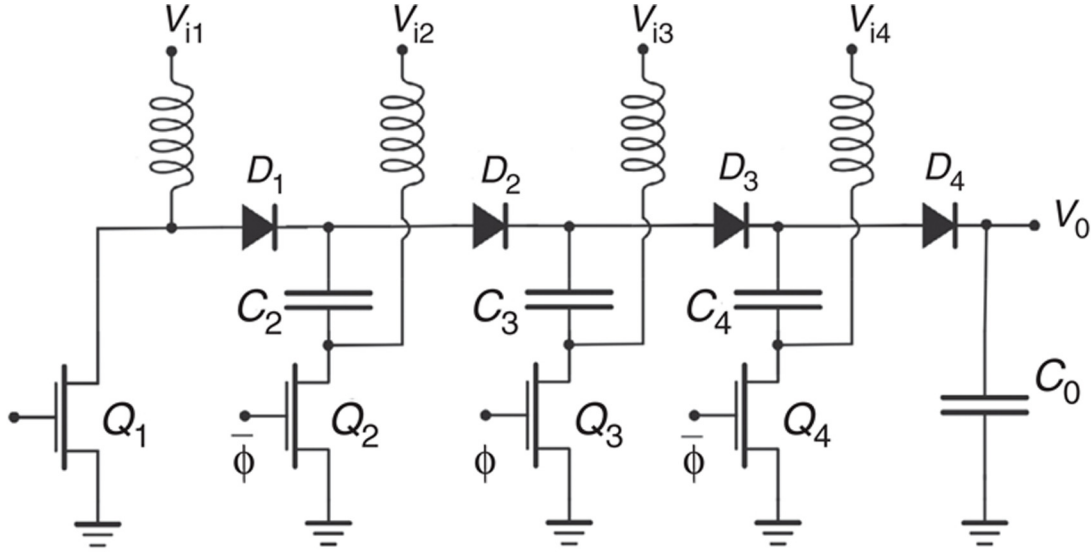


FIGURE 2.17 Convertisseur élévateur non isolé à entrées multiples © 2017 IET [59]

2.5.3 Convertisseurs CC-CC à inductance partagée

La récupération d'énergie à sources multiples peut se faire via une architecture à inductance partagée. Comme mentionnée précédemment, des convertisseurs CC-CC inductifs à entrées multiples sont utilisés en partageant l'utilisation de l'inductance par les sources d'énergie [17,18,56,57,61,62,64–67]. Cette architecture peut théoriquement supporter un grand nombre de transducteurs d'énergie de différents types CC ou CA. Par exemple, cette architecture est utilisée dans [18] en interfaçant neuf sources d'énergie (deux PV + cinq PEG + deux TEG) avec un convertisseur abaisseur-élévateur. Le schéma bloc du système proposé dans [18] est présenté sur la Figure 2.18. Une technique MPPT basé sur FOCV est utilisée pour les sources continues tandis que la technique SECE (extraction de charge électrique synchrone) est déployée pour le PEG. Le convertisseur CC-CC fonctionne en mode DCM et la sélection de la source d'énergie est contrôlée par un contrôleur logique. Des priorités prédéfinies sont fixées pour chaque type de transducteur d'énergie. Les priorités les plus élevées sont données pour les sources piézoélectriques tandis que les priorités inférieures sont assignées aux sources CC (PV et TEG).

Un autre système à sources multiples à inductance partagée est proposé dans [56]. Le système peut gérer deux sources CC (PV et TEG) et la sélection du transducteur d'énergie est implémentée avec une approche de multiplexage temporel, et non basé sur des priorités prédéfinies. Cependant, des composants discrets sont utilisés pour la mise en œuvre du système.

Dans [61] et [66], les auteurs ont récupéré l'énergie à partir de multiples générateurs piézo-

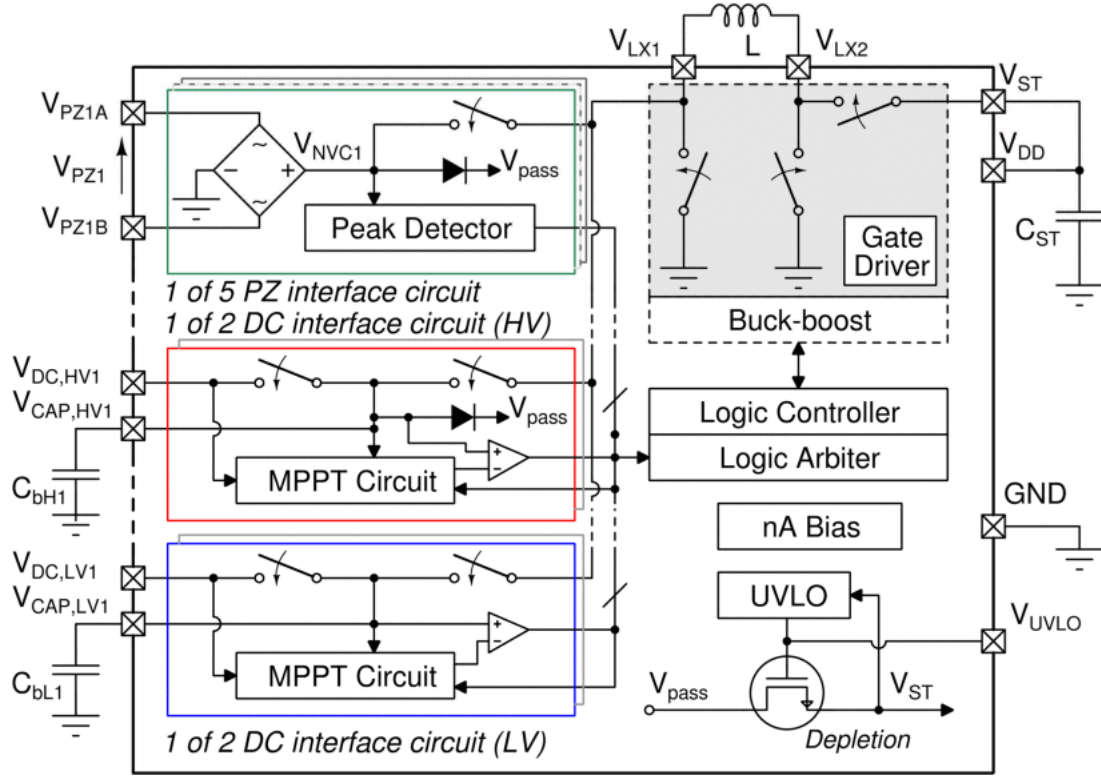


FIGURE 2.18 Circuit de combinaison d'énergie basé sur un convertisseur abaisseur-élevateur avec inductance partagée © 2014 IEEE [18]

électriques (PEG) avec des composants discrets. [66] a adopté un circuit d'interface de PEGs basé sur la technique, commutation et décharge synchronisées vers un condensateur de stockage via une inductance (SSDCI), tandis que [61] ont utilisé la technique dite extraction de charge électrique synchrone (SECE).

Les auteurs dans [17] ont proposé un convertisseur à entrées et sorties multiples (MISIMO) pour récupérer l'énergie à partir de trois sources CC (PV, TEG et BFC). Un contrôleur asynchrone est implémenté pour la sélection de source en se basant sur le niveau de tension de chaque transducteur par rapport à sa tension de point de puissance maximum. Lorsque toutes les tensions des sources sont au-dessous de leurs valeurs optimales, une batterie est utilisée comme source d'énergie.

Dans un autre travail [62], les auteurs ont utilisé une technique de contrôle basée sur le contrôle du courant crête de l'inductance pour contrôler un convertisseur abaisseur-élevateur. Le système proposé peut gérer deux sources d'énergie CC (PV et TEG) avec une sélection automatique. Un mode double-source est incorporé pour maintenir le point de fonctionnement des deux transducteurs d'énergie autour de leurs points de puissance maximum. Les auteurs

dans [64] ont proposé également un système de récupération d'énergie qui supporte trois sources d'énergie. Le système repose sur un convertisseur abaisseur-élevateur opérant sur quatre modes de fonctionnement différents, à savoir la récolte, le recyclage, le stockage et la sauvegarde. Le mode de fonctionnement est automatiquement sélectionné en fonction des conditions d'entrée et de charge à l'aide du mécanisme de sélection automatique de la source. Dans [65], une technique de rejet à double conversion est implémentée sur un convertisseur abaisseur-élevateur pour améliorer l'efficacité de conversion de puissance dans des conditions de charge légère. Le convertisseur intègre également un mode de double conversion abaisseur pour maximiser la puissance de sortie. Dans un autre travail [67], un contrôleur asynchrone est utilisé pour la sélection de la source d'énergie dans un système utilisant un convertisseur abaisseur-élevateur. Le convertisseur abaisseur-élevateur conventionnel fonctionne sur deux modes pour transférer la puissance. Un troisième mode est proposé par les auteurs dans [67] pour prévenir les tensions des sources d'énergie de s'écarter de leurs tensions de points de puissances maximales.

2.5.4 Convertisseur à condensateur commuté

La topologie à condensateur commuté peut être utilisée pour combiner l'énergie de plusieurs sources d'énergie ambiante [60, 63]. Le concept de base d'un combineur de sources basé sur cette architecture est illustré à la Figure 2.19 [60]. La technique consiste à convertir une entrée CC en une forme CA, puis à la superposer à une autre entrée CC. Une tension de sortie est alors générée en redressant la forme d'onde résultante.

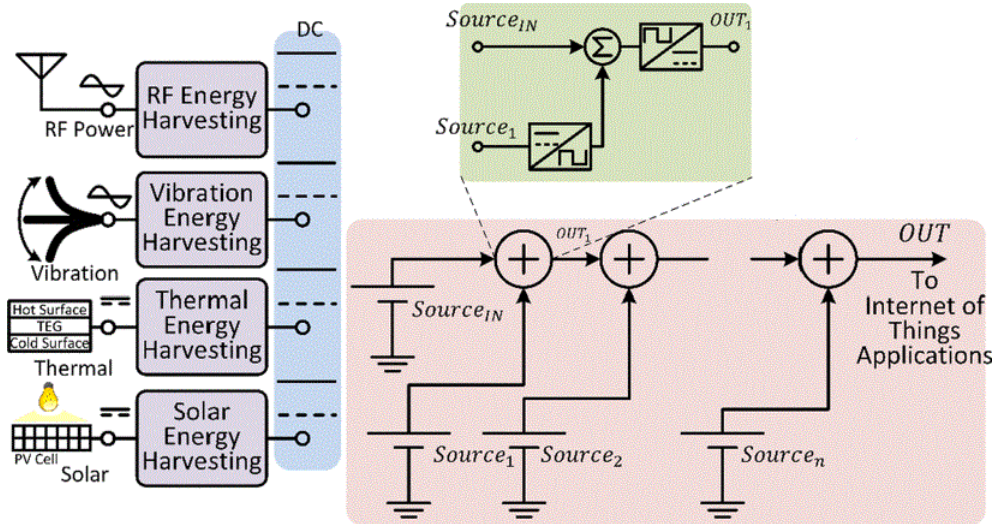


FIGURE 2.19 Concept de base d'un combineur de puissance basé sur un condensateur commuté pour la récupération d'énergie © 2017 IEEE [60]

Le circuit de base utilisé dans [60] pour combiner deux sources de courant continu (S_1 et S_{IN}) avec des valeurs V_1 et V_{IN} , respectivement, est illustré sur la Figure 2.20. Pour ce circuit, $A_1 = A_2 = 1$, qui sont le gain de V_1 et V_{IN} à la tension de sortie OUT_i dans les conditions de circuit ouvert, dans les conditions idéales. La source continue, S_1 , est convertie en source de courant alternatif grâce à l'utilisation d'un oscillateur avec deux signaux déphasés qui pilotent les pilotes, I_1 et I_2 . Les condensateurs, C_1 et C_2 , agissent comme un court-circuit en courant alternatif et comme un circuit ouvert en courant continu, de sorte que les signaux intermédiaires, v_{i1} et v_{i2} , ont une tension crête à crête qui suit le signal à la sortie des pilotes, et est égale à la tension sur $Source_1$ avec des conditions de circuit ouvert, tandis que le décalage continu peut être défini à partir d'un autre chemin. Le chemin composé de la paire de transistors, M_1 et M_2 , définit les valeurs cc aux nœuds intermédiaires, où la tension cc de v_{i1} et v_{i2} est égale à V_2 avec des conditions en circuit ouvert. La paire de transistors, M_3 et M_4 , agit comme un redresseur double alternance et le signal continu, OUT_i , est lissé avec un condensateur de sortie. Dans des conditions de circuit ouvert, OUT_i est égal à la tension de crête de v_{i1} et v_{i2} , qui est égale à $V_1 + V_{IN}$. Ainsi, les gains de S_1 et S_{IN} à OUT_i , qui sont A_1 et A_2 , respectivement, sont égaux à 1.

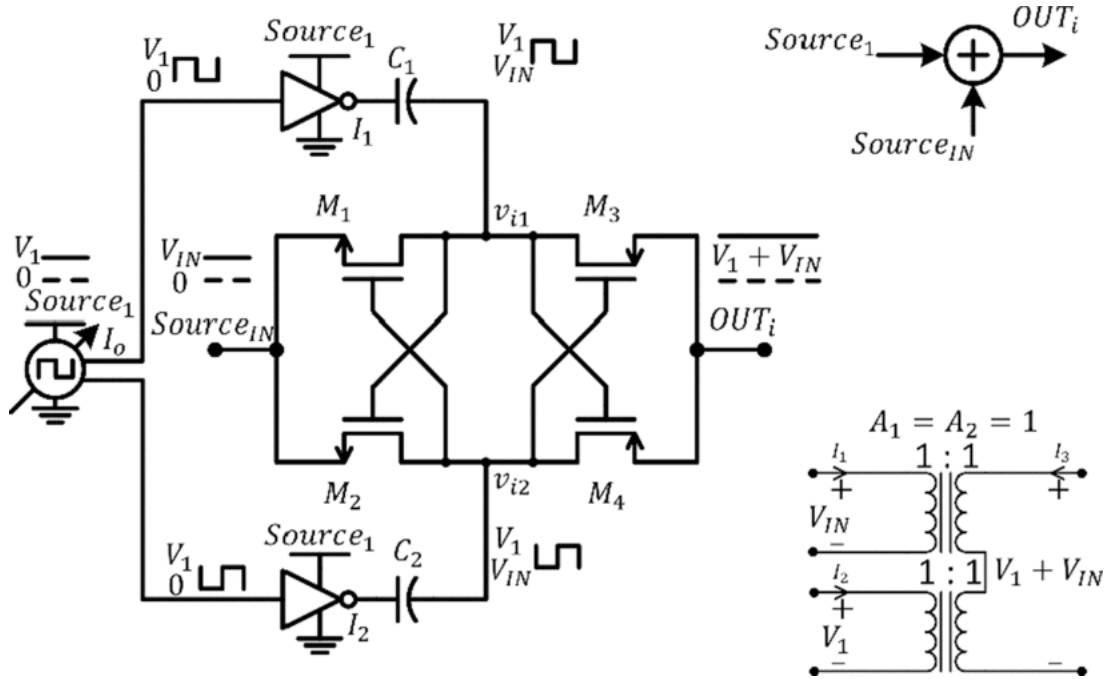


FIGURE 2.20 Combinateur d'énergie à deux entrées © 2017 IEEE [60]

Cette architecture permet de fournir une tension plus importante à l'entrée de l'étage suivant, ce qui est bénéfique au cas où les tensions individuelles des sources sont très basses et ne permettent pas de démarrer le cycle de conversion. Elle permet aussi de combiner l'énergie de

deux sources sur le même cycle. Un exemple typique est de combiner deux sources d'énergie, une avec une grande densité de puissance et une autre à faible densité de puissance. Dans ce scénario, le multiplexage temporel des sources est évité où une éventuelle importante partie d'énergie est perdue dans le cycle d'utilisation de la faible source. L'architecture à condensateur commuté présente aussi l'avantage qu'elle peut être entièrement intégrée. Cependant, cette architecture comme on a mentionné précédemment présente des inconvénients. Comme la cellule de base de cette architecture est un convertisseur à condensateur commuté, cette architecture hérite les inconvénients de ce dernier. En effet, les convertisseurs à condensateur commuté sont bien adaptés pour doubler, inverser ou fournir la moitié de la tension d'entrée. Pour fournir des rapports de conversion variables, leurs circuits deviennent complexes et le nombre de capacités et transistors utilisés deviennent importants. Ainsi, en adoptant une topologie de condensateur commuté pour combiner plusieurs sources, le circuit devient complexe et nécessitera un mécanisme de contrôle très laborieux pour minimiser les pertes d'énergie et argumenter l'efficacité de conversion.

2.5.5 Analyse des récupérateurs d'énergie à sources multiples

Un examen des travaux publiés en lien avec la récupération d'énergie à sources multiples montre un progrès tant au niveau complexité qu'en efficacité. Cependant, dans la plupart des cas, il est difficile de comparer les performances de ces différents travaux. En effet, il n'existe pas à notre connaissance un standard pour tester ces systèmes. La plupart des travaux utilisent différents modèles de transducteurs d'énergie, ce qui rend les plages de tensions et puissances d'entrée différentes. Également, les protocoles de tests varient considérablement d'une référence à une autre. Dans le Tableau 2.4, une comparaison est rapportée sur les performances des différentes topologies de récupération d'énergie à sources multiples examinées. Ces systèmes sont comparés en fonction de leur architecture globale, et du nombre de sources d'énergie supportées. Différents facteurs de mérite sont aussi utilisés comme la plage de tension d'entrée, la plage de la puissance d'entrée et l'efficacité maximale.

2.6 Discussion

2.6.1 Récupérateurs d'énergie mono-source

Plusieurs systèmes de récupération d'énergie ambiante sont présentés dans la littérature [7]. Ces systèmes varient selon les types d'énergie à récupérer, les tensions d'entrée et de sortie, la puissance admissible et l'architecture du système de gestion de l'énergie. Pour optimiser les performances du système, le transducteur d'énergie doit fonctionner à sa tension

TABLEAU 2.4 Comparaison des systèmes de récupération d'énergie à sources multiples

Réf.	Année	Nombre de source	Type	Technologie	Architecture	MPPT	Plage de tension de sources	Efficacité maximale	Plage de puissance de sortie
[12]	2010	2	PV, TEG	Discete	ORing	Tension de référence externe	NC	NC	NC
[55]	2011	2	PV, éolienne	Discete	ORing	Tension de référence externe (cellule pilote)	NC	NC	NC
[56]	2011	2	TEG, PV	Discrète	Inductance partagée	contrôle par comptage d'impulsions	NC	NC	NC
[57]	2012	3	PV, TEG, PEG	350nm	Inductance partagée	HC	20-160mV (TEG) 0,15-0,75V (PV) 1,5-5V(PEG)	58% (TEG) 83% (PV) 79% (PEG)	1,3mW (TEG) 2,5mW (PV) 200 μ W (PEG)
[58]	2014	2	PV, PEG	Discete	ORing	Tension de référence externe (cellule pilote)	NC	NC	NC
[18]	2014	9	deux PV, cinq PEG, deux TEG	320nm	Inductance partagée	FOCV (TEG et PV) SECE (PEG)	0,1-1V (TEG) 1-5V (PV) 0,7-5V(PEG)	89,6%	2,12mW
[59]	2017	2	Sources CC	Discete	Boost à multiple inductances	Non	NC	NC	NC
[60]	2017	3	Sources CC	130nm	Condensateur commuté	Variation de fréquence (manuelle)	260-500mV	58,4%	354,4 μ W
[61]	2018	3	PEG	Discete	Inductance partagée	SECE	<3,5V	79%	254 μ W
[17]	2018	3	PV, TEG, BFC	28nm	Inductance partagée	2D	0,2-1V (PV) 0,2-0,5V (BFC) 0,1-0,4V (TEG)	89%	1 μ W-60mW
[62]	2018	2	TEG, PV	180nm	Inductance partagée	FOCV	50-300mV (TEG) 0,4-0,8V (PV)	84,4%	20 μ W-4mW
[63]	2019	4	Sources CC	130nm	Condensateur commuté	FOCV	300-800mV	87,2%	981 μ W
[64]	2019	3	TEG, deux PV	180nm	Inductance partagée	FOCV	0,1-0,8V	82%	2,5 μ W-10mW
[65]	2020	3	PV, TEG, BFC	180nm	Inductance partagée	FOCV	1,45-1,8V (PV) 0,2-0,7V (BFC) 0,03-0,09V (TEG)	90,2%	1 μ W-24mW
[66]	2021	3	PEG	Discete	Inductance partagée	SSDCI	<20V	82,3%	856 μ W
[67]	2023	3	Sources CC	180nm	Inductance partagée	FOCV	$\geq 0,5V$	94,8%	1 μ W-40mW

optimale, délivrant ainsi sa puissance maximale disponible. De plus, le contrôle de l'étage de puissance doit être effectué de manière optimale pour réduire les pertes de puissance de commutation. Sur la base de l'architecture globale, les récupérateurs d'énergie ambiante peuvent être classés en deux catégories : les convertisseurs CC-CC inductifs et les pompes de charge basées sur des topologies de condensateurs commutés [19]. Les topologies basées sur des inductances se sont révélées plus économes en énergie dans des scénarios où une large gamme de tensions d'entrée est disponible au niveau de la source d'énergie [19]. Elles offrent également un meilleur rendement qu'une pompe de charge pour une large gamme de courants de charge [88].

