



HAL
open science

Architecture d'alimentation à récupération d'énergie et gestion événementielle pour les systèmes de capteurs communicants autonomes

Jean-Frédéric Christmann

► **To cite this version:**

Jean-Frédéric Christmann. Architecture d'alimentation à récupération d'énergie et gestion événementielle pour les systèmes de capteurs communicants autonomes. Autre. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENT019 . tel-00935154

HAL Id: tel-00935154

<https://theses.hal.science/tel-00935154>

Submitted on 23 Jan 2014

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

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

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

**SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE
ET TRAITEMENT DU SIGNAL**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

PRÉSENTÉE PAR

JEAN-FRÉDÉRIC CHRISTMANN

THÈSE DIRIGÉE PAR

CHRISTIAN PIGUET

ET ENCADRÉE PAR

EDITH BEIGNE, JÉRÔME WILLEMIN ET CYRIL CONDEMINE

PRÉPARÉE AU SEIN DU

LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE

ET DES TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION (CEA-LETI)

DANS L'ÉCOLE DOCTORALE ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE,

AUTOMATIQUE ET TRAITEMENT DU SIGNAL (EEATS)

**Architecture d'alimentation à récupération d'énergie
et gestion événementielle pour les systèmes
de capteurs communicants autonomes**

THÈSE SOUTENUE PUBLIQUEMENT LE **8 JUILLET 2013**,

DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

M. SKANDAR BASROUR

Professeur, TIMA, Président

M. DIMITRI GALAYKO

Professeur, LIP6, Rapporteur

M. MAHER KAYAL

Professeur, EPFL, Rapporteur

M. ALAIN MARTIN

Professeur, Caltech, Examineur

M. RENAUD BRIAND

Docteur, ESTIA-Recherche, Examineur

M. CHRISTIAN PIGUET

Professeur, EPFL & CSEM, Directeur de thèse

MME. EDITH BEIGNÉ

Ingénieur de recherche, CEA LETI, Encadrante

M. CYRIL CONDEMINE

Docteur, CEA LETI, Encadrant



Remerciements

Qu'il me paraît loin le temps où je mettais pour la première fois les pieds dans l'enceinte du CEA. Un stage, une thèse et une rédaction de mémoire plus tard, me voici au moment de clore cette aventure et d'exprimer ma gratitude pour les personnes qui m'ont permis d'arpenter ce chemin, grâce à leurs présences sur le plan professionnel, humain ou encore personnel.

En premier lieu, je tiens à remercier François Bertrand et Cyril Condemine pour m'avoir accueilli dans leurs laboratoires au sein du CEA-LETI.

Je souhaite remercier Edith Beigné, ma mère professionnelle, pour son soutien tout au long de ces travaux de thèse, son enseignement scientifique et sa bienveillance sans faille pour le jeune loup enthousiaste, innocent et insouciant que j'ai été. Malgré la distance géographique et parfois idéologique entre nos laboratoires, j'ai beaucoup apprécié pouvoir échanger et apprendre de son expérience sur le monde de la recherche. C'est un honneur et un grand plaisir pour moi de pouvoir poursuivre ma carrière scientifique à ses côtés.

J'adresse également un grand merci à Jérôme Willemin pour avoir partagé avec moi son expérience technique, m'avoir conseillé et aidé durant les différentes étapes d'étude et de conception qui ont parsemé ces travaux de thèse et pour sa sympathie lors des situations difficiles dans la vie d'un thésard non averti qui parcourt toutes les étapes du développement et de la création d'une puce électronique.

Je remercie à nouveau Cyril Condemine, cette fois pour m'avoir transmis son enthousiasme et son ambition pour la thématique de récupération et de gestion d'énergie pour les microsystèmes autonomes. J'ai apprécié tant nos échanges frôlant l'utopie technologique que les discussions autour d'un verre de bon vin.

Merci à Christian Piguet d'avoir dirigé mes travaux de thèse. Malgré la distance, j'ai beaucoup appris de nos rencontres et ce fut un honneur de pouvoir bénéficier de son expérience.

Je tiens à remercier Skandar Basrouf pour avoir accepté de présider mon jury de soutenance ainsi que Maher Kayal et Dimitri Galaiko pour avoir rapporté le présent mémoire. J'adresse mes plus sincères remerciements à Alain Martin pour m'avoir fait l'honneur de faire partie de mon jury de thèse et pour m'avoir fait profiter de son savoir et de son expérience sur les systèmes asynchrones. Merci également à Renaud Briand d'avoir accepté d'être membre de mon jury de soutenance. Je souhaite encore remercier Marc Renaudin d'avoir accepté l'invitation à ma soutenance de thèse. J'espère pouvoir encore échanger avec lui et partager nos ambitions pour les systèmes asynchrones. Merci à tous de l'intérêt que vous avez porté à mes travaux et pour vos retours, remarques et échanges lors de la soutenance de thèse.

Merci à la société Tiempo, notamment Nicolas Leblond et Marc Renaudin, de m'avoir rendu disponible leurs modèles de canaux asynchrones en SystemVerilog qui m'ont permis de réaliser des études systèmes sur le contrôle asynchrone d'architectures de gestion d'énergie. Pour leurs interventions et/ou leurs aides dans la conception du circuit de gestion événementielle d'énergie, je souhaite remercier Jérôme Willemin, Guillaume Moritz et Olivier Billoint.

Il me reste à remercier toutes les personnes que j'ai pu côtoyer pendant ces années de thèse : les amis du bureau des thésards (aka. la salle café), Florent, Pierre et Romain, et même Aurélien avant eux, merci pour les discussions scientifiques et autres, les enseignements partagés, les titis mais aussi l'ambiance conviviale qui régnait au quotidien ; les collègues, thésards et autres stagiaires du LE2TH anciennement LMEA, visiteurs de la salle café (aka. le bureau des thésards), Stéphanie, Hélène, Elisabeth, Sylvain, François, Fred, Eric, Franck, Brice, Alex, Guy, Guillaume, Samuel, Paco, Momo ; la team asynchrone lointaine mais maintenant rejointe du LISAN anciennement LIAN : Pascal pour le QDI, Yvain pour le Perl et gVim, ces outils qui nous transforment en superhéros aux yeux des non-avertis ; Karim pour la CAO ; ceux que j'oublie à l'instant où j'écris mais que le cœur n'oublie pas. Merci à tous pour vos idées, vos opinions, nos discussions, vos apports qui m'ont aidés à construire cette thèse dans les meilleures conditions et à devenir le chercheur, ingénieur et concepteur que je suis.

Merci à ma famille, notamment mes parents, pour leur soutien permanent, leur confiance sans faille et leur amour. Voir perler une larme de bonheur et de fierté sur vos joues lors du verdict de la soutenance n'avait réellement pas de prix !

Enfin, merci Amélia d'avoir bravé cette aventure avec moi, pour ton amour, ta douceur et ton sourire ...

« La simplicité est la sophistication ultime »
Léonard de Vinci

« La science est une chose merveilleuse ... tant qu'il ne faut pas en vivre ! »
Albert Einstein

À ma mère et sa volonté ...

À mon père et son ambition ...

À mamie Ober et sa joie ...

Table des matières

Introduction générale	1
Contexte	1
Axes de recherche abordés durant la thèse	3
Organisation du mémoire	4
I État de l’art	7
1 Systèmes de capteurs communicants	9
1.1 Naissance, ambitions et structure des réseaux de capteurs autonomes	9
1.1.1 Définitions des opportunités, des objectifs et des contraintes de réalisation	10
1.1.2 Fonctions fondamentales présentes dans les nœuds de capteurs communicants	11
1.1.2.1 Capteurs	12
1.1.2.2 Unité de traitement numérique	14
1.1.2.3 Module de communication	15
1.2 Historique des réalisations	15
1.2.1 Démonstrateurs de laboratoires	16
1.2.1.1 Université de Californie, Berkeley, CA, USA	16
1.2.1.2 IMEC : Institut de Micro-Électronique et Composants, Leuven, Belgique	16
1.2.1.3 Université du Michigan, MI, USA	17
1.2.1.4 Université de Californie, Irvine, CA, USA	18
1.2.1.5 CSEM : Centre Suisse d’Électronique et de Microtechnique, Neuchâtel, Suisse	19
1.2.2 Nœuds de capteurs communicants commerciaux	19
1.2.2.1 Crossbow, Moteiv	19
1.2.2.2 Texas Instrument	20
1.3 Synthèse	20
2 Récupération d’énergie ambiante	23
2.1 Énergie mécanique	24
2.1.1 Ressources énergétiques ambiantes	24
2.1.2 Génération électromécanique	25
2.1.3 Application de la récupération d’énergie mécanique	26
2.2 Énergie thermique	27
2.2.1 Sources de chaleur dans l’environnement humain	27
2.2.2 Génération thermoélectrique	27
2.2.3 Application de la récupération d’énergie thermique	29
2.3 Énergie électromagnétique	29
2.3.1 Énergie de la lumière	29
2.3.1.1 Ressources naturelles et artificielles	29
2.3.1.2 Génération photovoltaïque	30
2.3.1.3 Applications de la récupération d’énergie solaire	31

2.3.2	Énergie des hyperfréquences	31
2.3.2.1	Ressources artificielles	31
2.3.2.2	Récupération des hyperfréquences	32
2.3.2.3	Applications de la récupération d'énergie des hyperfréquences	32
2.4	Synthèse	32
3	Gestion d'énergie et de puissance	37
3.1	Stockage d'énergie	38
3.1.1	Condensateurs et supercondensateurs	39
3.1.2	Batteries électrochimiques	39
3.1.3	Systèmes hybrides	39
3.2	Transfert d'énergie : Conversion de tension	40
3.2.1	Convertisseurs linéaires	40
3.2.2	Convertisseurs à capacités commutées	41
3.2.3	Convertisseurs à inductance commutée	42
3.2.4	Synthèse sur les convertisseurs	44
3.3	Architectures de gestion de puissance	45
3.3.1	Architectures de base : vers l'architecture série	45
3.3.2	Architectures avancées : parallélisation des chemins de puissance	48
3.4	Algorithmes de gestion d'énergie	51
3.4.1	Rapport cyclique	51
3.4.2	Etude de cas : Influence du rapport cyclique	52
3.4.3	Adaptation dynamique du rapport cyclique	54
3.4.4	Ordonnancement des tâches	55
3.5	Synthèse	56
II	Architecture de gestion de puissance et son contrôle sur événements	59
4	Architecture de gestion de puissance	61
4.1	Architecture à chemins d'alimentation multiples	63
4.1.1	Rôle de l'architecture de gestion de puissance	63
4.1.2	Description de l'architecture	64
4.1.2.1	Architecture multi charges	64
4.1.2.2	Architecture multi sources	64
4.1.2.3	Architecture à chemins d'alimentation multiples	65
4.1.3	Gain énergétique d'une architecture à chemins d'alimentation multiples	66
4.2	Modélisation du système	68
4.2.1	Sources d'énergie	69
4.2.1.1	Source solaire	69
4.2.1.2	Source thermique	70
4.2.2	Convertisseurs de tension	72
4.2.3	Charges en puissance	73
4.2.4	Stockage d'énergie	74
4.2.4.1	Condensateurs	74

4.2.4.2	Batterie	75
4.3	Étude de pertinence sur l'utilisation du chemin direct à haut rendement	76
4.3.1	Modèle complet pour l'analyse des gains d'une architecture à chemins d'alimentation multiples	76
4.3.2	Gain sur le rendement énergétique	78
4.3.3	Implication sur le contrôle	79
4.4	Conclusion	79
5	Contrôle numérique sur événements	81
5.1	Monitoring de l'énergie	82
5.1.1	Principe de monitoring sur seuils de tension	82
5.1.2	Monitoring actif	84
5.1.3	Monitoring passif	85
5.2	Requêtes d'alimentation	86
5.2.1	Requêtes d'alimentation immédiates	87
5.2.2	Requêtes d'alimentation opportunistes	88
5.2.3	Adaptation dynamique de la période applicative	89
5.3	Architecture de contrôleur d'alimentation	91
5.3.1	Algorithme de contrôle de l'alimentation d'une sortie de puissance	91
5.3.2	Monitoring énergétique actif de la batterie	93
5.3.3	Architecture globale de contrôle des chemins de puissance	95
5.3.4	Validation comportementale à l'aide du modèle de nœud de capteurs communicant	96
5.4	Architecture de contrôle asynchrone	97
5.4.1	Communication numérique événementielle	98
5.4.2	Synchronisation locale des modules de contrôle	98
5.4.2.1	Protocoles de communication asynchrone	99
5.4.2.2	Codage numérique des données événementielles	100
5.4.3	Avantages de la logique asynchrone	101
5.4.3.1	Consommation événementielle et lisse	101
5.4.3.2	Souplesse de fonctionnement et d'alimentation	102
5.5	Logique asynchrone QDI	102
5.5.1	La porte de Muller	105
5.5.2	Propagation d'événements en logique asynchrone QDI	105
5.5.3	Synthèse en logique asynchrone QDI : le Full-Adder 1 bit	107
5.6	Conclusion	108
III	Implémentation du circuit complet de gestion de puissance	111
6	Contrôle numérique de la plateforme de gestion de puissance	113
6.1	Monitoring de tension	114
6.1.1	Circuits et techniques élémentaires mis en œuvre	114
6.1.1.1	Ponts diviseurs de tension	114
6.1.1.2	Comparateur commuté	115
6.1.1.3	Comparateur continu	116
6.1.1.4	Comparaison des comparateurs	117

6.1.1.5	Technique de réduction de consommation dans le monitoring de tension par seuil	118
6.1.2	Monitoring passif des capacités de stockage	119
6.1.3	Monitoring actif de la batterie	121
6.1.4	Conclusion sur l'implémentation du monitoring de tension	123
6.2	Microarchitecture du contrôleur numérique	123
6.2.1	Synthèse de machine à états en logique asynchrone QDI	125
6.2.2	Gestion des sorties d'alimentation	127
6.2.3	Monitoring de la batterie	128
6.2.4	Résultats d'intégration	129
6.3	Conclusion	132
7	Module complet de gestion de puissance	133
7.1	Modules de gestion des fonctionnalités fondamentales communes	135
7.1.1	Génération de la tension d'alimentation du module de gestion de puissance	135
7.1.2	Génération de la tension de référence	137
7.1.3	Génération de l'horloge	139
7.2	Modules de récupération d'énergie et de transfert de puissance	140
7.2.1	Récupération d'énergie	140
7.2.1.1	Convertisseur de tension pour cellules photovoltaïques	140
7.2.1.2	Fusionneur de courants	142
7.2.2	Transfert de puissance	143
7.2.2.1	Décharge de la batterie	143
7.2.2.2	Charge de la batterie	144
7.3	Implémentation physique du circuit complet	145
7.3.1	Cœur de l'architecture	145
7.3.2	Intégration globale du circuit	146
7.4	Conclusion	147
IV	Tests, performances et algorithmes d'utilisation du module de gestion d'alimentation	149
8	Fabrication, tests et performances du circuit de gestion d'alimentation	151
8.1	Test du circuit	152
8.1.1	Carte MEAboard	152
8.1.2	Carte de test dédiée au circuit de gestion d'alimentation	153
8.1.3	Environnement de test	154
8.2	Caractérisation des performances du circuit	155
8.2.1	Génération d'horloge et caractérisation du tirage des circuits	156
8.2.2	Génération de tension de référence	157
8.2.3	Génération de tension d'alimentation	158
8.2.4	Consommation du circuit complet	159
8.3	Conclusion	160

9	Algorithme de gestion d'énergie	161
9.1	Algorithmes de gestion adaptés aux contraintes	162
9.1.1	Rôle de l'algorithme de gestion applicative et motivations vers une structure généraliste . .	162
9.1.2	Description de l'algorithme de gestion applicative	163
9.1.3	Test de l'algorithme avec le circuit de gestion d'alimentation	165
9.1.4	Opportunité de gestion événementielle basée sur les contraintes énergétiques et applicatives	166
9.2	Contribution à la gestion d'énergie par l'application	167
9.2.1	Implémentation du scénario applicatif classique	167
9.2.2	Contrôle de la décharge de la batterie	169
9.2.3	Décroissance relative de la périodicité minimale	170
9.2.4	Implémentation d'un scénario applicatif uniquement contraint par l'énergie	171
9.2.5	Discussion sur l'implémentation d'algorithmes de gestion d'application	173
9.3	Conclusion	174
	Conclusion générale	177
	Conclusions	177
	Perspectives	179
	Liste des publications personnelles	183

Table des figures

1.1	Loi de Bell illustrée avec les tailles des systèmes (source [75])	9
1.2	Projet Smart Dust [157]	11
1.3	Architecture fondamentale d'un nœud de capteurs communicant	12
1.4	Architecture du processeur Phoenix [131]	14
1.5	Modules de communication $2.4GHz$ intégrés réalisés à Berkeley [25] et au CEA-Leti [10]	16
1.6	Le PicoCube de Berkeley	17
1.7	Exemples de nœuds de capteurs communicants réalisés à l'IMEC	17
1.8	Nœud multi-couche multi-technologie réalisé à l'université du Michigan [76]	18
1.9	Nœud Eco et système Everlast	18
1.10	Nœud WiseNET [39]	19
1.11	Nœuds Mica2 Dot [26] et Tmote Sky [98]	20
1.12	Plateforme de développement EZ430-RF2500 de Texas Instrument	20
2.1	Architecture et prototype de récupération électromagnétique [43]	25
2.2	Architecture et photo du prototype de récupération électrostatique (source [29])	26
2.3	Schéma de principe et prototypes de récupération piézoélectrique d'après [87] et [36] respectivement	26
2.4	Effet Seebeck et architecture de thermogénérateur [114]	28
2.5	Thermogénérateur Micropelt commercial	28
2.6	Modèles de spectres solaires en atmosphère peu polluée pour différentes masses atmosphériques traversées (AM) [5]	29
2.7	Répartition spectrale de l'énergie lumineuse pour différentes sources à $500lux$ [152]	29
2.8	Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque (source web)	30
2.9	Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque	30
2.10	Variation du rendement PV en fonction de l'intensité [116]	31
2.11	Variation du rendement PV en fonction de la longueur d'onde	31
2.12	Antennes de récupération des ondes hyperfréquences	32
2.13	Nœud alimenté par l'énergie de l'antenne d'une chaîne de télévision	32
3.1	Diagramme de Ragone pour différentes technologies de stockage d'énergie [142]	38
3.2	Évolution de la tension aux bornes d'un accumulateur Lithium-ion en fonction de son état de charge [121]	40
3.3	Schéma de principe d'un convertisseur linéaire de tension	41
3.4	Principe de la conversion de tension à base de capacités commutées	42
3.5	Schéma de principe d'une architecture de pompe de charge de Dickson	42
3.6	Principe de la conversion de tension à base d'inductance commutée	43
3.7	Les différents modes de conversion [135]	43
3.8	Architecture « connexion directe »	45
3.9	Architecture « tension régulée »	46
3.10	Architecture du système Picocube [21]	46
3.11	Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque pour différentes conditions en éclairnement et température	47
3.12	Architecture « série »	48

3.13	Architecture à chemins de puissance multiples	49
3.14	Architecture du système Prometheus [63]	49
3.15	Architecture avancée pour plusieurs sources	50
3.16	Architecture avancée pour plusieurs charges en courant	50
3.17	Optimisation de l'implémentation grâce à un régulateur DC/DC multi-entrées et multi-sorties	50
3.18	Profil de consommation typique	51
3.19	Évolution du rendement des convertisseurs en fonction du rapport cyclique	54
3.20	Durée de vie du réseau en fonction du pourcentage de nœuds perdus dans [65]	55
3.21	Concept de gestion d'énergie par estimation d'après [96]	56
4.1	Schéma de principe	61
4.2	Chemins d'alimentation multiples	65
4.3	Gain de l'architecture à chemins multiples	67
4.4	Modèle schématisé du système du point de vue des chemins énergétiques	68
4.5	Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque	69
4.6	Caractéristiques Puissance/Tension pour plusieurs éclairagements	70
4.7	Puissance maximale extraite en fonction de l'irradiance (Sun)	70
4.8	Comportement du récupérateur d'énergie solaire	71
4.9	Modèle électrique d'un thermogénérateur	71
4.10	Puissance maximale extraite en fonction de la différence de température	72
4.11	Rendement du thermo-générateur en fonction du courant de sortie	72
4.12	Comportement du récupérateur d'énergie thermique	72
4.13	Rendement du régulateur linéaire en fonction du courant de sortie	73
4.14	Rendement du convertisseur SMPS en fonction du courant de sortie	74
4.15	Modèle électrique d'une batterie électrochimique selon [22]	75
4.16	Comparaison du modèle et des mesures des charge et décharge d'une batterie ML1220	76
4.17	Modèle complet pour la comparaison d'architectures	77
4.18	Résultats de cosimulation	78
5.1	Entités de contrôle d'un nœud de capteurs communicant	81
5.2	Principe de monitoring actif d'une tension	84
5.3	Principe de monitoring passif d'une tension	85
5.4	Schéma de fonctionnement avec une requête immédiate	87
5.5	Schéma de fonctionnement avec une requête opportuniste	89
5.6	Architecture minimale à chemins d'alimentation multiples	90
5.7	Comparaison des algorithmes FDC et EDC	90
5.8	Interfaces de gestion d'alimentation d'une sortie en tension	92
5.9	Machine à état de gestion d'alimentation d'une sortie en tension	93
5.10	Principe de monitoring de l'état de charge de la batterie	94
5.11	Architecture du contrôleur d'alimentation	95
5.12	Impact des requêtes opportunistes sur l'évolution de l'état de charge de la batterie	97
5.13	Mécanisme de synchronisation locale entre opérateurs asynchrones	99
5.14	Protocoles de communication asynchrone 2 et 4 phases	99
5.15	Codage des données numériques en logique asynchrone	100
5.16	Description SystemVerilog d'un additionneur complet	104

5.17	Schéma, table de vérité et architecture transistor d'une porte de Muller	105
5.18	Illustration des structures basiques de Half Buffers et de la propagation d'un événement au sein d'un pipeline asynchrone	106
5.19	Table de vérité et Synthèse d'un full adder 1bit en logique asynchrone QDI	107
6.1	Pont de diode éteignable	115
6.2	Architecture du comparateur commuté	116
6.3	Architecture du comparateur continu	117
6.4	Comparaison des comparateurs en consommation	118
6.5	Considérations pour algorithme d'extinction des seuils de tension	119
6.6	Détecteurs QDI de fronts montants sur signal numérique quelconque	120
6.7	Bloc fondamental de monitoring passif d'un seuil de tension	120
6.8	Résultats comportementaux du bloc de monitoring passif	121
6.9	Implémentation alternative du comparateur continu avec le comparateur commuté	121
6.10	Bloc fondamental de monitoring actif d'un seuil de tension	122
6.11	Résultats comportementaux du bloc de monitoring actif	122
6.12	Microarchitecture du contrôleur numérique	124
6.13	Structure de base d'une machine à états asynchrone	126
6.14	Exemple de synthèse du flot de données pour une machine à états asynchrone	126
6.15	Table de spécification de la machine à états asynchrone pour la gestion des sorties	127
6.16	Principe comportemental de la machine à états de gestion de la batterie	129
6.17	Architecture globale du contrôleur AsyncSync	130
6.18	Layout des contrôleurs synchrone et asynchrone (334µm x 325µm)	131
7.1	Architecture du module de power management	134
7.2	Architecture du distributeur d'énergie pour l'alimentation du module de gestion de la puissance	136
7.3	Évolution du rendement en fonction de la tension des récupérateurs et du courant de sortie	136
7.4	Architecture du générateur de tension de référence	137
7.5	Évolution de la tension de référence et de la consommation de sa génération en fonction de la tension d'alimentation et du courant de sortie	138
7.6	Évolution de la fréquence d'oscillation de l'anneau pour différents cas technologiques et températures	139
7.7	Architecture du convertisseur de tension pour cellules photovoltaïques	141
7.8	Évolution du rendement en fonction du courant de sortie	141
7.9	Architecture du fusionneur de courants pour le chemin de puissance basse tension	142
7.10	Évolution du rendement du fusionneur de courants en fonction du courant de sortie	143
7.11	Architecture du convertisseur linéaire de tension	143
7.12	Évolution du rendement du convertisseur linéaire de tension en fonction du courant de sortie et de la tension de batterie	144
7.13	Layout du cœur du système	146
7.14	Layout du circuit complet	147
8.1	Photographie du circuit Managy	151
8.2	Carte MEAboard	152
8.3	Carte de test pour le circuit	153
8.4	Banc de test pour le circuit	155

8.5	Caractérisation des fréquences de l'oscillateur pour les 10 puces	156
8.6	Caractérisation de la tension de référence générée par les 10 puces	157
8.7	Résultats de mesure sur les tensions d'alimentation en fonction de la tension de batterie	158
8.8	Résultats de mesure sur la consommation du circuit en fonction de la tension de batterie	159
9.1	Les différents cas énergétiques possibles relatifs à l'utilisation de l'algorithme proposé	164
9.2	Oscillogrammes des comportements du système dans les différents cas énergétiques de l'algorithme	165
9.3	Comportement du système pour $T_{min}=T_{max}$	168
9.4	Comportement du système pour $T_{max}=\infty$	169
9.5	Comportement du système pour $T_{min}=0$	171
9.6	Comportement du système pour $T_{min}=0$ et $T_{max}=\infty$	172

Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulatif des spécifications et performances des nœuds de capteurs communicants	22
2.1	Synthèse des sources d'énergie et de leurs performances	33
3.1	Données de l'étude	53
3.2	Scénario de fonctionnement	53
4.1	Tableau récapitulatif des caractéristiques applicatives pour les charges du système	78
6.1	Résultats d'implémentation des blocs de monitoring de tension	123
6.2	Résultats d'implémentation des contrôleurs	130
6.3	Résultats en consommation des contrôleurs à $V_{DD} = 1V$	132
7.1	Tableau récapitulatif des tailles et consommations des modules de l'architecture	145

Introduction générale

Cette introduction aborde successivement le contexte de ce travail de thèse, des axes de recherche et de l'organisation du mémoire.