Les architectures de gestion de puissance varient en complexité. Différentes techniques de contrôle sont utilisées pour optimiser les performances du système. Par exemple, dans [89], un contrôleur de modulation de fréquence d'impulsions (PFM) est adopté en conjonction avec un bloc de commutation au passage à zéro (ZCS) pour réduire les pertes de puissance et augmenter l'efficacité de bout en bout du système. Le contrôleur PFM est mis en œuvre à l'aide d'un comparateur à hystérésis suivi d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO) pour faire varier la fréquence de fonctionnement de l'étage de puissance en fonction d'une tension

de référence générée par un bloc de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) basé sur la technique de la tension de circuit ouvert fractionnaire (FOCV). De plus, dans [50], un contrôleur PFM est adopté, faisant fonctionner un convertisseur élévateur en mode de conduction discontinu (DCM). Le convertisseur de puissance est également contrôlé par un bloc ZCS numérique. La détection du passage du courant de l'inductance à zéro est optimisée par une table de référence. Les auteurs en [21] ont proposé un convertisseur élévateur avec un contrôleur hybride de modulation de largeur d'impulsion et de modulation de fréquence d'impulsion (PWM-PFM) pour optimiser le transfert d'énergie pour un récupérateur photovoltaïque.

L'analyse des systèmes de récupération d'énergie ambiante présentée dans la littérature montre que ces systèmes ont présenté de bons rendements dans les conditions de test auxquelles ils sont soumis. Cependant, des améliorations devraient être apportées pour rendre ces systèmes plus flexibles et adaptables afin de prendre en charge différents types de transducteurs d'énergie. Le système de gestion de l'énergie doit être également capable de gérer une large gamme d'impédances de source d'énergie et avoir un rendement élevé sur une large plage de tension et de puissance.

2.6.2 Systèmes de récupération d'énergie à sources multiples

Différentes approches ont été proposées pour combiner la puissance de plusieurs sources d'énergie [12, 17, 18, 55–67]. Certains travaux ont utilisé la structure *ORing* [12, 55, 58]. Dans cette approche, une diode est connectée à la sortie de chaque source d'énergie. Chaque source d'énergie est connectée au convertisseur de puissance à travers une diode. D'autres travaux ont proposé de remplacer les diodes par des transistors montés en diodes pour réduire les pertes de conduction [59]. Une autre approche consiste à utiliser des topologies du convertisseur à inductance partagée à entrées multiples [17, 18, 56, 57, 61, 62, 64–67]. En outre, un circuit à condensateur commuté (SC) est utilisé pour combiner l'énergie provenant de plusieurs sources [60, 63]. Les architectures à inductances partagées ont suscité une grande attention en raison de leur efficacité à combiner différents types de sources d'énergie sur une large gamme de tensions de transducteur, d'énergie et de charges. [64] ont proposé un convertisseur qui fonctionne automatiquement selon quatre modes en fonction des conditions d'entrée et de sortie. Le système est capable de récupérer l'énergie de trois transducteurs différents sur un cycle de commutation. Les auteurs en [17] ont proposé un convertisseur abaisseur-élévateur fonctionnant en mode DCM pour la récupération d'énergie à partir de trois sources ambiantes et d'une batterie. La sélection de la source se fait de manière asynchrone à chaque cycle. Un autre système basé sur une architecture abaisseur-élévateur est proposé dans [67].

Les auteurs ont introduit un mode de fonctionnement hybride pour permettre au convertisseur de fonctionner en CCM et DCM et avoir la possibilité de récupérer l'énergie de deux sources par cycle. Cependant, la modification de structure de commande du convertisseur abaisseur-élevateur augmente la complexité du système et l'architecture nécessite une valeur d'inductance supérieure à $100\ \mu\text{H}$ pour fonctionner en CCM.

Un problème majeur dans les architectures de récupération d'énergie à sources multiples basées sur une architecture à inductance partagée est de maximiser la puissance d'entrée globale en agrégeant toute la puissance disponible et en partageant efficacement l'inductance. Cette fonction est importante compte tenu des caractéristiques aléatoires et stochastiques des sources d'énergie. La sélection de la source d'énergie dans les systèmes de récupération d'énergie à sources multiples doit être soigneusement étudiée. En effet, pour garantir que le système fonctionne avec une efficacité maximale, l'impédance de chaque source d'énergie doit être adaptée à la charge. Les tensions des transducteurs peuvent s'écarter de leurs valeurs idéales en raison d'une gestion inadéquate de la transition entre les sources d'énergie, ce qui entraîne des pertes de puissance.

CHAPITRE 3 SYSTÈME FLEXIBLE DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE THERMIQUE/SOLAIRE AVEC CONTRÔLE À HYSTÉRÉSIS ET POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE POUR LES APPAREILS IOT

Dans ce chapitre, un récupérateur d'énergie flexible et hautement efficace est proposé pour les applications IoT. Le système est conçu de manière modulaire et la gestion de l'énergie est assurée par la combinaison de la technique MPPT FOCV [89] avec un mode de contrôle par hystérésis en conjonction avec un contrôleur ZCS. Pour l'adaptation de la source, la technique MPPT FOCV est utilisée. Puisque cette technique nécessite une déconnexion de la charge, le défi est de mettre en œuvre un système qui minimise la période d'échantillonnage de la tension en circuit ouvert de la source d'énergie. La technique FOCV mise en œuvre avec une technologie CMOS FDSOI 22 nm permet de déterminer la tension optimale de la source d'énergie en 250 μ s, réduisant ainsi le temps nécessaire pour adapter le récupérateur d'énergie d'un facteur de 11,6 par rapport à [21]. La commande à hystérésis est simple et elle gère efficacement le rapport cyclique et la fréquence de fonctionnement du convertisseur CC-CC. De plus, le bloc ZCS proposé gère efficacement le courant d'inductance inverse en mode DCM. Le système proposé prend en charge différents types de sources CC et gère de larges plages de puissance d'entrée, de tension et d'impédance de source. Comme nous le verrons, dans les expériences rapportées avec des modèles de transducteurs spécifiques, il atteint un rendement maximal de 91,4% pour un TEG et de 95,7% pour une cellule photovoltaïque. Ce chapitre est organisé comme suit. La section 3.1 présente un aperçu sur les sources de perte d'énergie dans un convertisseur élévateur inductif fonctionnant en mode DCM. La section 3.2 décrit l'architecture du système et les stratégies de commande. La section 3.3 fournit les résultats de simulation du système avant la conception des masques pour en vérifier la fonctionnalité et démontrer les performances de ce système de gestion de récolte d'énergie. Enfin, La section 3.4 présente le dessin des masques et les résultats de simulation qui en découlent.

3.1 Efficacité des convertisseurs élévateurs à découpage inductif

La Figure 3.1a montre le schéma d'un convertisseur élévateur inductif. Il se compose d'une inductance L , d'un condensateur d'entrée C_{IN} d'un transistor de puissance coté bas et d'un transistor coté haut (désignés respectivement par M_{LS} et M_{HS}). La source d'énergie, telle qu'un TEG ou une cellule solaire, est connectée à l'entrée V_{IN} et l'énergie récupérée est accu-

mulée sur un condensateur de sortie C_{OUT} . Les circuits de contrôle génèrent des impulsions modulées en largeur (PWM) ou en fréquence d'impulsion (PFM) aux grilles du M_{LS} et du M_{HS} pour transférer la puissance de la source d'énergie vers la charge. En fonction de la tension d'entrée et le courant de sortie, le convertisseur fonctionne soit en mode de conduction discontinue (DCM), soit en mode de conduction continue (CCM). À des niveaux de puissance ultra-faibles, le convertisseur élévateur fonctionne principalement en DCM. Les Figures 3.1b et 3.1c illustrent le fonctionnement du convertisseur suivant ce mode. Le fonctionnement en DCM peut être divisé en trois phases : phase de charge, phase de décharge et phase du courant nul, comme montré sur la Figure 3.1c. Dans la phase de charge, le transistor M_{LS} est activé tandis que le transistor M_{HS} est désactivé. Le courant de l'inductance augmente de zéro à une valeur maximale, I_p , ce qui engendre une accumulation de l'énergie dans l'inductance. Dans la phase de décharge, le courant de crête de l'inductance diminue jusqu'à zéro et l'énergie stockée dans l'inductance est transmise à la charge via M_{HS} par redressement synchrone. Dans la phase de courant nul, il est important que le M_{HS} soit désactivé lorsque le courant de l'inductance atteint zéro. Un retard dans la désactivation du transistor M_{HS} lorsque le courant de l'inductance change de direction va conduire à la décharge du condensateur de sortie en raison de la conduction inverse. Si M_{HS} s'éteint plus tôt, le nœud V_X passe à l'état haut en activant la diode de recouvrement de M_{HS} et l'énergie supplémentaire est déversée à travers la diode. Dans les deux cas, il y a une perte d'efficacité, car une certaine quantité d'énergie est perdue soit lors de la conduction inverse, soit gaspillée aux bornes de la diode de recouvrement.

L'efficacité du convertisseur élévateur est limitée par les pertes de puissance de commutation (P_{SW}) dans les transistors de puissance et le circuit de commande, les pertes statiques (P_{ST}) due aux courants de polarisation et de fuites, et les pertes de conduction (P_{CN}) dans l'inductance et les transistors de puissance. Les pertes P_{ST} et P_{SW} sont généralement constantes pour une architecture donnée et des tailles de transistors fixes, tandis que les pertes de conduction dépendent du courant I_p .

La perte de puissance totale dans un convertisseur élévateur peut être donnée comme :

$$P_t = P_{ST} + P_{SW} + P_{CN} \quad (3.1)$$

Les pertes de conduction ont deux composants, $P_{CN,1}$ et $P_{CN,2}$ pour la perte de conduction en phase de charge et phase de décharge, respectivement.

Dans la phase de charge, en négligeant la résistance continue parasite de l'inductance et en supposant que S_{LS} a une chute de tension négligeable, on peut écrire le courant dans

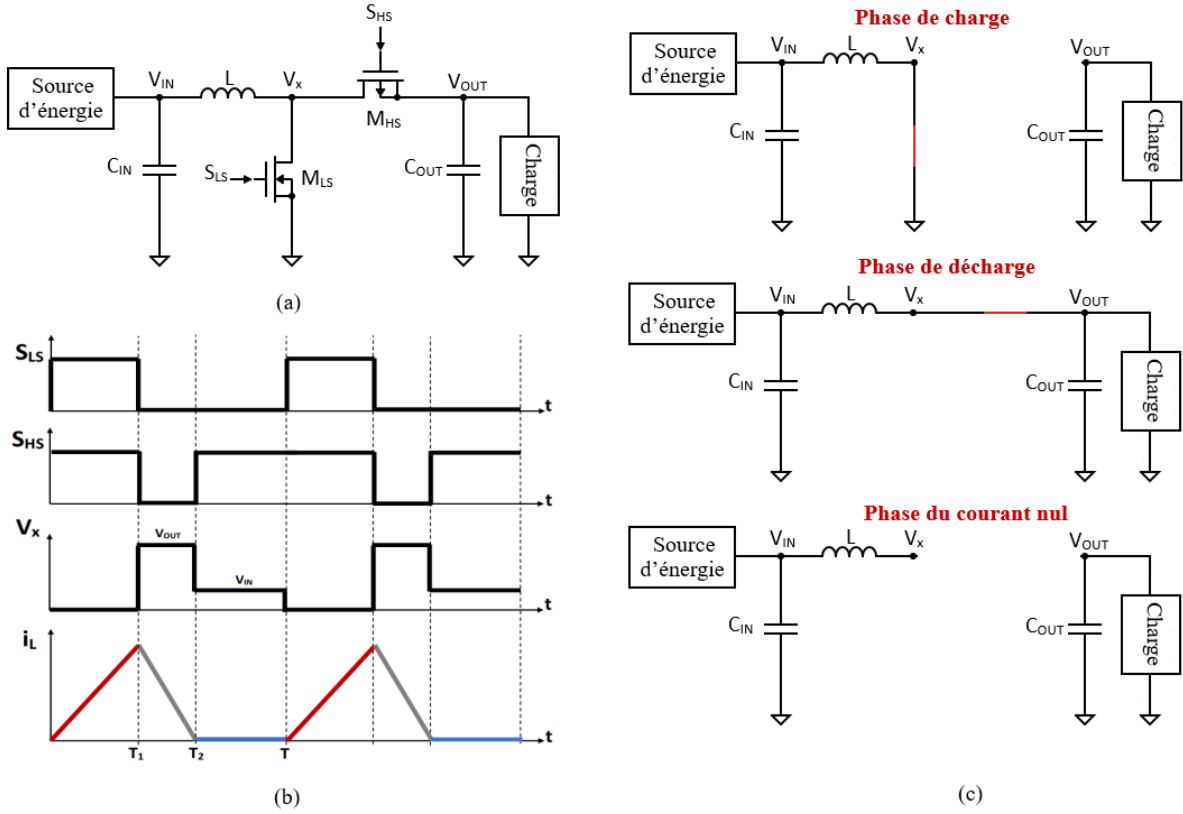


FIGURE 3.1 (a) Schéma d'un convertisseur élévateur synchrone. (b) Signaux de commande du convertisseur et chronogramme de la tension V_x et du courant de l'inductance. (c) Phases d'opération du convertisseur en mode DCM

l'inductance sous la forme

$$L \frac{di}{dt} = V_{IN} \quad (3.2)$$

$$L \int_0^{I_p} di = V_{IN} \int_0^{T_1} dt \quad (3.3)$$

$$T_1 = L \frac{I_p}{V_{IN}} \quad (3.4)$$

Où L est la valeur de l'inductance, I_p est le courant de crête de l'inductance et T_1 est le temps d'activation du transistor de puissance M_{LS} qui est régi par la largeur d'impulsion du signal de contrôle du S_{LS} .

Dans la phase de décharge, en ignorant la résistance parasite de l'inductance et en supposant que la résistance R_{dson} du transistor M_{HS} soit faible, nous avons :

$$L \frac{di}{dt} = V_{IN} - V_{OUT} \quad (3.5)$$

$$L \int_{I_p}^0 di = (V_{IN} - V_{OUT}) \int_{T_1}^{T_2} dt \quad (3.6)$$

Ainsi, dans un cas idéal, le rapport de conversion est donné par :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 1 + \frac{T_1}{T_2 - T_1} \quad (3.7)$$

où T_1 est le temps d'activation du M_{LS} , qui est régi par la largeur d'impulsion de l'impulsion de commande du S_{LS} et $(T_2 - T_1)$ est le temps d'activation de M_{HS} , qui est régi par la largeur d'impulsion du signal de commande du S_{HS} .

Par conséquent, en modulant T_1 et $(T_2 - T_1)$, le gain de tension requis peut être obtenu. Cependant, dans l'équation précédente, les pertes de conduction dans l'inductance et les transistors de puissance ainsi que les pertes de commutation ne sont pas prises en compte. La perte totale de conduction pendant le cycle de charge, $P_{CN,1}$ telle que donnée par [80] :

$$P_{CN,1} = \frac{1}{T} \int_0^{I_p} i^2 R_1 \frac{L}{V_{IN}} di = \frac{I_p^3 L R_1}{3 T V_{IN}} \quad (3.8)$$

où R_1 est la résistance totale incluant la résistance parasite de l'inducteur et la résistance R_{dson} de M_{LS} et T la période de commutation.

De même, pour le cycle de décharge, les pertes de conduction totale, $P_{CN,2}$ sont données par :

$$P_{CN,2} = \frac{I_p^3 L R_2}{3 T (V_{OUT} - V_{IN})} \quad (3.9)$$

où R_2 est la résistance totale, incluant la résistance parasite de l'inducteur et la résistance R_{dson} du M_{HS} .

Les pertes totales de conduction sont données par

$$P_{CN} = P_{CN,1} + P_{CN,2} = \frac{L}{3 T} \left(\frac{R_2}{V_{OUT} - V_{IN}} + \frac{R_1}{V_{IN}} \right) I_p^3 \quad (3.10)$$

3.2 Architecture du système de gestion de l'énergie proposée

L'architecture du système de récupération d'énergie ambiante proposé est illustrée sur la Figure 3.2. Ce système se compose d'une source d'énergie, d'un convertisseur élévateur, d'un super-condensateur et d'un circuit de gestion de l'énergie qui comprend un circuit de commande MPPT FOCV, un bloc de commande à hystérésis, un bloc de commutation au passage à zéro et un bloc de régulation de sortie.

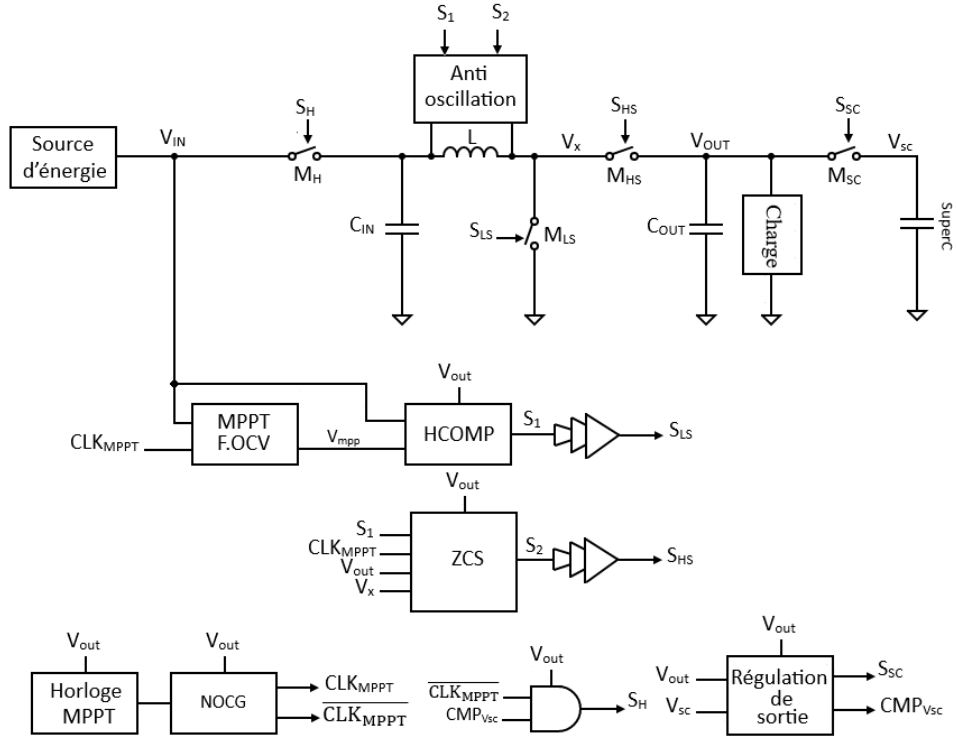


FIGURE 3.2 Schéma fonctionnel du système proposé

3.2.1 Circuit de commande MPPT FOCV

Aperçu de la technique MPPT FOCV

Les algorithmes MPPT sont utilisés pour maximiser l'efficacité du récupérateur d'énergie dans différentes conditions environnementales et de charge [68]. Étant donné que la puissance générée par les sources de récupération d'énergie ambiante est faible, pour être pratiques, les techniques MPPT doivent avoir un rendement élevé tout en ayant la consommation d'énergie la plus faible possible. Ainsi, les techniques MPPT sophistiquées qui nécessitent des calculs intensifs ne sont généralement pas utiles pour la récupération d'énergie à faible consommation

en raison de leur forte consommation d'énergie. Deux techniques largement utilisées pour les systèmes de récupération d'énergie ambiante de faible puissance sont la technique dite de tension en circuit ouvert fractionnaire (FOCV) [89] et la technique dite de perturbation et d'observation (P&O) ou sa variante Hill Climbing (HC) [26]. Bien que ces deux techniques soient relativement simples, leurs architectures diffèrent considérablement, avec une influence significative sur les performances du système de récupération d'énergie basse consommation. FOCV est l'une des techniques MPPT les plus largement utilisées en raison de ses faibles pertes de poursuite du point de puissance maximale et de son circuit de mise en œuvre simple. La tension de sortie au point de puissance maximale (V_{mpp}) peut être considérée comme une fraction de la tension en circuit ouvert (V_{oc}) de certaines sources de récupération d'énergie. Par exemple, cette fraction varie entre 0,70 et 0,85 [90] avec des conditions d'irradiation solaire variables, puisque V_{oc} et la puissance de sortie changent avec l'intensité lumineuse. Pour un TEG, avec différents degrés de différentiel de température (ΔT), V_{mpp} est d'environ 50% de V_{oc} [80].

Mesure de la tension en circuit ouvert V_{oc}

Le moyen proposé pour mesurer la tension en circuit ouvert de la source d'énergie repose sur une structure simple, comme montré sur la Figure 3.3. Un diviseur résistif est utilisé pour obtenir une fraction de la tension en circuit ouvert de la source d'énergie. Cette tension sert d'entrée à un bloc échantillonneur/bloqueur composé d'un transistor et d'un condensateur comme montré sur la Figure 3.3b. Un générateur d'horloge sans chevauchement (NOCG) contrôle deux autres commutateurs, le premier est connecté en série avec le diviseur résistif et l'autre est monté à l'entrée du convertisseur CC-CC. La Figure 3.3a montre l'architecture d'horloge sans chevauchement. Un générateur d'horloge sans chevauchement génère deux signaux synchronisés, CLK_{MPPT} et $\overline{CLK_{MPPT}}$, avec un temps mort entre eux. Ce temps mort est introduit entre les signaux d'horloge afin que le fonctionnement des transistors qui contrôlent la déconnexion du convertisseur élévateur et l'échantillonnage de la tension en circuit ouvert ne soient pas activés en même temps, pour éviter les pertes de puissance.

3.2.2 Comparateur à hystérésis

La Figure 3.4 montre le comparateur à hystérésis (HCOMP) utilisé pour contrôler le convertisseur de puissance. Ce comparateur comprend trois étages : un préamplificateur d'entrée, un étage de décision à rétroaction positive et un étage de sortie tampon. Le premier étage amplifie le signal d'entrée pour améliorer la sensibilité du comparateur et pour isoler son entrée de bruit de commutation de l'étage de rétroaction positive. L'étage de rétroaction

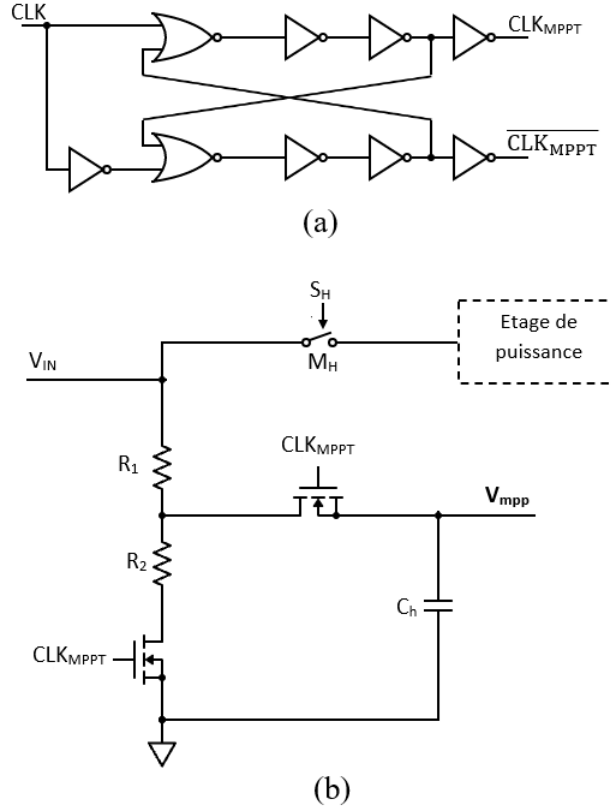
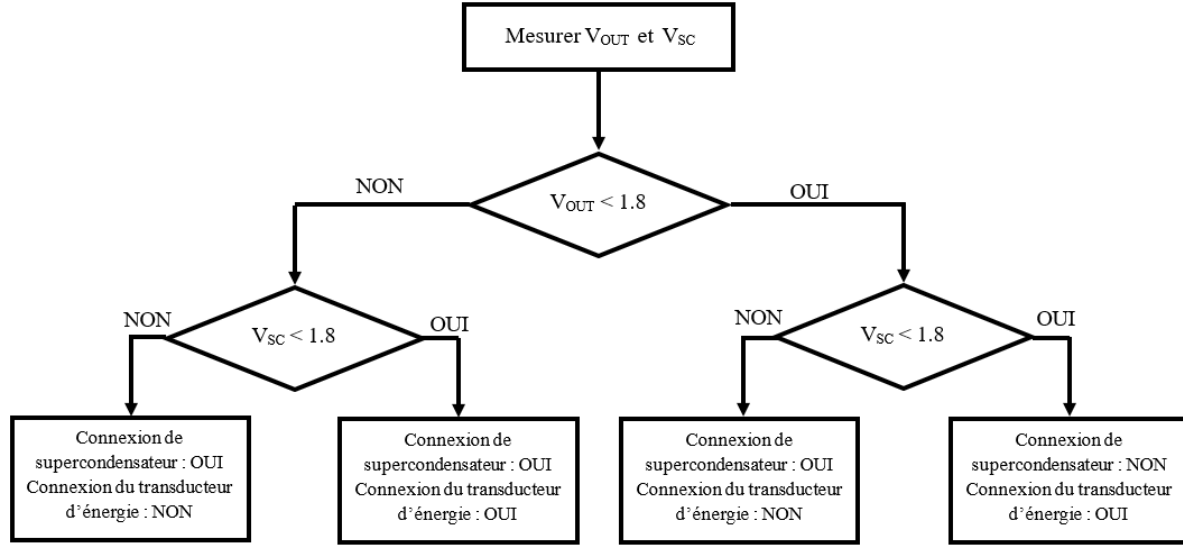


FIGURE 3.3 Circuit utilisé pour obtenir la tension de point de puissance maximum : (a) horloge sans chevauchement, (b) circuit d'échantillonnage de la tension en circuit ouvert

positive détermine lequel des signaux d'entrée est le plus grand. L'étage de sortie amplifie ces informations et produit un signal numérique. Pour améliorer la sensibilité du comparateur, la paire différentielle est implémentée avec des transistors EGSLVT [91]. Ces transistors ont un rendement élevé et une tension de seuil très faible. Pour réduire la consommation du bloc, les autres transistors sont implémentés avec des transistors de type EGLVT [91].

3.2.3 Commutation au passage à zéro (ZCS)

Pour optimiser l'efficacité du convertisseur CC-CC, les pertes du système doivent être minimisées. La perte totale est influencée par les pertes de conduction et de commutation des transistors de puissance et par la résistance série de l'inductance. L'efficacité est également affectée par les fuites via les interrupteurs d'alimentation et la consommation du circuit de commande. L'efficacité du convertisseur CC-CC inductif dépend largement du contrôle ZCS. Pour un convertisseur élévateur, le ZCS est utilisé pour désactiver le transistor de puissance côté haut lorsque le courant d'inductance atteint zéro. Plusieurs techniques peuvent être



(a)

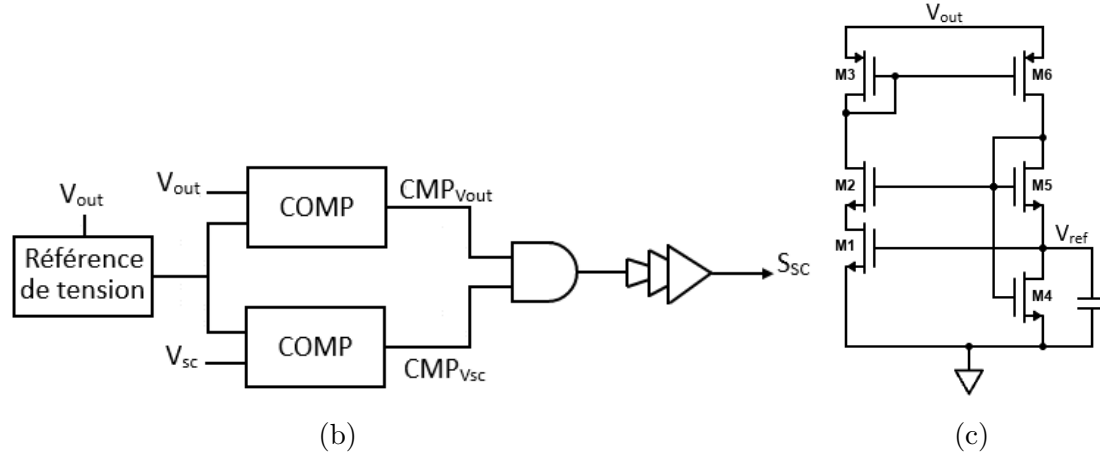


FIGURE 3.6 (a) Organigramme de la méthode de régulation de la sortie. (b) Diagramme bloc du circuit pour la régulation de la tension de sortie. (c) Circuit de la référence de tension

correspond à une différence de température d'environ $1,6\text{ }^{\circ}\text{C}$ aux bornes du TEG.

Les variations de la tension d'entrée V_{IN} , de sortie V_{OUT} , de supercondensateur V_{SC} sont montrées sur la Figure 3.7. Également, les chronogrammes des signaux de commandes, S_{LS} , S_{HS} , S_H et S_{SC} qui contrôlent les transistors M_{LS} , M_{HS} , M_H et M_{SC} sont présentés sur cette figure. Le circuit MPPT échantillonne la tension d'entrée chaque 64 ms pour une période de $250\text{ }\mu\text{s}$ pour déterminer la tension optimale de transducteur d'énergie. Grâce au contrôleur hystérésis, la tension d'entrée V_{IN} est maintenue autour de la tension optimale V_{mpp} pour maximiser la puissance disponible à l'entrée du convertisseur de puissance. Ce dernier charge

le condensateur de sortie jusqu'à que la tension de sortie atteint 1,8 V. Quand la tension de sortie atteint 1,8 V, le bloc de régulation de sortie active le transfert d'énergie vers le supercondensateur par le biais du transistor M_{SC} . La Figure 3.7 montre les variations du signal S_{SC} qui contrôle la connexion du supercondensateur.

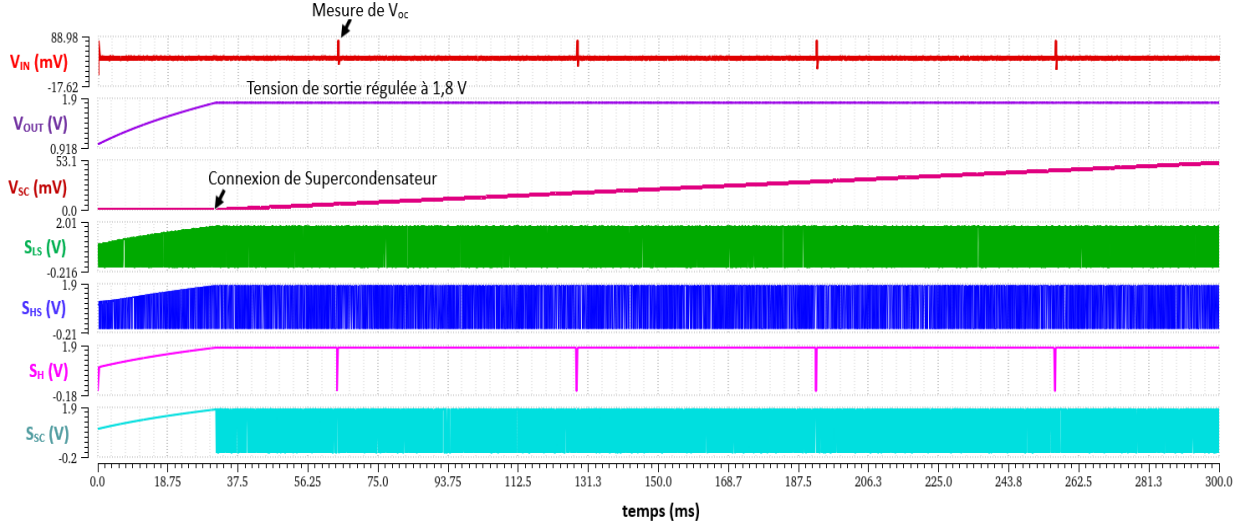


FIGURE 3.7 Résultats de simulation pour le récupérateur d'énergie proposé avec un TEG ($V_{oc} = 80$ mV et $R_s = 3,6 \Omega$)

Le convertisseur fonctionne en mode de conduction discontinue. Une illustration de la détermination de la tension optimale V_{mpp} et les variations des signaux de commandes S_{LS} , S_{HS} et S_H est présentée sur la Figure 3.8. La valeur de la tension V_{mpp} est 40 mV, ce qui correspond à la moitié de tension de circuit ouvert du TEG. La tension d'entrée est régulée autour de la tension de point de puissance maximale du transducteur d'énergie. La polarisation des différents comparateurs utilisés dans le système est faite de manière adaptative. Ainsi, le courant de polarisation de comparateur à hystérésis et les comparateurs de bloc de sortie varient entre 10 et 45 nA en fonction de la tension de sortie. Pour le comparateur utilisé dans le bloc ZCS, le courant de polarisation varie linéairement de 24 à 160 nA en fonction de V_{OUT} .

Les performances du système sont également vérifiées pour différentes sources d'énergie linéaires et non linéaires. Pour les sources linéaires, la résistance des sources est variée pour étudier l'influence du niveau de la tension de source et de sa puissance maximale disponible sur l'efficacité de convertisseur. Sept valeurs de résistance de source sont considérées, 1 k Ω , 500 Ω , 250 Ω , 100 Ω , 50 Ω , 25 Ω et 3,6 Ω . La tension de circuit ouvert de chaque source est variée de 40 mV à 500 mV. La puissance maximale disponible P_{max} d'une source d'énergie

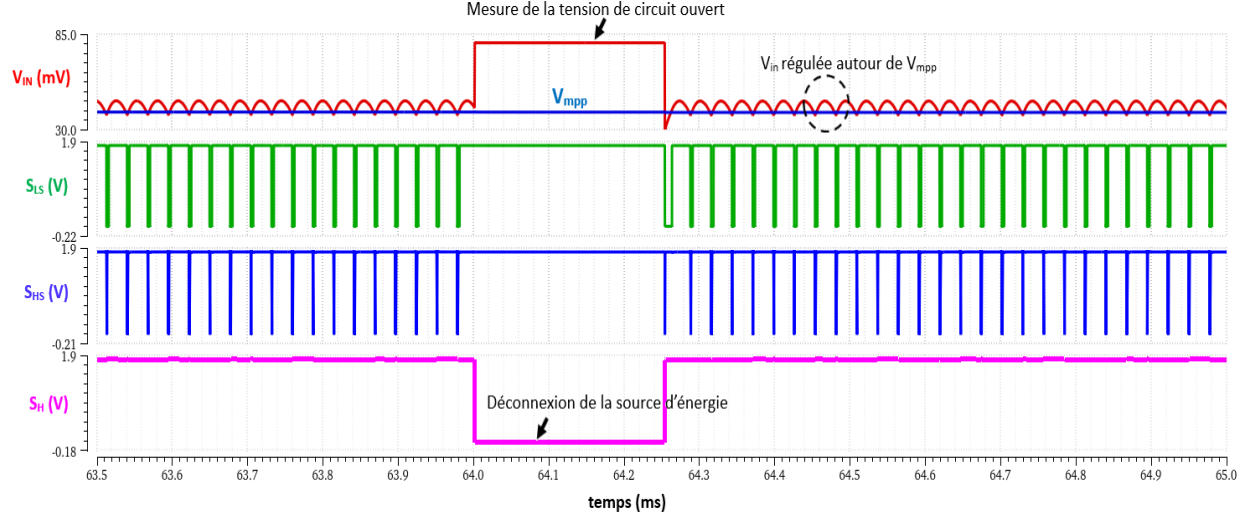


FIGURE 3.8 Illustration de détermination de la tension V_{mpp} et contrôle du convertisseur de puissance

linéaire est donnée par

$$P_{max} = \frac{V_{oc}^2}{4R_s} \quad (3.11)$$

Où V_{oc} est la tension de circuit ouvert et R_s est la résistance série de la source.

Pour les sources non linéaires, une cellule photovoltaïque monocristalline, est utilisée. Les spécifications de cette cellule sont données sur le tableau. L'intensité lumineuse influe sur les caractéristiques de la cellule photovoltaïque et sur la puissance maximale qu'elle peut délivrer. Ainsi, l'éclairement solaire est varié de 30 W/m² à 1000 W/m².

Le rendement dynamique de la poursuite de point de puissance maximum, est premièrement analysé pour une source linéaire ($R_s = 3,6 \Omega$) et la cellule photovoltaïque. Le rendement dynamique est calculé pour une période T_{MPPT} de 64 ms par l'équation :

$$\eta_{dynamique} = \frac{\int_0^{T_{MPPT}} P_{IN} dt}{\int_0^{T_{MPPT}} P_{max} dt} \cdot 100 \quad (3.12)$$

Avec P_{IN} est la puissance instantanée à l'entrée de convertisseur et P_{max} et la puissance maximale que le transducteur d'énergie peut fournir dans les conditions auxquelles il est soumis.

La Figure 3.9 montre les variations de rendement dynamique en utilisant le TEG et la cellule photovoltaïque. Un rendement dynamique supérieur à 98% est obtenu pour le TEG et un

rendement supérieur à 95,8% pour le capteur PV. Un écart type plus remarquable entre les rendements dynamiques obtenus avec le PV par rapport à ceux obtenus avec le TEG peut être constaté sur cette figure. Ceci est dû principalement au fait que la cellule photovoltaïque présente des caractéristiques non linéaires qui varient avec les conditions environnementales. Ainsi, le rapport entre la tension de circuit ouvert instantanée de la cellule photovoltaïque et sa tension au point de puissance maximum varient considérablement. Dans notre système, ce rapport est fixé à 0,8. On peut remarquer que de façon générale, avoir un rapport fixe n'a pas eu d'influence significative sur le rendement dynamique du bloc MPPT du système proposé.