Contexte

Les travaux présentés dans ce mémoire ont pour fond le déploiement de l'« Internet des Objets », entité d'intelligence artificielle distribuée au sein de réseaux composés de nœuds de capteurs communicants qui peuvent récupérer l'énergie dont ils ont besoin dans l'environnement pour accroître la longévité du réseau.

« Internet des Objets » et intelligence ambiante : Toutes les décennies, l'évolution des technologies de l'espèce humaine permet la création de systèmes intelligents plus complexes mais aussi plus intégrés et plus adaptés à une interaction et une utilisation par des personnes. Après les ordinateurs personnels de bureau, les ordinateurs portables et les smartphones depuis le début du 3^e millénaire, une nouvelle entité technologique est apparue dans la communauté scientifique et aux yeux du monde : l'Internet des Objets. Grâce au développement d'Internet depuis le début des années 1990, la communication entre les êtres humains a été facilitée et les réseaux sociaux, l'Internet entre les Humains, sont apparus. Autorisée par les progrès technologiques en termes de taille de systèmes et de consommation de systèmes, c'est naturellement que la communauté scientifique s'est orientée vers la mise en réseau des objets et la création de l'Internet des Objets [15]. Plutôt que d'être contenue dans un objet unique, l'intelligence de traitement du réseau est répartie dans un nuage d'objets épars qui captent, traitent et échangent des informations : le réseau de capteurs sans fil (WSN¹). L'entité résultante est capable de réaliser des fonctions complexes qui répondent à des applications variées spécifiées par les utilisateurs. Au contraire d'un système unique et localisé, le réseau sans fil de nœuds de capteurs permet d'avoir une robustesse intrinsèque grâce à une répartition spatiale de ses éléments constitutifs. Si un de ces éléments subit un dysfonctionnement, le réseau global n'est pas fortement impacté et le service qu'il fournit perdure. Par analogie avec la difficulté de faire disparaître une information d'Internet, l'entité virtuelle construite est ainsi pérenne, capable d'échanger des informations qui sont spatialement réparties et qui peuvent servir à prendre des décisions globales sur des actionneurs dans le réseau : c'est l'intelligence ambiante.

Dynamique des réseaux de capteurs sans fil : L'utilisation de l'intelligence ambiante et les applications des réseaux de capteurs sans fil sont une thématique vive et fraîche de la communauté scientifique. Le développement technologique des réseaux de capteurs sans fil est un levier majeur du déploiement de l'Internet des Objets et de l'intelligence ambiante. Depuis la fin du XX^e siècle, la communauté scientifique travaille et innove sur le sujet afin de proposer des systèmes qui répondent aux nombreuses applications pouvant tirer profit d'une telle intelligence distribuée. Du suivi des signaux vitaux d'un individu [52] à la gestion et au contrôle des champs en agriculture [106] en passant par les réseaux de surveillance de territoire, les bâtiments intelligents qui gèrent leur chauffage et leur ventilation automatiquement, et le contrôle des réseaux de transport et de distribution, des applications financièrement intéressantes permettent un enthousiasme croissant des communautés scientifique et industrielle qui alimente les projets de recherche sur cette thématique.

1. Wireless Sensor Network

Nœud de capteurs communicant : Une nouvelle classe d'objets permet d'implémenter les éléments constitutifs du réseau capteur : les nœuds de capteurs communicants [9]. Ces systèmes réalisent les fonctionnalités locales du réseau et sont ainsi capables de capter et de mesurer des paramètres physiques environnants, de traiter les informations extraites et de communiquer des données sur le réseau. Grâce aux avancées technologiques en termes de miniaturisation des systèmes, de consommation énergétique dans les technologies d'intégration de circuits électroniques, le développement de tels nœuds de capteurs communicants a pu être envisagé. A cause de la répartition spatiale large des systèmes constitutifs du réseau, la problématique prépondérante qui apparaît concerne l'apport d'énergie aux nœuds du réseau. La première solution envisagée est l'utilisation d'un stock initial embarqué d'énergie, une batterie, qui alimente le système tout au long de sa vie. Étant donné la consommation des éléments du nœud comme les modules de communication, de l'ordre de la dizaine de milliampères, et la quantité d'énergie stockée dans les batteries électrochimiques, de l'ordre de l'ampère heure, l'autonomie des nœuds de capteurs communicants est a priori de quelques jours. L'utilisation des fonctionnalités d'un nœud de capteurs communicant est donc réalisée de manière sporadique afin d'accroître la durée de vie du système. Un fonctionnement pendant un pourcent du temps, suffisant pour réaliser les tâches pour lesquelles le nœud est développé, permet par exemple de multiplier l'autonomie énergétique par cent. Une étude approfondie a été réalisée en interne chez Texas Instrument sur le réseau SimpliciiTI et les résultats obtenus montrent une autonomie légèrement supérieure à 3 ans [93]. Pour conserver une fonctionnalité cohérente du réseau, il est alors nécessaire de remplacer les batteries vides des éléments du réseau. Cette opération s'avère coûteuse, notamment dans le cas de nœuds de capteurs difficiles d'accès. Pour augmenter la durée de vie du réseau sans pour autant en venir au remplacement des batteries, il est pertinent de considérer la récupération, le stockage et l'utilisation d'énergie extraite de l'environnement. Une autonomie énergétique théoriquement infinie des systèmes de capteurs communicants devient alors envisageable.

Récupération d'énergie dans l'environnement : L'environnement ambiant d'un système de capteurs est une source d'énergie qui s'avère sporadique, cyclique voire permanente mais qui est surtout renouvelable. Cette disponibilité à long terme est un argument majeur pour le développement de systèmes capables d'extraire cette énergie, qu'elle soit solaire, thermique ou mécanique, et d'alimenter les nœuds de capteurs communicants, leur octroyant une source d'énergie relativement inépuisable. La thématique de récupération d'énergie est un pan entier de la recherche actuelle et de nombreux systèmes de récupération d'énergie ont été développés pour alimenter de petits systèmes comme les nœuds des réseaux capteurs sans fil [53]. Ainsi, dès les premiers systèmes de capteurs communicants, des éléments de récupération sont intégrés pour apporter de l'énergie et augmenter la durée de vie du système [157, 6]. L'engouement pour la récupération d'énergie environnementale a suscité un tel intérêt que des applications externes au développement de nœuds de capteurs ont été développées comme l'adaptation à la recharge d'un ordinateur portable [99] ou l'alimentation d'une souris d'ordinateur [117]. Bien que les premiers systèmes de capteurs soient des réalisations de laboratoire, le monde industriel s'est très rapidement illustré avec des réalisations de systèmes fonctionnels basés sur la récupération d'énergie [4]. Lorsqu'on considère l'utilisation simple d'une batterie, la quantité d'énergie disponible est finie alors que la puissance disponible est théoriquement infinie. A l'opposé, avec la récupération d'énergie dans l'environnement, le stock d'énergie disponible est infinie mais c'est cette fois la puissance qui est limitée. Afin de pouvoir utiliser cette énergie même si la puissance extraite est inférieure à la puissance en fonctionnement, il est nécessaire de stocker l'énergie localement dans le nœud afin de pouvoir pallier aux besoins en puissance. Les systèmes de capteurs sont ainsi constitués d'éléments de stockage et de gestion d'énergie qui induit une complexité de conception.

Challenges : Le développement et la démocratisation des réseaux de capteurs sans fil sont conditionnés par des avancées primordiales en matière de développement matériel et logiciel. Les logiciels dédiés et les protocoles

de communication sont à l'heure actuelle trop lourds pour gérer le fonctionnement d'un nœud et les interactions entre les nœuds d'un réseau. De plus, les faibles besoins énergétiques qui doivent être atteints pour ces systèmes sont difficiles à concilier avec la sécurité des données transmises et la robustesse de fonctionnement du système. Les durées de vie accessibles pour de tels systèmes sont de l'ordre de quelques années. En conséquence, les contraintes énergétiques subies par chacun des nœuds d'un réseau impose une gestion d'énergie avancée pour atteindre des longévités supérieures de l'ordre de la décennie. De plus, les faibles densités d'énergie récupérée dans l'environnement et la cohabitation de plusieurs sources d'énergie appellent au développement d'architectures d'alimentation avancées. Finalement, les systèmes issus de laboratoires sont conditionnés et empaquetés à des fins démonstratives et des problématiques complexes d'intégration dans des objets finis et de déploiement à grande échelle apparaissent alors. En 2011, le réseau des instituts Carnot publie ainsi un document sur « Les réseaux de systèmes communicants et l'Internet des Objets » [15] qui met en lumière six thématiques principales d'innovation pour le domaine des réseaux de capteurs sans fil :

1. La gestion d'énergie au niveau du nœud
2. L'intégration du système, des capteurs et des actionneurs, dans un objet matériel
3. Le déploiement et la calibration des capteurs/actionneurs
4. Le matériel et le logiciel reconfigurables
5. Le développement de systèmes de communication dédiés
6. La stabilité, la robustesse et la sécurité du réseau

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire proposent des réponses à certaines de ces problématiques.

Axes de recherche abordés durant la thèse

Dans le cadre du développement d'un nœud de capteurs communicant généraliste, multi-source et multi-applicatif, il est proposé d'étudier les problématiques de gestion d'alimentation pour des applications mettant en œuvre des puissances très faibles de l'ordre de la dizaine de microwatts. À ces échelles, l'utilisation de récupérateurs d'énergie, qui induisent une complexité relativement accrue du système, obligent le développement d'une architecture d'alimentation optimisée et un contrôle très peu consommant. De plus, l'apport d'énergie environnementale est sujet à des variations aléatoires et l'instabilité de l'environnement énergétique est alors une contrainte supplémentaire lors du fonctionnement d'un nœud de capteurs communicant. Les deux principaux axes de recherche abordés dans ces travaux sont ainsi les suivants :

Architecture d'alimentation avancée pour systèmes utilisant la récupération d'énergie : L'utilisation de la récupération d'énergie dans un système qui doit assurer une fonctionnalité permanente induit la présence de modules de transfert d'énergie et d'éléments de stockage d'énergie. Les architectures de gestion d'alimentation des nœuds de capteurs doivent interfacier ces différentes entités mais néanmoins proposer un rendement énergétique optimisé qui permet d'accroître la quantité de tâches réalisables avec une quantité d'énergie entrante donnée. La présence de récupérateurs d'énergie permet d'envisager l'utilisation d'architectures d'alimentation à chemins multiples basées sur un chemin additionnel direct entre les récupérateurs et les charges consommantes qui présente un haut rendement énergétique. Cette optimisation architecturale, adaptée à l'alimentation de systèmes fonctionnant à des puissances moyennes de l'ordre de quelques microwatts, permet une amélioration du bilan énergétique du système et accroît ainsi sa durée de vie. L'étude, le développement et l'utilisation d'une architecture optimisée de gestion d'alimentation utilisant la récupération d'énergie est ainsi moteur de ces travaux et source d'innovations pour l'amélioration de l'efficacité énergétique dans les systèmes de capteurs communicants.

Contrôle adapté aux contraintes énergétiques : Une architecture de gestion d'alimentation complexe nécessite un contrôle numérique conséquent pour fonctionner. A cause des contraintes énergétiques présentes dans le développement des réseaux de capteurs sans fil, le budget énergétique d'une telle entité de contrôle doit être extrêmement faible, voire négligeable face à la consommation du reste du système. L'exécution de tâches lorsque l'environnement énergétique est faible est réalisé à rendement réduit avec l'énergie stockée à long terme dans le système. Le rendement de l'architecture d'alimentation étant conditionné par l'évolution de l'environnement énergétique du nœud, aléatoire et événementiel par définition, l'utilisation d'un contrôle événementiel est une piste de recherche qui permet d'envisager un fonctionnement numérique corrélé à l'environnement et une consommation associée réduite. Le développement d'un contrôle numérique et d'une gestion applicative événementiels permet d'adapter le fonctionnement du système aux variations énergétiques environnementales afin de favoriser l'utilisation des chemins d'alimentation directs à haut rendement. L'approche événementielle est ainsi le second vecteur de ces travaux pour le développement d'une gestion d'alimentation optimisée.

Ces travaux de thèse ont ainsi pour objectif principal l'optimisation de l'autonomie d'un système de capteurs communicant autonome en énergie par l'étude des gains apportés par une gestion événementielle de l'énergie. Les travaux réalisés tâchent ainsi de répondre à deux questions fondamentales :

- Comment améliorer la pertinence, par le biais de l'optimisation du rendement énergétique, d'une architecture matérielle de gestion de puissance à plusieurs chemins d'alimentation à l'aide de considérations événementielles ?
- Est-ce qu'une gestion événementielle peut améliorer le bilan énergétique d'un scénario applicatif contraint dans un environnement variable ?

Organisation du mémoire

Le présent mémoire de thèse est ainsi construit en quatre parties autour de ces deux axes de recherche et de développement.

État de l'art : Afin d'orienter les travaux et de se positionner vis à vis des réalisations de la communauté scientifique, la première partie dresse un état de l'art de la thématique des nœuds de capteurs communicants sur les points suivants :

- Le chapitre 1 présente les principaux nœuds de capteurs communicants réalisés par la communauté scientifique et étudie leurs architectures, leurs contextes applicatifs et leurs performances principales.
- Afin d'étudier les différentes possibilités de techniques de récupération d'énergie, le chapitre 2 présente la récupération d'énergies pertinentes présentes dans l'environnement des systèmes de capteurs communicants.
- Le chapitre 3 aborde et analyse les principales architectures de gestion d'alimentation présentes dans la littérature. Les architectures proprement dites, mais aussi la gestion numérique de telles architectures, sont détaillées dans ce chapitre.

Cette partie permet d'établir la pertinence du développement d'une architecture à chemins d'alimentation multiples basées sur de multiples récupérateurs d'énergie.

Étude architecturale : La seconde partie étudie l'architecture de gestion d'alimentation d'un nœud de capteurs et propose des innovations structurelles relatives à l'utilisation de chemins d'alimentation multiples dans les nœuds de capteurs communicants.

- Le chapitre 4 fait d'abord, grâce à une modélisation complète des éléments de gestion d'énergie, une analyse des gains potentiels d'une telle architecture par rapport aux architectures classiques de gestion d'alimentation

trouvées dans la littérature. On montre alors que l'utilisation d'une architecture à chemins d'alimentation multiples permet d'optimiser le rendement énergétique global du système.

- Conséquence de la complexité d'une architecture avancée à chemins d'alimentation multiples, le contrôle numérique est abordé dans le chapitre 5 qui propose des méthodes innovantes pour réaliser un contrôle énergétique événementiel peu consommant à partir des informations sur l'état énergétique du nœud. Ce contrôle englobe tant les aspects de contrôle de l'architecture de transfert d'énergie que les interactions avec les contraintes applicatives du nœud dans son réseau. Des techniques événementielles innovantes permettent une gestion plus souple de l'exécution des tâches pour maîtriser le compromis entre les contraintes temporelles applicatives et les contraintes énergétiques.

Cette étude permet d'orienter les choix architecturaux pour la gestion d'alimentation et présente des structures innovantes peu consommantes pour le contrôle application et l'adaptation du scénario applicatif aux variations énergétiques environnementales.

Implémentation physique : Cette partie présente l'implémentation de l'architecture de gestion d'alimentation et de son contrôleur.

- Le chapitre 6 présente d'abord l'intégration du contrôle numérique de l'architecture de gestion d'alimentation. Grâce aux avantages de la logique asynchrone QDI², l'implémentation du contrôleur est événementielle au niveau de granularité profond qu'est le niveau transistor.
- Le chapitre 7 aborde ensuite l'architecture et l'implémentation des composants analogiques du système de gestion d'alimentation en technologie CMOS UMC 180nm qui présente de bonnes performances en termes de consommation statique.

L'implémentation physique complète du système de gestion d'alimentation pour nœuds de capteurs communicants est détaillée dans cette partie.

Résultats et perspectives d'utilisation : Finalement, la dernière partie de ce mémoire présente les résultats silicium du système et aborde les problématiques d'utilisation du circuit.

- Le chapitre 8 aborde les tests et les résultats silicium du circuit de gestion de puissance par l'analyse de performances caractéristiques.
- Enfin, le chapitre 9 présente les résultats silicium de l'utilisation de la puce dans un environnement de nœud de capteurs communicant et évoque les possibilités d'utilisation du contrôle événementiel au niveau de l'application pour la gestion plus fine du système depuis le réseau.

Cette partie clôt ainsi les travaux de thèse réalisés en proposant des résultats silicium qui confirment les choix effectués, tant en termes architectural qu'en termes de méthode de contrôle, et ouvrent des perspectives pour la poursuite de l'utilisation de l'approche événementielle dans les nœuds de capteurs communicants.

Première partie

État de l'art

des nœuds de capteurs communicants, des énergies récupérables, et des architectures de gestion de puissance et d'énergie

La grande diversité des applications pouvant bénéficier des apports d'une intelligence distribuée sous la forme d'un réseau de capteurs sans fil a permis un engouement important et en constante croissance de la part de la communauté scientifique depuis la fin du XX^e siècle. Grâce aux évolutions technologiques et notamment à la diminution de la consommation des capteurs, unités de traitement de données et autres modules de communication radiofréquence, la réalisation de systèmes compacts capables de capter, de traiter des données mais aussi de les communiquer vers un réseau global est devenue envisageable. De nombreux laboratoires de par le monde réalisent des travaux dans le domaine des nœuds de capteurs communicants et de leur mise en réseau, financés par des applications porteuses comme la santé, la défense, les bâtiments intelligents, l'agriculture ou encore l'exploration spatiale.

Cette partie vise à définir les notions fondamentales liées au domaine des nœuds de capteurs communicants et à présenter un état de l'art des principaux travaux ayant été réalisés et publiés par la communauté internationale sur ce domaine.

Systèmes de capteurs communicants : En premier lieu, la naissance des systèmes de capteurs communicants sera présentée. Les avancées technologiques permettant leur développement, les contraintes de conception principales qui peuvent être rencontrées ainsi que les fonctions fondamentales qui les constituent seront détaillées. Un état de l'art représentatif des systèmes de capteurs communicants ayant été développés depuis la fin du XX^e siècle ainsi que leurs apports à la thématique seront abordés. Un intérêt particulier sera donné à la consommation de ces systèmes afin de mettre en valeur la problématique de l'autonomie de tels systèmes dans les environnements infiniment diversifiés dans lesquels ils sont susceptibles d'évoluer.

Récupération d'énergie ambiante : En second lieu, nous détaillerons la thématique de la récupération d'énergie, notamment à des échelles cohérentes avec les tailles de systèmes de capteurs présentés auparavant. Les principes physiques régissant les principales ressources d'énergie disponibles dans l'environnement seront présentés ainsi que les effets physiques mis en jeu pour convertir ces énergies variées en énergie électrique. Les avantages et inconvénients de ces diverses énergies seront abordés afin d'étudier la pertinence de leur utilisation dans des systèmes de capteurs communicants en fonction de leur environnement applicatif.

Gestion d'énergie et de puissance : Finalement, le troisième chapitre aborde les problématiques de stockage et de transfert d'énergie. Les principales technologies et techniques permettant d'implémenter ces fonctionnalités seront présentées dans le cadre des nœuds de capteurs communicants. Les architectures de gestion de puissance utilisées dans de tels systèmes seront alors abordées au regard des rendements énergétiques qu'elles peuvent permettre d'atteindre. Enfin, les principales techniques de gestion d'énergie au niveau applicatif, visant à optimiser le rendement global du système sur le long terme et ainsi à améliorer sa qualité de service, seront détaillées.

Systemes de capteurs communicants

En 1998, le projet Smart Dust [64, 6, 157, 158], dirigé par les professeurs Kahn et Pister, de l'Université de Berkeley, en Californie, a pour objectif la conception de microsystemes constitués de capteurs et capables de communiquer des informations mesurées dans l'environnement : c'est l'avènement des nœuds de capteurs communicants ainsi que celui des réseaux de capteurs sans fil.

Ce chapitre présente un état de l'art de la thématique des nœuds de capteurs communicants. En premier lieu, la définition et l'architecture fondamentale de tels systemes sont présentées, ainsi que des réalisations par la communauté scientifique internationale de chacun des blocs basiques les constituant. Deuxièmement, un historique des nœuds complets est détaillé et une synthèse est réalisée sur leurs performances, notamment leurs consommations.

1.1 Naissance, ambitions et structure des réseaux de capteurs autonomes

La loi de Bell décrit l'évolution des classes d'ordinateur et prévoit l'apparition d'une nouvelle classe d'objet toutes les décennies. Formulée au début des années 1970 par Gordon Bell, elle est considérée comme un corrolaire de la loi de Moore qui prévoit un doublement de la densité de transistors dans les microprocesseurs tous les 2 ans.

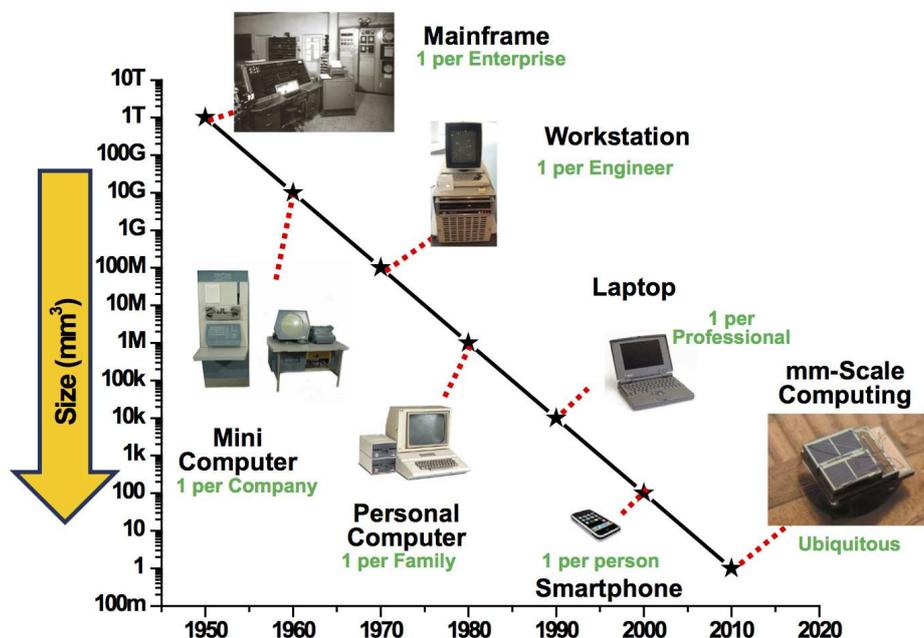


FIGURE 1.1 – Loi de Bell illustrée avec les tailles des systèmes (source [75])

Cette loi prévoit que ces nouvelles classes d'objets apportent des applications dédiées qui étaient inexistantes à la génération précédente, ouvrant ainsi la voie au développement de nouveaux axes de recherche, de nouveaux marchés et de nouvelles utilisations. On considère aujourd'hui que les nœuds de capteurs communicants sont une nouvelle génération d'ordinateurs et qu'ils permettront

la mise en place de réseaux d'objets apportant l'intelligence aux systèmes et aux infrastructures réalisées par l'humanité.