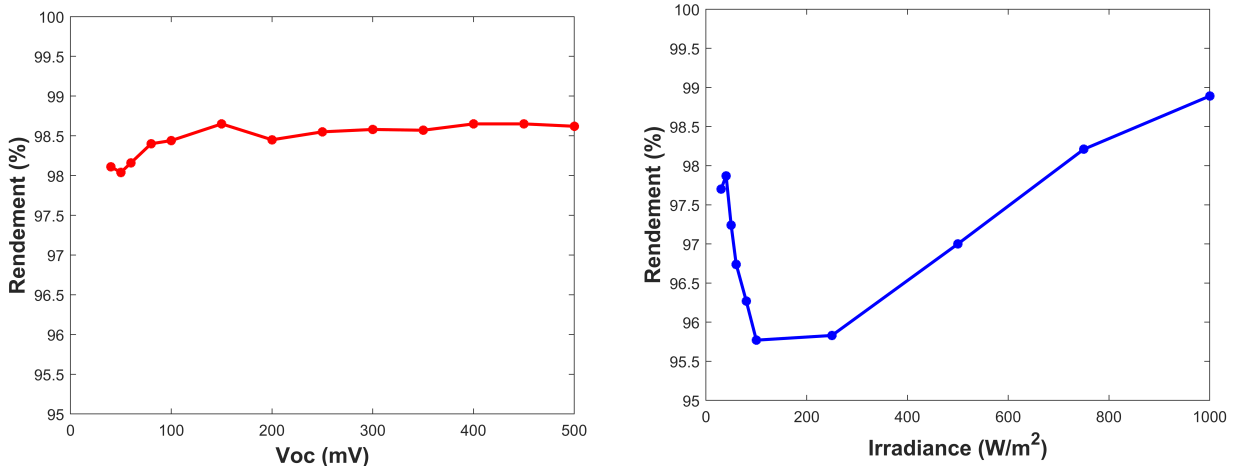


FIGURE 3.9 Efficacité dynamique de la technique MPPT FOCV pour (a) une source thermoélectrique et (b) une source photovoltaïque

Les Figures 3.10 et 3.11 montrent les rendements de bout en bout du système en utilisant des sources linéaires et pour la cellule photovoltaïque. Le rendement de bout en bout est calculé par l'équation

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{max}} \cdot 100 \quad (3.13)$$

où P_{OUT} est la puissance de sortie délivrée à la charge en régime permanent et P_{max} est la puissance maximale disponible que le transducteur peut fournir sous les conditions du test.

Pour les sources linéaires, le système présente un rendement maximum de 93,6% pour $V_{oc} = 500$ mV et $R_s = 3,6 \Omega$. En analysant la Figure 3.10, on peut constater que les performances du système proposé ont une corrélation positive avec la tension de circuit ouvert des sources linéaires. En effet, en augmentant la tension de circuit ouvert, le rendement du système s'améliore. On peut remarquer que pour une même tension de circuit ouvert,

le rendement du système augmente en diminuant la résistance série de la source linéaire. Il est clair qu'une faible valeur de résistance série conduit à une puissance disponible plus importante. Cela conduit à conclure aussi que le rendement est directement proportionnel à la puissance maximale disponible pour une tension de circuit ouvert donnée. Pour un niveau de puissance donnée, le rendement augmente en augmentant la résistance série. Pour avoir ce scénario (augmenter la résistance série avec puissance maximale disponible fixe), la tension de circuit ouvert doit être augmentée. En général, le rendement du système est plus influencé par la tension d'entrée que la puissance disponible. Cette influence devient plus importante lorsque la tension d'entrée est très faible.

La Figure 3.11 montre le rendement du système proposé en utilisant une source photovoltaïque. Le système atteint un rendement maximum de 96,2%.

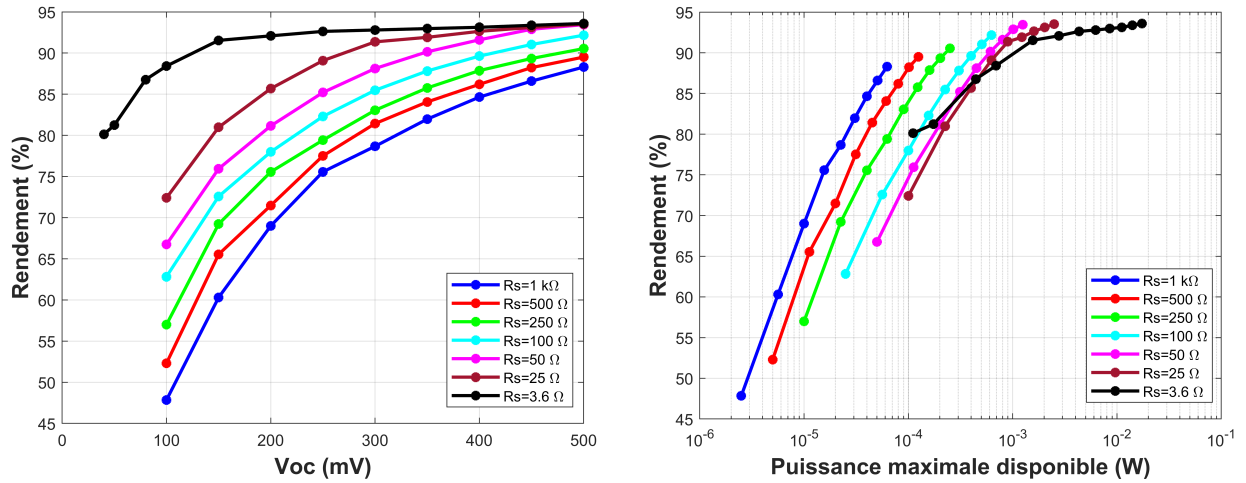


FIGURE 3.10 Rendement du système de récupération d'énergie proposé pour différents transducteurs d'énergie linéaires

3.4 Résultats des simulations post-layout

La Figure 3.12 montre le dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé. Le système a été implémenté avec la technologie CMOS FD-SOI 22 nm en utilisant l'outil Virtuoso de Cadence.

La Figure 3.13 montre les résultats de simulation pour le système de gestion de l'énergie. Le système comprend une source d'énergie CC, un convertisseur élévateur synchrone, un circuit de commande MPPT comprenant la technique FOCV proposée et la commande à hystérésis proposée, un circuit de détection de passage par zéro, une charge résistive, un

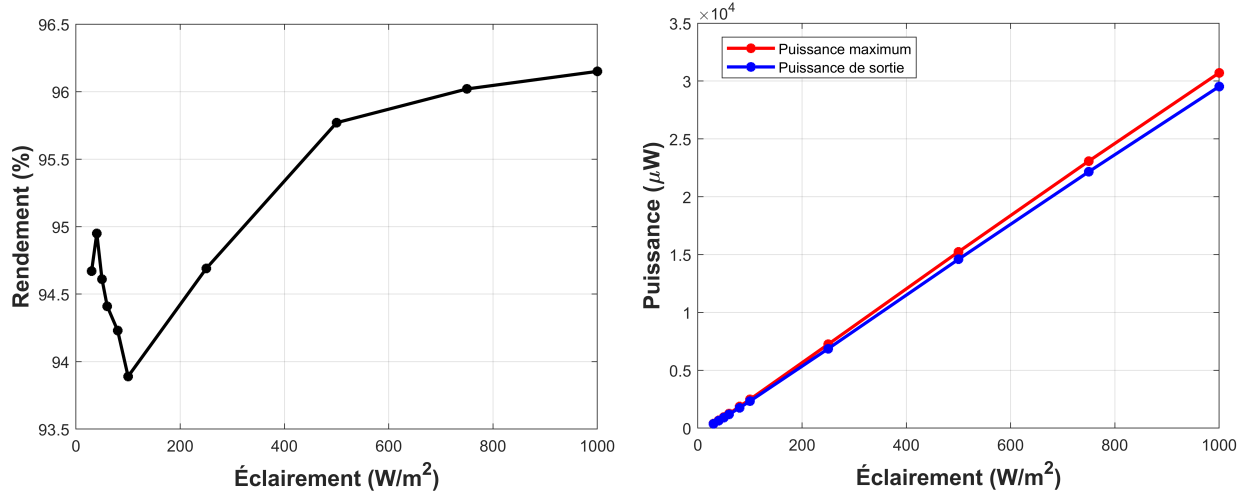


FIGURE 3.11 Rendement du système de récupération d'énergie proposé pour une cellule photovoltaïque

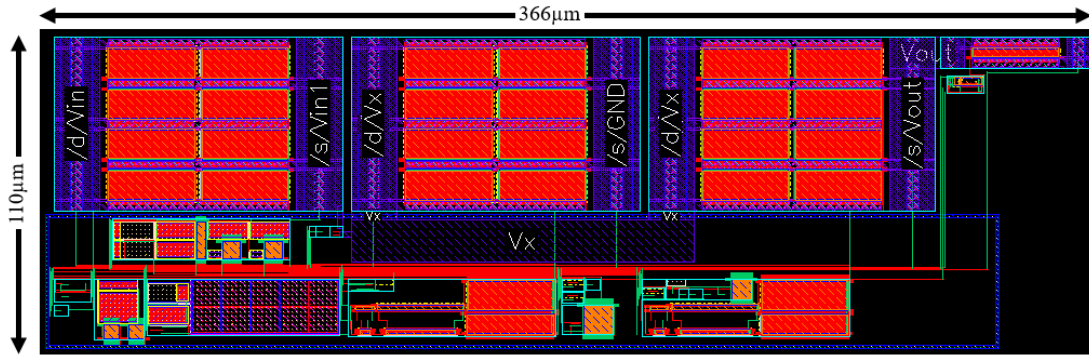


FIGURE 3.12 Dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé

supercondensateur et un circuit pour contrôler la charge. Deux types de sources CC sont pris en compte, TEG (modèle 1MC06-126-05_TEG) et PV (modèle KXOB25-14X1F). Grâce au contrôle FOCV MPPT, la tension de sortie du TEG est réglée à 50% de sa tension en circuit ouvert et la tension de sortie de la cellule PV est réglée à 80 % de sa tension en circuit ouvert. Les paramètres du convertisseur élévateur sont $C_1 = 10 \mu\text{F}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$ et $L = 47 \mu\text{H}$. La Figure 3.13a montre les résultats de simulation du système de contrôle utilisant un TEG avec une tension en circuit ouvert de 100 mV. Il montre que la tension de référence est la moitié de la tension en circuit ouvert de la source thermoélectrique, ce qui correspond à la tension au point de puissance maximale. Cette tension de référence est obtenue en 250 μs et est maintenue pendant les 64 ms suivantes jusqu'au prochain cycle MPPT. La tension d'entrée oscille autour de cette tension de référence, ce qui confirme que le système est bien contrôlé. L'amplitude des oscillations peut être contrôlée par le contrôleur

à hystérésis. Côté charge, une charge résistive et un supercondensateur sont utilisés. Un bloc de contrôle est utilisé pour contrôler la tension de sortie. Lorsque la tension de sortie atteint la tension souhaitée, le système charge le supercondensateur. Par conséquent, de cette manière, le fonctionnement MPPT est préservé et la tension de sortie est réglée à la valeur souhaitée. Dans cette simulation, comme le montre la Figure 3.13a, la tension de sortie est fixée à 1,8 V. La Figure 3.13b représente les résultats de la simulation du système proposé utilisant une cellule photovoltaïque. La cellule photovoltaïque est soumise à un niveau d'ensoleillement variant de 30 W/m^2 sous une température de 25°C . La tension de fonctionnement de la cellule PV oscille autour de 457 mV, ce qui correspond à la tension optimale pour le modèle simulé. Dans ce deuxième cas, le système est également bien contrôlé et la tension de sortie est réglée à 1,8 V.

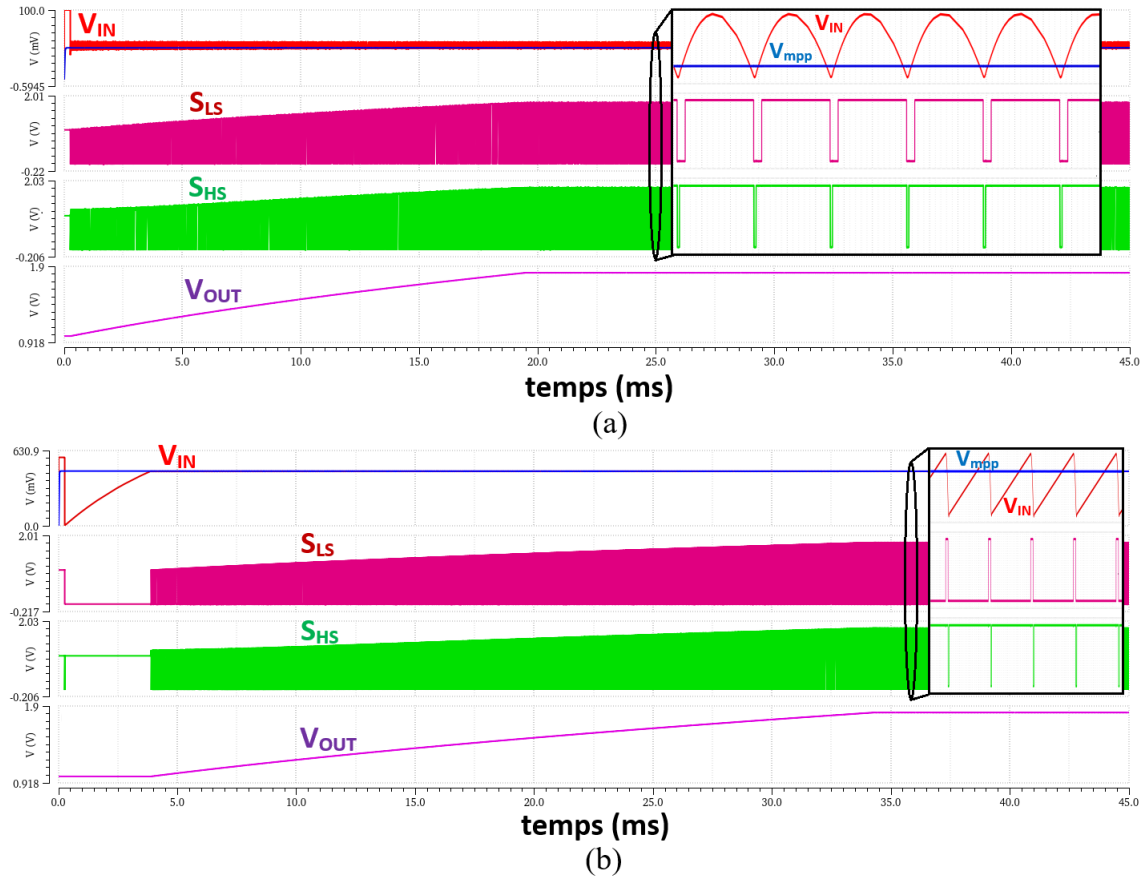


FIGURE 3.13 Résultats de simulation pour le récupérateur d'énergie proposé avec (a) un TEG, (b) une cellule PV

La Figure 3.14 montre l'efficacité du système pour différentes variations de température sur le TEG. La variation de température se traduit par une variation de la tension en circuit ouvert du TEG et de sa puissance de sortie. Lorsque la tension en circuit ouvert varie entre

60 mV et 500 mV, le rendement est supérieur à 80% et on obtient un rendement maximum de 91,4%.

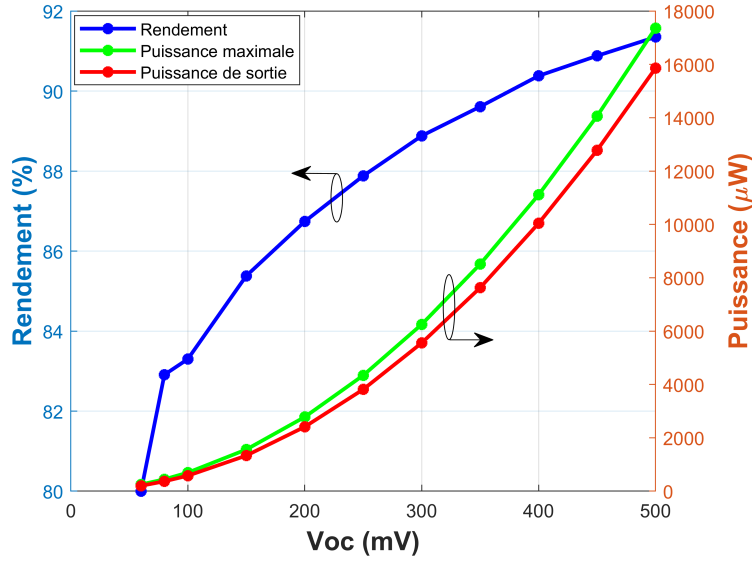


FIGURE 3.14 Efficacité du système proposé pour différentes tensions de circuit ouvert du TEG

La Figure 3.15 montre l'efficacité du système utilisant une cellule photovoltaïque pour différents niveaux d'irradiation. L'irradiation solaire varie de 30 W/m^2 à 1000 W/m^2 , ce qui correspond à des photocourants générés variant de 1,758 mA à 58,6 mA et à une puissance maximale disponible variant de $394 \mu\text{W}$ à 30,7 mW. Dans ces conditions, le rendement maximal était de 95,7%.

3.5 Discussion

Dans ce chapitre, un système de gestion de l'énergie efficace est proposé pour récupérer l'énergie ambiante à partir de sources CC. La récupération d'énergie à partir de sources ambiantes peut réduire la fréquence de remplacement des batteries ou permettre un fonctionnement sans batterie, prolongeant ainsi la durée de vie des systèmes. Le système proposé est basé sur un convertisseur à découpage à inductance. L'unité de gestion de puissance inclut une technique MPPT basée sur FOCV, un contrôleur à hystérésis et un bloc de détection de courant nul. Le système de récupération de l'énergie ambiante proposé présente un rendement maximum de 91,4% et un rendement supérieur à 80% sur une tension en circuit ouvert du TEG comprise entre 60 mV et 500 mV. De plus, il a atteint un rendement maximal de 95,7% avec une cellule photovoltaïque. Le Tableau 3.1. fournit une comparaison de performances du récupérateur d'énergie proposé avec les différents systèmes proposés dans la littérature de

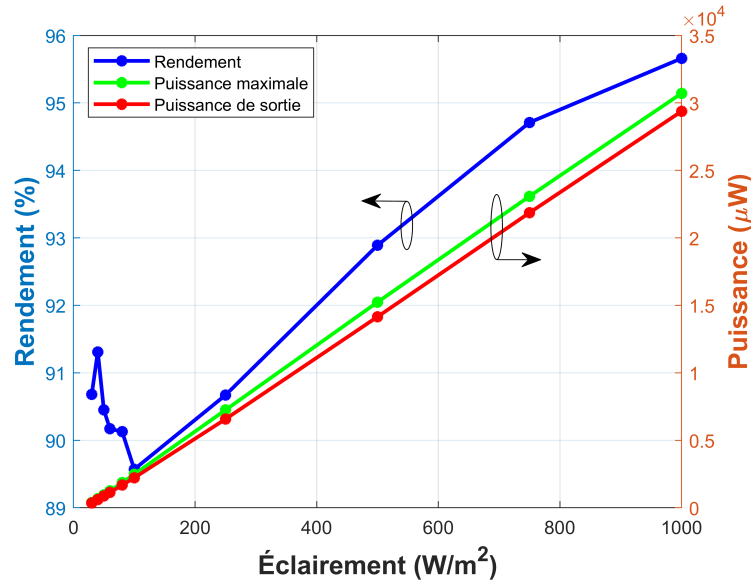


FIGURE 3.15 Rendement du système proposé utilisant une cellule photovoltaïque

pointe. Le système proposé atteint une plage dynamique compétitive par rapport aux récupérateurs d'énergie ambiante présentés dans la littérature. Il atteint également un rendement élevé même sous de faibles tensions de source.

TABLEAU 3.1 Comparaison du système de récupération d'énergie proposée à l'état de l'art

	[46]	[50]	[22]	[21]	[54]	Ce travail*
Technologie	180nm	180nm	130nm	350nm	65nm	22nm
Source d'énergie	TEG	TEG	TEG	PV	PV	TEG/PV
Architecture du convertisseur	élévateur	élévateur	élévateur	élévateur	élévateur	élévateur
Tension d'entrée	$\geq 0,05V$	0, 0035-0, 2V	$\geq 0,03V$	0, 5-2, 4V	$\geq 0,25V$	0, 03-0, 5V (TEG) 0, 1-1V (PV)
Tension de sortie	1-1, 6V	1, 2V	0, 3V	3, 5V (Batterie)	0, 75-1, 2V	1, 8V
Mécanisme de régulation de charge	PFM	PFM	PFM	PFM-PWM	PFM	hystérésis
Mode d'opération	DCM	DCM	DCM	DCM-CCM	DCM	DCM
Plage de puissance d'entrée	400μW	2mW	-	650μW-1, 03W	2mW	2, 5μW-30, 7mW
Rendement maximum	60%	80% @ 500μW	72.1% @ 34, 4μW	92, 6% @ 55mW	74, 9% @ 1.5mW	91.4% @ 17, 36mW (TEG) 95, 7% @ 30, 7mW (PV)

* Simulation post-layout

CHAPITRE 4 SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE À SOURCES MULTIPLES À INDUCTANCE UNIQUE AVEC SÉLECTION AUTOMATIQUE DE SOURCES ET POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

Dans ce chapitre, nous proposons un convertisseur élévateur à entrées multiples pour récupérer l'énergie de trois sources d'énergie ambiantes. Le convertisseur peut fonctionner en modes CCM et DCM et il est commandé avec une commande asynchrone à hystérésis. Un contrôleur synchrone de sélection de source est mis en œuvre pour assurer une adaptation d'impédance de tous les transducteurs, ce qui garantit que les tensions des sources d'énergie restent autour de leurs tensions optimales.

4.1 Architecture du système de gestion de l'énergie à sources multiples proposé

L'architecture du système de récupération d'énergie ambiante à sources multiples proposé est illustrée à la Figure 4.1. Le système peut supporter trois sources d'énergie. Un convertisseur élévateur synchrone est utilisé pour le transfert de puissance. L'unité de gestion de l'énergie comprend un contrôleur de sélection de source d'énergie, des circuits d'optimisation de puissance MPPT basés sur la technique FOCV et un contrôleur à hystérésis et un circuit pour la régulation de la charge et le stockage de l'énergie excédentaire. La commande du fonctionnement de la cellule principale du convertisseur élévateur se compose de circuits MPPT, de comparateurs à hystérésis et d'un détecteur de courant nul. Les blocs de comparateurs à hystérésis comparent les tensions de chaque transducteur d'énergie à sa tension de point de puissance maximale instantanée, indiquée par les blocs MPPT basées sur la technique FOCV. Ils génèrent ainsi des signaux de commande H_1 , H_2 et H_3 qui seront exploités par le bloc de sélection de source pour décider sur la source d'énergie à sélectionner. Ainsi, le bloc de sélection de source génère les signaux de commande S_{H1} , S_{H2} et S_{H3} pour commander les transistors M_{H1} , M_{H2} et M_{H3} , respectivement. Également, en se basant sur les signaux H_1 , H_2 et H_3 et le signal $CM P_{V_{SC}}$ qui provient de l'unité de gestion de charge, le bloc de sélection de source génère aussi le signal de commande du transistor M_{LS} du convertisseur de puissance. Le deuxième transistor principal de convertisseur CC-CC, M_{HS} est commandé par un détecteur de passage à zéro pour éviter les pertes d'énergie en fonctionnement en mode de conduction discontinu.

Le bloc de sélection de source est un contrôleur synchrone. La sélection de la source d'énergie est basée sur le niveau de tension par rapport à une tension de référence, qui est déterminée

par le bloc MPPT. Ainsi, après avoir déterminé la tension optimale de chaque source, le bloc de sélection de source sélectionne une source dont la tension est supérieure à sa tension optimale et passe à une autre source lorsque la tension devient inférieure à la tension de référence. De cette manière, la tension de chaque source d'énergie sera maintenue dans une certaine région autour des tensions optimales.

Dans cette architecture, trois blocs MPPT sont utilisés, ce qui est égal au nombre de sources d'énergie utilisées. Le rapport entre la tension optimale de la source d'énergie ambiante et sa tension en circuit ouvert est déterminé par un diviseur résistif. Un contrôleur synchrone est mis en œuvre pour sélectionner les sources et un contrôleur asynchrone pour piloter les principaux transistors, M_{LS} et M_{HS} du convertisseur élévateur.

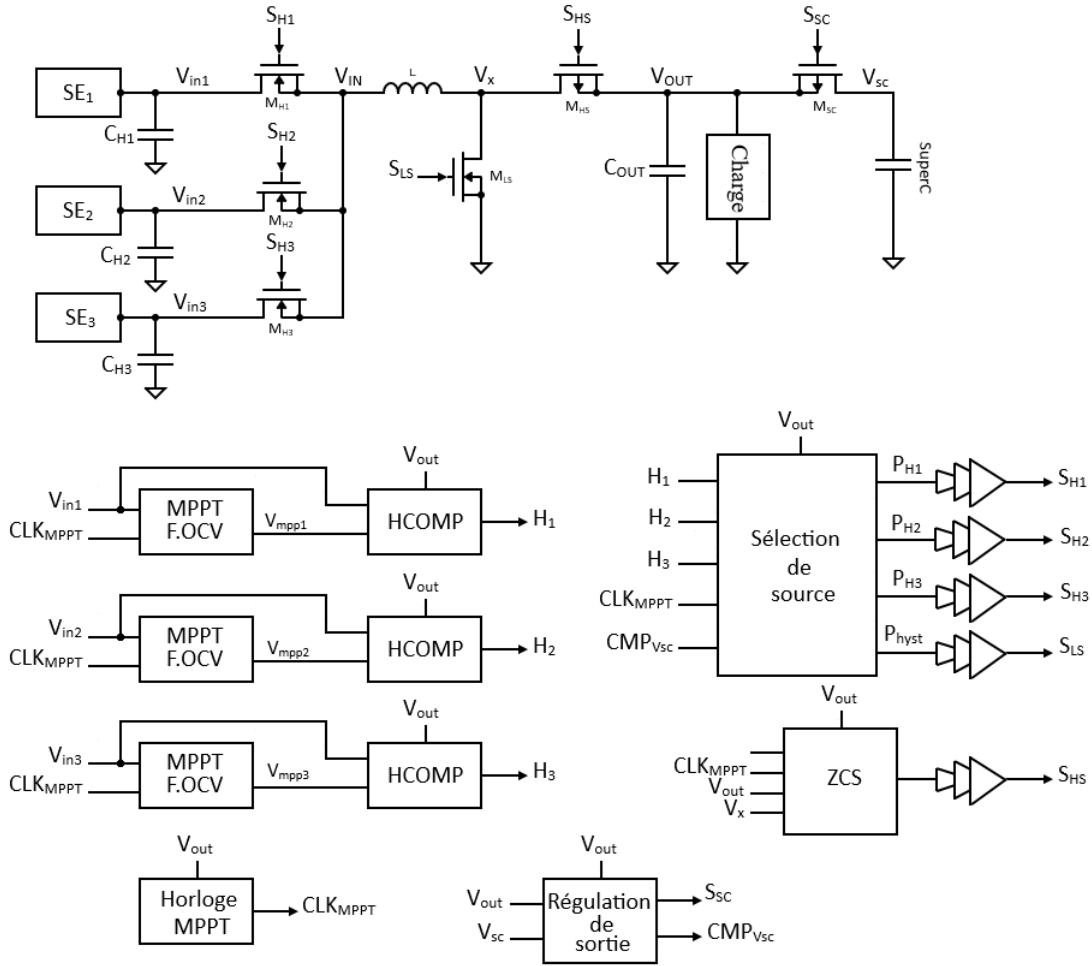


FIGURE 4.1 Schéma fonctionnel du système à sources multiples proposé

4.2 Mise en œuvre des blocs du système à sources multiples proposé

L'architecture du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé offre un mécanisme de commande simple et efficace pour maximiser la puissance extraite des sources d'énergie et améliorer le rendement bout en bout du système de conversion de puissance. Une fois que la source est sélectionnée, le système peut être vu comme un système mono-source tout en garantissant que les autres sources d'énergie ne divergent pas de leurs points d'opération optimaux. Bien que le système proposé supporte trois sources, le système peut être facilement étendu pour supporter plus de source.

4.2.1 Sélection de la source d'énergie

Dans les systèmes de récupération d'énergie à sources multiples, une attention particulière doit être accordée pour la sélection de la source d'énergie. En effet, l'adaptation de chaque source d'énergie est primordiale pour assurer l'efficacité du système. Une mauvaise gestion de transition entre les sources d'énergie pourrait provoquer la divergence des tensions des transducteurs par rapport à leurs tensions optimales, ce qui résulte des pertes d'énergie.

Dans l'architecture proposée, la sélection des sources d'énergie ambiante se fait de façon automatique selon leur disponibilité et l'état de charge du supercondensateur. L'objectif est de maintenir le point d'opération de chaque source d'énergie autour de son point d'opération optimal. Cette approche permet l'adaptation d'impédance de chaque source d'énergie et ainsi assurer que le maximum de puissance instantanée qu'on peut tirer des transducteurs d'énergie est disponible à l'entrée du convertisseur de puissance. Cela conduit à l'amélioration de l'efficacité du système de récupération d'énergie à sources multiples.

Une machine à états permet la sélection des sources d'énergie. La Figure 4.2 montre la machine à états implémentée. Quatre états sont considérés : F_i , $i = 0, 1, 2, 3$. L'état F_0 correspond à la déconnexion de toutes les sources d'énergie de l'étage de puissance : soit pour mesurer la tension de circuit ouvert des sources d'énergie ambiante : soit parce que le supercondensateur est complètement chargé (la tension à ses bornes atteint 1,8 V). La mesure de la tension de circuit ouvert V_{oc} de chaque source d'énergie est indiquée par une activation du signal CLK_{MPPT} , ce qui permet la détermination de la tension optimale de chaque source d'énergie. Un niveau bas du signal $CMP_{V_{SC}}$ indique que la tension aux bornes du supercondensateur a atteint la valeur de régulation, 1,8 V. Dans ce cas, les sources d'énergie sont déconnectées et le transfert d'énergie est interrompu.

Les états F_i , $i = 1, 2, 3$ correspondent à la sélection des sources 1, 2 et 3 respectivement. Le passage de l'état F_0 à un état F_i , $i = 1, 2, 3$ est décidé selon la disponibilité de chaque

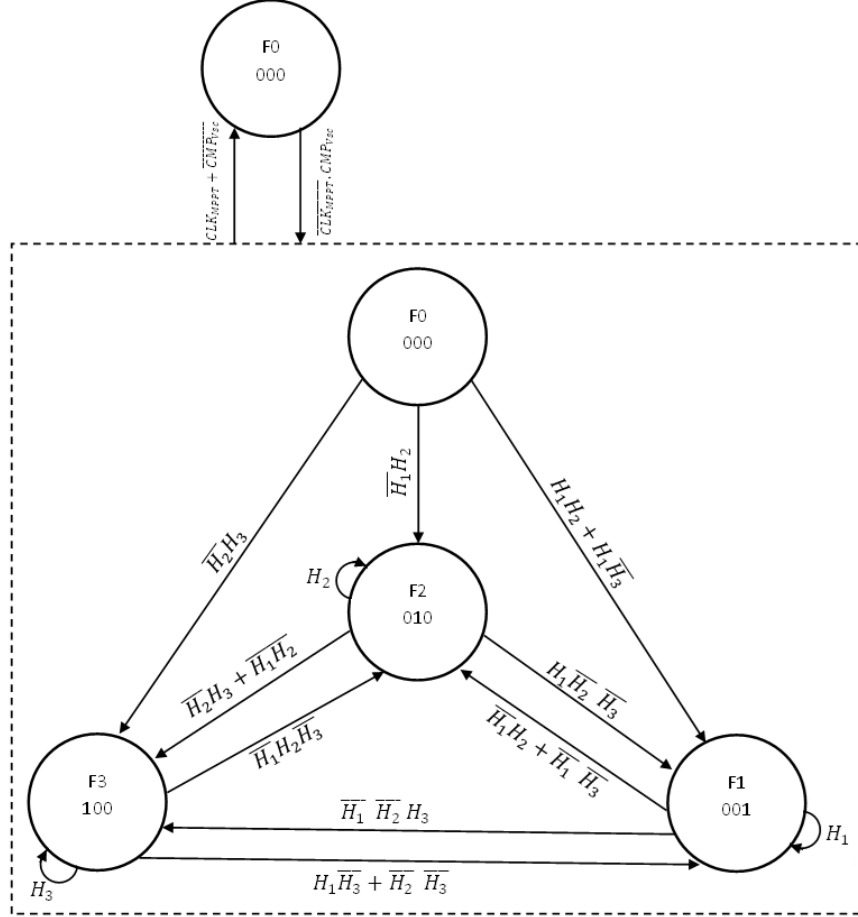


FIGURE 4.2 Machine à états du circuit de sélection de sources

source d'énergie. Une sélection prédéfinie est adoptée quand plusieurs sources d'énergie sont disponibles en même temps. Également, le passage d'un état F_i à un état F_j , $i, j = 1, 2, 3$, est commandé par les sorties des comparateurs à hystérésis H_1 , H_2 et H_3 . Pour illustration, le passage de l'état F_1 à l'état F_2 ou F_3 se fait de la manière suivante. Quand la tension de la source 1 passe au-dessous de sa tension optimale (indiqué par une transition haut-bas du signal H_1), le bloc de sélection de source sélectionne la source 2 ou la source 3 selon leurs disponibilités, indiqués par les signaux H_2 et H_3 . Si les tensions V_{in2} et V_{in3} sont inférieures aux tensions optimales V_{mpp2} et V_{mpp3} , respectivement, la source 2 est sélectionné pour tenir en considération la différence de niveau de puissance disponible qui peut exister entre les sources d'énergie. En effet, les sources d'énergie ambiante peuvent fournir des puissances très variables selon les conditions environnementales. Elles peuvent ainsi présenter des écarts considérables entre les puissances instantanées disponibles, ce qui rend le passage d'une source à une autre primordial pour optimiser l'efficacité du système.

La combinaison de la technique de la sélection de source d'énergie avec le mode de commande du convertisseur de la puissance permettent une optimisation de la puissance fournie par les transducteurs d'énergie, et ainsi augmenter l'efficacité de bout en bout du système de récupération d'énergie.

L'approche proposée simplifie la commande du convertisseur de puissance suivant un contrôle hystérésis découplé de la sélection de la source d'énergie. Ainsi, une fois qu'une source d'énergie est sélectionnée, le système est commandé comme un système mono-source. Par exemple, si la source 1 est sélectionnée comme source d'énergie, le transistor S_{LS} sera commandé suivant le signal H_1 . Il sera commandé suivant les signaux H_2 et H_3 quand les sources, source 2 et source 3, sont sélectionnés, respectivement. Le transistor M_{HS} est commandé par le bloc ZCS. La Figure 4.3 montre le diagramme en bloc du circuit de sélection de source.

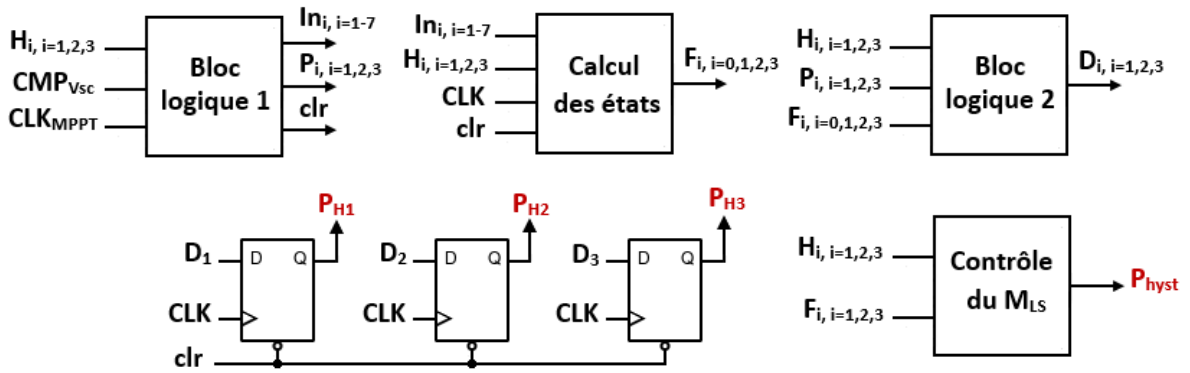


FIGURE 4.3 Schéma fonctionnel du bloc de sélection de source

La sélection de la source d'énergie se fait alors d'une façon synchrone, tandis que la commande des deux transistors principaux de convertisseurs, M_{LS} et M_{HS} se fait de manière asynchrone. Le régime de courant de l'inductance peut être continu ou discontinu. Le convertisseur de puissance opère ainsi en mode de conduction continu et en mode de conduction discontinu.

L'approche adoptée pour la gestion de puissance dans le système à sources multiples permet de maintenir les trois transducteurs d'énergie fonctionnels autour de leurs points d'opérations optimaux et simplifie largement la commande de flux de puissance. Elle offre aussi une simplicité pour l'extension du système à plus de trois sources d'énergie.

4.2.2 Adaptation de sources

La technique MPPT FOCV est utilisée pour déterminer les tensions optimales auxquelles chaque transducteur d'énergie fournit sa puissance maximale. Cette technique offre une sim-

plicité au niveau de son architecture et des rendements acceptables pour les systèmes à basse puissance. Dans l'architecture proposée, trois blocs MPPT sont utilisés, ce qui correspond au nombre de sources d'énergie supportées par le système. Le circuit de base de la technique FOCV est montré sur la Figure 3.3b (chapitre 3). Les circuits MPPT FOCV mesurent les tensions de circuit ouvert de chaque source d'énergie en déconnectant le convertisseur de puissance chaque 64 ms pour une période de 250 μ s. Ainsi, les tensions de point de puissance maximales correspondantes sont obtenues et bloquées jusqu'au nouveau cycle MPPT. Comme on a vu précédemment dans les chapitres 2 et 3, dans la technique MPPT FOCV, la tension de point de puissance maximum P_{mpp} est une fraction k de la tension de circuit ouvert du transducteur d'énergie. La valeur k varie d'une source d'énergie à autre, et elle dépend aussi de conditions environnementales pour certaines sources d'énergie. Par exemple, cette valeur vaut 0,5 pour les TEGs, 0,6 pour les BFCs, et varie entre 0,7 et 0,85 pour le PV.

4.2.3 Contrôle à hystérésis

Le convertisseur de puissance est commandé par contrôle hystérésis. Trois comparateurs à hystérésis sont utilisés pour générer les signaux H_1 , H_2 et H_3 suivant les niveaux des tensions des sources d'énergie V_{in1} , V_{in2} et V_{in3} par rapport à leurs tensions de points de puissance maximum V_{mpp1} , V_{mpp2} et V_{mpp3} , respectivement. L'architecture de comparateur à hystérésis est montrée sur la Figure 3.4 (chapitre 3). Le convertisseur de puissance est commandé suivant les signaux H_1 , H_2 et H_3 . En effet, l'architecture proposée permet une implantation simple et efficace de convertisseur élévateur à entrées multiples. Une fois une source d'énergie est sélectionnée, le convertisseur élévateur est commandé suivant la sortie du comparateur à hystérésis correspondant. Ainsi, le transistor M_{LS} est commandé suivant H_1 quand la source d'énergie SE_1 est sélectionnée par le bloc de sélection d'énergie. Il sera commandé suivant les signaux H_2 et H_3 quand les sources SE_2 et SE_3 sont sélectionnées, respectivement. C'est le bloc de sélection de source qui assure cette commande en générant le signal P_{hyst} . Suivant l'état du système, le signal P_{hyst} est à l'état bas quand toutes les sources d'énergie sont déconnectées, soit pour mesurer les tensions de circuit ouvert, soit parce que le supercondensateur est complètement chargé. Il prend l'état des signaux H_1 , H_2 et H_3 quand les sources SE_1 , SE_2 et SE_3 sont sélectionnées, respectivement. La Figure 4.4 montre le circuit du bloc qui génèrent le signal P_{hyst} . Les signaux F_1 , F_2 et F_3 correspondent aux sorties de la machine à états qui définit le processus de sélection de source.

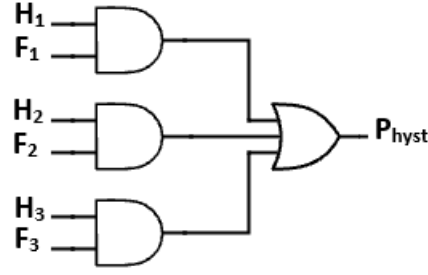


FIGURE 4.4 Circuit de commande du transistor M_{LS}

4.2.4 Commutation au passage à zéro (ZCS) et régulation de sortie

Dans le système à sources multiples proposé, le régime du courant de l'inductance peut être continu ou discontinu. Par conséquent, le convertisseur de puissance peut opérer en CCM et en DCM. En mode de conduction discontinu, il est nécessaire de détecter le moment de passage de courant de l'inductance à zéro pour prévenir des pertes d'énergie. Ainsi, un bloc ZCS est implémentée pour commander les transistors M_{HS} . L'architecture du bloc ZCS est similaire à celle utilisée pour le système de récupération d'énergie mono-source présenté sur la Figure 3.5. Le bloc de régulation de charge assure la régulation et le maintien de la tension de sortie et la tension de condensateur à 1,8 V. Il est basé sur le circuit présenté sur la Figure 3.6b, qui est utilisé pour le système mono-source.