1.1.1 Définitions des opportunités, des objectifs et des contraintes de réalisation

En réponse à la recherche de la nouvelle génération de systèmes de calcul, le projet "Smart Dust" est initié afin d'explorer les limites et futurs défis technologiques concernant les systèmes de capteurs communicants autonomes. Ce projet, et toute la thématique qui va se développer avec lui, est basé sur trois tendances majeures du domaine de la micro-électronique [64] :

- La réduction de la taille des systèmes électroniques et la possibilité d'intégrer des micro-systèmes électromécaniques (MEMS¹) permettent d'accroître leur densité et leur complexité
- La réduction de la consommation des technologies électroniques intégrées permet d'éviter l'échauffement et d'assurer un fonctionnement sur batterie
- La réduction du coût de production des systèmes électroniques autorise la mise en œuvre de nombreux nœuds au sein du réseau

Ces améliorations sont des conséquences des progrès réalisés sur les procédés de fabrication des systèmes électroniques intégrés sur puce. En effet, la réduction de la longueur de canal du transistor, diminution de taille prévue par la loi de Moore, implique une diminution de l'énergie nécessaire pour commander la commutation d'un transistor et donc une diminution de la consommation et de la tension d'alimentation minimale pour un système donné d'une technologie de fabrication à la suivante. De plus, étant données les techniques de fabrication relativement constantes, comme l'intégration sur un substrat silicium de taille donnée, une densité d'intégration croissante a pour conséquence une diminution des coûts de production. Cette augmentation de la densité d'intégration rend en outre possible l'intégration de systèmes de plus en plus gros sur une puce unique, on parle alors de Systèmes sur Puce (SoC²).

La convergence de ces avancées technologiques a alors permis la conception d'un système "Smart Dust³" pouvant contenir des capteurs de température, d'humidité, de pression, d'intensité lumineuse, d'inclinaison lumineuse et de champ magnétique, ainsi qu'un élément de communication bidirectionnel et un microcontrôleur. Les objectifs de ce projet sont l'exploration des limites de miniaturisation des systèmes de capteurs et l'emballage d'un système complet capable de capter, de traiter et de communiquer dans un volume d'un millimètre carré.

Cette réalisation, "Smart Dust" [64, 157, 159] (figure 1.2), bien qu'éloignée des standards de communication internationaux à cause de son utilisation de pulses laser pour transmettre les données, a été une preuve de concept dans la thématique des systèmes de capteurs communicants ultra basse consommation et a ouvert la voie au développement de systèmes commerciaux permettant la création de réseaux de capteurs sans fil.

L'objectif de la conception de réseaux de capteurs sans fil est l'intégration d'intelligence dans l'environnement afin d'améliorer des principes comme le confort ou la sécurité mais également de

1. Micro ElectroMechanical System

2. SoC : de l'anglais « System on Chip »

3. Traduction littérale : poussière intelligente

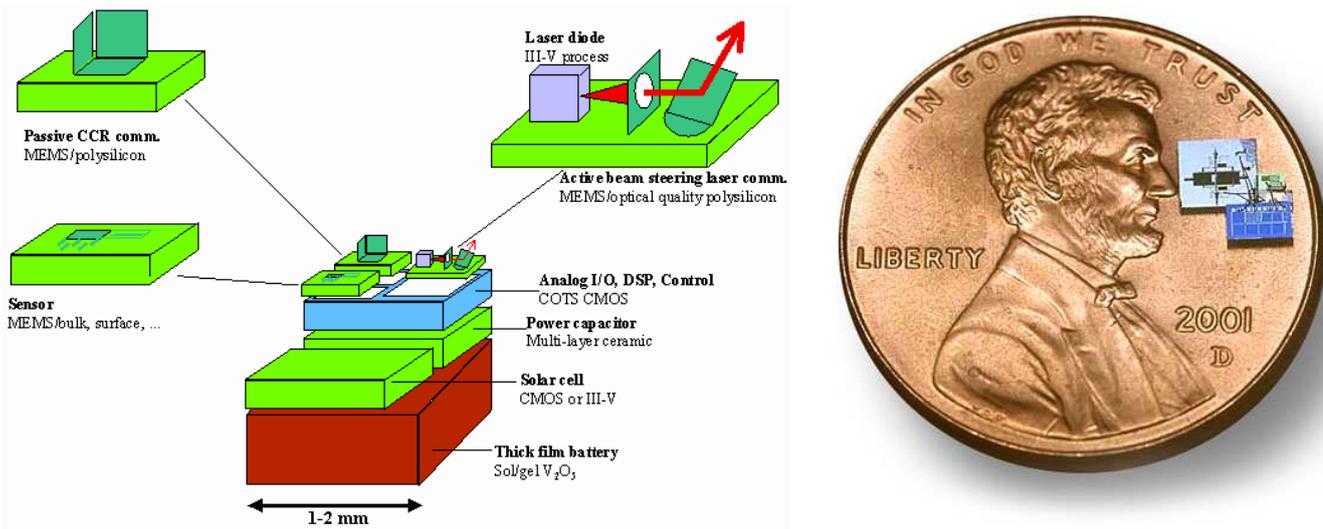


FIGURE 1.2 – Projet Smart Dust [157]

réaliser des économies énergétiques ou financières. Le développement de tels systèmes de capteurs communicants rencontre des contraintes de conception particulières relatives à leur utilisation au sein d'un réseau de capteurs. Directes conséquences des opportunités technologiques qui ont permis la création des premiers systèmes de capteurs communicants autonomes, les contraintes principales sont les suivantes :

- **Coût** : la production des systèmes de capteurs communicants en grand voire très grand nombre est une contrainte majeure car elle conditionne la faisabilité d'un réseau à grand échelle. Il est ainsi nécessaire de minimiser le coût unitaire d'un nœud du réseau, par exemple via l'utilisation de technologies simples ou matures et donc de procédés de fabrication économiquement avantageux.
- **Taille** : l'intégration des systèmes dans l'environnement, que ce soit dans la nature, dans les bâtiments, sur le corps humain ou dans les infrastructures, doit se faire de la manière la moins intrusive possible. La taille des systèmes est donc un second axe clef de développement. De plus, cette contrainte de taille rejoint la contrainte de coût, notamment en termes d'utilisation de matière première.
- **Consommation** : la durée de vie du réseau, que nous allons aborder de manière plus détaillée à partir du chapitre 3, est une condition primordiale du développement des réseaux de capteurs sans fil car elle conditionne les besoins de maintenance du réseau. Cette maintenance, qui consiste à remplacer les éléments défectueux à cause du vieillissement mais surtout à remplir les réserves d'énergie des nœuds du réseau (e.g. à remplacer les batteries), est onéreuse dans le meilleur des cas mais tout simplement impossible dans le pire.

1.1.2 Fonctions fondamentales présentes dans les nœuds de capteurs communicants

Le rôle des systèmes de capteurs communicants est d'être une entité élémentaire d'un réseau capteur, c'est à dire qu'ils vont extraire des informations de leur environnement local, comme la température ou l'humidité, et les transmettre au réseau qui sera susceptible de prendre des décisions afin de fournir le service pour lequel il a été déployé. Une vue simplifiée des fonctionnalités d'un nœud consiste donc en un capteur et un transmetteur. Néanmoins, afin de réduire la quantité d'information envoyée dans les canaux de communication radiofréquence et ainsi d'abaisser la consommation

globale du système, il est intéressant de réaliser autant de traitements de données que possible au sein même du nœud. Si l'information pertinente pour le réseau est la moyenne de l'humidité ambiante sur une heure, et que le nœud capteur échantillonne cette donnée toutes les minutes, la quantité d'information à transmettre est divisée par 60 si le nœud effectue lui-même le calcul de la moyenne et la consommation du nœud est ainsi drastiquement réduite. Il devient donc intéressant d'implémenter une unité de traitement de données dans le nœud si cette unité a une consommation qui permet un gain global au niveau du système. De plus, ce module de traitement est susceptible de prendre des décisions locales en fonction des données qui sont extraites de l'environnement, supprimant ainsi une hypothétique boucle de contrôle qui aurait impliqué le nœud, un module de contrôle distant et un échange de données entre ces deux entités par radiofréquences. Ces fonctionnalités du système de capteurs communicant sont alimentées via des sources d'énergie variées comme des batteries ou des récupérateurs d'énergie. L'apport d'énergie est ainsi fait à un rendement énergétique dépendant de l'architecture et de la manière de fonctionner du nœud.

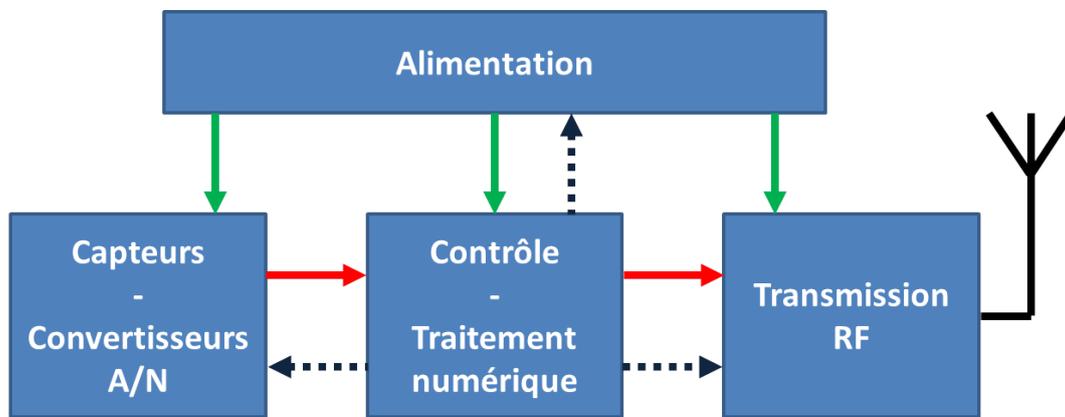


FIGURE 1.3 – Architecture fondamentale d'un nœud de capteurs communicant

L'architecture fondamentale d'un nœud de capteurs communicant est présentée en figure 1.3. Elle comporte quatre parties fonctionnellement distinctes :

- **Capteurs** : Extraction des données physiques de l'environnement.
- **Contrôle** : Traitement, utilisation et formatage des données extraites.
- **Transmission** : Communication des données formatées vers l'extérieur du nœud.
- **Alimentation** : Apport d'énergie nécessaire au fonctionnement du nœud.

1.1.2.1 Capteurs

Le fait de capter est défini comme la capacité de mesurer une grandeur physique et de la convertir en une grandeur qui soit observable par un individu ou un instrument. Dans le cadre du développement des réseaux de capteurs sans fil, on parle de capteur lorsqu'on évoque un module capable de mesurer une grandeur physique, de la convertir en signal électrique. Ce signal analogique est alors converti en signal numérique afin de pouvoir être traité, comparé, modifié ou formaté par un système de traitement numérique. Il existe une grande diversité de capteurs pour les grandeurs physiques variées qui nous entourent. Ces capteurs peuvent être résistifs, capacitifs voire inductifs, et réalisent la conversion de l'information sur la grandeur physique mesurée en un signal électrique qui contient cette information. Cette conversion est réalisée grâce à des convertisseurs de multiples sortes qui doivent, pour pouvoir être intégrés dans un nœud de capteurs communicant fonctionnant sur de petites sources d'énergie, présenter une consommation dynamique faible, notamment

en termes de fuites. Ces consommations impactent l'utilisation qui pourra être faite du capteur, en termes de temps actif et de temps en veille. Les principales architectures de convertisseurs analogique-numérique utilisées de nos jours sont les suivantes :

Convertisseur à approximations successives (SAR⁴) : Basé sur le principe de dichotomie, cette architecture utilise un DAC⁵ et réalise une série de comparaison entre une tension analogique générée par ce DAC et la tension à mesurer. Chaque comparaison permet de fixer un bit du résultat numérique en partant du bit de poids le plus fort vers le bit de poids le plus faible. La tension générée se rapproche de manière quadratique de la tension à mesurer et la résolution dépend du nombre d'itérations dichotomiques réalisées. Parmi les nombreux travaux sur l'implémentation d'architecture avancée d'ADC SAR, on notera par exemple les travaux réalisés en 2003 dans le cadre du projet Smart Dust. Un ADC SAR est conçu en technologie CMOS 0.25 μ m et consomme 3.1 μ W à 100kS/s⁶ pour une résolution de 8 bits [129]. Une architecture à résolution configurable est utilisée en 2007 pour concevoir un ADC SAR 8–12 bits qui peut augmenter sa fréquence d'échantillonnage au détriment de sa résolution [151]. Implémenté avec une technologie CMOS 180nm, il consomme 25 μ W à 100kS/s pour une résolution de 12 bits.

Convertisseur $\Sigma\Delta$ ⁷ : Ce type de convertisseur est basé sur la modulation du même nom ($\Sigma\Delta$), mise en œuvre à l'aide d'un comparateur et d'un décimateur. La tension à mesurer est comparée à la valeur analogique en sortie du modulateur et un bit de résultat est généré (0 = plus petit, 1 = plus grand). Le décimateur somme (Σ) ces résultats de différence (Δ) entre l'entrée et la sortie. Cette somme résultante est rebouclée sur l'entrée du comparateur et tend à suivre le signal à mesurer. C'est le signal intermédiaire constitué de 0 et de 1 dont une moyenne est faite sur un nombre d'échantillons donné qui fournit un résultat numérique représentant la tension d'entrée à mesurer. Plus ce nombre d'échantillons est élevé, plus la résolution est grande mais plus la fréquence des résultats est faible. Des travaux impliquant la conception d'un convertisseur $\Sigma\Delta$ ont été menés en 2007 avec pour objectif la réduction de la consommation sous une faible tension d'alimentation. Sous 0.65V, le circuit implémenté en technologie 90nm consomme 27 μ W pour une bande passante en entrée de 50kHz [44].

Convertisseur Flash : La conversion se fait directement grâce à 2^N-1 comparateurs qui comparent chacun la tension à mesurer avec une des 2^N-1 références de tension générées par division de tension. Une combinaison des 2^N-1 résultats de comparaison permet d'obtenir une valeur numérique sur N bits. Encore une fois, parmi la littérature abondante, on remarquera les travaux d'Akopyan en 2006 qui ont mené à la conception d'un convertisseur flash asynchrone qui réalise un suivi de la tension d'entrée afin de ne laisser allumées que deux branches de comparaisons sur les 2^N-1 . Le circuit consomme 42 μ W pour un signal d'entrée de bande passante 100kHz [2].

En plus de ces structures, il a été proposé des architectures de conversions analogique-numérique asynchrones basées sur le franchissement de seuils de tension. Cette échantillonnage régulier en tension mais événementiel donc, a priori, irrégulier temporellement, a permis d'obtenir une consumma-

4. Successive Approximation Register

5. Convertisseur Numérique-Analogique, de l'anglais « Digital to Analog Converter »

6. kilo Sample per Second : millier d'échantillons en sortie par seconde

7. Sigma-Delta

tion inférieure à $180\mu W$ dans une technologie $120nm$ et une fréquence d'échantillonnage équivalente proche d'un MHz [3]. Ce fonctionnement asynchrone permet de suivre précisément la tension tout en évitant la consommation inutile due à un échantillonnage temporel continu sur un signal d'entrée qui ne varierait pas pendant un moment.

1.1.2.2 Unité de traitement numérique

Le traitement numérique des données consiste à réaliser des opérations logiques ou arithmétiques sur les données extraites afin par exemple de calculer une moyenne ou de préparer une trame de données pour un envoi sur un canal radiofréquence. Ces opérations sont traditionnellement réalisées par des unités spécialisées telles que les microprocesseurs ou les microcontrôleurs. Dans le cadre du développement de systèmes de capteurs communicants, au contraire de nos ordinateurs de bureaux, nos ordinateurs portables voire nos téléphones portables où le compromis entre la performance et l'énergie est dominé par des contraintes de performances, c'est la consommation qui est primordiale et ce sont les contraintes énergétiques qui impactent le développement. En effet, les systèmes de capteurs actuels n'effectuent des tâches que rarement en comparaison avec une utilisation continue. Dans cette optique, les unités de traitement numérique les plus adaptées sont les microcontrôleurs. A la différence des microprocesseurs qui sont conçus pour être utilisés dans des ordinateurs ou des téléphones et dont le développement a suivi des contraintes de performance, les microcontrôleurs sont depuis longtemps utilisés dans les appareils ménagers, les appareils électroniques divers comme les réveils ou les montres et leur développement s'est adapté à des contraintes énergétiques plus fortes.

Des travaux réalisés dans le cadre du développement de nœuds de capteurs communicants ont mené à la fabrication d'unités de traitement numérique à très faible consommation. On remarquera notamment les travaux de l'équipe du professeur Pister pour le projet Smart Dust, publiés en 2004, concernant l'implémentation d'un microcontrôleur en technologie $0.25\mu m$ dont la consommation par instruction est de $12pJ$ sous $1V$ [158]. En utilisant des transistors pour contrôler le courant traversant tant les unités de mémoire que les blocs logiques de traitement pur, l'équipe du professeur Sylvester développe un microprocesseur dont le courant de fuite s'élève à $30pW$ sous $0.5V$ et en mode veille. L'architecture du processeur avec ses transistors de contrôle de la puissance est illustrée sur la figure 1.4. Sa consommation dynamique est quant à elle réduite à $297nW$ soit $2.8pJ/instruction$ avec une alimentation sous $0.5V$ [131].

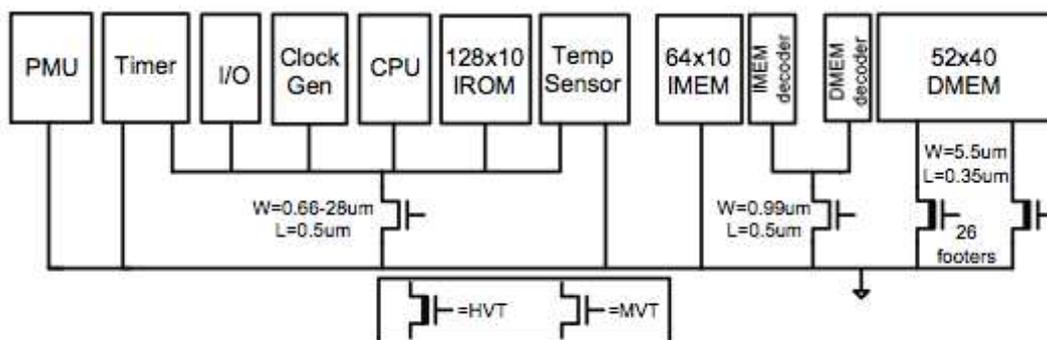


FIGURE 1.4 – Architecture du processeur Phoenix [131]

1.1.2.3 Module de communication

Dans le cadre des nœuds de capteurs communicants, la communication consiste à transmettre des informations sans l'usage de fil, jusqu'alors en utilisant les ondes hertziennes. Le domaine de la communication par radiofréquence est un pan entier de la microélectronique et l'objectif n'est pas ici de présenter les différentes notions et fonctions fondamentales du domaine mais, par souci de concision, d'évoquer des caractéristiques énergétiques de consommation pour des modules de communication radiofréquence. Plus de détails sur les notions fondamentales de transmission sans fil des signaux pourront être trouvés dans [125]. Comme pour les autres éléments consommants d'un nœud de capteurs communicant, le module de communication doit avoir une consommation statique très faible afin de maintenir l'autonomie énergétique du système. La consommation dynamique de tels modules est actuellement de l'ordre de la dizaine de milliwatts, ce qui autorise une alimentation sur batterie, quoiqu'une utilisation continue soit impossible, une fois encore pour des raisons d'autonomie énergétique.

Les modules commerciaux sont de bons exemples car ils sont adaptés à des standards de communication comme la norme IEEE 802.15.4⁸ spécifiées pour les LR WPAN⁹. Le module nRF2401A de Nordic Semiconductor consomme $13mA$ sous $3V$ en émission pour $0dBm$ de gain en sortie et $18mA$ en réception [130]. Le module CC2500 de Texas Instrument consomme $21.2mA$ sous $3V$ en émission pour $0dBm$ de gain en sortie et $16.6mA$ en réception [61]. Ces modules sont conçus pour la communication radiofréquence à $2.4GHz$ et sont adaptés à une utilisation dans des systèmes de capteurs communicants.

Dans la littérature, on trouve également des réalisations de circuits dont certains sont dédiés à la transmission de données pour la norme IEEE 802.15.4, spécifiée pour des réseaux à courte portée de l'ordre du mètre à la dizaine de mètres, et donc optimaux pour une utilisation dans des nœuds de capteurs communicants. Parmi les nombreux travaux ayant été publiés [102], on notera à titre d'exemples (figure 1.5) d'une part les travaux de Cook publiés en 2006 qui concernent la conception d'un module consommant sous $0.6V$ $1120\mu W$ en émission et $750nW$ en réception [25], et d'autre part ceux de Bernier publiés en 2008 qui présentent un circuit totalement compatibles avec la norme IEEE 802.15.4. Ce circuit, intégré dans une plateforme de test de type nœud de capteurs communicant, a une consommation totale de $8.1mW$ en émission et de $5.4mW$ en réception, le tout alimenté sous $1.2V$ [10].

1.2 Historique des réalisations

De nombreux nœuds de capteurs communicants ont été développés durant la dernière décennie, tant des produits commerciaux que des prototypes expérimentaux issus de la recherche. Leurs points communs sont de contenir des éléments permettant de mesurer des paramètres physiques, un contrôleur numérique capable de traiter les données mesurées ainsi qu'un module de communication. Une présentation de systèmes de capteurs communicants est réalisée dans cette section, en différenciant les systèmes commerciaux et les prototypes de laboratoires et en les détaillant par centre de recherche.

8. les informations relatives au standard 802 et ses dérivés peuvent être trouvés sur le site web du standard IEEE 802

9. Low Rate Wireless Personal Area Network : Réseaux sans fil bas débit et courte portée

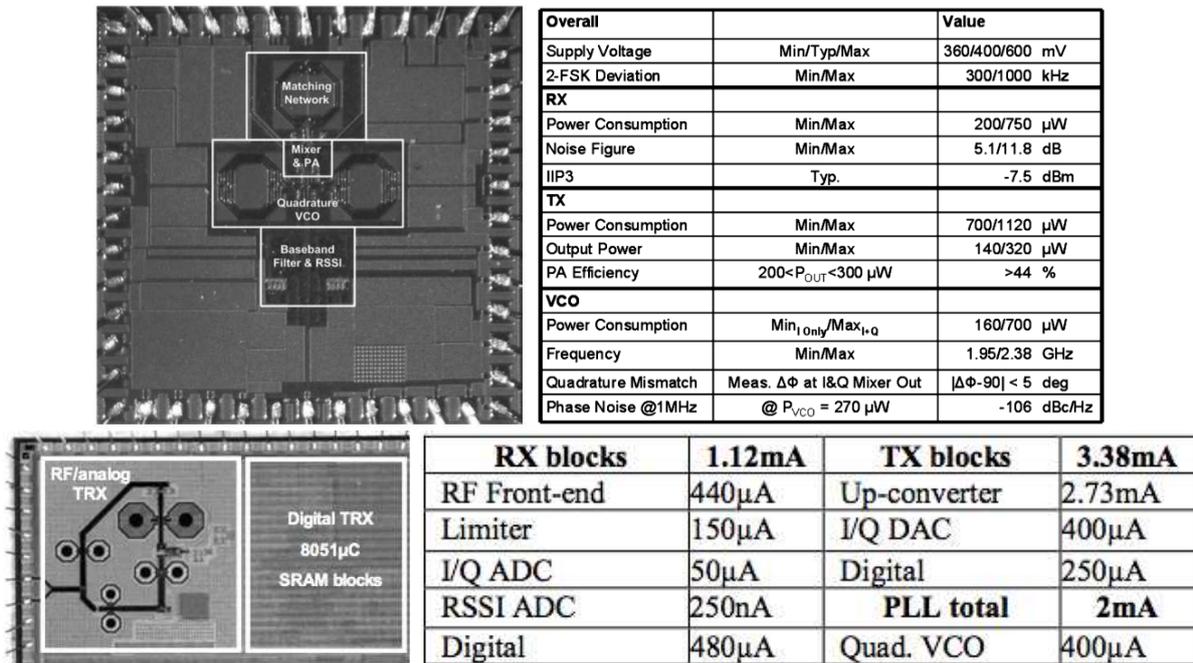


FIGURE 1.5 – Modules de communication 2.4GHz intégrés réalisés à Berkeley [25] et au CEA-Leti [10]

1.2.1 Démonstrateurs de laboratoires

1.2.1.1 Université de Californie, Berkeley, CA, USA

En 1998, le projet Smart Dust [6, 64, 157] est lancé à l'université de Berkeley. Un démonstrateur de $138mm^3$ présenté en 2000 est capable de mesurer des accélérations et des variations de lumière incidente grâce à un accéléromètre capacitif et une photodiode. Intégrant un ADC [129], un microcontrôleur [158], tous deux ayant une consommation très faible, le système consomme $75\mu W$ et a été démontré fonctionnel avec une alimentation à l'aide d'une cellule photovoltaïque de $2mm^2$. Les objectifs visés étaient de permettre des innovations pour l'autoalimentation des nœuds de capteurs à partir d'énergie récupérée dans l'environnement, via des cellules photovoltaïques.