4.3 Résultats de simulation basé sur un modèle extrait d'un schématique préalable au dessin des masques

Le système de récupération d'énergie à sources multiples proposé est implémenté avec la technologie CMOS FD-SOI 22 nm. L'outil Virtuoso de Cadence est utilisé pour réaliser le schéma du circuit et le simulateur Spectre pour la simulation. Des résultats sont transférés au logiciel Matlab pour des traitements.

Pour vérifier les performances du système proposé, le système est soumis à une série des tests. Tout d'abord, une vérification de fonctionnalité du système est effectuée. Trois sources d'énergie ambiante sont utilisées, une cellule photovoltaïque (modèle KXOB25-14X1F) et deux générateurs thermoélectriques (modèle TE-MOD-1W2V-21S et modèle 1MC06-126-05_TEG). La cellule photovoltaïque est soumise à un éclairement de 50 W/m² sous une température de 25 °C. Elle peut générer ainsi une puissance maximale de 957 μW en fonctionnant à son point de puissance maximale. Le premier TEG (modèle TE-MOD-1W2V-21S) a une résis-

tance série de $6,9 \Omega$. Avec une tension de circuit ouvert de 100 mV, il peut générer une puissance maximale de $362 \mu\text{W}$. La résistance série du deuxième TEG (modèle 1MC06-126-05_TEG) est $3,6 \Omega$. Il peut générer une puissance de $444 \mu\text{W}$ en fonctionnement optimale quand sa tension de circuit ouvert est 80 mV. Les spécifications de la cellule photovoltaïque dans les conditions d'essais standards (STC) sont présentées sur le Tableau 2.2 tandis que les paramètres du premier TEG et deuxième TEG sont montrés sur les Tableaux 2.1 et 4.1, respectivement.

TABLEAU 4.1 Paramètres du générateur thermoélectrique TE-MOD-1W2V-21S

Paramètres	Valeur
Température du côté chaud	230 °C
Température du côté froid	30 °C
Tension en circuit ouvert (V)	4,8 V
Résistance de charge adaptée	6,9 Ω
Tension de point de puissance maximale	2,4 V
Courant au point de puissance maximale	0,35 A
Puissance maximale	0,84 W

Les paramètres du convertisseur sont $C_{H1} = C_{H2} = C_{H3} = C_{OUT} = 10 \mu\text{F}$ et $L = 47 \mu\text{H}$, La capacité du supercondensateur est $C_{SuperC} = 1 \text{ mF}$. La Figure 4.5 montre les variations des tensions V_{in1} , V_{in2} et V_{in3} des sources d'énergie, les tensions optimales des transducteurs d'énergie V_{mpp1} , V_{mpp2} et V_{mpp3} , les variations de la tension de sortie V_{OUT} et le courant de l'inductance I_L . La tension de circuit ouvert de chaque transducteur d'énergie est mesurée pour obtenir la tension de point de puissance maximum correspondante. Ces tensions sont obtenues en déconnectant les sources d'énergie du convertisseur de puissance pour un temps de $250 \mu\text{s}$. Ainsi, la tension V_{mpp1} correspondant à la source photovoltaïque vaut 0,8 fois sa tension de circuit ouvert. Également, les tensions V_{mpp2} et V_{mpp3} correspondent à la moitié des tensions de circuit ouvert du premier et deuxième TEG, respectivement. Une fois les tensions optimums de chaque transducteur d'énergie sont obtenues, le système de gestion de puissance sélectionne une source tout en assurant que le point d'opération de chaque source d'énergie reste autour de son point optimum. Sur la Figure 4.5, la tension d'opération de chaque transducteur d'énergie est maintenue autour de la tension de puissance maximale correspondante, ce qui permet l'adaptation de toutes les sources d'énergie à la charge. La Figure 4.5 montre aussi la tension de sortie qui est régulée à la valeur désirée (1,8 V).

Une illustration du mécanisme de la sélection des sources d'énergie et de commande du convertisseur de puissance est fournie à la Figure 4.6. Les tensions V_{in1} , V_{in2} et V_{in3} sont commandées et restent autour des tensions optimales de chaque transducteur d'énergie. La

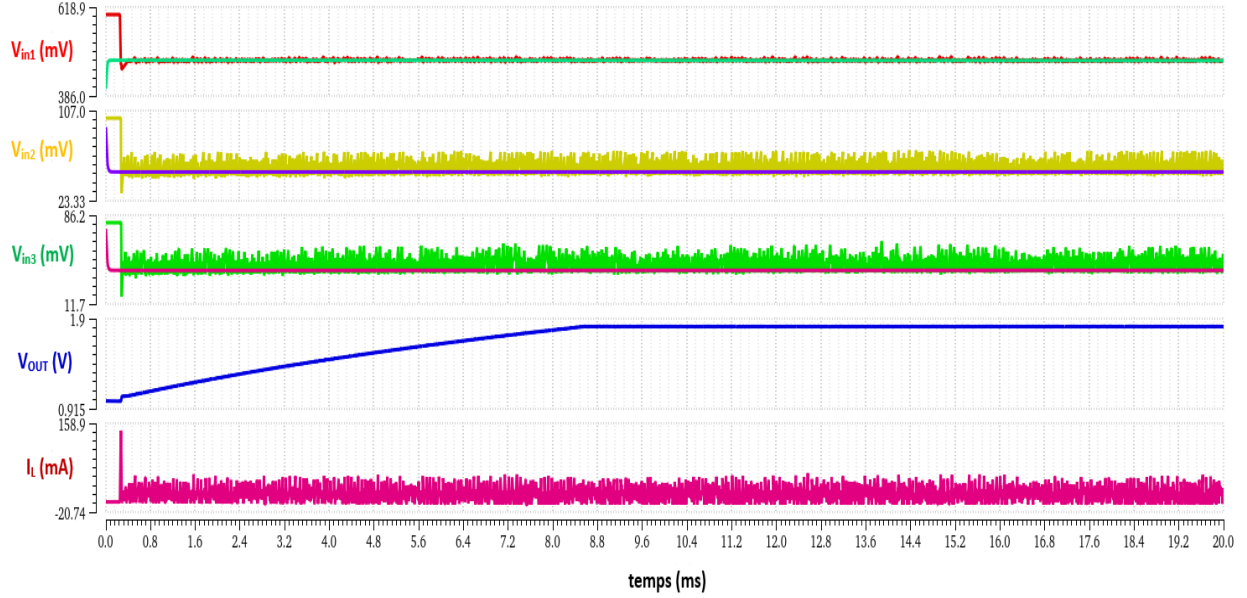


FIGURE 4.5 Variations des tensions de sources d'énergie, de la tension de sortie et du courant de l'inductance pour le système à sources multiples proposé

tension V_{IN} varie selon la source d'énergie sélectionnée. La Figure 4.6 montre les chronogrammes des signaux de commandes S_{H1} , S_{H2} et S_{H3} des transistors M_{H1} , M_{H2} et M_{H3} . On peut remarquer que ces signaux sont non chevauchés et une seule source d'énergie est sélectionnée à la fois. Les variations de la tension V_{IN} valident cette remarque vu que cette dernière ne présente pas des perturbations lors de commutation d'une source à une autre. Sur la Figure 4.6, il est montré un exemple de transition entre les sources. Par exemple, on voit tout d'abord sur le cercle pointillé que SE_2 est sélectionné. Le niveau de la tension V_{in2} passe au-dessous de la tension V_{mpp2} , ce qui est détecté par un comparateur à hystérésis (HCOMP). La tension V_{in3} est au-dessus de la tension V_{mpp3} , ce que fait que le bloc de sélection de source connecte la source 3 au convertisseur et met le signal S_{H2} à l'état bas. Une fois la tension V_{in3} passe au-dessous de la tension V_{mpp3} , le contrôleur détecte que les tensions des deux sources SE_1 et SE_2 sont au-dessus de leurs tensions optimales. La priorité dans ce cas (passage de SE_3 à une autre source) est donnée à la première source. En suivant le même principe, le bloc de sélection de source assure le maintien des trois sources d'énergie autour de leurs points de fonctionnement optimaux.

Les résultats de simulation rapportés à la Figure 4.6 montrent les effets des variations des signaux S_{LS} , S_{HS} et S_{SC} qui commandent les transistors M_{LS} , M_{HS} et M_{SC} . Les variations de courant de l'inductance sont aussi illustrées sur cette figure. Ce courant est continu sur

des cycles de transfert d'énergie et discontinu sur d'autres cycles, ce qui rend le convertisseur fonctionnel en CCM et en DCM.

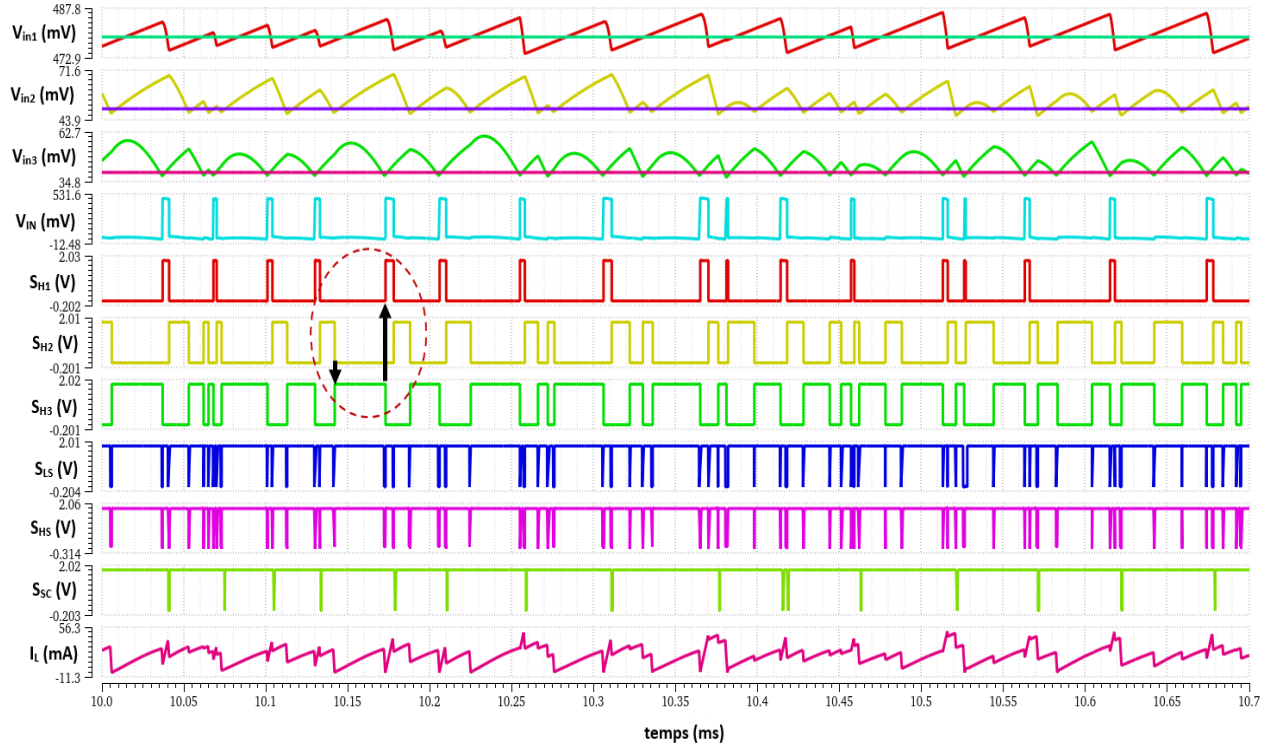


FIGURE 4.6 Variations des signaux de commande du système à sources multiples proposé

Pour chaque source d'énergie, les courbes de la tension à ses bornes et de la puissance fournie sur un cycle MPPT (64 ms) sont tracés conjointement avec la caractéristique PV sous les conditions de test pour mieux visualiser la plage de tension d'opération de chaque transducteur en régime permanent. Les résultats sont rapportés à la Figure 4.7.

La précision de la poursuite des points de puissance maximale est observée à travers le calcul du rendement dynamique. Les rendements dynamiques de la poursuite des points de puissance maximale pour les sources d'énergie 1, 2 et 3 sont 98,5%, 97,1% et 94,5%, respectivement. Ce résultat confirme l'efficacité de l'algorithme de sélection de source proposé ainsi que du mécanisme de commande du convertisseur de puissance pour adapter le système de collecte à toutes les sources d'énergie simultanément avec la charge.

Pour évaluer davantage le système à sources multiples proposé, le rendement de conversion bout en bout du système pour différentes puissances d'entrée sont présentées sur la Figure 4.8. La puissance d'entrée correspond à la somme des puissances maximales des trois transducteurs d'énergie. Pour une puissance d'entrée de 100 μ W à 30 mW, un rendement maximum

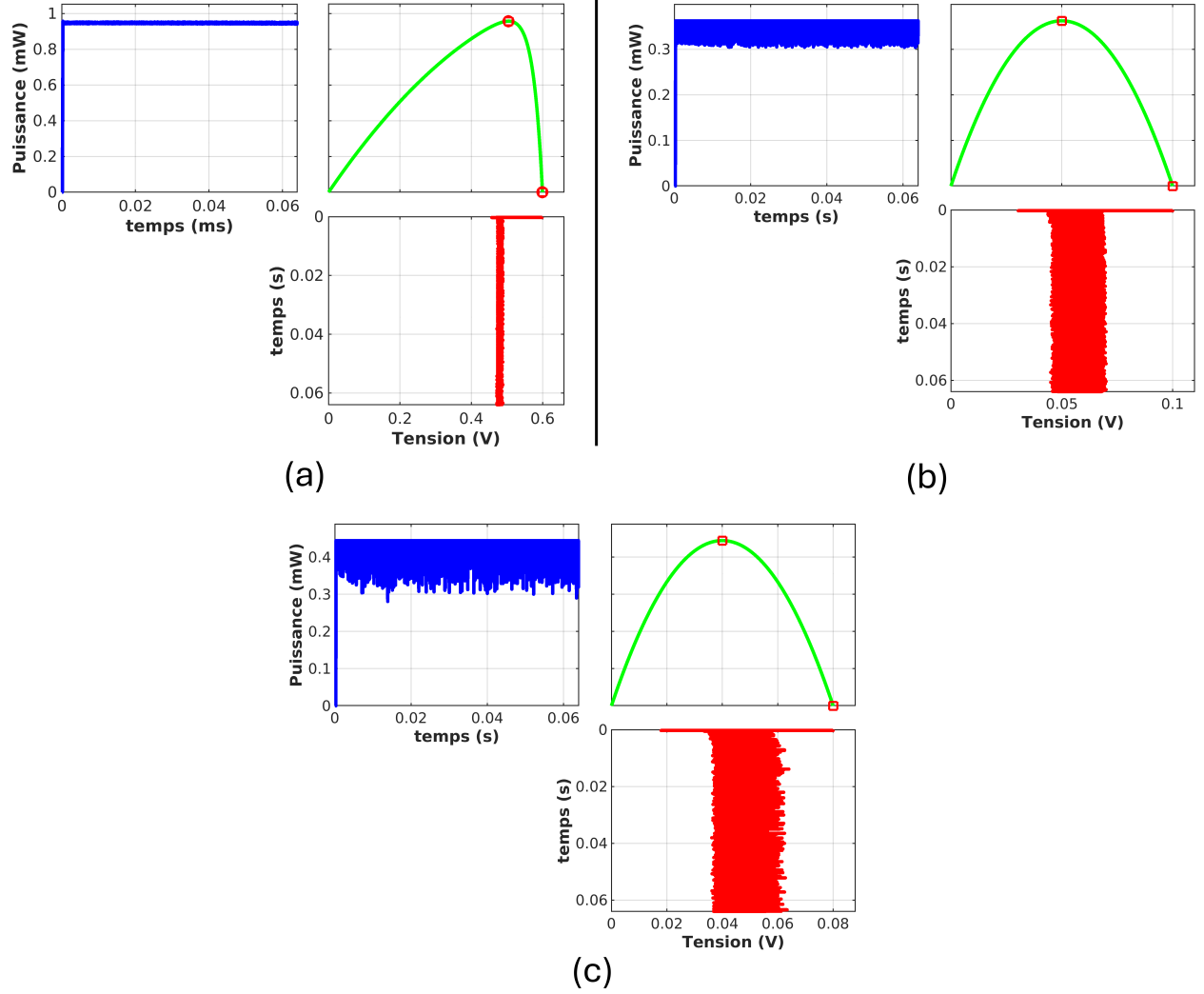


FIGURE 4.7 Illustration de la commande de la tension de chaque transducteur d'énergie autour de sa valeur optimale : (a) PV, (b) TEG1 et (c) TEG2

de 90,9% est obtenu à la puissance d'entrée maximale de 2 mW. Sur la plage de puissance considérée, le rendement du système est supérieur à 76,2%.

4.4 Résultats des simulations post-layout

La Figure 4.9 représente le dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé. La dimension globale de la conception du système est de $578 \mu\text{m}$ sur $197 \mu\text{m}$. Les différents blocs du système sont mentionnés sur cette figure. Pour illustration, le dessin des masques du bloc de sélection de source est montré sur la Figure 4.10.