Le PicoCube (figure 1.6) est présenté en 2008 [21]. C'est un système de capteurs communicant réalisé en électronique discrète et intégré dans un cube d'un centimètre de côté. Ce système intègre principalement un microcontrôleur MSP430 de Texas Instrument ainsi qu'un module de capteurs SP12 TPMS¹⁰ de Sensoror qui peut réaliser des mesures de pression, d'accélération, de température et de tension d'alimentation. Un transmetteur radiofréquence dédié est conçu pour l'occasion et consomme seulement $1.35mW$ en émission [20]. Ce système consomme $450\mu W$ et est alimenté par de la récupération d'énergie vibratoire. Le récupérateur d'énergie mesure quant à lui plusieurs dizaines de centimètres cube puisqu'il s'agit d'un cylindre de plusieurs centimètres de diamètre et de hauteur.

1.2.1.2 IMEC : Institut de Micro-Électronique et Composants, Leuven, Belgique

L'IMEC travaille sur le projet WATS¹¹ qui a pour objectif le développement de systèmes de capteurs à faible consommation, c'est à dire dans leur cas inférieure à $100\mu W$, qui puissent être

10. Tire Pressure Monitoring System : Système de suivi de la pression des pneus

11. Wireless Autonomous Transducer Solutions : Solutions de transducteur autonome sans fil

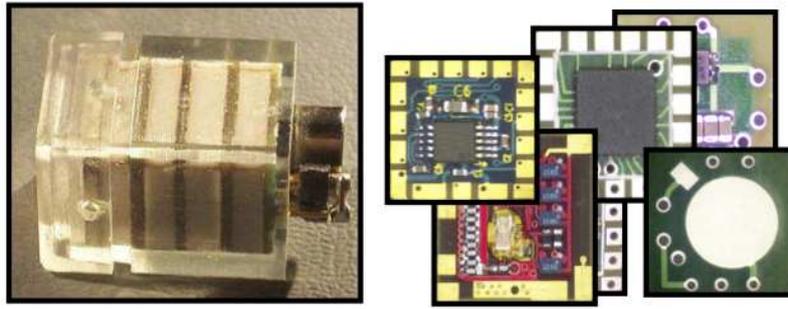


FIGURE 1.6 – Le PicoCube de Berkeley

alimentés avec de l'énergie récupérée dans l'environnement, notamment la récupération d'énergie thermique sur le corps humain. Durant la dernière décennie, de nombreux prototypes ont été réalisés (figure 1.7) et sont principalement destinés à des applications de type BAN¹² pour le suivi médical et plus précisément la surveillance des signaux cérébraux ou cardiaques.

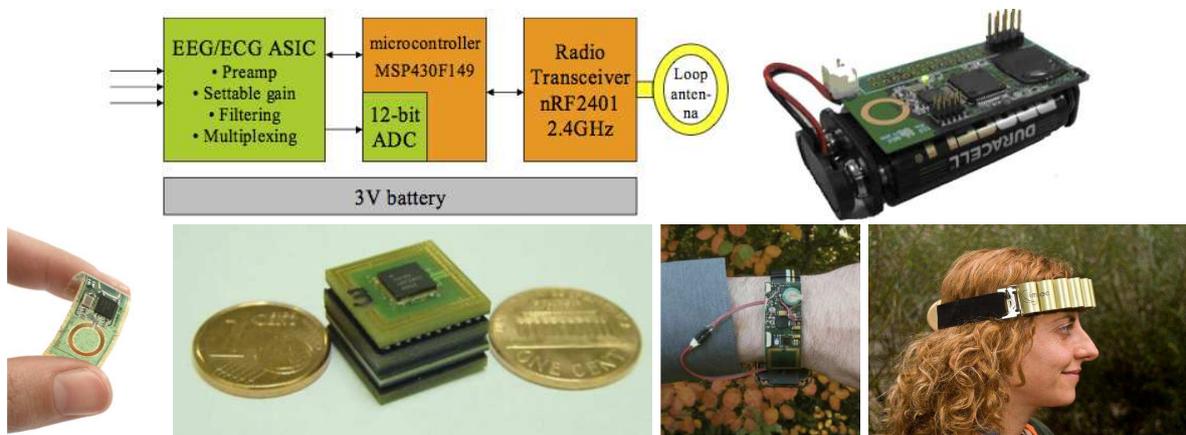


FIGURE 1.7 – Exemples de nœuds de capteurs communicants réalisés à l'IMEC

Les principales avancées qui ont été réalisées concernent la récupération d'énergie thermique sur le corps humain et la transmission d'information grâce à la technologie UWB¹³ qui a permis de développer un transmetteur consommant $50nJ$ par pulse et $5\mu W$ pour une fréquence d'émission de $10kbps$ ¹⁴ [52].

1.2.1.3 Université du Michigan, MI, USA

L'université du Michigan, notamment par son centre WIMS¹⁵, a contribué à l'avancée des micro-systèmes de capteurs, notamment pour des applications biomédicales. Un système d'enregistrement de l'activité cérébrale contenant des électrodes de lecture, un module de traitement de données ainsi qu'un module de communication a été développé en 2009 [136]. Ce système est téléalimenté, c'est à dire qu'il récupère l'énergie d'une onde qui est émise dans son environnement proche.

12. Body Area Network : Réseau corporel

13. Ultra Wide Band : Bande Ultra Large

14. kilo bits per second : millier de bits par seconde

15. Wireless Integrated MicroSystems : micro-systèmes intégrés sans-fil

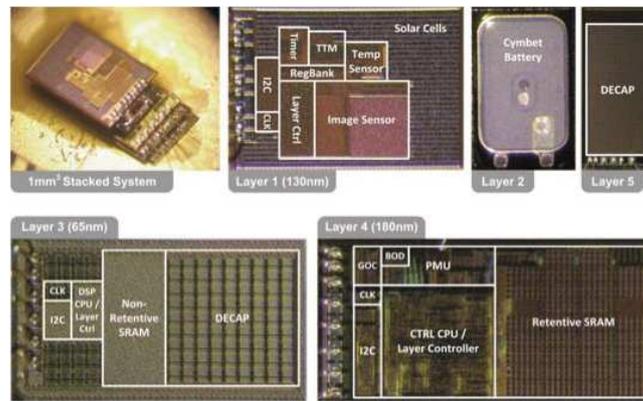


FIGURE 1.8 – Nœud multi-couche multi-technologie réalisé à l’université du Michigan [76]

En 2012, les travaux de l’équipe du professeur Sylvester sont publiés à l’ISSCC¹⁶. Le système présenté est un nœud de capteurs communicant mesurant $2 \times 1 \times 0.5 \text{ mm}^3$ soit 1 mm^3 constitué de 5 circuits intégrés en technologies variées empilés les uns sur les autres [76]. Son capteur principal est un imageur 96×96 pixels consommant 680 nJ par image et son module de traitement numérique se compose de deux cœurs ARM Cortex-M0. La communication de données à l’extérieur du système se fait par liaison optique et la consommation du microsystème a été mesurée à 11 nW en mode veille et à une moyenne de $40 \mu\text{W}$ en mode actif. Le nœud est alimenté par 0.54 mm^2 de cellules photovoltaïques qui se trouvent sur le dessus du système et dispose d’une batterie intégrée de $0.6 \mu\text{Ah}$ qui peut supporter le système pendant un peu plus de 2 jours en mode veille.

1.2.1.4 Université de Californie, Irvine, CA, USA

Le nœud de capteurs Eco [109] réalisé à l’université de Californie, Irvine (UCI) en 2005 était à sa création un des plus petits nœuds de capteurs au monde. Son architecture est basée sur l’utilisation du module de communication nRF24E1 de la société Nordic. Pour un nœud réalisé à partir de composants du commerce, il exhibe une consommation en mode veille très réduite puisqu’elle est inférieure à $2 \mu\text{A}$. Pouvant être alimenté par une pile bouton au Lithium, son volume utile avec sa batterie reste inférieur au cm^3 . Sa conception étant basée sur un coût inférieur à $100 \text{ US\$}$ pour les composants d’un nœud Eco complet, il est approprié pour les applications fortement intégrées et pour les réseaux de nœuds de capteurs communicants à grande échelle.

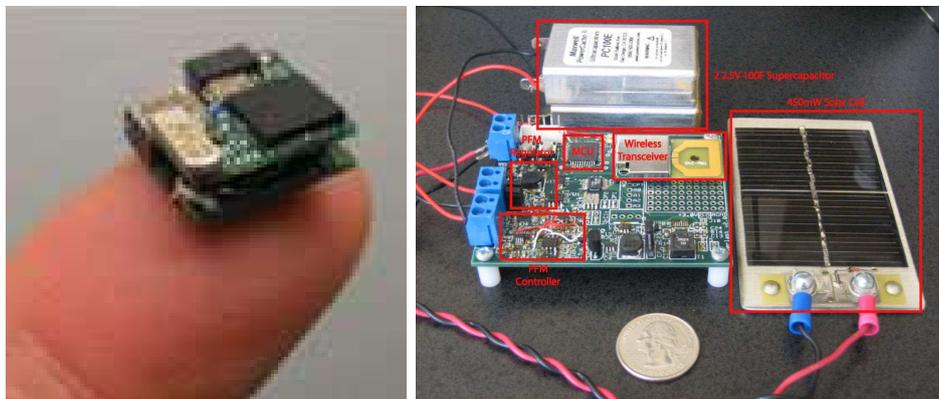


FIGURE 1.9 – Nœud Eco et système Everlast

16. International Solid-State Circuit Conference

Le prototype Everlast est publié par Simjee et Chou en 2006 [134]. C'est un macrosystème de capteur basé sur de la récupération photovoltaïque et du stockage d'énergie dans une supercapacité de $100F$. Le système est constitué d'un microcontrôleur PIC et d'un module de communication nRF2401. Il réalise des mesures d'accélération et transmet les résultats obtenus à une station de base. Grâce à la grande cyclabilité des supercapacités, le système peut fonctionner pendant 20 ans.

1.2.1.5 CSEM : Centre Suisse d'Électronique et de Microtechnique, Neuchâtel, Suisse

Finalement, le système sur puce WiseNET [39] réalisé en 2004 au CSEM (Centre Suisse d'Électronique et de Microtechnique) est un nœud de capteurs générique ultra basse consommation. La solution wiseNET intègre en effet des CAN et permet donc une adaptabilité accrue à une grande gamme de capteurs. Il contient également un microcontrôleur CoolRISC 8-bit ainsi qu'un module de communication IcyCom propriétaire basé sur un DSP 32-bit Icyflex et fonctionnant sur la gamme de fréquence 863-928 MHz, tous deux dédiés à l'intégration complète de ce système sur un seul circuit intégré (Figure 1.10). Alimenté sous $1V$, ce circuit s'illustre par la très faible consommation du module de communication, notamment en réception où il affiche une performance de $1.8mW$.

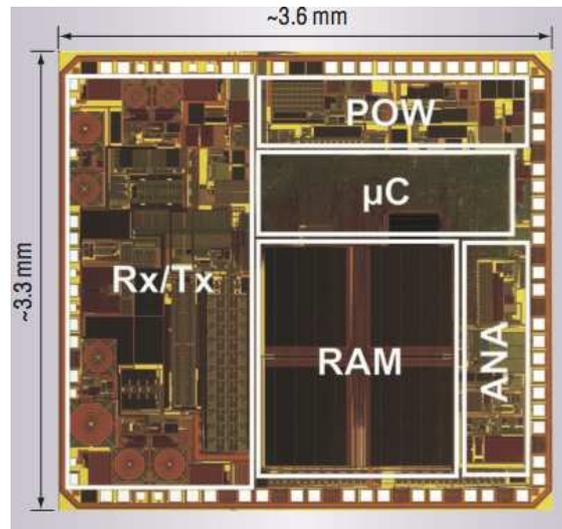


FIGURE 1.10 – Nœud WiseNET [39]

1.2.2 Nœuds de capteurs communicants commerciaux

1.2.2.1 Crossbow, Moteiv

Initialement développés à l'université de Berkeley, deux nœuds de capteurs communicants ont pendant un temps été disponibles sur le marché :

Le système Mica2-dot [26, 55] est un nœud de capteurs communicant basse consommation qui a été distribué par la société Crossbow. Il est basé sur un microcontrôleur Atmel ATmega128L qui utilise TinyOS¹⁷ et sur un module de communication Texas Instrument CC1000. Compte tenu de sa forme ronde et de sa petite taille ($25mm$ de diamètre), il est facile d'intégration même avec ses batteries boutons. Sa consommation en fonctionnement avoisine les $75mW$ sous $3V$ et celle en mode veille est réduite à $15\mu W$. Étant donné sa taille, ce nœud de capteurs est privilégié dans des

17. <http://www.tinyos.net/>

applications de type « tags » intelligents non invasifs comme le suivi des stocks ou les vêtements intelligents.

Le nœud Tmote Sky [98, 111] est un système de capteurs muni d'une interface USB qui facilite sa programmation ainsi que son alimentation. Il a été distribué par la société Moteiv et contient un microcontrôleur MSP430 de chez Texas Instrument, ainsi qu'un module de communication CC2420 également distribué par Texas Instrument. Son champ d'application privilégié correspond aux applications typiques des réseaux de capteurs sans fil mais exclut notamment, compte tenu de sa taille et de son port USB, les applications fortement intégrées. Il abordera en revanche de manière pertinente les réseaux mobiles reconfigurables à base de nœuds de capteurs communicants « Plug&Play » [34]. En termes de consommation, on notera en particulier une consommation en fonctionnement réduite de la part du contrôleur numérique, $1.8mA$ sous $3V$, et qui s'élève à $15\mu W$ en mode veille.

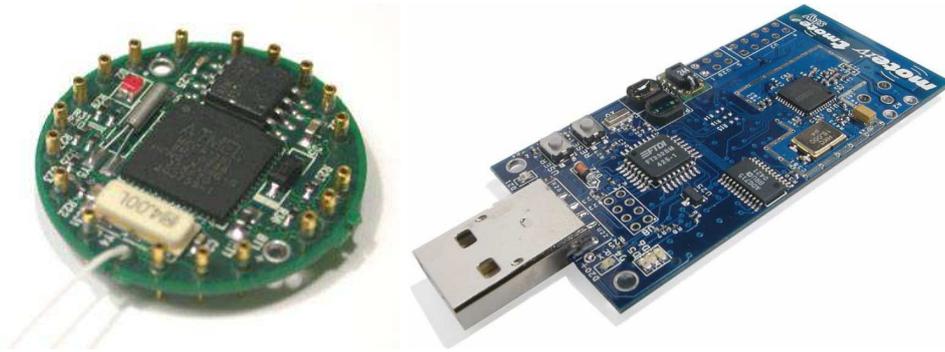


FIGURE 1.11 – Nœuds Mica2 Dot [26] et Tmote Sky [98]

1.2.2.2 Texas Instrument

En 2007, Texas Instrument a conçu une plateforme de développement dédiée à l'étude et à la création de systèmes de capteurs communicants [93]. Cette plateforme, nommée EZ430-RF2500, se compose d'un microcontrôleur MSP430 et d'un module de communication CC2500 et peut être alimentée par une tension entre $1.8V$ et $3.6V$. Les ADC contenus dans le microcontrôleur peuvent servir d'interface pour l'utilisation de capteurs divers. Le module de communication permet la transmission de données par radiofréquence à $2.4GHz$ en étant compatible avec la norme IEEE 802.15.4. Grâce à son environnement informatique de développement dédié, cette plateforme est un outil très intuitif pour les développements d'applications de systèmes et de réseaux de capteurs sans fil.

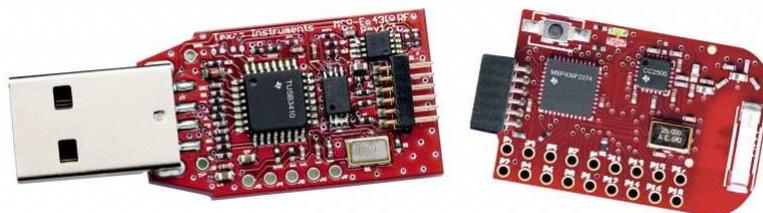


FIGURE 1.12 – Plateforme de développement EZ430-RF2500 de Texas Instrument

1.3 Synthèse

Des nœuds de capteurs communicants ont été développés depuis la fin des années 90 et sont fonctionnels. Leurs architectures se composent de capteurs, d'unités de traitement de données, d'un module de communication et d'un système d'alimentation. Les capteurs proprement dit fournissent l'information mesurée sous forme d'un signal analogique qui est converti grâce à des convertisseurs analogiques-numériques, intégrés dans les microcontrôleurs ou conçus à part et intégrés dans le système. Les trois contraintes de développement évoquées dans ce chapitre ont été abordées voire dépassées par les nœuds fabriqués par la communauté scientifique internationale.

De nombreux travaux ont répondu à la problématique de la taille. Dans le cas de systèmes en électronique discrète, une utilisation toujours plus fine des techniques d'intégration de PCB a permis d'atteindre des volumes utiles de l'ordre du centimètre cube. Dans le cas de systèmes en électronique intégrée, l'intégration des différentes parties du système sur une même puce en SoC ou sur plusieurs puces reliées entre elles en SiP¹⁸ a rendu les systèmes de capteurs communicants encore plus petits en leur faisant atteindre la barre du millimètre cube. Néanmoins, des problèmes d'intégration persistants sont encore à lever :

- La taille du module de communication est difficile à réduire à cause de contraintes fondamentales, comme la longueur d'onde des fréquences sur lesquelles les systèmes communiquent, qui impacte la taille des antennes.
- Le stockage et la récupération d'énergie pour l'alimentation des systèmes requiert du volume. Ce point sera abordé plus en profondeur dans le chapitre suivant.

Concernant le coût, la réduction du coût va avec la réduction de la taille du système. En électronique discrète, l'utilisation de composants grands publics permet en outre d'atteindre un coût unitaire inférieur à 100US\$. De plus, la production en grande quantité permet de réduire ce coût d'un facteur supplémentaire. L'utilisation de technologies génériques matures permet également d'influer sur le prix d'un système tout en permettant une réduction des fuites de courant à travers le circuit intégré.

La problématique principale réside dans la consommation de ces systèmes et donc dans leur alimentation. Les avancées techniques et technologiques ont permis d'atteindre des valeurs de consommation variant entre les dizaines de picowatts pour les courants de fuite de modules de traitement de données en mode veille aux dizaines de milliwatts pour les courants dissipés par les modules de communication en train d'émettre. La durée de vie d'un système dépend basiquement de la quantité d'énergie stockée dans sa batterie. Si cette quantité est finie, alors l'autonomie du système est finie. Une première solution est d'utiliser une batterie dont la taille est suffisamment grande pour contenir une quantité d'énergie qui permettra une autonomie du système sur de nombreuses années. Néanmoins, cette quantité reste finie et cette solution va à l'encontre de la miniaturisation des systèmes. Une seconde solution, plébiscitée par la communauté scientifique et déjà abordée dans la présentation de quelques systèmes, consiste à récupérer l'énergie dans l'environnement du système. Cette récupération permet de fournir l'énergie nécessaire au système lorsque celui-ci en a besoin, lui octroyant par la même occasion une durée de vie théoriquement infinie.

18. SiP : de l'anglais « System in Package » signifiant « Système en paquet »

Nœud	Processeur			Radio			Capteurs	Alimentation	Année	Ref
	Chipset	Active	Sleep	Chipset	Rx	Tx				
Smart Dust	[158]	$5.9\mu W$	13-20 nA	NC	NC	NC	T° , φ , luminosité, [129]	1V	2000	[159]
Mica2 Dot	ATmega128L	$8mA$	$< 15\mu A$	CC1000	$75mW$	$58mW$	T° , φ , luminosité, α	3V coin cell	2002	[26]
WATS prototype	MSP430	$3mW$	$15\mu W$	nRF2401	$54mW$	$42mW$	ADC 12 bits	3V	2004	[52]
Eco	DW 8051 μC	$3mA$	$< 2\mu A$	nRF24E1	$48mW$	$66mW$	T° , luminosité, α	3V	2005	[109]
Telos	MSP430	$3mW$	$15\mu W$	CC2420	$38mW$	$35mW$	Interface I2C	1.8V	2005	[111]
Tmote Sky	MSP430	$1.8mA$	$15,3\mu A$	CC2420	$58.5mW$	$65.4mW$	T° , φ , luminosité	2.1V–5V	2005	[98]
WiseNET	CoolRISC 8-bit	$< 1mA$	$3.7\mu A$	IcyCom	$31.5mW$	$1.8mW$	CAN intégrés	0.9V–1.5V	2006	[39]
Everlast	PIC16LF747	$2.7mW$	$14\mu W$	nRF2401	$54mW$	$42mW$	luminosité, α , ADC	2V–5.5V	2006	[134]
EZ430-RF2500	MSP430	$3mW$	$1.5\mu W$	CC2500	$24mW$	$38mW$	10-bit ADC	1.8V–3.6V	2007	[93]
PicoCube	MSP430	$2.7mW$	$< 1\mu W$	[20]	NC	$1.35mW$	P° , T° , α , V_{supply}	1.2V NiMH	2008	[21]

TABLE 1.1 – Tableau récapitulatif des spécifications et performances des nœuds de capteurs communicants

Récupération d'énergie ambiante

Les réseaux de capteurs sans fil doivent être, via leur objectif d'omniscience dans l'environnement, autonomes en énergie, déconnectés du réseau électrique et alimentés par une énergie stockée voire produite localement à partir de leur environnement. La difficulté majeure de leur mise en place réside ainsi dans l'autonomie limitée des batteries. La maintenance des nœuds de ces réseaux est un frein majeur à leur développement et à leur démocratisation car elle demande la mise en œuvre de moyens lourds, notamment dans le cas de réseaux difficiles d'accès, comme des réseaux de capteurs sous-marins ou intégrés dans la structure des bâtiments, voire de réseaux massivement distribués. Grâce à la récupération d'énergie dans l'environnement, l'autonomie des systèmes de capteurs communicants n'est plus limitée par la quantité d'énergie stockée dans la batterie. En fonction de l'environnement applicatif des nœuds du réseau, les énergies mécaniques, thermiques ou électromagnétiques peuvent être utilisées pour produire localement de l'énergie électrique afin d'alimenter le système [154].

L'énergie électrique utilisée afin d'alimenter nos maisons, mais aussi nos usines et toutes les structures nécessitant un apport énergétique, n'est pas présente telle quelle dans la nature. Il s'agit également d'énergie récupérée dans l'environnement, même si elle est contenue dans la masse d'un élément comme le pétrole ou la biomasse. Le WEC¹ a publié en 2010 la 22^e édition de son rapport de suivi des énergies utilisées par l'homme pour produire de l'électricité [60]. Dans le cadre de cette thèse, et traditionnellement dans la thématique de la récupération d'énergie pour les systèmes de capteurs communicants, les énergies récupérées dans l'environnement sont infiniment renouvelables, c'est à dire qu'elles peuvent quasiment être considérées comme infinies voire dans certains cas « perdues » si elles ne sont pas récupérées. En outre, la récupération d'énergie ambiante concerne des énergies naturellement ambiantes et non générées par des structures humaines. Considérons par exemple la récupération de l'énergie des UHF² qui sont en grandes majorité présentes dans l'environnement ambiant par rayonnement de nos systèmes de télécommunication. Envisager leur récupération revient, étant donné les lois de limitation de la puissance émise par les antennes, soit à transgresser la loi et à blesser les utilisateurs, soit à réduire la performance en portée des installations. En conséquence, la récupération de cette énergie ne peut être considérée comme de la récupération d'énergie mais plutôt comme de la télé-alimentation.

Une présentation des principales sources d'énergie récupérables dans l'environnement utilisées pour l'alimentation des nœuds de capteurs communicants est réalisée dans ce chapitre. Dans le cadre de l'étude de l'alimentation et de l'autonomie de tels systèmes, il est important d'envisager les ordres de grandeurs des puissances qui peuvent être récupérées pour des récupérateurs de taille cohérente avec la dimension d'un nœud, c'est-à-dire de l'ordre du centimètre cube. Pour chacune d'elles, après une présentation des principes physiques fondamentaux mis en jeu, les phénomènes

1. World Energy Council : Conseil Mondial de l'Énergie

2. Ultra hautes fréquences : 300MHz à 3GHz

physiques et architectures de systèmes permettant de les récupérer sont détaillés, illustrés par des réalisations issues de la littérature. Plusieurs études sur la récupération d'énergie ont été publiées dans la littérature [143, 59, 154, 53], preuves de l'enthousiasme de la communauté pour l'alimentation des nœuds de capteurs communicants par la production locale d'énergie à partir de l'environnement.

2.1 Énergie mécanique

L'énergie mécanique est inhérente à la vie et plus généralement au mouvement. Elle se présente sous diverses formes dans l'environnement humain et peut être récupérée à l'aide de phénomènes physiques la liant à l'énergie électrique. En outre, sa récupération peut être pertinemment mise en œuvre dans des environnements enfouis ou pour des systèmes mobiles.

2.1.1 Ressources énergétiques ambiantes

Les sources d'énergie mécanique sont principalement liées aux mouvements et aux vibrations, naturels ou provoqués, d'éléments de l'environnement ou des individus eux-mêmes.

Énergie du mouvement humain Dans les années 90, Starner a étudié la récupération d'énergie dans l'environnement humain, et notamment les puissances récupérables des mouvements du corps humain [138]. Considérant basiquement la marche humaine comme une succession de chutes contrôlées, il calcule que la puissance récupérable est alors

$$P = m \cdot g \cdot \Delta h \cdot f \quad (2.1)$$

avec m la masse de l'individu, g l'accélération de la pesanteur, Δh la hauteur de chute et f la fréquence de l'action. Dans le cadre de la marche, un individu de $68kg$ qui réalise deux pas par seconde et dont les pieds se lèvent de $5cm$ dissipe $67W$ de puissance potentiellement récupérable.

Énergie vibratoire Les vibrations ambiantes sont de diverses natures et peuvent être la conséquence de phénomènes naturels, comme les événements météorologiques ou les mouvements hydrographiques, ou d'activités humaines, comme la rotation dans les moteurs ou les déplacements de masses. La puissance mise en jeu pour des vibrations ambiantes dépend de leur fréquence, de la masse qui se déplace ou oscille et de leur accélération. Les vibrations acoustiques peuvent également être considérées pour la récupération d'énergie. La puissance P induite par mètre carré dépend du carré de la pression acoustique du son et de l'inverse de l'impédance acoustique du milieu traversé. Pour un bruit de $100dB$ qui se propage dans l'air, on obtient par exemple un $mW.m^{-2}$.

Énergie éolienne Le déplacement des masses d'air dans l'atmosphère est également une source d'énergie environnante renouvelable. La puissance mise en jeu est calculée en première approximation en considérant l'énergie cinétique E_C d'une masse d'air m en déplacement à une vitesse v à travers une surface A :

$$E_C = \frac{1}{2}mv(t)^2 = \frac{1}{2}\rho Av(t)^3t \xrightarrow{\text{vitesse constante}} P = \frac{\rho Av^3}{2} \quad (2.2)$$

Pour une vitesse du vent d'un mètre par seconde et une aire traversée d'un mètre carré, la puissance mise en œuvre est d'environ $2W$. On remarquera notamment que cette puissance varie avec le cube

de la vitesse du vent et proportionnellement à la surface traversée (i.e. avec le carré du rayon d'une turbine).

2.1.2 Génération électromécanique

De nombreux systèmes ont été développés afin de convertir l'énergie mécanique des mouvements et des vibrations en énergie électrique et ce même avant que les premiers systèmes de capteurs communicants ne soient conçus [160]. Plusieurs études de recensement ont été publiées par la communauté scientifique sur les différents mécanismes qui réalisent cette conversion [8, 17, 67, 92]. Même s'il existe des systèmes hybrides utilisant plusieurs des phénomènes ci-dessous [161, 162], ces systèmes peuvent être classés par type de conversion utilisé.

La conversion électromagnétique est basée sur le principe d'induction électromagnétique et utilise le déplacement relatif entre une bobine et des aimants permanents. En 2003, Cugat étudie les effets de la miniaturisation des systèmes de conversion électromagnétique et montre que les performances ne sont pas dégradées si la fréquence d'excitation augmente inversement à la réduction des dimensions du système. Malgré les géométries variées de ces systèmes, deux structures sont prépondérantes :

- Une bobine se déplace dans une structure d'aimants fixes [83, 122].
- Un ou plusieurs aimants se déplacent par rapport à une ou plusieurs bobines fixes [43, 126].

La récupération d'énergie est optimale autour d'une fréquence unique caractérisée par les dimensions et facteur de qualité des composants. En 2008, Sari propose un système avec plusieurs bobines de tailles différentes afin de fournir une puissance récupérée constante pour une large bande de fréquence d'excitation [127].

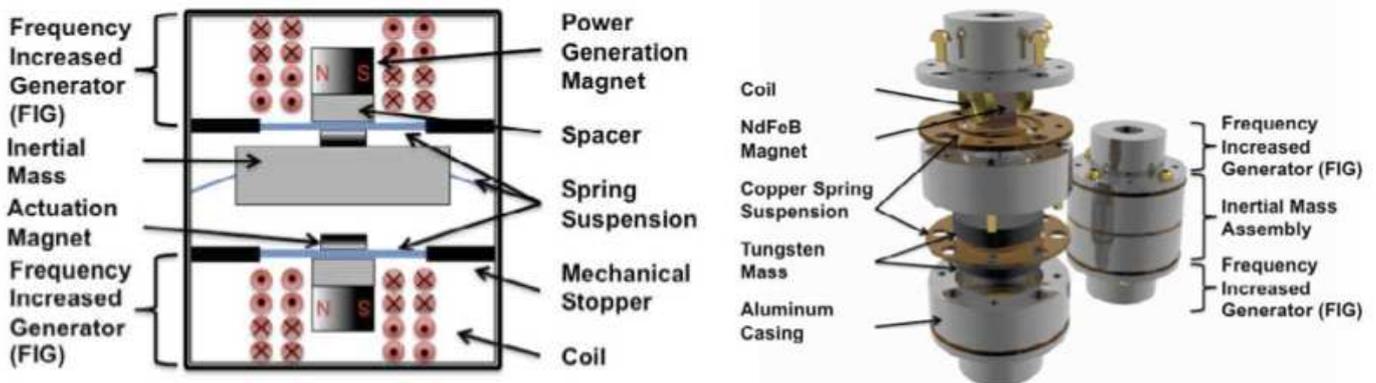


FIGURE 2.1 – Architecture et prototype de récupération électromagnétique [43]

La conversion électrostatique est basée sur l'utilisation d'un condensateur dont une électrode est mobile. En partant de cette structure, deux fonctionnements sont envisageables :

- Une charge fixe est imposée aux électrodes. Le mouvement relatif des électrodes fait varier la tension aux bornes du condensateur et cette tension est utilisée pour générer un courant.
- Une différence de potentiel est imposée entre les électrodes. Le mouvement relatif des électrodes faisant varier la valeur de la capacité, un courant est alors généré.

Dans les deux cas, un système actif est nécessaire afin de polariser les électrodes du condensateur au bon moment afin de pouvoir récupérer de l'énergie [90, 92]. On notera les travaux de Despesse

et al. qui réalise en 2007 un démonstrateur (figure 2.2) d'un cm² qui récupère 12μW pour une accélération de 0.3g à 50Hz [29].

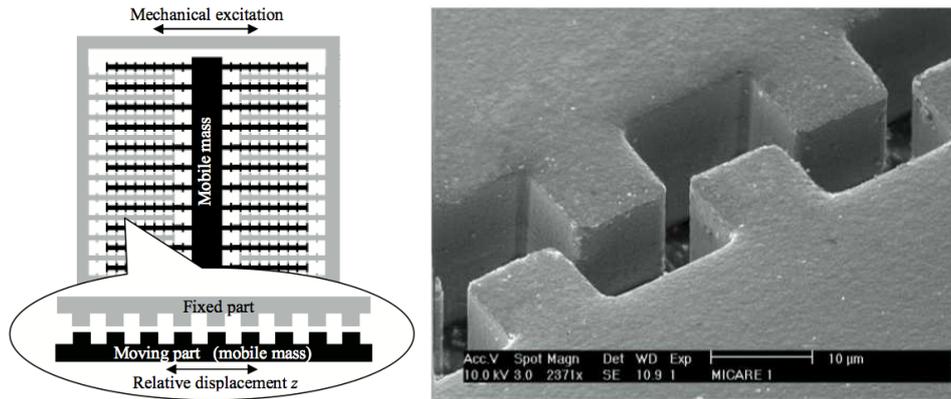


FIGURE 2.2 – Architecture et photo du prototype de récupération électrostatique (source [29])

La conversion piézoélectrique est basée sur l'effet piézoélectrique qui se traduit par l'apparition de moments dipolaires électriques dans certains matériaux soumis à une déformation. Dans un sens, l'application d'une différence de potentiel à un matériau piézoélectrique le déforme, c'est le cas par exemple des buzzers céramiques qui se trouvent sur les cartes mères des ordinateurs. Dans l'autre sens, la déformation du matériau piézoélectrique génère une différence de potentiel qui peut être utilisée pour générer un courant. Une structure récurrente d'élément piézoélectrique pour la récupération d'énergie sous faible volume est la masse suspendue par une poutre piézoélectrique. Les dimensions du système sont définies pour autoriser un déplacement optimal de la masse mobile dans sa cavité mais également pour maximiser la puissance extraite à une certaine fréquence de résonance. Des travaux récents montrent des puissances de plusieurs dizaines de microwatts. Elfrink et al. présentent en 2009 la fabrication d'un système d'environ 1cm² capable de récupérer au maximum 60μW pour une accélération de 2g à une fréquence de 572Hz [36, 37]. En 2011, l'équipe du professeur Basrour présente un système de moins de 3mm³ capable de récupérer 620nW à 214Hz pour une accélération de 0.17g [28, 87].

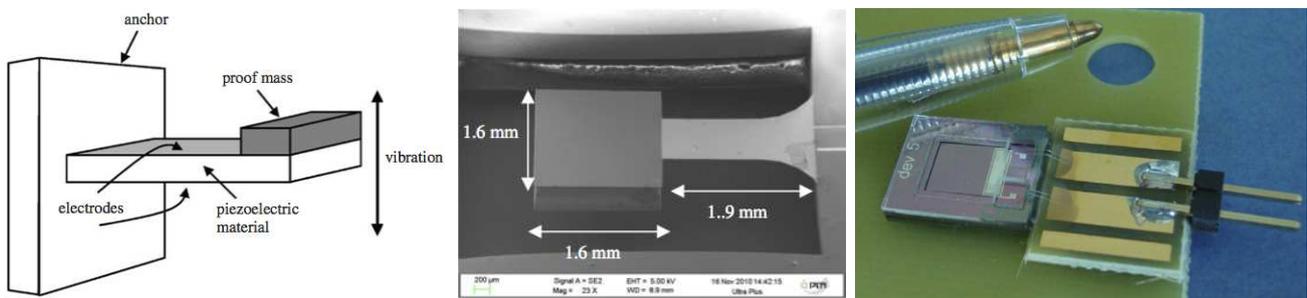


FIGURE 2.3 – Schéma de principe et prototypes de récupération piézoélectrique d'après [87] et [36] respectivement

2.1.3 Application de la récupération d'énergie mécanique

De nombreuses applications mettent en jeu la récupération d'énergie mécanique, entre autres :

- En 1998, l'université de Cambridge a développé des chaussures qui récupèrent l'énergie d'un individu en train de marcher grâce à des éléments piézoélectriques [71].

- En 2006, l'équipe du professeur Chou publie ses travaux sur le système Ambimax qui récupère l'énergie solaire mais aussi celle du vent grâce à une turbine [110].
- L'université Simon Fraser présente en 2008 une genouillère capable de récupérer 5W en moyenne sur un individu en marche [31].

2.2 Énergie thermique

L'énergie thermique est extraite à partir des flux thermiques qui se forment entre deux entités ayant des températures différentes selon la loi

$$\vec{\phi} = -\lambda \overrightarrow{\text{grad}}(T) \quad (2.3)$$

avec $\vec{\phi}$ le flux thermique en $W.m^{-2}$, λ la conductivité thermique du matériau en $W.m^{-1}.K^{-1}$ et T la température en Kelvin. Il est ainsi théoriquement possible de récupérer de l'énergie à partir des gradients de température qui ont lieu dans l'environnement.

2.2.1 Sources de chaleur dans l'environnement humain

La puissance dissipée par le corps humain est une conséquence de la puissance consommée par les muscles pour réaliser une action mécanique multipliée par le rendement de conversion métabolique. Dans les années 1990, Starner étudie les puissances calorifiques consommées par le corps humain durant diverses activités comme le repos, le fait de jouer du piano ou encore l'escalade [138]. Dans ces trois cas, les puissances consommées sont respectivement de 100, 160 et 700 watts. Néanmoins, la récupération de cette puissance est soumise au rendement de Carnot

$$\eta_{Carnot} = \frac{T_C - T_F}{T_C} \quad (2.4)$$

avec T_C la température chaude et T_F la température froide. En considérant un échange thermique entre le corps humain à $37^\circ C$ et un environnement à $25^\circ C$, on obtient un rendement de 3.8%, ce qui réduit considérablement les puissances récupérables. En partant des activités proposées plus haut, les puissances finalement récupérables s'étalent de 3.8W à 26.6W réparties sur la surface totale du corps humain.

De nombreux systèmes de notre environnement, comme les appareils ménagers ou les moteurs en général, dissipent de l'énergie sous forme de chaleur. Les températures atteintes peuvent être de plusieurs centaines de degrés et les flux thermiques qu'elles engendrent avec leur environnement peuvent donner lieu à de la récupération d'énergie thermique.

2.2.2 Génération thermoélectrique

La récupération d'énergie thermique est basée sur l'effet Seebeck (figure 2.4), mis en évidence en 1822 par Thomas Seebeck, qui se traduit par l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction de deux matériaux soumis à un gradient de température. Cette différence de potentiel est telle que

$$U = \frac{S_B - S_A}{T_C - T_F} = \frac{S_{AB}}{\Delta T} \quad (2.5)$$

où S_A et S_B sont les coefficients Seebeck des matériaux A et B, S_{AB} est le coefficient Seebeck du

thermocouple formé par le couple A et B, T_C et T_F sont respectivement les températures chaudes et froides considérées et U est la différence de potentiel générée. Un thermocouple est constitué d'un matériau de type N et d'un matériau de type P et son efficacité est définie par un facteur de mérite adimensionnel $Z\bar{T}$ tel que :

$$Z\bar{T} = \frac{\alpha^2}{\rho\lambda} \cdot \frac{T_C + T_F}{2} \quad (2.6)$$

avec α le coefficient Seebeck du thermocouple, ρ sa résistivité électrique et λ sa conductivité thermique. Un bon thermocouple a ainsi un coefficient Seebeck élevé, une résistivité électrique faible mais une résistivité thermique élevée afin de maintenir la différence de température à ses bornes. Un thermogénérateur est composé de thermocouples branchés électriquement en série, afin de fournir une tension de sortie élevée pour de faibles différences de température, et thermiquement en parallèle, afin de proposer la plus grande différence de température à tous les thermocouples le constituant (figure 2.4).

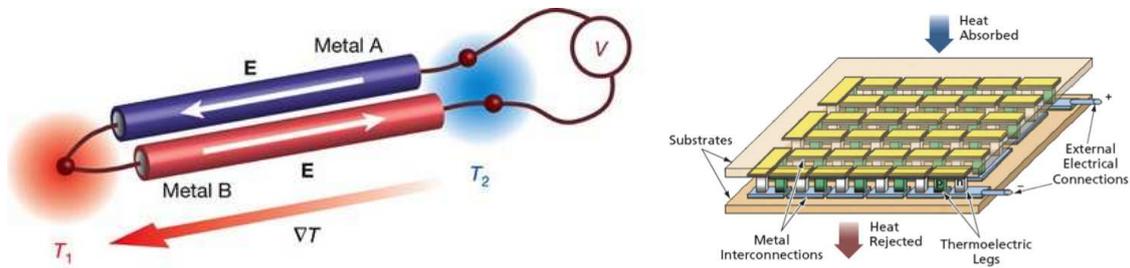


FIGURE 2.4 – Effet Seebeck et architecture de thermogénérateur [114]

Les $Z\bar{T}$ des thermocouples varient avec la température. À température ambiante de 20°C , le meilleur matériau actuel est le tellure de bismuth Bi_2Te_3 . La figure 2.5 illustre un thermogénérateur Micropelt³ fabriqué à partir de ce matériau et disponible sur le marché avec son habillage et notamment son radiateur qui lui permet de dissiper un maximum la chaleur qui transite vers le côté froid afin de maintenir la différence de température la plus élevée possible.

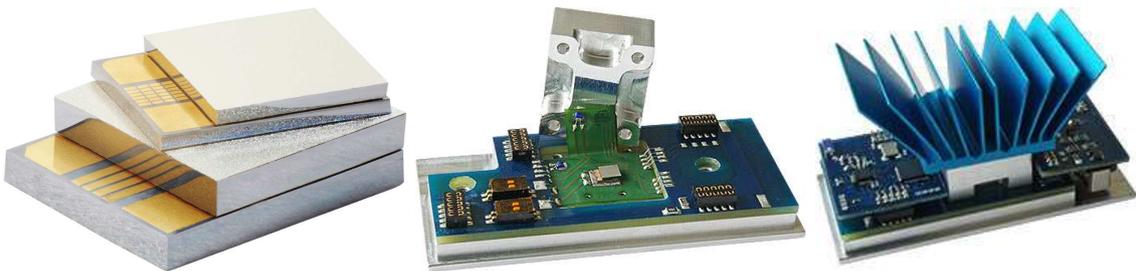


FIGURE 2.5 – Thermogénérateur Micropelt commercial

Dans la littérature, on remarquera les travaux de Stordeur et Stark publiés en 1997 où le thermogénérateur de 67.5mm^2 présenté contient environ 1000 jonctions PN et génère $1\mu\text{W}$ pour une température de 5°C [139]. En 2004, Böttner et al. présentent un thermogénérateur de 1.12mm^2 contenant uniquement 12 jonctions et qui génère 670nW pour une différence de température de 5°C également, ce qui équivaut à un gain de 100 sur la puissance générée par thermocouple [14].

3. <http://www.micropelt.com>

2.2.3 Application de la récupération d'énergie thermique

Les BAN⁴ et la surveillance des signaux vitaux d'un individu sont les catalyseurs du développement de la récupération d'énergie thermique. En 2006 et 2007, à l'IMEC, l'équipe de Chris van Hoof publie ses travaux respectivement sur la conception d'un oxymètre [144] et sur le développement d'un nœud de capteurs communicant mesurant la température, la luminosité et la tension [77], ces systèmes étant alimentés par la récupération d'énergie thermique du corps humain.

2.3 Énergie électromagnétique

2.3.1 Énergie de la lumière

2.3.1.1 Ressources naturelles et artificielles

Les émissions d'ondes électromagnétiques par le soleil sont sans doute la plus grande source d'énergie de notre système solaire. Nous ne recevons qu'une fraction infime de cette gigantesque émission sur la Terre, l'atmosphère faisant en outre office de filtre plus ou moins opaque en fonction de la longueur d'onde [100]. Pour la récupération d'énergie solaire, on fait généralement l'approximation de la puissance reçue à la puissance d'un rayonnement qui aurait traversé une fois et demie l'épaisseur de l'atmosphère (AM1.5 sur la figure 2.6), ce qui représente $1kW.m^{-2}$.

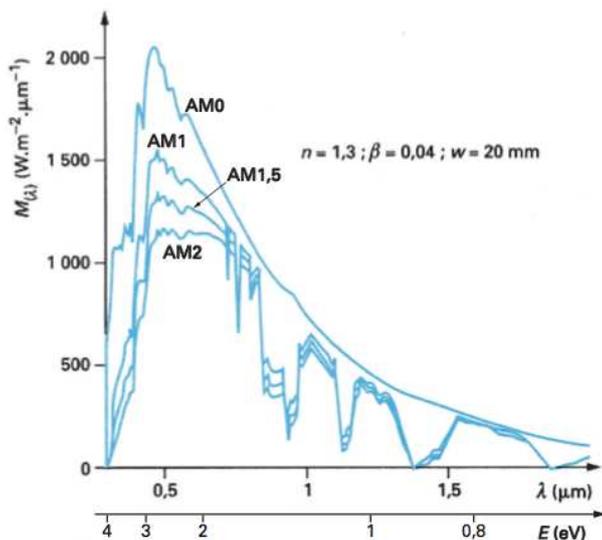


FIGURE 2.6 – Modèles de spectres solaires en atmosphère peu polluée pour différentes masses atmosphériques traversées (AM) [5]

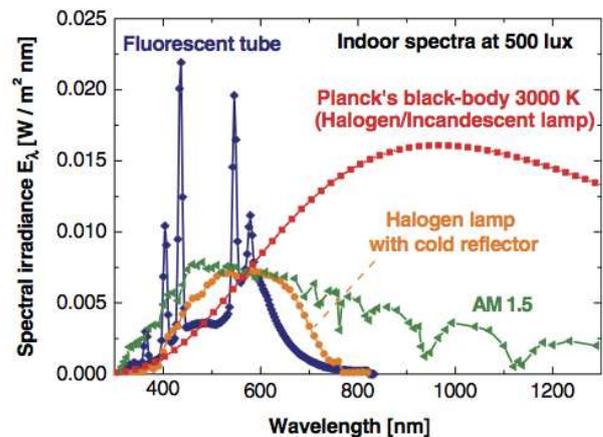


FIGURE 2.7 – Répartition spectrale de l'énergie lumineuse pour différentes sources à $500lux$ [152]

Dans des environnements intérieurs, les sources lumineuses existent mais diffèrent en termes de spectre. Dans le visible, alors que le spectre solaire est approximativement uniformément réparti, une lampe fluorescente génère un spectre de forme gaussienne avec une superposition de raies supplémentaires et une lampe à incandescence génère un spectre décalé vers les grandes longueurs d'onde, c'est à dire le rouge et l'infrarouge (figure 2.7). Alors que la puissance du rayonnement solaire est généralement exprimée en irradiance ($W.m^{-2}$), celle des sources artificielles l'est en éclairement

4. Body Area Network : Réseau corporel

($lm.m^{-2}$)⁵. La relation entre l'éclairement et l'irradiance est la suivante :

$$E = \int I(\lambda)Y(\lambda)d\lambda \quad (2.7)$$

avec E l'éclairement, I l'irradiance et Y la sensibilité de l'œil humain en fonction de la longueur d'onde. Le rayonnement solaire direct est ainsi de l'ordre de 100000 lux alors que les éclairages intérieurs sont plutôt en dessous de 1500 lux.