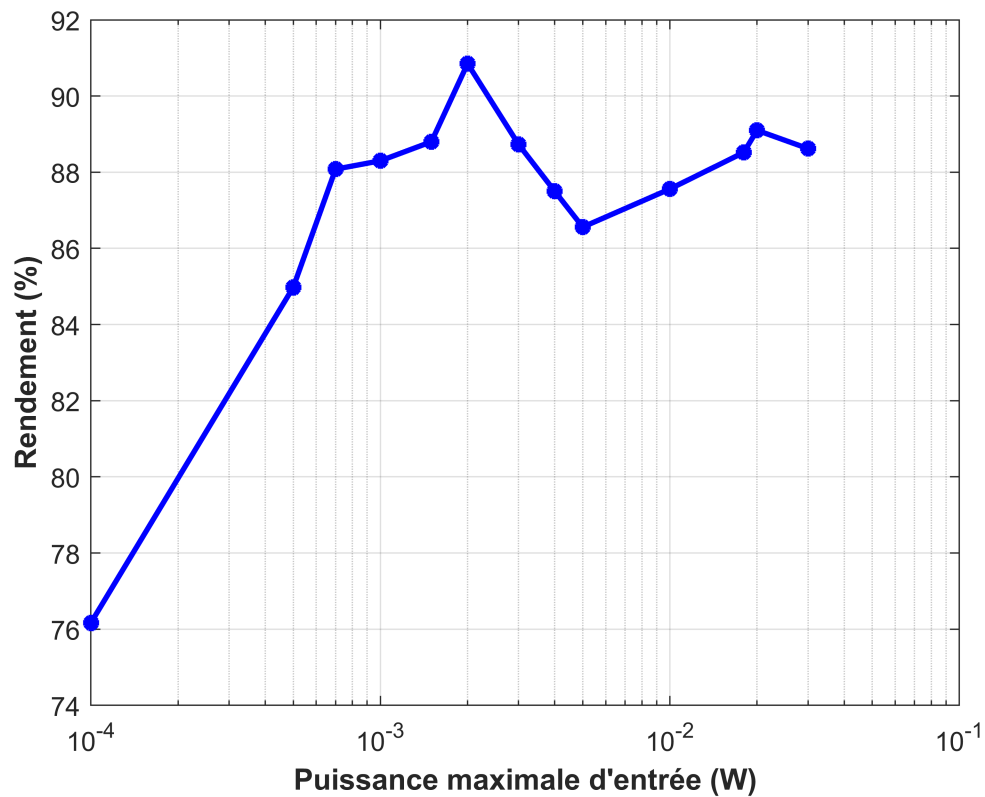


FIGURE 4.8 Rendement du système du récupération d'énergie à sources multiples proposé pour différentes puissance d'entrée

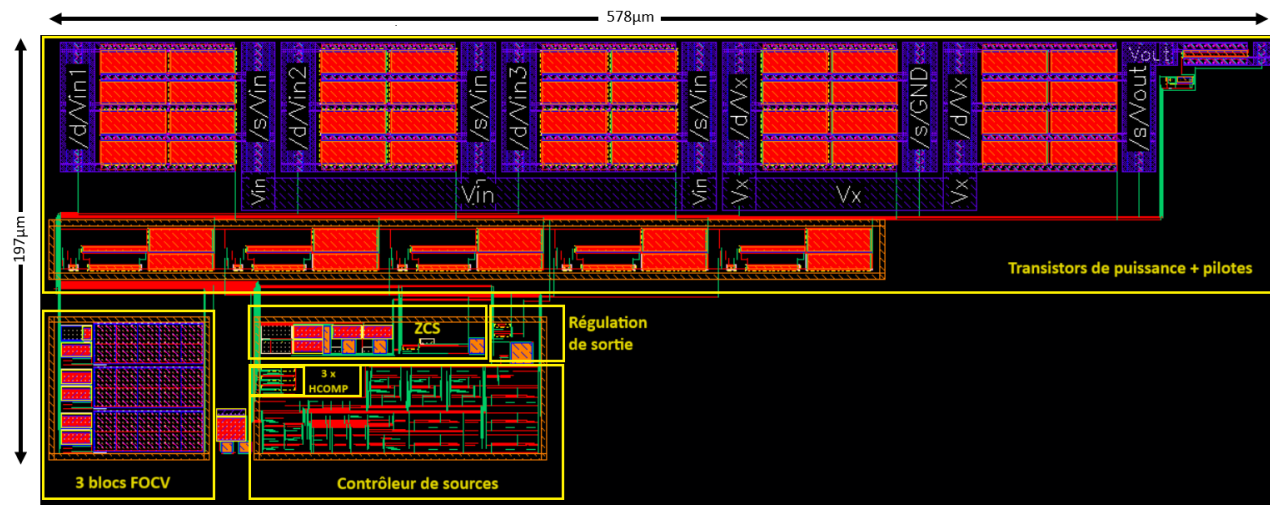


FIGURE 4.9 Dessin des masques du système de récupération d'énergie proposé

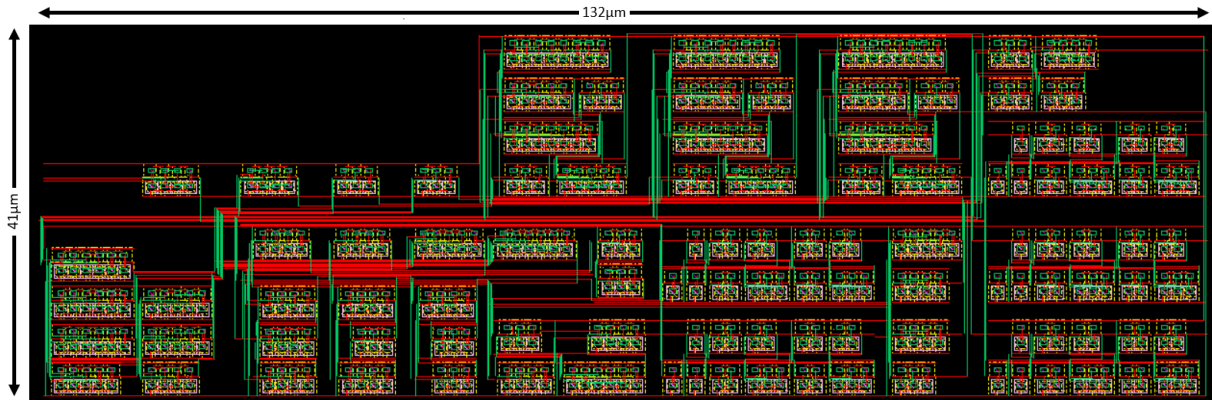


FIGURE 4.10 Dessin des masques du bloc de la sélection de source

La Figure 4.11 montre le rendement de conversion bout en bout du système pour différentes puissances d'entrée sont présentées. La puissance d'entrée correspond à la somme des puissances maximales des trois transducteurs d'énergie. Le rendement du système est supérieur à 72,5% pour une puissance d'entrée de 100 μW à 30 mW. Un rendement maximum de 88,3% est obtenu sur la plage de puissance considérée. Le Tableau 4.2 montre une comparaison entre le système de récupération d'énergie à sources multiples proposé et certains systèmes récents présentés dans la littérature. Malheureusement, il n'existe pas une méthode standard pour évaluer ces systèmes. Chaque système est évalué dans des conditions différentes, ce qui rend difficile d'avoir une comparaison juste. Cependant, le Tableau 4.2 liste différentes spécifications de chaque système : le nombre de sources d'énergie utilisées, la plage de variation de la tension d'entrée, le recours à l'utilisation d'une batterie ou d'un supercondensateur en entrée, la plage de la puissance d'opération et l'efficacité maximale du système. La capacité des systèmes à combiner des sources d'énergie sur un cycle au lieu de faire du multiplexage temporel est également analysée.

À l'exception de la référence [65], où les profils de puissance des sources d'énergie ambiante utilisées pour les essais sont rapportés, les autres références n'ont pas rapporté ces détails. Les systèmes présentés dans [17], [65] et [67] utilisent des batteries comme sources d'énergie, et les systèmes présentés en [62] et [64] utilisent des supercondensateurs. On peut conclure que l'efficacité énergétique de ces systèmes n'est pas le résultat direct des sources d'énergie ambiantes, mais également de l'apport de l'élément de stockage (batterie ou supercondensateur), qui ont des densités de puissance plus élevées par rapport aux sources ambiantes et peuvent fournir, sur un seul cycle de charge, un courant important. En ce qui concerne le mécanisme de sélection des sources d'énergie, le contrôleur proposé assure le maintien des

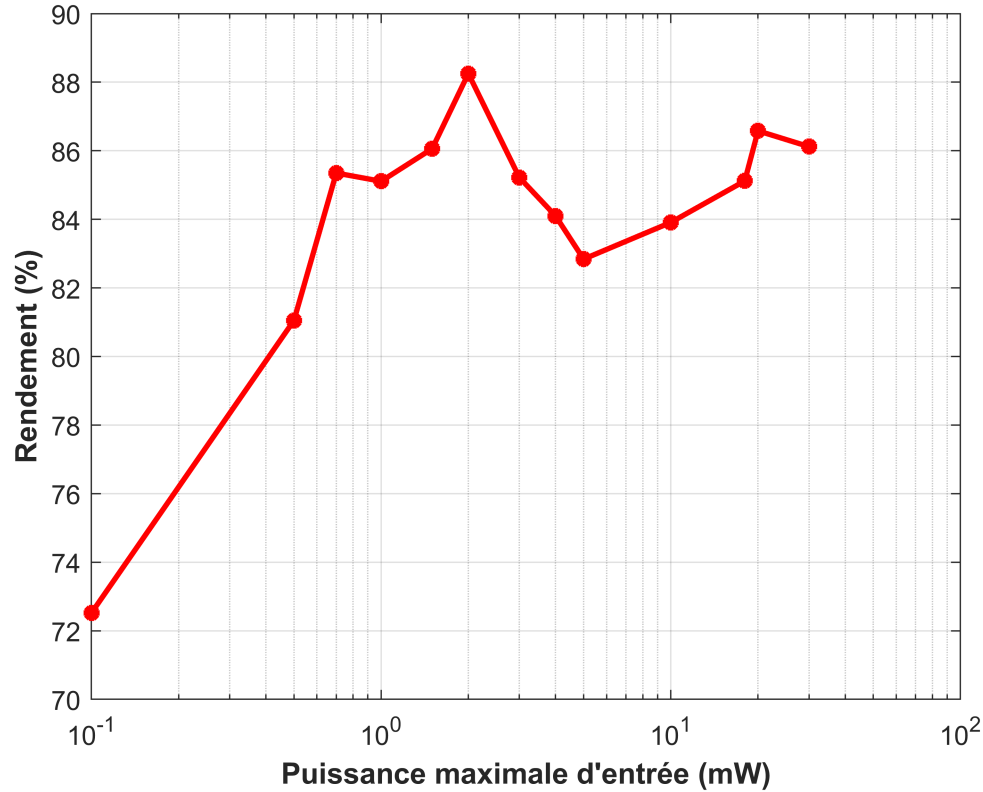


FIGURE 4.11 Rendement de conversion bout en bout du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé pour différentes puissances d'entrée

TABLEAU 4.2 Comparaison du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé à l'état de l'art

	[62]	[17]	[64]	[65]	[67]*	Ce travail*
Technologie	180nm	28nm	180nm	180nm	180nm	22nm
N d'entrées	2+supercondensateur	3+batterie	3+supercondensateur	4+batterie	3+batterie	3
Sources d'énergie	TEG (0,05-0,3V) PV (0,4-0,8V)	PV (0,2-1V) BFC (0,2-0,5V) TEG (0,1-0,4V) Batterie (1,8V)	2 PVs(0,1-0,8V) TEG (0,1-0,8V)	PV (1,45-1,8V) BFC (0,2-0,7V) TEG (0,03-0,09V) Batterie (2,4V)	Sources CC ($\geq 0,5V$) Batterie	PV (0,1-1V) 2 TEGs (0,02-0,5V)
Nombre de sources d'énergie dans un cycle	2	1	3	1	2	3
Tension de sortie	0,5V ; 1,2V	0,4 - 1,4V	1,2V	1V ; 1,3V ; 1,6V	1,4V ; 0,8V ; 0,5V	1,8V
Batterie	Non	Oui	Non	Oui	Oui	Non
Mode de conduction	DCM	DCM	DCM	DCM	DCM,CCM	DCM,CCM
Plage de puissance	20μW-4mW (sortie)	1μW-60mW (sortie)	2,5μW-10mW (sortie)	1μW-24mW (sortie)	1μW-40mW (sortie)	100μW-30mW (entrée)
Rendement maximum	84,4%	89% @ $P_{OUT}=12,5mW$ et $V_{OUT}=1V$	82% @ $P_{OUT}=120μW$	90,2% @ $P_{OUT}=10mW$	94,8% @ $P_{OUT}=5mW$	88,3% @ $P_{OUT}=2mW$ et $V_{OUT}=1,8V$

* Simulation post-layout

sources d'énergie autour de leurs points d'opération optimaux tout en assurant une commande simple pour le bloc du transfert de puissance. Le convertisseur en [17] fonctionne en mode DCM. Les sources d'énergies ambiantes sont utilisées conjointement avec une batterie et sont sélectionnées une après l'autre selon leurs disponibilités. Si une source d'énergie ambiante devient disponible (sa tension devient supérieure à sa tension de référence) pendant

le cycle de fonctionnement d'une autre source, il faudra attendre la fin de ce cycle pour être sélectionnée. Cela provoque que la tension d'opération de cette source s'écarte de sa tension du point de puissance maximum, ce qui entraîne des pertes d'énergie. Les auteurs en [64] ont essayé de résoudre ce problème en proposant un système de sélection de source qui permet la récupération d'énergie de plusieurs sources sur un même cycle. Cependant, ce système présente aussi des inconvénients. En effet, la détection des sources d'énergie disponibles se fait à des moments précis tout en faisant fonctionner le convertisseur en mode DCM. Par exemple, si au moment de la détection de la disponibilité des sources, trois sources sont disponibles, les trois sources vont être connectées une après l'autre et le cycle de charge de l'inductance va s'étendre jusqu'au moment où la troisième source devient non disponible. Cependant, si au moment de la détection de disponibilité des sources, une seule source d'énergie est disponible, le convertisseur va opérer avec cette source en DCM. Cette approche ne tient pas compte du caractère sporadique des sources d'énergie ambiantes et la possibilité de disponibilité d'autres sources après le moment de détection, car le convertisseur fonctionne en DCM, ce qui peut provoquer la divergence des sources d'énergie de leurs points d'opérations optimaux. Les auteurs en [65] ont proposé un contrôleur synchrone pour la sélection des sources d'énergie. Cependant, le système peut récupérer l'énergie d'une seule source d'énergie sur un cycle tout en fonctionnant en mode DCM. De plus, la source thermoélectrique, qui a une tension de point de puissance maximale très faible par rapports aux deux autres sources d'énergie ambiantes, n'est utilisée que lorsque les sorties ne nécessitent pas une puissance élevée. Le système proposé en [67] permet de résoudre le problème de divergence des sources de leurs points de puissances maximales en modifiant le mode de commande conventionnel du convertisseur abaisseur-élevateur. En effet, les auteurs ont introduit un mode de fonctionnement hybride pour permettre au convertisseur de fonctionner en CCM et DCM et avoir la possibilité de récupérer l'énergie de deux sources par cycle. Cependant, la modification de structure de commande du convertisseur abaisseur-élevateur augmente la complexité du système et l'architecture devient dépendante des dimensions de l'inductance (nécessite une valeur d'inductance supérieure à $100\ \mu\text{H}$ pour fonctionner en CCM). Notre approche, en revanche, permet une simplicité du mécanisme de commande du convertisseur de puissance et plus de flexibilité pour des éventuelles extensions du système. Également, le système de récupération d'énergie multisource proposé présente des performances compétitives par rapports aux autres systèmes considérés. Sans recours aux batteries ou supercondensateurs comme source d'énergie, le système présente un bon rendement sur une large plage de tension d'entrée et de puissance. Il faut noter que les tests de rendement sont obtenus à des niveaux très bas de tension pour les sources thermoélectriques (par exemple les tensions de circuit ouvert sont inférieures à 150 mV pour les puissances d'entrée inférieures à 3 mW). Également, grâce

au mécanisme de sélection de source et de commande, le système peut simultanément adapter trois transducteurs d'énergie à la charge.

CHAPITRE 5 CONCLUSION

Les techniques de récupération d'énergie ont attiré une attention croissante pour leur potentiel à récupérer l'énergie ambiante de l'environnement. En effet, la durée de vie des systèmes IoT alimentés par batterie sont principalement limités par la taille de cette dernière. De plus, le remplacement des batteries de très grands nombres d'objets connectés est très coûteux et généralement prohibitif. Par conséquent, la récupération de l'énergie ambiante peut réduire la fréquence de remplacement des batteries ou finalement permettre un fonctionnement sans batterie, prolongeant ainsi la durée de vie du système.

Les sources d'énergie ambiante exploitables pour la récupération d'énergie présentent des caractéristiques qui varient considérablement en fonction des conditions environnementales. Par conséquent, l'unité de gestion de puissance dans les systèmes à récupération d'énergie doit être robuste et capable de gérer de larges plages dynamiques de tension et de puissance tout en fournissant une efficacité énergétique élevée.

Cette recherche vise à développer une architecture flexible en technologie CMOS FD-SOI 22 nm afin de bénéficier efficacement de plusieurs sources d'énergie simultanément et servir des applications IoT. Cela signifie également que le système doit pouvoir s'adapter aux spécificités des différents récupérateurs d'énergie afin d'ajuster leur fonctionnement au point de puissance maximum et d'obtenir le transfert de puissance optimal en fonction des variations de l'environnement.

Dans le chapitre 3, une solution flexible pour la récupération d'énergie ambiante des sources CC est présentée. Le système de récupération d'énergie mis en œuvre est capable d'atteindre un transfert de puissance maximal via une régulation MPPT basée sur la technique FOCV et une boucle de contrôle à hystérésis. Également, le système proposé est capable de maintenir un rendement élevé sur une large plage de puissance et de tension d'entrée grâce à un schéma de commutation à courant zéro (ZCS). Tout en fournissant une tension de sortie régulée à 1,8 V, le système proposé est opérationnel pour des tensions d'entrée de 30 mV à 1 V et des puissances maximales des transducteurs d'énergie variant de 2,5 μ W à 30,7 mW. Il faut noter que la plage de puissance correspond aux limites (inférieure et supérieure) des puissances fournies par les transducteurs d'énergie utilisés pour les essais. Les limites extrêmes en termes de puissance ne sont pas élaborées. Des rendements bout en bout maximum de 91,4% et 95,7% sont atteints avec des générateurs thermoélectriques et une cellule photovoltaïque.

Dans le chapitre 4, un système de récupération d'énergie à sources multiples est présenté. Le système proposé est basé sur un convertisseur boost inductif à trois entrées. L'architecture

proposée utilise un contrôle par hystérésis pour réguler la tension de chaque traducteur d'énergie à leurs points de puissance maximales respectifs via un contrôleur de faible puissance. Un contrôleur de sélection de source est intégré pour une meilleure adaptation d'impédance entre toutes les sources d'énergie et la charge. L'architecture du système de récupération d'énergie à sources multiples proposé offre un mécanisme de contrôle simple et efficace pour maximiser la puissance extraite des sources d'énergie et améliorer le rendement bout en bout du système de conversion de puissance. Une fois une source sélectionnée, le système peut être vu comme un système mono-source tout en garantissant que les autres sources d'énergie ne divergent de leurs points d'opération optimaux. Le convertisseur, implémenté avec une technologie FD-SOI 22 nm, atteint un rendement maximum de 88,3% et prend en charge une plage de puissance de sortie de 100 μ W à 30 mW, avec un rendement $>72\%$ à une tension de sortie de 1,8 V.

Comme recommandation pour des recherches futures, on peut énumérer :

- La fabrication des systèmes de récupération d'énergie proposés. Ces deux systèmes peuvent être testés après fabrication pour accéder aux résultats de mesures et effectuer une comparaison plus juste avec les travaux antérieurs.
- L'intégration d'un circuit de démarrage à froid. Dans un système autoalimenté sans batterie tel que les systèmes proposés, il est essentiel que la tension minimale sur le condensateur de sortie soit supérieure à la tension de fonctionnement minimale des circuits de contrôle du convertisseur. Ainsi, une petite tension de fonctionnement/démarrage est essentielle pour garantir la fiabilité et de la durée de vie du système. Cette fonctionnalité peut être assurée par des circuits dédiés appelés circuits de démarrage. Le rôle du circuit de démarrage est de produire une tension continue d'environ 1V à partir de la tension de sortie de la source d'énergie (environ 50 mV) pour alimenter le contrôleur du convertisseur de puissance.
- Étude des architectures hybrides qui intègrent un convertisseur à condensateur commuté et un convertisseur inductif. En général, l'efficacité des convertisseurs CC-CC inductifs utilisés pour récupération d'énergie ambiante augmente en augmentant la tension à son entrée. Par conséquent, l'idée est d'insérer un convertisseur CC-CC à condensateur commuté à rendement élevé entre le transducteur d'énergie et le convertisseur CC-CC inductif pour augmenter la tension de sortie de la source d'énergie. Cette approche pourrait avoir comme conséquence l'amélioration des performances du système de conversion d'énergie et assure automatiquement un démarrage à très faible tension sans utiliser en régime permanent des circuits de démarrage à froid qui sont généralement de faible rendement.