2.3.1.2 Génération photovoltaïque

L'effet photovoltaïque, découvert en 1839 par Edmond Becquerel, est utilisé par les cellules dites photovoltaïques afin de convertir l'énergie lumineuse en énergie électrique. Les cellules photovoltaïques traditionnelles sont constituées d'une jonction PN dont la couche N exposée au rayonnement incident est plus fine et plus dopée en atome de Bore. Les photons incidents sont absorbés par la jonction et une différence de potentiel entre les deux couches du matériau est générée. L'application d'une charge électrique entre les bornes de la cellule photovoltaïque engendre un courant continu proportionnel à l'éclairement via la libération d'une paire électron-trou au sein de la jonction PN de la cellule (figure 2.8). Une cellule photovoltaïque est modélisée par un générateur de courant en parallèle avec une diode, système auquel on ajoute une résistance parallèle R_P qui représente les divers courants de fuite et une résistance série R_S qui caractérise les diverses résistances de contact et de connexion (figure 2.9). Pour des cellules de bonne qualité, R_S est inférieure à 1Ω et R_P est supérieure à $10k\Omega$ [100].

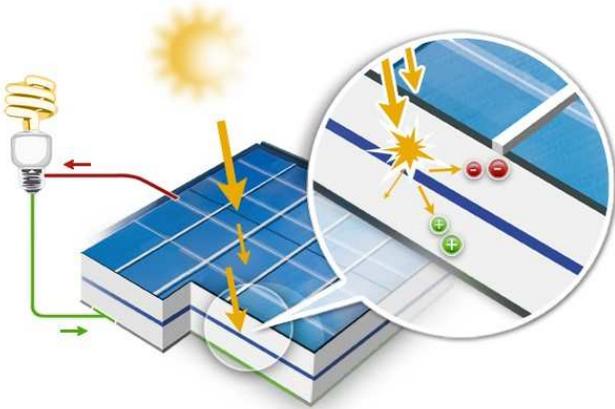


FIGURE 2.8 – Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque (source web)

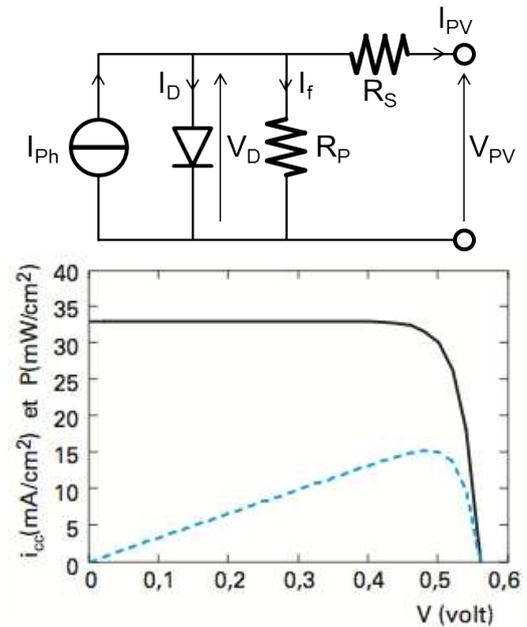


FIGURE 2.9 – Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque

Il existe différentes filières technologiques pour fabriquer des cellules photovoltaïques. Les plus répandues sont le silicium mono-cristallin, noté C-Si, le silicium multi-cristallin, mC-Si, et le silicium amorphe, a-Si. Les cellules issues de la filière mono-cristalline sont celles qui détiennent le meilleur

5. on parle de lux

rendement, celui-ci pouvant atteindre 25% [164] mais les cellules multi-cristallines peuvent néanmoins proposer un rendement qui s'élève à 20% [165]. En 2009, Wang et al. présentent des cellules multi-cristallines réalisées à faible coût à partir des pertes silicium de la filière mono-cristalline et dont le rendement s'élève à 12.6% [156]. Le rendement des cellules varie en fonction de la technologie [115], avec l'irradiance [116] mais également avec la longueur d'onde (figure 2.11). Les cellules mono- et multi-cristallines ont ainsi un meilleur rendement en extérieur sous le rayonnement solaire alors que les cellules en silicium amorphe présentent de meilleurs résultats sous faible éclaircissement, notamment pour des sources artificielles. L'ordre de grandeur des puissances récupérées par centimètre carré varie de la dizaine de microwatts à la centaine de milliwatts. D'autres technologies existent mais ne seront pas détaillées dans ce document.

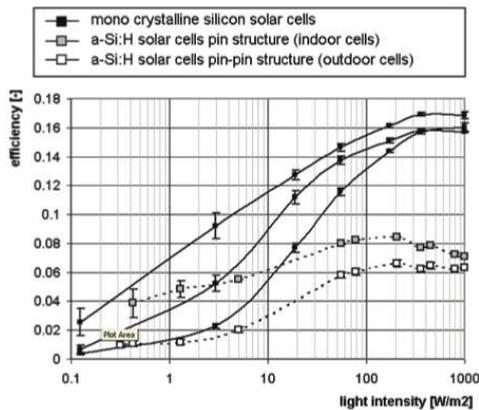


FIGURE 2.10 – Variation du rendement PV en fonction de l'intensité [116]

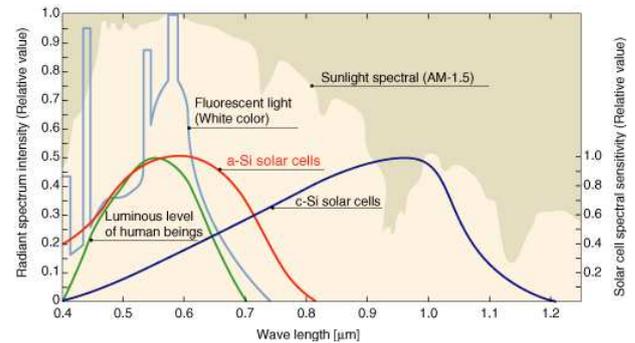


FIGURE 2.11 – Variation du rendement PV en fonction de la longueur d'onde

2.3.1.3 Applications de la récupération d'énergie solaire

De nombreuses applications bien connues utilisent des cellules photovoltaïques. Parmi elles, on trouve des calculatrices, des réveils, des montres, des chargeurs de batteries [99]. En 2009, Reich et al. présentent la conception d'une souris d'ordinateur alimentée par des cellules photovoltaïques mono-cristallines dont le rendement s'élève à 20%. Les nœuds de capteurs communicants utilisent principalement la récupération d'énergie photovoltaïque : dans les systèmes en électronique discrète comme Héliomote [113], Prometheus [63] ou Ambimax [110], mais également dans les nœuds de capteurs totalement intégrés sur puce [76] et les MEMS [157].

2.3.2 Énergie des hyperfréquences

2.3.2.1 Ressources artificielles

Les ressources d'énergie électromagnétiques des hyperfréquences sont présentes dans l'environnement par une génération de systèmes humains comme les antennes de télécommunication, de télévision ou les bornes de réseau Wifi. Ces ondes ont une puissance spectrale ultra localisée qui dépend de la fréquence porteuse utilisée par le système de communication. La densité de puissance d'une onde peut être approximée par $P_S = E^2/Z_0$ [163] avec E le champ électrique et Z_0 l'impédance du milieu. De plus, cette densité de puissance diminue avec le carré de la distance à la source. Les sources viables sont donc soit des sources à courte portée de l'ordre du watt, comme les antennes

qui sont utilisées pour la technologie RFID, soit des sources distantes mais très puissantes, comme les antennes des chaînes de télévision.

2.3.2.2 Récupération des hyperfréquences

La récupération des ondes hyperfréquences et de leur énergie se base sur l'utilisation d'antennes accompagnées de circuits d'adaptation, de filtrage et de redressement afin de sélectionner les fréquences à récupérer et de générer une tension continue. Les travaux de Douyère réalisés à l'université de La Réunion ont montré une chaîne de conversion ayant un rendement pouvant s'élever à 80% [33]. Des travaux visent également à réduire la taille des antennes afin de favoriser l'intégration complète des systèmes de capteurs communicants sur puce [11].

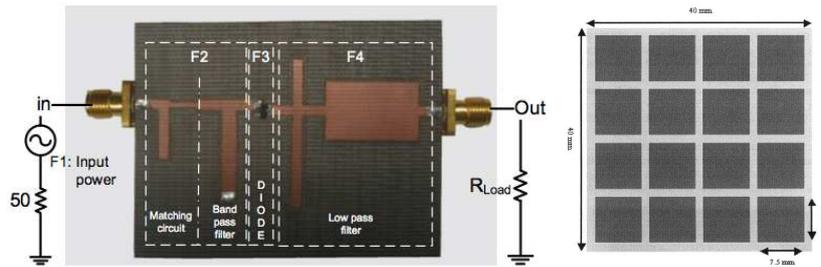


FIGURE 2.12 – Antennes de récupération des ondes hyperfréquences

2.3.2.3 Applications de la récupération d'énergie des hyperfréquences

Les applications de la technologie RFID se sont démocratisées et comptent parmi elles l'inventaire automatique dans les usines, la sécurité des objets contre le vol dans les magasins ou encore à l'interface avec la biologie pour l'alimentation de systèmes implantés dans le corps d'êtres vivants [16]. En ce qui concerne la récupération des ondes ambiantes proprement dites et non la télé-alimentation, Sample et al. proposent en 2009 l'alimentation d'un système de type RFID mais alimenté à partir d'une antenne de télévision située à 4.1km de distance. Le système récupère 60 μ W afin d'alimenter un capteur de température et d'accélération (figure 2.13) [124].



FIGURE 2.13 – Nœud alimenté par l'énergie de l'antenne d'une chaîne de télévision

2.4 Synthèse

L'environnement ambiant contient de nombreuses sources d'énergie qu'il est possible de transformer en énergie électrique via l'utilisation de phénomènes de transduction divers. Dans ce chapitre, trois types d'énergie et leurs méthodes de récupération ont été détaillés. Le tableau 2.1 récapitule les principaux résultats qui illustrent les différentes techniques de récupération d'énergie.

Source d'énergie	Dimension	Densité de puissance	Excitation	Rendement	Ref
Solaire					
a-Si	NC*	$101mW.m^{-2}$	$1000W.m^{-2}$	$10.1\% \pm 0.3$	[40]
c-Si	NC	$204mW.m^{-2}$	$1000W.m^{-2}$	$20.4\% \pm 0.5$	[166]
mc-Si	NC	$204mW.m^{-2}$	$1000W.m^{-2}$	$25\% \pm 0.5$	[128]
Panasonic c-Si BP-243318	$7.92cm^2$	$9.6\mu W.cm^{-2}$	34W fluo @2m	NC	[4]
		$119\mu W.cm^{-2}$	60W inca @1m		
		$159\mu W.cm^{-2}$	1500W halo @3m		
a-Si	$4.95cm^2$	NC	$1W.m^{-2}$	5%	[115]
			$1000W.m^{-2}$	6%	
c-Si	$10.95cm^2$	NC	$1W.m^{-2}$	2%	
			$1000W.m^{-2}$	11.5%	
Thermique					
D.T.S.	$67.5mm^2$	$1.48\mu W.cm^{-2}$	$\Delta T = 5^\circ C$	NC	[139]
Seiko	$28mm^2$	$160\mu W.cm^{-2}$		NC	[139]
Micropelt	$1.12mm^2$	$60\mu W.cm^{-2}$		NC	[14]
MPG-D751	$14.3mm^2$	$2.8mW.cm^{-2}$	$\Delta T = 5^\circ C$	NC	micropelt.com
		$12mW.cm^{-2}$	$\Delta T = 10^\circ C$		
		$96mW.cm^{-2}$	$\Delta T = 30^\circ C$		
Vibratoire					
piezoélectrique	$2.8mm^3$	$225\mu W.cm^{-3}$	2.7g, 214Hz	NC	[28]
électrostatique	$18cm^3$, 104g	$333\mu W.cm^{-3}$	50Hz, $90\mu m$	60%	[30]
électromagnétique	$2.12cm^3$	$2.74\mu W.cm^{-3}$	1g, 10Hz	NC	[43]
Mide V25W	$31cm^2 \times 0.6mm$	$72\mu W.cm^{-3}$	75Hz, 0.25g	NC	V25W Dat asheet
	$1.86cm^3$	$1.3mW.cm^{-3}$	1g, 75Hz		

*NC = Non Communiqué

TABLE 2.1 – Synthèse des sources d'énergie et de leurs performances

Récupération électromécanique L'énergie du mouvement et des vibrations peut être récupérée en utilisant la conversion électromagnétique, électrostatique ou piézoélectrique [8, 17, 92, 67]. Les problématiques de taille et donc d'intégration se font particulièrement ressentir dans le cadre de la conversion électromagnétique car elle met en œuvre des bobines et des aimants, composants difficilement intégrables dans les microsystèmes sur puce. La conversion électrostatique souffre quant à elle d'un besoin d'électronique active afin de polariser les capacités du système de récupération⁶ et de générer une puissance de sortie optimale. Finalement, la conversion piézoélectrique semble être la moins contraignante en termes de conception et d'intégration dans un nœud de capteurs communicant mais les densités de puissance générée sont en moyenne plus faibles que pour les autres techniques de conversion électromécaniques. Dans tous les cas, le système est dimensionné pour une fréquence caractéristique et les résultats diminuent drastiquement lorsque l'on s'éloigne de cette fréquence. Néanmoins, des techniques visant à étaler la gamme fréquentielle des vibrations entrantes sur laquelle la conversion est efficace ont été publiées dans la littérature [127].

Récupération thermoélectrique Les flux thermiques sont une source d'énergie omniprésente dans l'environnement et la récupération de leur énergie est réalisée en utilisant l'effet Seebeck et des thermogénérateurs qui sont basés sur cet effet [14]. Considérant les contraintes d'intégration, la différence de température aux bornes du thermogénérateur est réduite et les ordres de grandeur de puissance ainsi récupérée sont en pratique de l'ordre de la dizaine de microwatts à la centaine de microwatts pour des applications où les différences de température sont de l'ordre de la dizaine de degrés Celsius. Finalement, les tensions générées sont directement proportionnelles à la différence de

6. Des travaux récents ont proposé l'utilisation d'électrets, des structures qui sont préchargées à la fabrication et qui évitent ainsi ce besoin de matériel électronique supplémentaire dans le système[13]

température, les systèmes efficaces de récupération doivent ainsi être capables de récupérer l'énergie à partir de tensions très faibles, de l'ordre de la centaine de millivolts, afin d'être utilisables dans des applications comme la récupération d'énergie sur le corps humain [52].

Récupération photovoltaïque Actuellement la source la plus intéressante en termes de densité de puissance récupérée, l'énergie de la lumière est récupérée grâce à des cellules photovoltaïques. De nombreuses technologies de fabrication existent pour ces cellules mais la pertinence de leur utilisation varie en fonction du niveau d'irradiance mais aussi du spectre lumineux. Les puissances générées sont de l'ordre de la dizaine à la centaine de milliwatts pour des environnements extérieurs très lumineux mais cette puissance s'écroule si la tension de récupération est plus élevée que la tension limite intrinsèque de la jonction PN des cellules. Il est possible de considérer plusieurs cellules montées en série afin d'éviter ce phénomène d'écroulement. Néanmoins, une électronique active est souhaitable, voire primordiale pour récupérer l'énergie de la lumière dans des environnements intérieurs peu énergétiques, afin de polariser idéalement la tension d'extraction de l'énergie et ainsi d'optimiser la puissance récupérée.

Récupération hybride Il existe également des systèmes hybrides qui récupèrent l'énergie de plusieurs types de source en même temps. On note par exemple les travaux de Li et al. qui ont proposé une cellule photovoltaïque déposée sur un thermogénérateur qui profite ainsi de l'échauffement du matériau dû à l'absorption des photons [79]. En 2010, Töreysin et al. proposent un système de moins d'un centimètre cube basé sur le même principe de récupération d'énergie électromagnétique que dans [126], un aimant se déplaçant entre des bobines posées sur des poutres encastrées réalisées en thermocouples afin de récupérer l'énergie de la chaleur dissipée par le courant traversant les bobines [148]. La somme des contraintes de développement pour la récupération de plusieurs types d'énergie rend néanmoins difficile et coûteux l'obtention d'un rendement énergétique élevé pour chacune des composantes d'énergie récupérée.

Les différents exemples de récupération d'énergie présentés doivent donner au lecteur une idée des ordres de grandeur des puissances qui peuvent être récupérées. Le choix de la source d'énergie dépend généralement de l'application pour laquelle est conçu le système. Un système de capteurs communicant intégré dans le béton d'un bâtiment ne pourra pas, sans connexion additionnelle, profiter de la récupération d'énergie photovoltaïque. La problématique de l'alimentation des réseaux de capteurs se situe plus dans le dimensionnement des récupérateurs et dans la définition des tâches à accomplir par le système. En effet, l'utilisation de plusieurs sources d'énergie peut permettre au système d'acquiescer une grande adaptabilité à son environnement énergétique.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, on ne considèrera pas l'étude de la récupération d'énergie proprement dite mais on envisagera un récupérateur d'énergie comme une source pour l'alimentation d'un nœud de capteurs communicant. L'objectif sera alors d'utiliser efficacement l'énergie présente en entrée du système afin d'optimiser le fonctionnement du nœud et son autonomie énergétique. La possibilité d'utiliser simultanément plusieurs types de récupérateurs sur des énergies variées permettra de conserver une adaptabilité à un grand nombre d'applications en plus de donner de la robustesse énergétique au système. Compte tenu du niveau de puissance récupérée, il est primordial d'étudier comment cette énergie entrante est utilisée. Qu'elle soit stockée ou utilisée immédiatement,

le rendement énergétique global d'un système de capteurs communicant peut varier énormément et contrebalancer les gains réalisés par le choix précis d'une source et d'une technologie de récupération d'énergie.

Gestion d'énergie et de puissance

La récupération d'énergie dans l'environnement est une solution à la problématique d'autonomie des nœuds de capteurs communicants. Néanmoins, des contraintes d'alimentation apparaissent. D'une part, la puissance consommée peut s'élever jusqu'à quelques dizaines de milliwatts lors du fonctionnement des composants du système. D'autre part, de faibles puissances de quelques centaines de microwatts en moyenne sont récupérées dans l'environnement pour des systèmes de l'ordre du centimètre. Compte tenu de la supériorité de la puissance consommée par rapport à la puissance récupérée, il est nécessaire de stocker l'énergie récupérée pendant des périodes de veille afin de pouvoir alimenter efficacement le nœud de capteurs pendant des périodes d'activité [9]. La contrainte principale réside dans le fait que l'environnement est aléatoire et que la récupération d'énergie, quoique prédictible dans certains cas comme la récupération d'énergie solaire le jour, se fait le reflet des multiples facteurs, comme les nuages ou l'ombrage des cellules en général, pouvant affecter sa performance. La gestion d'énergie dans les systèmes de capteurs doit ainsi être robuste aux variations de l'environnement énergétique ambiant afin de permettre l'utilisation réelle et efficace des réseaux de capteurs sans-fil.

Afin d'atteindre une autonomie énergétique théoriquement infinie, l'énergie doit être continuellement stockée au sein du système et ce dernier ne doit fonctionner qu'une fraction du temps, permettant ainsi l'adéquation entre la puissance moyenne récupérée et la puissance moyenne consommée. L'énergie est transférée entre les récupérateurs d'énergie, les éléments de stockage et les composants consommants du système. Le transfert d'énergie est réalisé par des convertisseurs de tension qui peuvent utiliser des architectures résistives, capacitives ou inductives, et qui présentent un rendement en puissance dépendant de leur architecture. Une architecture de gestion de puissance est alors définie pour implémenter efficacement ces transferts d'énergie et, in fine, l'alimentation des charges consommantes. Dans le cas d'une architecture que nous appellerons « active », un algorithme de gestion d'énergie permet de déterminer les chemins de puissance de l'architecture de transfert d'énergie ayant le meilleur rendement et de contrôler l'utilisation de ces chemins afin d'optimiser l'efficacité énergétique globale du nœud de capteurs communicant.

Ce chapitre présente en premier lieu les différentes technologies de stockage de l'énergie envisageables pour les nœuds de capteurs communicants comme les capacités ou les accumulateurs à ions. Une étude orientée sur les rendements énergétiques est ensuite effectuée sur les architectures de convertisseurs de tension, tant linéaires qu'à capacités ou inductance commutées. Les notions de stockage et de conversion étant abordées, les principales architectures de gestion de puissance apparaissant dans la littérature des systèmes de capteurs communicants sont décrites et analysées, de l'architecture de base en connexion directe aux architectures complexes proposant plusieurs chemins de puissance. Finalement, l'évolution des stratégies de fonctionnement des nœuds de capteurs, visant à optimiser l'adéquation entre l'énergie extraite de l'environnement et l'application, est pré-

sentée. Les algorithmes de gestion de l'énergie proposés dans la littérature sont ainsi détaillés et une synthèse est réalisée afin de pouvoir déterminer les axes de recherche pertinents poursuivis pendant la thèse.

3.1 Stockage d'énergie

Dans le cadre des nœuds de capteurs communicants, la nécessité de la présence d'un ou plusieurs éléments de stockage de l'énergie est primordiale pour deux raisons :

- La puissance consommée par les composants actifs du système, notamment les modules de communication, peut atteindre plusieurs dizaines de milliwatts. La puissance récupérée dans l'environnement est quant à elle de l'ordre de la centaine de microwatts, trois décades plus faible que la consommation la plus forte, ce qui induit le besoin d'un tampon énergétique capable de fournir cette puissance.
- La récupération d'énergie fournit un apport variable d'énergie et il peut exister des moments où aucune énergie n'est récupérée. L'exemple le plus parlant est la nuit, période du cycle jour/nuit durant laquelle aucune énergie n'est récupérée par un système basé sur la récupération photovoltaïque. Afin de permettre au système de fonctionner pendant les périodes sans récupération d'énergie, un stockage d'énergie à plus long terme est nécessaire.

Ces deux points mettent en lumière les caractéristiques fondamentales que doit avoir le système de stockage de l'énergie d'un nœud de capteurs communicant, à savoir la capacité de stocker l'énergie mais également la capacité de fournir la puissance. Le diagramme de Ragone extrait de [142] est présenté en figure 3.1.

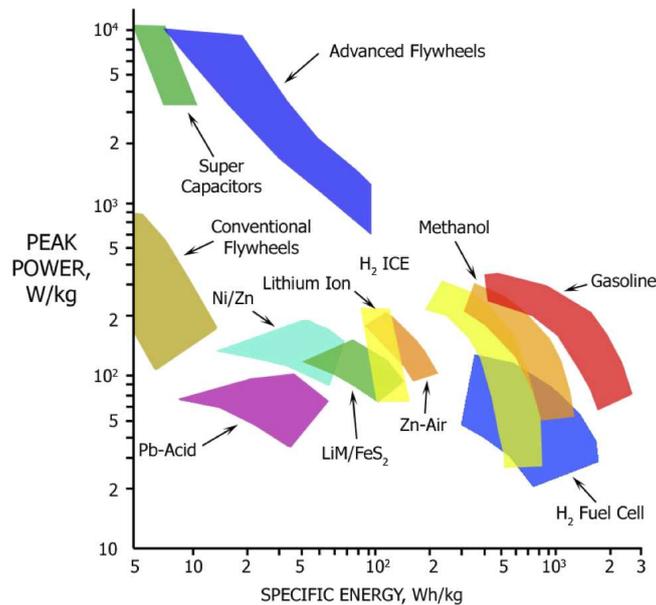


FIGURE 3.1 – Diagramme de Ragone pour différentes technologies de stockage d'énergie [142]

L'énergie électrique n'étant pas stockable telle quelle, une conversion en énergie potentielle est nécessaire. Ce diagramme permet d'illustrer la relation entre la capacité de stocker l'énergie en abscisses et la capacité de fournir de la puissance en ordonnées et cela pour différentes technologies de stockage d'énergie. Dans le cadre des réseaux de capteurs sans fil, la contrainte de taille est prépondérante. Bien que de nombreuses techniques de stockage de l'énergie puissent être utilisées

sur le réseau de distribution électrique [62], seuls les stockages électrostatiques ou électrochimiques sont actuellement envisageables à petite échelle car ils peuvent être intégrés dans des volumes de l'ordre du centimètre carré. En plus des densités massiques d'énergie et de puissance, certaines caractéristiques des éléments de stockage sont à considérer :

- L'autodécharge : idéalement nulle, elle représente les fuites énergétiques.
- La cyclabilité : idéalement infinie, elle définit la dégradation de la capacité avec le cyclage.
- La tension de fonctionnement : idéalement constante, elle peut contraindre la conception du système.

3.1.1 Condensateurs et supercondensateurs

Le diagramme de Ragone montre que les dispositifs électrostatiques que sont les capacités ont une très grande densité massique de puissance mais n'ont en contrepartie qu'une densité massique d'énergie faible ne leur permettant pas de stocker de grosses quantités d'énergie. L'autodécharge des gros condensateurs¹, peut être de l'ordre du microwatt voire de la dizaine de microwatts et être ainsi non négligeable par rapport à la puissance récupérée. Les problématiques de répartition des charges dans les structures des supercondensateurs imposent des constantes de temps élevées de stabilisation de la tension à leurs bornes. Les condensateurs présentent néanmoins une cyclabilité élevée et sont fonctionnels sur une large gamme de température. En outre, la tension à leurs bornes évolue proportionnellement à l'énergie qu'ils stockent [7].

3.1.2 Batteries électrochimiques

Il existe de nombreux types d'accumulateurs, principalement au plomb, au nickel et au lithium. Les plus rencontrés dans la thématique des nœuds de capteurs communicants sont les accumulateurs NiMH² et Lithium-ion. Également visibles sur le diagramme de Ragone de la figure 3.1, ces accumulateurs à ions ou batteries électrochimiques présentent une forte densité massique d'énergie mais une faible densité massique de puissance. Elles peuvent ainsi stocker plus d'énergie que les condensateurs ou supercondensateurs mais ne peuvent pas fournir beaucoup de puissance. Leur autodécharge est très faible, ce qui en fait de bons éléments de stockage d'énergie à long terme. De plus, leur tension de fonctionnement est quasi constante et correspond à la tension caractéristique du couple électrochimique les composant [121] (figure 3.2). Néanmoins, leur cyclabilité est assez faible, de l'ordre de la centaine voire du millier de cycles³. Cette cyclabilité pourra être accrue de manière applicative en réduisant la profondeur d'utilisation de la capacité de stockage énergétique des batteries.

3.1.3 Systèmes hybrides

Afin de contrer les mauvaises performances à petite échelle des batteries électrochimiques en termes de densité massique de puissance, il est fréquent de brancher un condensateur voire un supercondensateur en parallèle avec la batterie afin que ce dernier maintienne une tension suffisante aux bornes de l'ensemble et ainsi supporte les appels de puissance brefs qui sont fait sur la batterie. Ces systèmes permettent ainsi d'obtenir des éléments de stockage présentant de bonnes

1. à partir de capacités supérieures à plusieurs centaines de microfarads

2. Nickel Métal Hydrure

3. la cyclabilité est donnée en nombre de cycle jusqu'à ce que la capacité de l'élément de stockage se dégrade à 80% de sa capacité initiale

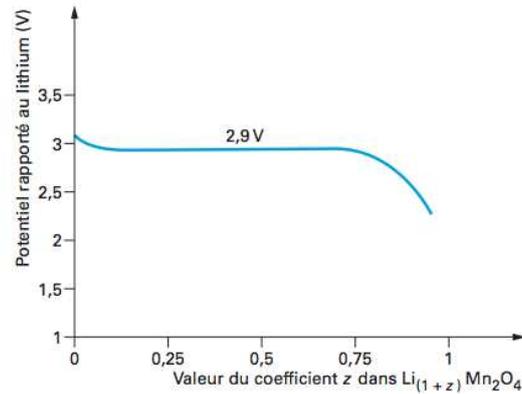


FIGURE 3.2 – Évolution de la tension aux bornes d'un accumulateur Lithium-ion en fonction de son état de charge [121]

performances tant en densité massique d'énergie qu'en densité massique de puissance [32, 45, 23]. Un branchement passif donnant effectivement un bon compromis sur les performances, l'ajout d'un condensateur en parallèle dégrade la performance en autodécharge de la batterie électrochimique. Afin de limiter les fuites, il est alors envisageable de réaliser un système actif de branchement du condensateur à la batterie, comme un branchement du condensateur conditionné par la connaissance des appels de courant réalisés sur la batterie [101].

3.2 Transfert d'énergie : Conversion de tension

Les convertisseurs de tension servent à transférer l'énergie au sein du système et permettent de réaliser l'alimentation de tous les modules du nœud de capteurs. Il existe différents types d'architectures et les principales utilisées sont présentées dans cette section. Ces architectures présentent des performances en rendement et en consommation, notamment statique, qui impactent leur utilisation dans des systèmes de capteurs communicants.

3.2.1 Convertisseurs linéaires

Le principe de base des convertisseurs linéaires est de laisser traverser un courant contrôlé depuis leur entrée vers leur sortie afin d'y maintenir une tension régulée. Le régulateur linéaire est ainsi fondamentalement abaisseur. La régulation de la tension de sortie est réalisée par une boucle de rétroaction qui vient commander le courant dans un transistor appelé « ballast », faisant ainsi varier sa résistance afin de laisser passer ou non le courant de l'entrée vers la sortie. La boucle est constituée d'un diviseur de tension branché sur la sortie et d'un comparateur qui réalise la comparaison de la tension divisée avec une tension de référence afin de commander le courant dans la branche principale par la tension appliquée sur la grille du transistor ballast. Lorsque le régulateur est conçu pour pouvoir fournir une faible différence de potentiel entre l'entrée et la sortie, on parle de régulateur LDO⁴.

La stabilité d'un régulateur linéaire et son PSRR⁵ sont souvent optimisés grâce à l'utilisation d'un condensateur externe en sortie du régulateur. Les composants vendus dans le commerce permettent

4. Low DropOut : Faible chute en sortie

5. « Power Supply Rejection Ratio » pour « Taux de réjection d'alimentation »

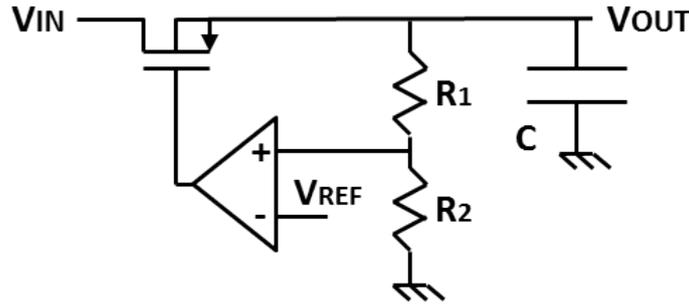


FIGURE 3.3 – Schéma de principe d'un convertisseur linéaire de tension

ainsi d'obtenir des tensions de bruit en sortie de régulation de l'ordre de $10\mu V_{RMS}$ pour un signal d'entrée dont la fréquence se situe entre 10Hz et 100kHz, au compromis près d'un courant de fuite de $25\mu A$ [82]. Néanmoins, des régulateurs totalement intégrés sur silicium ont été conçus, la capacité de sortie valant en l'occurrence 100pF étant intégrée sur la puce [91].

Etant donné que la régulation de tension est effectuée par dissipation d'énergie dans le transistor ballast, on montre que le rendement d'un convertisseur linéaire est borné par le rapport V_{OUT}/V_{IN}

$$\eta_{LIN} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{IN} - P_{BAL} - P_{CTRL} - P_{LEAK}}{P_{IN}} \cong \frac{\overbrace{V_{IN} - V_{BAL}}^{V_{OUT}}}{V_{IN}} - \frac{P_{CTRL} + P_{LEAK}}{P_{IN}} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (3.1)$$

avec P_{BAL} les pertes dans le transistor ballast, P_{CTRL} les pertes de la boucle de rétroaction qui le contrôle et P_{LEAK} les pertes par fuite. Ainsi, le rendement d'un convertisseur linéaire fournissant une tension régulée à 3V à partir d'une tension d'entrée variant de 3.3V à 4.5V ne pourra jamais excéder 3/3.3 soit 91% [56].

Pour de faibles courants de sortie, les pertes dans le transistor ballast sont faibles et le rendement est alors impacté par les pertes de contrôle et les fuites. En 2006, Lin et al. ont montré la conception d'un régulateur linéaire dont le rendement à faible courant de l'ordre de $20\mu A$ était optimisé et s'élevait à 20% [80]. En 2009, un régulateur LDO dont le courant de contrôle et les fuites sont inférieurs à $1\mu A$ est présenté par Guo et al. [51].

3.2.2 Convertisseurs à capacités commutées

Aussi appelés pompes de charge, ces convertisseurs effectuent un transfert d'énergie par des redistributions de charge entre capacités. Ce transfert s'effectue en deux phases (figure 3.4) :

- L'apport de charge de la part de l'entrée qui vient remplir une ou plusieurs capacités.
- La redistribution de charge vers la sortie en ayant modifié la structure des capacités.

Ces convertisseurs peuvent ainsi être abaisseurs ou éleveurs de tension, selon les modifications qui interviennent dans la structure de capacités entre les deux phases. Ils sont constitués d'interrupteurs implémentés par des transistors ainsi que de capacités et sont ainsi totalement intégrables sur silicium. L'adaptation aux courants de sortie se fait via une modification de la fréquence de pompage, voire du rapport cyclique qui contrôle le temps passé dans chacune des phases. Les étages composés des capacités impliquent des conversions de tension à rapport fixe et le rendement de ces convertisseurs décroît en dehors de ces rapports de capacités [105]. Les architectures de pompe de charge sont généralement basées sur l'architecture de Dickson [57] dont le principe est illustré en

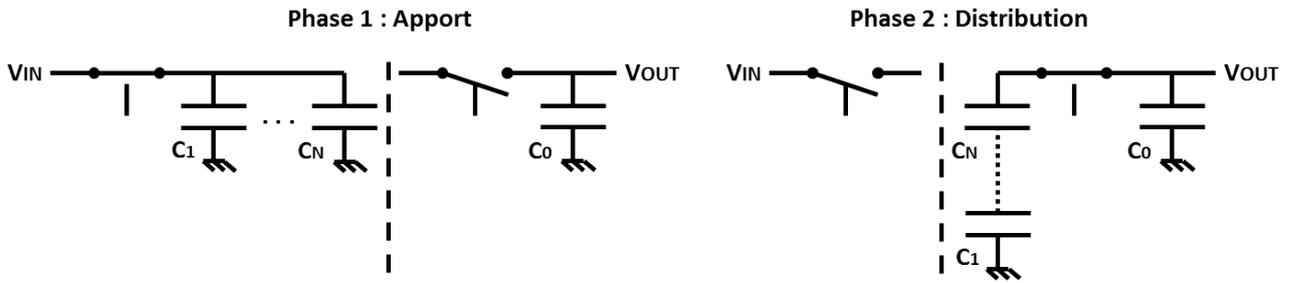


FIGURE 3.4 – Principe de la conversion de tension à base de capacités commutées

figure 3.5.

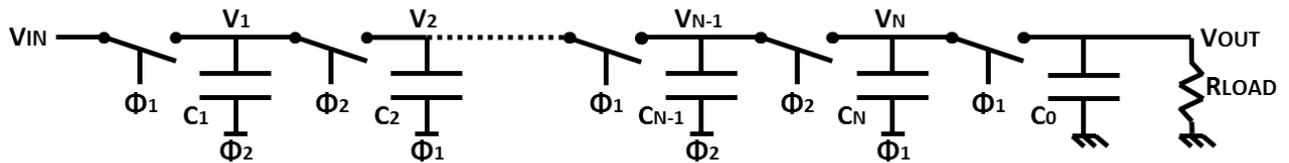


FIGURE 3.5 – Schéma de principe d'une architecture de pompe de charge de Dickson

Une pompe de charge de Dickson se compose de plusieurs étages capacitifs connectés entre eux par des interrupteurs contrôlés par des horloges Φ_1 et Φ_2 non recouvrantes. La tension V_1 varie entre $V_{1L} = V_{IN} - V_{TH}$ et $V_{1H} = V_{\Phi} + V_{IN} - V_{TH} < 2V_{IN}$ à cause des pertes de contrôle des interrupteurs et du courant tiré par la sortie. De même, la tension V_2 varie entre $V_{2L} = V_{1H} - V_{TH}$ et $V_{2H} = V_{\Phi} + V_{1H} - V_{TH} < 3V_{IN}$ et ainsi de suite. On montre que la tension de sortie de la pompe est telle que

$$V_{OUT} = (N + 1) \cdot (V_{IN} - V_{TH}) - \frac{NI_{OUT}}{fC} \quad (3.2)$$

avec N le nombre d'étage, V_{TH} la tension de seuil des transistors, I_{OUT} le courant tiré par la charge en sortie, f la fréquence de pompage et C la taille des capacités [105].

De nombreux travaux sur les pompes de charge ont été publiés dans la littérature. Parmi eux, on note Bhalerao et al. qui conçoivent une pompe de charge à 12 étages pour convertir une tension de 0.3V en 2.5V [11] pour récupérer l'énergie des hyperfréquences. Il existe de multiples variantes de la structure de base de Dickson. En 2005, Tsui et al. présentent une pompe de charge exponentielle qui effectue idéalement une multiplication de la tension d'entrée par 16 avec 4 étages de pompage, grâce à une structure d'horloge dédiée à chaque étage [147]. En 2006, Gobbi et al. proposent d'utiliser plusieurs branches de pompage en parallèle pour les premiers étages afin de mieux gérer les courants plus élevés en sortie [47]. De manière générale, à cause des capacités internes à l'architecture qui doivent se remplir avant de pouvoir proposer une sortie stable en tension, les systèmes de pompes de charge présentent un temps d'établissement relativement plus long par rapport aux autres architectures, ce qui réduit l'intérêt de leur utilisation dans des conditions d'intermittence mais qui les rend pertinents pour une utilisation continue.

3.2.3 Convertisseurs à inductance commutée

Le principe de conversion de tension par commutation d'inductance utilise l'énergisation d'une induction et sa relaxation et est également basé sur deux phases principales de fonctionnement :

- L'apport d'énergie dans l'induction par l'entrée du convertisseur
- La distribution d'énergie vers sa sortie

Ces convertisseurs sont ainsi soit abaisseurs soit éleveurs de tension et ne sont pas contraints par des rapports fixes de tension entre l'entrée et la sortie. Une architecture SISO⁶ de base est illustrée en figure 3.6. Dans la première phase de fonctionnement, les interrupteurs K_1 et K_2 sont respectivement passant et bloqué. L'énergie fournie par l'entrée est emmagasinée dans l'inductance. Dans la seconde phase de fonctionnement, les interrupteurs K_1 et K_2 sont respectivement bloqué et passant et l'énergie emmagasinée est libérée et transférée dans la capacité de sortie. Notons que la tension d'entrée doit être supérieure à la tension de seuil des interrupteurs pour que le système puisse fonctionner.

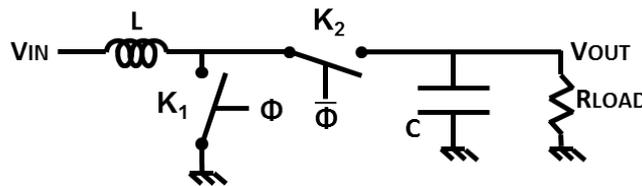


FIGURE 3.6 – Principe de la conversion de tension à base d'inductance commutée

Il existe plusieurs modes de fonctionnement pour ces convertisseurs à inductance commutée [135] :

- CCM⁷ : Le mode de conduction continu est le mode classique de conversion. Un courant continu est superposé à un signal de courant en triangle qui est la conséquence des deux phases de fonctionnement.
- DCM⁸ : Le mode de conduction discontinu est utilisé pour l'alimentation des faibles courants. La tension en sortie est alors maintenue par des pulses de courant sur l'inductance et il existe des périodes où le courant dans l'inductance est nul.

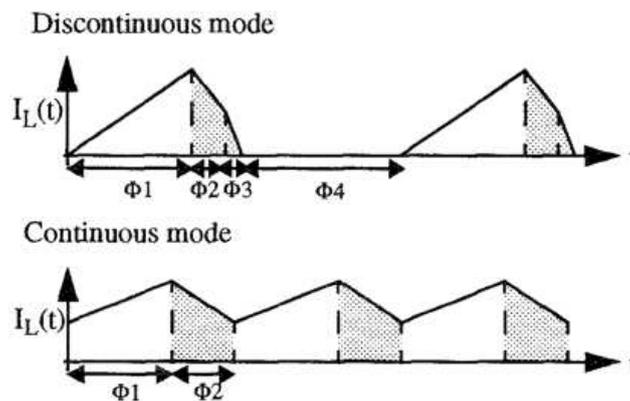


FIGURE 3.7 – Les différents modes de conversion [135]

Le contrôle des interrupteurs est réalisé en utilisant diverses techniques telles que :

- PDM⁹ : modification de la densité des pulses
- PWM¹⁰ : modification de la largeur des pulses

6. Single Input Single Output : 1 entrée et 1 sortie

7. Continuous Conduction Mode

8. Discontinuous Conduction Mode

9. Pulse Density Modulation

10. Pulse Width Modulation

- PFM ¹¹ : modification de la fréquence des pulses

Ces techniques permettent un contrôle fin des interrupteurs, donc du transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, donc de la tension qui peut être régulée. Ce contrôle plus complexe que ceux rencontrés pour les autres types de conversion de tension est généralement implémenté de manière numérique à l'aide de convertisseurs analogiques-numériques et d'un contrôleur qui implémente les techniques de modulation citées ci-dessus [146, 108]. Quoique plus difficile à implémenter, la boucle de contrôle numérique peut fonctionner à des fréquences très élevées, permet ainsi un contrôle rapide et précis des interrupteurs et autorise, grâce à une facilité de programmation et de reconfiguration de l'algorithme numérique, une variabilité sur les algorithmes de modulation utilisés.

Les rendements des convertisseurs à inductance commutée peuvent être très bons et ne sont pas bornés par la structure du convertisseur. En 2006, Song et al. présentent un convertisseur dont le rendement s'élève à 94.8% pour un courant de sortie de 452mW [137]. Fuse et al. publient des travaux sur un convertisseur fonctionnant à un courant de sortie plus faible, entre 5mW et 15mW, et dont le rendement s'élève à 90% grâce à l'utilisation de la technologie SOI ¹² qui permet une réduction des courants de fuite ainsi qu'une optimisation des performances par l'utilisation de plusieurs valeurs de seuils pour commander les transistors [42].

Le problème principal des convertisseurs à inductance commutée est la difficulté d'intégrer l'inductance, imposant un composant externe à la puce. C'est de cette contrainte et de la volonté d'implémenter plusieurs convertisseurs [123, 73], nécessitant donc normalement plusieurs inductances externes, que sont nés les convertisseurs multi-entrées et multi-sorties à inductance unique (SIMIMO ¹³). En 2003, Lam et al. proposent un convertisseur à deux entrées et deux sorties avec une batterie branchée à la fois sur une des entrées et une des sorties, implémentant ainsi une architecture complète de gestion de puissance avec une unique inductance [72]. Cette technique est apparue plusieurs fois dans l'utilisation de la récupération d'énergie et du stockage de l'énergie dans une batterie [133]. En 2009, Kim et al. hybrident une micro pile à combustible avec une batterie lithium en utilisant eux aussi un convertisseur SIDIDO ¹⁴ afin d'implémenter une source de tension ayant de bonnes densités massiques d'énergie et de puissance.

3.2.4 Synthèse sur les convertisseurs

Les convertisseurs SMPS ¹⁵, qui sont les convertisseurs à capacités ou inductances commutées, permettent de convertir la tension et de transférer l'énergie grâce à l'utilisation de plusieurs phases de fonctionnement et peuvent être abaisseurs ou élévateurs de tension. Leurs rendements sont élevés surtout pour les forts courants (i.e. >1mA) mais sont relativement complexes à implémenter et ont de mauvaises performances en bruit à cause des phénomènes de commutation. Notons également qu'il existe des convertisseurs hybrides utilisant à la fois des capacités et des inductances afin de bénéficier des avantages combinés des deux techniques de conversion [120].

Bien qu'ils ne soient qu'abaisseurs et qu'ils aient un rendement borné par leur V_{OUT}/V_{IN} , les régulateurs linéaires sont simples à implémenter et ont une bonne réjection d'alimentation permettant une grande stabilité de la tension de sortie. Ils sont ainsi souvent utilisés à la sortie d'un convertisseur SMPS afin de filtrer la tension qui doit être régulée.

11. Pulse Frequency Modulation

12. Silicon On Insulator : Silicium sur isolant

13. Single Inductor Multiple Inputs Multiple Outputs

14. Single Inductor Dual Inputs Dual Outputs

15. Switched Mode Power Supply

3.3 Architectures de gestion de puissance

Basées sur des éléments de stockage d'énergie et sur des convertisseurs de tension divers, les architectures de gestion de puissance utilisées dans les nœuds de capteurs communicants sont présentées dans cette section et illustrées par des exemples tirés de la littérature. Le système de capteurs communicant sans son alimentation, c'est à dire constitué de ses capteurs, de ses modules de traitement de données et de communication, y est considéré comme une ou plusieurs charges en courant dont le nombre est défini par le nombre de tensions d'alimentation différentes à fournir. À l'aide de récupérateurs d'énergie variés et d'un ou plusieurs éléments de stockage, il est possible d'implémenter un système capable d'extraire l'énergie de l'environnement, de la stocker à plus ou moins long terme et de l'utiliser pour alimenter un système tel qu'un nœud de capteurs communicant. L'architecture de ce système d'alimentation définit les libertés en termes de points de fonctionnement des différents modules (récupérateurs, éléments consommants) et ainsi détermine les rendements énergétiques qui peuvent être atteints lors de l'alimentation des charges en courant par les récupérateurs.

3.3.1 Architectures de base : vers l'architecture série

Architecture directe : L'architecture la plus simple consiste à connecter directement le récupérateur d'énergie, l'élément de stockage et la charge (figure 3.8). Aucune souplesse de gestion n'est autorisée dans cette configuration, et seul le dimensionnement peut rendre le système viable, voire énergétiquement efficace. Le point de fonctionnement est déterminé par le courant tiré par la charge et par la puissance récupérée. Théoriquement, en considérant la tension de fonctionnement de la charge, on choisit un élément de stockage adéquat pour que cette tension soit satisfaite. On détermine ensuite le récupérateur d'énergie qui fournit une puissance optimale à cette tension. En pratique, ces différentes tensions étant variables comme la tension aux bornes d'une batterie électrochimique qui dépend en pratique de son état de charge, l'alimentation de la charge se fait avec un rendement énergétique qui peut devenir médiocre si le point de fonctionnement optimal du récupérateur d'énergie s'éloigne trop de la tension de stockage. A cause d'une part des trop grandes fluctuations de rendement dues aux variations des points de fonctionnement et d'autre part des contraintes de développement pour réaliser un système complet viable, cette architecture, bien qu'étant une vision idéale de l'alimentation d'un système, est très peu utilisée pour l'alimentation des nœuds de capteurs communicants.

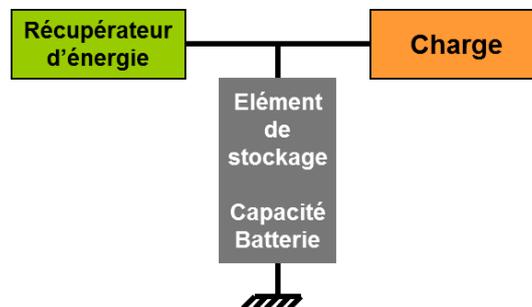


FIGURE 3.8 – Architecture « connexion directe »

Régulation de la tension d'alimentation : En insérant un convertisseur de tension entre l'élément de stockage et la charge (Figure 3.9), un degré de liberté est ajouté au système et permet de contrôler

le point de fonctionnement de la charge, c'est-à-dire de réguler sa tension d'alimentation. Ceci étant réalisé indépendamment du circuit composé du récupérateur et de l'élément de stockage, le contrôle peut également porter sur la décharge de l'élément de stockage car c'est la tension à ses bornes qui va être imposée au récupérateur et fixer la tension à laquelle l'énergie est récupérée. Dans cette configuration, le rendement est défini d'une part par le rendement du convertisseur, et d'autre part par l'efficacité de la récupération d'énergie au point de fonctionnement défini par la tension de l'élément de stockage. Ce schéma peut être par exemple retrouvé dans l'alimentation du système Picocube présenté dans le chapitre 1 à la page 17. En effet, bien que ce dernier présente plusieurs charges en courant fonctionnant à des tensions d'alimentation différentes (0.65V pour la radio, 2V à 2.8V pour le contrôleur et les capteurs), le récupérateur est, au pont de diode redresseur près, directement connecté sur la batterie NiMH qui réalise le stockage énergétique et l'alimentation des composants.