RÉFÉRENCES

- [1] <https://www.ept.ca/features/choosing-low-power-iot-devices-to-achieve-sustainability/>.
- [2] <https://cordis.europa.eu/article/id/430457-up-to-78-million-batteries-will-be-discarded-daily-by-2025-researchers-warn>.
- [3] H. Reinisch, S. Gruber, H. Unterassinger, M. Wiessflecker, G. Hofer, W. Pribyl et G. Holweg, “An electro-magnetic energy harvesting system with 190 nW idle mode power consumption for a BAW based wireless sensor node,” *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 46, n° 7, p. 1728–1741, 2011.
- [4] I. Demirkol, D. Camps-Mur, J. Paradells, M. Combalia, W. Popoola et H. Haas, “Powering the internet of things through light communication,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, n° 6, p. 107–113, 2019.
- [5] B. Zhao, J. Wang, W.-H. Liao et J. Liang, “A bidirectional energy conversion circuit toward multifunctional piezoelectric energy harvesting and vibration excitation purposes,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 11, p. 12 889–12 897, 2021.
- [6] A. H. Talkhooncheh, Y. Yu, A. Agarwal, W. Kuo, K.-C. X. Chen, M. Wang, G. Hoskuldottir, W. Gao et A. Emami, “A fully-integrated biofuel-cell-based energy harvester with 86% peak efficiency and 0.25 V minimum input voltage using source-adaptive mppt,” dans *2020 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*. IEEE, 2020, p. 1–4.
- [7] M. Ashraf et N. Masoumi, “A thermal energy harvesting power supply with an internal startup circuit for pacemakers,” *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 24, n° 1, p. 26–37, 2015.
- [8] J. Iannacci, “Microsystem based energy harvesting (eh-mems) : Powering pervasivity of the internet of things (iot)—a review with focus on mechanical vibrations,” *Journal of King Saud University-Science*, vol. 31, n° 1, p. 66–74, 2019.
- [9] I. Konter et M. Hajian, “Wireless powering of internet of things devices using radio frequency harvesting,” *Student Undergraduate Research E-journal!*, vol. 4, 2018.
- [10] G. Saini, L. Somappa et M. S. Baghini, “A 500-nW-to-1-mW input power inductive boost converter with mppt for RF energy harvesting system,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, n° 5, p. 5261–5271, 2020.
- [11] K. K. P. Churchill, G. Chong, H. Ramiah, M. Y. Ahmad et J. Rajendran, “Low-voltage capacitive-based step-up dc-dc converters for RF energy harvesting system : A review,”

- IEEE Access*, vol. 8, p. 186 393–186 407, 2020.
- [12] Y. K. Tan et S. K. Panda, “Energy harvesting from hybrid indoor ambient light and thermal energy sources for enhanced performance of wireless sensor nodes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n°. 9, p. 4424–4435, 2010.
 - [13] B. Li, X. Shao, N. Shahshahan, N. Goldsman, T. Salter et G. M. Metze, “An antenna co-design dual band rf energy harvester,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 60, n°. 12, p. 3256–3266, 2013.
 - [14] S. Carreon-Bautista, A. Eladawy, A. N. Mohieldin et E. Sánchez-Sinencio, “Boost converter with dynamic input impedance matching for energy harvesting with multi-array thermoelectric generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n°. 10, p. 5345–5353, 2014.
 - [15] A. Nasiri, S. A. Zabalawi et G. Mandic, “Indoor power harvesting using photovoltaic cells for low-power applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n°. 11, p. 4502–4509, 2009.
 - [16] H. Roh, Y. Ji et J.-Y. Sim, “An auto-configurable dual-mode mppt for energy harvesting with 12 nw–180 mw conversion range,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 69, n°. 10, p. 4053–4057, 2022.
 - [17] S. S. Amin et P. P. Mercier, “Misimo : A multi-input single-inductor multi-output energy harvesting platform in 28-nm fdsoi for powering net-zero-energy systems,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, n°. 12, p. 3407–3419, 2018.
 - [18] M. Dini, A. Romani, M. Filippi, V. Bottarel, G. Ricotti et M. Tartagni, “A nanocurrent power management ic for multiple heterogeneous energy harvesting sources,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n°. 10, p. 5665–5680, 2014.
 - [19] J. J. Estrada-López, A. Abuellil, Z. Zeng et E. Sánchez-Sinencio, “Multiple input energy harvesting systems for autonomous iot end-nodes,” *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 8, n°. 1, p. 6, 2018.
 - [20] S.-H. Chen, T.-C. Huang, S. S. Ng, K.-L. Lin, M.-J. Du, Y.-C. Kang, K.-H. Chen, C.-L. Wey, Y.-H. Lin, C.-C. Lee *et al.*, “A direct ac–dc and dc–dc cross-source energy harvesting circuit with analog iterating-based mppt technique with 72.5% conversion efficiency and 94.6% tracking efficiency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n°. 8, p. 5885–5899, 2015.
 - [21] S. Uprety et H. Lee, “A 0.65-mw-to-1-w photovoltaic energy harvester with irradiance-aware auto-configurable hybrid mppt achieving > 95% mppt efficiency and 2.9-ms focv transient time,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, n°. 6, p. 1827–1836, 2020.

- [22] S.-H. Wu, X. Liu, Q. Wan, Q. Kuai, Y.-K. Teh et P. K. Mok, "A 0.3-v ultralow-supply-voltage boost converter for thermoelectric energy harvesting with time-domain-based mppt," *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 4, p. 100–103, 2021.
- [23] Z. Zeng, S. Shen, X. Zhong, X. Li, C.-Y. Tsui, A. Bermak, R. Murch et E. Sánchez-Sinencio, "Design of sub-gigahertz reconfigurable rf energy harvester from- 22 to 4 dbm with 99.8% peak mppt power efficiency," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, n°. 9, p. 2601–2613, 2019.
- [24] S. C. Chandrarathna et J.-W. Lee, "A dual-stage boost converter using two-dimensional adaptive input-sampling mppt for thermoelectric energy harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 66, n°. 12, p. 4888–4900, 2019.
- [25] X. Liu et E. Sánchez-Sinencio, "An 86% efficiency 12 μ w self-sustaining pv energy harvesting system with hysteresis regulation and time-domain mppt for iot smart nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n°. 6, p. 1424–1437, 2015.
- [26] Y. Yoon, H. Gi, J. Lee, M. Cho, C. Im, Y. Lee, C. Bae, S. J. Kim et Y. Lee, "A continuously-scalable-conversion-ratio step-up/down sc energy-harvesting interface with mppt enabled by real-time power monitoring with frequency-mapped capacitor dac," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 69, n°. 4, p. 1820–1831, 2022.
- [27] K. Rawy, T. Yoo et T. T.-H. Kim, "An 88% efficiency 0.1–300- μ w energy harvesting system with 3-d mppt using switch width modulation for iot smart nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, n°. 10, p. 2751–2762, 2018.
- [28] J.-Z. Yan, W.-H. Pan, H.-H. Wu, T. Hsu et C.-L. Wei, "Photovoltaic energy harvesting chip with p&o maximum power point tracking circuit and novel pulse-based multiplier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n°. 11, p. 12867–12876, 2021.
- [29] M. A. Ibrahim, M. M. Aboudina et A. N. Mohieldin, "An ultra-low-power mppt architecture for photovoltaic energy harvesting systems," dans *IEEE EUROCON 2017-17th International Conference on Smart Technologies*. IEEE, 2017, p. 201–205.
- [30] X. Hua et R. Harjani, "A 5 μ w-5mw input power range, 0–3.5 v output voltage range rf energy harvester with power-estimator-enhanced mppt controller," dans *2018 IEEE custom integrated circuits conference (CICC)*. IEEE, 2018, p. 1–4.
- [31] X. Liu et E. Sánchez-Sinencio, "A highly efficient ultralow photovoltaic power harvesting system with mppt for internet of things smart nodes," *IEEE transactions on very large scale integration (vlsi) systems*, vol. 23, n°. 12, p. 3065–3075, 2015.
- [32] E. E. Aktakka et K. Najafi, "A micro inertial energy harvesting platform with self-supplied power management circuit for autonomous wireless sensor nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, n°. 9, p. 2017–2029, 2014.

- [33] G. Chowdary et S. Chatterjee, "A 300-nw sensitive, 50-na dc-dc converter for energy harvesting applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 62, n°. 11, p. 2674–2684, 2015.
- [34] P.-H. Hsieh, C.-H. Chou et T. Chiang, "An rf energy harvester with 44.1% pce at input available power of-12 dbm," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 62, n°. 6, p. 1528–1537, 2015.
- [35] M. Shim, J. Kim, J. Jeong, S. Park et C. Kim, "Self-powered 30 μ w to 10 mw piezoelectric energy harvesting system with 9.09 ms/v maximum power point tracking time," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n°. 10, p. 2367–2379, 2015.
- [36] X. Liu, L. Huang, K. Ravichandran et E. Sánchez-Sinencio, "A highly efficient reconfigurable charge pump energy harvester with wide harvesting range and two-dimensional mppt for internet of things," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, n°. 5, p. 1302–1312, 2016.
- [37] S. Du, Y. Jia, C. D. Do et A. A. Seshia, "An efficient sshi interface with increased input range for piezoelectric energy harvesting under variable conditions," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, n°. 11, p. 2729–2742, 2016.
- [38] S. Carreon-Bautista, L. Huang et E. Sanchez-Sinencio, "An autonomous energy harvesting power management unit with digital regulation for iot applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, n°. 6, p. 1457–1474, 2016.
- [39] G. Chowdary, A. Singh et S. Chatterjee, "An 18 na, 87% efficient solar, vibration and rf energy-harvesting power management system with a single shared inductor," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 51, n°. 10, p. 2501–2513, 2016.
- [40] S. Mondal et R. Paily, "On-chip photovoltaic power harvesting system with low-overhead adaptive mppt for iot nodes," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 4, n°. 5, p. 1624–1633, 2017.
- [41] J. Li, J.-s. Seo, I. Kymissis et M. Seok, "Triple-mode, hybrid-storage, energy harvesting power management unit : Achieving high efficiency against harvesting and load power variabilities," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, n°. 10, p. 2550–2562, 2017.
- [42] L. Wu, X.-D. Do, S.-G. Lee et D. S. Ha, "A self-powered and optimal sshi circuit integrated with an active rectifier for piezoelectric energy harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 64, n°. 3, p. 537–549, 2016.
- [43] S. Mondal et R. Paily, "Efficient solar power management system for self-powered iot node," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 64, n°. 9, p. 2359–2369, 2017.

- [44] S. Uprety et H. Lee, “22.5 a 93%-power-efficiency photovoltaic energy harvester with irradiance-aware auto-reconfigurable mppt scheme achieving > 95% mppt efficiency across $650\mu\text{w}$ to 1w and 2.9 ms focv mppt transient time,” dans *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. IEEE, 2017, p. 378–379.
- [45] H. Yi, J. Yin, P.-I. Mak et R. P. Martins, “A 0.032-mm $2\text{ }0.15\text{-v}$ three-stage charge-pump scheme using a differential bootstrapped ring-vco for energy-harvesting applications,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 65, n^o. 2, p. 146–150, 2017.
- [46] M. Chen, H. Yu, G. Wang et Y. Lian, “A batteryless single-inductor boost converter with 190 mv self-startup voltage for thermal energy harvesting over a wide temperature range,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 66, n^o. 6, p. 889–893, 2018.
- [47] S. Yoon, S. Carreon-Bautista et E. Sánchez-Sinencio, “An area efficient thermal energy harvester with reconfigurable capacitor charge pump for iot applications,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 65, n^o. 12, p. 1974–1978, 2018.
- [48] G. Saini et M. S. Baghini, “A generic power management circuit for energy harvesters with shared components between the mppt and regulator,” *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 27, n^o. 3, p. 535–548, 2019.
- [49] L. Lin, S. Jain et M. Alioto, “Integrated power management for battery-indifferent systems with ultra-wide adaptation down to nw ,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 55, n^o. 4, p. 967–976, 2019.
- [50] S. Bose, T. Anand et M. L. Johnston, “A 3.5-mv input single-inductor self-starting boost converter with loss-aware mppt for efficient autonomous body-heat energy harvesting,” *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 56, n^o. 6, p. 1837–1848, 2020.
- [51] G. Saini et M. S. Baghini, “An energy harvesting system for time-varying energy transducers with focv based dynamic and adaptive mppt for 30 nw to 4 mw of input power range,” *Microelectronics Journal*, vol. 114, p. 105080, 2021.
- [52] H. Kim, J. Maeng, I. Park, J. Jeon, Y. Choi et C. Kim, “A dual-mode continuously scalable-conversion-ratio sc energy harvesting interface with sc-based pfm mppt and flying capacitor sharing scheme,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, n^o. 9, p. 2724–2735, 2021.
- [53] P. Xu, D. Flandre et D. Bol, “A self-gating rf energy harvester for wireless power transfer with high-papr incident waveform,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, n^o. 6, p. 1816–1826, 2021.

- [54] E. Lee, V. C. K. Chekuri et S. Mukhopadhyay, “A pfm boost harvester with system-level self-tuned maximum power point tracking,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n°. 8, p. 9428–9442, 2022.
- [55] D. Carli, D. Brunelli, L. Benini et M. Ruggeri, “An effective multi-source energy harvester for low power applications,” dans *2011 Design, Automation & Test in Europe*. IEEE, 2011, p. 1–6.
- [56] C. Shi, B. Miller, K. Mayaram et T. Fiez, “A multiple-input boost converter for low-power energy harvesting,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 58, n°. 12, p. 827–831, 2011.
- [57] S. Bandyopadhyay et A. P. Chandrakasan, “Platform architecture for solar, thermal, and vibration energy combining with mppt and single inductor,” *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 47, n°. 9, p. 2199–2215, 2012.
- [58] H. Li, G. Zhang, R. Ma, Z. You *et al.*, “Design and experimental evaluation on an advanced multisource energy harvesting system for wireless sensor nodes,” *The Scientific World Journal*, vol. 2014, 2014.
- [59] L. Colalongo, D. Dotti, A. Richelli et Z. M. Kovács-Vajna, “Non-isolated multiple-input boost converter for energy harvesting,” *Electronics Letters*, vol. 53, n°. 16, p. 1132–1134, 2017.
- [60] M. A. Abouzied, H. Osman, V. Vaidya, K. Ravichandran et E. Sánchez-Sinencio, “An integrated concurrent multiple-input self-startup energy harvesting capacitive-based dc adder combiner,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n°. 8, p. 6281–6290, 2017.
- [61] A. Shareef, W. L. Goh, S. Narasimalu et Y. Gao, “A rectifier-less ac–dc interface circuit for ambient energy harvesting from low-voltage piezoelectric transducer array,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n°. 2, p. 1446–1457, 2018.
- [62] C.-W. Liu, H.-H. Lee, P.-C. Liao, Y.-L. Chen, M.-J. Chung et P.-H. Chen, “Dual-source energy-harvesting interface with cycle-by-cycle source tracking and adaptive peak-inductor-current control,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, n°. 10, p. 2741–2750, 2018.
- [63] J. J. Estrada-López, A. Abuellil, A. Costilla-Reyes, M. Abouzied, S. Yoon et E. Sánchez-Sinencio, “A fully integrated maximum power tracking combiner for energy harvesting iot applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n°. 4, p. 2744–2754, 2019.
- [64] P.-H. Chen, H.-C. Cheng et C.-L. Lo, “A single-inductor triple-source quad-mode energy-harvesting interface with automatic source selection and reversely polarized energy recycling,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, n°. 10, p. 2671–2679, 2019.

- [65] H. Kim, J. Maeng, I. Park, J. Jeon, D. Lim et C. Kim, “A 90.2% peak efficiency multi-input single-inductor multi-output energy harvesting interface with double-conversion rejection technique and buck-based dual-conversion mode,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, n°. 3, p. 961–971, 2020.
- [66] Z. Long, X. Wang, P. Li, B. Wang, X. Zhang, H. S.-H. Chung et Z. Yang, “Self-powered ssdci array interface for multiple piezoelectric energy harvesters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n°. 8, p. 9093–9104, 2021.
- [67] H. Tan, Z. Gao, G. Li, R. Song, H. Wei et M. Chen, “An asynchronous single-inductor multi-input multi-output dc-dc converter for ambient energy harvesting with 94.8% peak efficiency,” dans *2023 21st IEEE Interregional NEWCAS Conference (NEWCAS)*. IEEE, 2023, p. 1–5.
- [68] S. Dwari, R. Dayal, L. Parsa et K. N. Salama, “Efficient direct ac-to-dc converters for vibration-based low voltage energy harvesting,” dans *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2008, p. 2320–2325.
- [69] C. Lu, V. Raghunathan et K. Roy, “Efficient design of micro-scale energy harvesting systems,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 1, n°. 3, p. 254–266, 2011.
- [70] M. Beaughon, “Thermoélectricité dans les solvants, liquides ioniques et ferrofluides,” Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, 2021.
- [71] D. Rowe, “General principles and basic considerations,” *Thermoelectrics Handbook*, 2005.
- [72] M. Bond et J.-D. Park, “Current-sensorless power estimation and mppt implementation for thermoelectric generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n°. 9, p. 5539–5548, 2015.
- [73] R. Ahiska et H. Mamur, “Design and implementation of a new portable thermoelectric generator for low geothermal temperatures,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, n°. 6, p. 700–706, 2013.
- [74] G. N. Tiwari et S. Dubey, *Fundamentals of photovoltaic modules and their applications*. Royal Society of Chemistry, 2009.
- [75] V. J. Chin, Z. Salam et K. Ishaque, “Cell modelling and model parameters estimation techniques for photovoltaic simulator application : A review,” *Applied Energy*, vol. 154, p. 500–519, 2015.
- [76] H. J. Bergveld, W. S. Kruijt, P. H. Notten, H. J. Bergveld, W. S. Kruijt et P. H. Notten, *Battery management systems*. Springer, 2002.
- [77] R. W. Erickson et D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.

- [78] H. J. Bergveld, K. Nowak, R. Karadi, S. Iochem, J. Ferreira, S. Ledain, E. Pieraerts et M. Pommier, “A 65-nm-cmos 100-mhz 87%-efficient dc-dc down converter based on dual-die system-in-package integration,” dans *2009 IEEE energy conversion congress and exposition*. IEEE, 2009, p. 3698–3705.
- [79] G. V. Piqué et E. Alarcón, *CMOS Integrated Switching Power Converters : A Structured Design Approach*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [80] A. Shrivastava, N. E. Roberts, O. U. Khan, D. D. Wentzloff et B. H. Calhoun, “A 10 mv-input boost converter with inductor peak current control and zero detection for thermoelectric and solar energy harvesting with 220 mv cold-start and -14.5 dbm, 915 mhz rf kick-start,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n°. 8, p. 1820–1832, 2015.
- [81] J.-P. Im, S.-W. Wang, S.-T. Ryu et G.-H. Cho, “A 40 mv transformer-reuse self-startup boost converter with mppt control for thermoelectric energy harvesting,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, n°. 12, p. 3055–3067, 2012.
- [82] P.-C. Huang et T.-H. Kuo, “A 100-pa adaptive-focv mppt circuit with $> 99.6\%$ tracking efficiency for indoor light energy harvesting,” dans *2019 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*. IEEE, 2019, p. 185–188.
- [83] J. Kim et C. Kim, “A dc–dc boost converter with variation-tolerant mppt technique and efficient zcs circuit for thermoelectric energy harvesting applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n°. 8, p. 3827–3833, 2012.
- [84] G. Yu, K. W. R. Chew, Z. C. Sun, H. Tang et L. Siek, “A 400 nw single-inductor dual-input–tri-output dc–dc buck–boost converter with maximum power point tracking for indoor photovoltaic energy harvesting,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n°. 11, p. 2758–2772, 2015.
- [85] L. Liu, C. Huang, J. Mu, J. Cheng et Z. Zhu, “A p&o mppt with a novel analog power-detector for wsns applications,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 67, n°. 10, p. 1680–1684, 2019.
- [86] Y.-K. Teh et P. K. Mok, “Design of transformer-based boost converter for high internal resistance energy harvesting sources with 21 mv self-startup voltage and 74% power efficiency,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, n°. 11, p. 2694–2704, 2014.
- [87] P. Cao, Y. Qian, P. Xue, D. Lu, J. He et Z. Hong, “A bipolar-input thermoelectric energy-harvesting interface with boost/flyback hybrid converter and on-chip cold starter,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, n°. 12, p. 3362–3374, 2019.
- [88] G. Villar-Pique, H. J. Bergveld et E. Alarcon, “Survey and benchmark of fully integrated switching power converters : Switched-capacitor versus inductive approach,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 28, n°. 9, p. 4156–4167, 2013.

- [89] J. Zarate-Roldan, S. Carreon-Bautista, A. Costilla-Reyes et E. Sánchez-Sinencio, “A power management unit with 40 db switching-noise-suppression for a thermal harvesting array,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 62, n°. 8, p. 1918–1928, 2015.
- [90] A. Ramasamy et N. S. Vanitha, “Maximum power tracking for pv generating system using novel optimized fractional order open circuit voltage-foinc method,” dans *2014 International Conference on Computer Communication and Informatics*. IEEE, 2014, p. 1–6.
- [91] K. Cheng et A. Khakifirooz, “Fully depleted soi (fdsoi) technology,” *Science China Information Sciences*, vol. 59, p. 1–15, 2016.