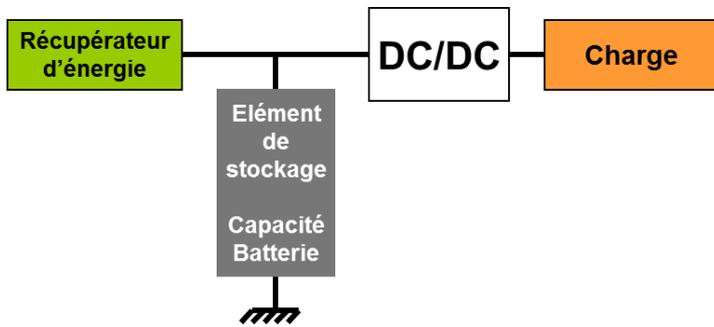


FIGURE 3.9 – Architecture « tension régulée »

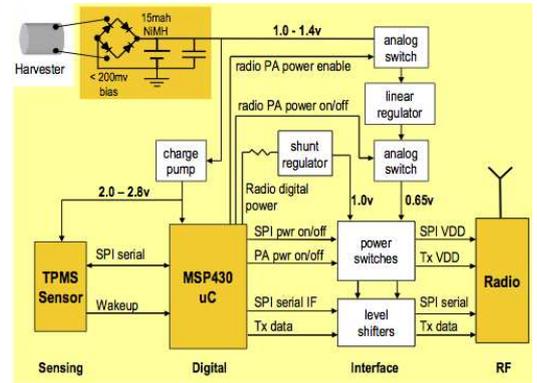


FIGURE 3.10 – Architecture du système Picocube [21]

Extraction optimisée de l'énergie : En insérant cette fois un convertisseur de tension entre le récupérateur d'énergie et l'élément de stockage d'énergie, un degré de liberté est également ajouté au système. Dans cette configuration, c'est la tension à laquelle est récupérée l'énergie qui est contrôlable. Une optimisation de type MPPT¹⁶ [38] est alors possible.

Considérons l'exemple de la récupération photovoltaïque d'énergie. La caractéristique courant-tension de la cellule photovoltaïque varie avec l'irradiance et la tension à laquelle la puissance fournie par la cellule est maximale, varie également (figure 3.11). Un convertisseur de tension réalise donc une extraction efficace d'énergie en faisant varier la tension à laquelle la puissance est récupérée afin d'optimiser le rendement global de récupération.

Cette technique est basée sur l'adaptation de l'impédance d'entrée du convertisseur par rapport à celle de sortie de l'élément récupérateur d'énergie. Initialement utilisée sur les macrosystèmes dont les puissances sont supérieures au watt, les techniques de maximisation de la puissance récupérée sont dans ces cas implémentées via des algorithmes lourds exécutés par des contrôleurs numériques dont la consommation est négligeable par rapport aux flux d'énergie contrôlés.

Dans le cadre des nœuds de capteurs communicants, des méthodes d'implémentation faible consommation sont nécessaires et de nombreux travaux abordent cette problématique dans la littérature, et ce pour différents types de source énergétique. La récupération efficace d'énergie via un thermogénérateur se fait en caractérisant sa résistance interne et en dimensionnant l'impédance

16. Maximum Power Point Tracking

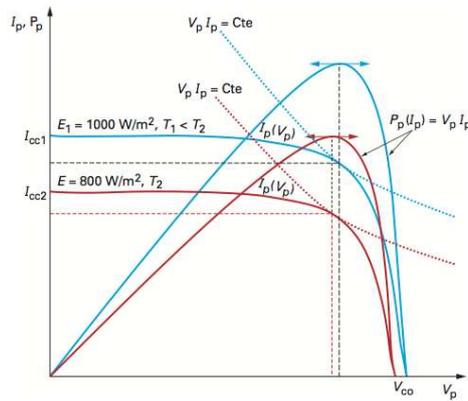


FIGURE 3.11 – Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque pour différentes conditions en éclairage et température

d'entrée du convertisseur de manière adaptée [18, 114, 120]. En 2002 et 2003, dans le cadre de leur travaux sur la récupération d'énergie des vibrations à partir d'un élément piézoélectrique, Ottman et al. proposent un convertisseur dont le rapport cyclique d'extraction varie en fonction du courant qui est extrait, permettant ainsi d'adapter l'impédance d'entrée du convertisseur en fonction des caractéristiques de la vibration qui excite l'élément piézoélectrique [103, 104]. En 2009, Guilar et al. proposent une technique alternative qui consiste à réagir sur les pics de tension de l'élément piézoélectrique pour optimiser le rendement énergétique global d'extraction [50]. Dans le cadre de la récupération photovoltaïque, des techniques de détection de courant sont alliées [107] ou non [132] à des données empiriques afin de contrôler les caractéristiques du convertisseur pour optimiser l'extraction d'énergie. Ces techniques et algorithmes s'appliquent tant aux convertisseurs inductifs [112] qu'aux pompes de charge capacitatives [68].

Cette optimisation permet de maximiser l'énergie ambiante récupérée. Le rendement de l'architecture de gestion de puissance est défini dans ce cas par le rendement de la récupération d'énergie au point de puissance maximum et par le rendement de l'alimentation de la charge au point de fonctionnement du système composé de l'élément de stockage d'énergie et de la charge. On note que les sources d'énergie vibrantes nécessitent toujours une conversion AC/DC pour charger l'élément de stockage d'énergie, ce qui peut donner lieu à la conception de convertisseurs dédiés efficaces [74, 70].

Cette architecture ne contenant qu'un convertisseur pour optimiser l'extraction peut notamment être intéressante dans le cas d'une charge pouvant être alimentée par une tension variable. Les systèmes événementiels implémentés de manière asynchrone peuvent par exemple, grâce à leur indépendance par rapport aux contraintes temporelles d'échantillonnage que subissent les systèmes synchronisés, assurer la correction de leur fonctionnement quelle que soit leur vitesse de fonctionnement et donc quelle que soit leur tension d'alimentation. Cet aspect événementiel du fonctionnement des circuits implémentés en logique asynchrone, qui sera approfondi au cours de ce mémoire, a permis l'implémentation de contrôleurs numériques robustes à la tension d'alimentation, notamment pour des applications avec alimentation distante (e.g. RFID) impliquant un fonctionnement sur l'énergie brièvement transmise dans une capacité [1, 19].

Architecture série : L'insertion des deux convertisseurs (Figure 3.12) permet d'assurer à la fois le placement du point de fonctionnement au niveau du récupérateur et l'alimentation de la charge avec une tension régulée. Dans cette configuration, on a donc simultanément une récupération optimisée, grâce au contrôle du point de fonctionnement du récupérateur d'énergie et donc de la tension à

laquelle l'énergie est extraite, et un rendement d'alimentation de la charge maximisé grâce à la régulation de sa tension d'alimentation. En outre il est également possible de choisir indépendamment l'élément de stockage d'énergie afin d'établir le meilleur compromis sur les rendements des convertisseurs grâce au contrôle de la tension à laquelle l'énergie est stockée.

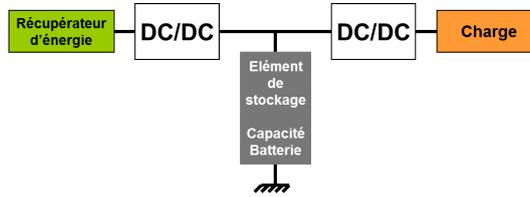


FIGURE 3.12 – Architecture « série »

Cette architecture est appelée « architecture série » et est utilisée dans la majorité des systèmes d'alimentation de nœuds de capteurs communicants à base de récupérateurs d'énergie, c'est par exemple le cas des systèmes Smart Dust, Picocube et WATS présentés dans le chapitre 1, ainsi que du système proposé par l'équipe du professeur Rincon-Morra [145]. C'est également le cas de tous les nœuds de capteurs dont l'architecture ne comprend que les parties consommantes (i.e. capteurs, traitement de données et communication) et dont l'alimentation est laissée libre, sans volonté forte d'être réalisée via la récupération d'énergie, et serait réalisée par une simple batterie.

3.3.2 Architectures avancées : parallélisation des chemins de puissance

L'architecture série a un défaut majeur qui n'est autre que la présence de l'élément de stockage dans le chemin d'alimentation de la charge. En effet, et notamment dans le cas où cet élément de stockage est une batterie, le rendement de l'alimentation de la charge est conditionné par le rendement de chacun des convertisseurs mais également par le rendement énergétique de la charge/décharge de la batterie. Le choix d'un stockage énergétique à forte densité impose, pour un composant ayant volume donné, de considérer une batterie ayant une tension nominale élevée (e.g. supérieure à 3V pour les batteries au lithium). On ajoute alors des convertisseurs de tension qui sont nécessaires pour transférer l'énergie récupérée à faible tension jusqu'à la tension de charge de la batterie, puis de rabaisser cette tension à la tension d'alimentation de la charge. Le rendement global de l'architecture est alors limité pour réaliser un meilleur compromis sur la quantité d'énergie pouvant être stockée dans la batterie.

La question de l'optimisation des chemins de puissance a été abordée dans les années 1980 dans les architectures de gestion d'énergie pour les satellites. La réponse proposée à l'époque fut la parallélisation des chemins de puissance [89]. Un chemin à haut rendement est établi directement entre le récupérateur et la charge (Figure 3.13), un convertisseur de tension étant placé entre ces derniers pour conserver les degrés de liberté et assurer une indépendance de leurs points de fonctionnement. Ce chemin d'alimentation direct entre la source et la charge est appelé chemin direct. Le chemin classique à plus faible rendement proposé dans l'architecture série, appelé chemin indirect, permet de sauvegarder l'énergie dans un élément de stockage mais également de fournir de l'énergie pour alimenter la charge lorsque l'énergie disponible dans l'environnement est insuffisante. Le chemin indirect reste donc indispensable si l'on veut assurer une qualité de service minimum dans les cas où l'énergie environnante disponible disparaît.

En 2005, Jiang et al. présentent Prometheus, un système d'alimentation qui fournit de l'énergie

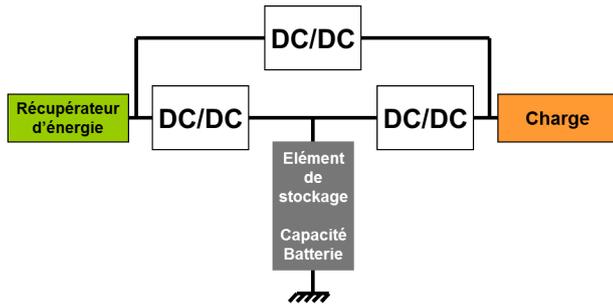


FIGURE 3.13 – Architecture à chemins de puissance multiples

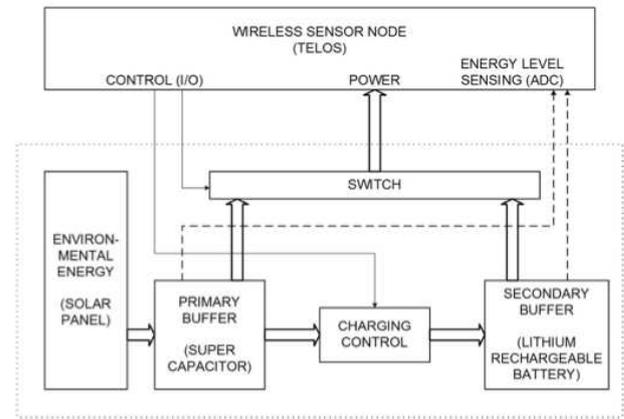


FIGURE 3.14 – Architecture du système Prometheus [63]

au nœud de capteurs communicant Telos [111] à partir de cellules photovoltaïques. Ce système est constitué d'une supercapacité qui fait office de premier élément de stockage d'énergie et d'une batterie qui sert de stockage d'énergie à long terme [63]. La structure de Prometheus est construite sur deux chemins d'alimentation (figure 3.14) :

- L'alimentation par la supercapacité remplie par les cellules photovoltaïques.
- L'alimentation par la batterie remplie par la supercapacité lorsque cette dernière a un excédent d'énergie.

La force de ce système est d'avoir deux termes de stockage d'énergie. Lorsque Prometheus évolue dans un environnement moyen, il fonctionne avec l'énergie récupérée par les cellules photovoltaïques directement, même pendant la nuit, la supercapacité étant dimensionnée pour pouvoir réaliser cette sauvegarde d'énergie pendant la nuit où aucune énergie n'est récupérée. Les journées très ensoleillées permettent d'avoir un excédent d'énergie qui sert alors à recharger la batterie. À l'inverse, lorsque les journées sont très peu ensoleillées, la batterie est mise à contribution pour alimenter Telos. La durée de vie du système complet étant limitée par le nombre limité de cycles de la batterie, une telle utilisation permet de supprimer les contraintes d'utilisation de la batterie et accroît grandement l'autonomie du système. Les auteurs estiment par extrapolation que Prometheus et Telos peuvent fonctionner 43 ans à un rapport cyclique de 1%.

Il est possible d'étendre la notion de parallélisme des chemins de puissance, ainsi à fortiori que celui de l'architecture série (e.g. c'est d'ailleurs le cas de l'architecture Picocube en figure 3.10 qui contient plusieurs charges), à des architectures contenant plusieurs récupérateurs et/ou plusieurs charges. Les figures 3.15 et 3.16 illustrent le principe d'une architecture avancée avec parallélisation des chemins de puissance respectivement pour deux récupérateurs et pour deux charges. Bien qu'il soit possible d'envisager des systèmes à plusieurs récupérateurs et à plusieurs charges, l'extension de l'architecture parallèle possédant plusieurs chemins d'alimentation (Figure 3.13) apporte une grande complexité au système à cause de la multiplication des convertisseurs de tension.

Cette complexité peut être évitée en considérant l'utilisation de convertisseurs de tension à plusieurs entrées et/ou plusieurs sorties, en particulier les convertisseurs de tension basés sur une unique inductance. Grâce à ce genre de convertisseurs, il est possible d'envisager une simplification des architectures à plusieurs récupérateurs et/ou plusieurs charges. La figure 3.17 illustre la simplification de l'architecture présentée en Figure 3.15 en n'utilisant qu'un unique convertisseur

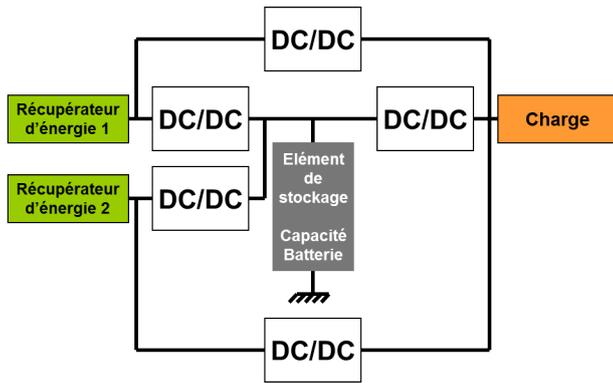


FIGURE 3.15 – Architecture avancée pour plusieurs sources

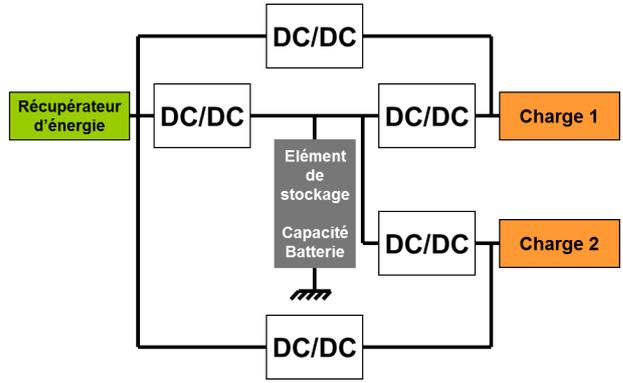


FIGURE 3.16 – Architecture avancée pour plusieurs charges en courant

de tension à trois entrées et deux sorties. On trouve dans la littérature des circuits basés sur ce principe, c'est le cas des convertisseurs de tension à inductance commutée à multiples entrées et multiples sorties présentés en section 3.2.3.

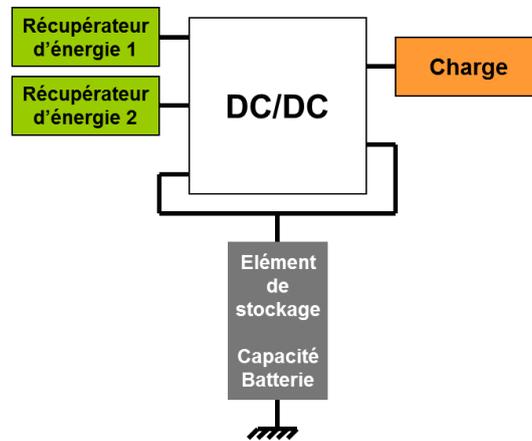


FIGURE 3.17 – Optimisation de l'implémentation grâce à un régulateur DC/DC multi-entrées et multi-sorties

La communauté scientifique développe des systèmes à récupération de multiples énergies. En 2004, Matsuo et al. publient une architecture de convertisseur à inductance commutée ayant de multiples entrées et permettant de réaliser la récupération de différentes sources d'énergie et de transférer ces énergies vers une sortie unique [88]. En 2006, Torres et al. proposent une architecture d'alimentation pour systèmes de capteurs communicants qui est basée sur l'architecture série avec d'une part un élément hybride de stockage d'énergie constitué d'une batterie lithium-ion et d'une capacité intégrée et d'autre part des récupérateurs pour les sources d'énergie thermique, vibratoire et lumineuse [145]. En 2008, Lhermet et al. présentent la fabrication d'un système capable de récupérer l'énergie thermique et l'énergie électromagnétique des hyperfréquences et de charger une micro-batterie déposée sur la puce [78].

Dans la pratique, les systèmes de capteurs communicants n'implémentent pas encore toutes ces possibilités de chemin d'alimentation. On trouve néanmoins dans la littérature des exemples d'architectures série optimisées au niveau matériel où deux ou trois convertisseurs de tension sont implémentés pour optimiser le rendement d'alimentation de plusieurs charges. On note notamment le système PicoCube [21] déjà évoqué où un récupérateur d'énergie vibratoire est directement

connecté à une batterie NiMH. L'énergie de cette batterie (1-1.4V) est alors utilisée d'une part pour alimenter les capteurs et le microcontrôleur (2-2.8V) via une pompe de charge élévatrice de tension (2-2.8V) et d'autre part pour alimenter le module de communication radiofréquence (0.65V) via un régulateur série, donc abaisseur de tension.

En conclusion, les architectures de systèmes d'alimentation à base de récupérateurs d'énergie ambiante permettent d'optimiser le rendement d'alimentation de charges en courant, comme des nœuds de capteurs communicants, grâce à l'utilisation de convertisseurs de tension. Les points de fonctionnement des différents éléments peuvent être contrôlés. En outre, l'implémentation d'un chemin direct permet d'établir un chemin d'alimentation à haut rendement lorsque la charge nécessite du courant et que de l'énergie ambiante est récupérée.

3.4 Algorithmes de gestion d'énergie

La consommation d'un nœud de capteurs communicant a un profil particulier compte tenu de la différence entre les puissances moyennes récupérées et la puissance du nœud en fonctionnement, notamment en communication. En effet, afin d'adapter le fonctionnement du nœud à l'énergie récupérée et donc d'adapter la puissance moyenne consommée à la puissance moyenne récupérée, il est nécessaire d'éteindre le système pendant une certaine période. La figure 3.18 illustre un profil

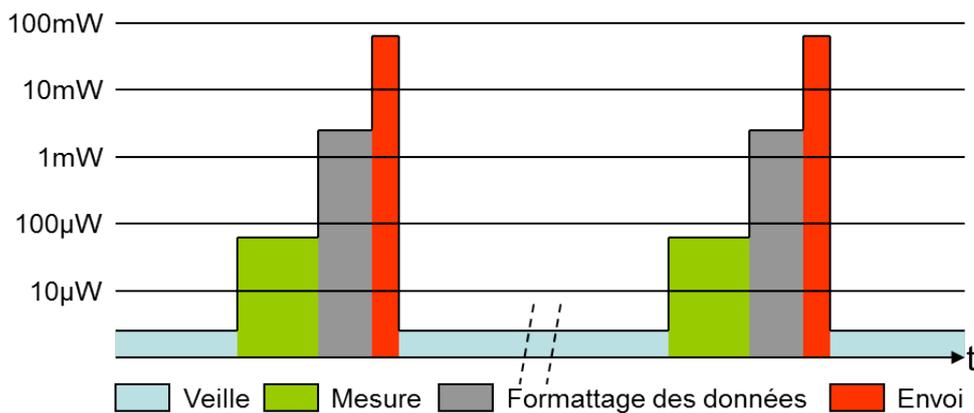


FIGURE 3.18 – Profil de consommation typique

de consommation typique pour un système de capteurs communicant qui n'est pas allumé continuellement. Le système est la plupart du temps en mode veille mais se réveille occasionnellement pour réaliser une mesure et l'envoyer via son module de communication. Les algorithmes de gestion d'énergie sont les techniques utilisées, au niveau applicatif, afin de contrôler ces périodes de fonctionnement et ainsi optimiser le rendement énergétique du système. Initialement purement contraintes par l'application, ces techniques ont évolué dans le cadre des réseaux de capteurs sans fil vers une prise en compte de l'état énergétique du système.

3.4.1 Rapport cyclique

De manière générale, le rapport cyclique est défini par le rapport de la durée d'un phénomène et de la période de répétition de ce phénomène. Dans le cadre des nœuds de capteurs communicants, il s'agit du rapport entre le temps en fonctionnement et la période qui sépare deux phases de

fonctionnement. Cette notion est habituelle en électronique et nous l'avons déjà abordée en parlant de PWM¹⁷ dans la section 3.2.3. La modulation de largeur de pulse, à fréquence constante, est la modification du rapport cyclique du signal.

L'utilisation du rapport cyclique dans le fonctionnement des nœuds de capteurs communicants est la technique fondamentale utilisée afin d'adapter la puissance moyenne consommée à la puissance moyenne récupérée. L'utilisation de différents modes de fonctionnement permet alors facilement de jouer avec le rapport cyclique de l'application afin de contrôler la consommation du système sur le long terme. Dans le système PicoCube évoqué précédemment [21], le microcontrôleur définit une valeur de rapport cyclique en fonction de l'énergie stockée, optimisant en conséquence la durée de vie du nœud. Il est en outre possible de considérer une gamme variée de rapports cycliques (mode « sans énergie », mode « boosté », mode « communication ») propres à l'application et qui seraient définis en fonction de conditions sur l'environnement énergétique ambiant. Le choix de ces modes de fonctionnement peut également être effectué en fonction des conditions applicatives. Dans le cadre de l'intégration de réseaux de capteurs au sein des bâtiments pour améliorer le confort des habitants et des employés, des modes « nuit » ou « weekend » peu consommants peuvent permettre de gagner sur la consommation à long terme du nœud.

3.4.2 Etude de cas : Influence du rapport cyclique

La consommation en veille a une importance particulière dans le développement de réseaux de capteurs sans fil. En effet, pour optimiser la durée de vie du réseau compte tenu d'une quantité d'énergie donnée, il est pertinent d'éteindre un maximum de fonctionnalités du système lorsque son activité n'est plus souhaitée par l'application, c'est le principe du rapport cyclique précédemment abordé. La consommation restante, dédiée aux oscillateurs de réveil et à la mémorisation de données, additionnée aux différents courants de fuite, est appelée consommation en mode veille. L'importance de cette consommation est inversement proportionnelle au pourcentage de temps que le système passe en activité.

Dans cette section, une comparaison entre deux types de convertisseurs de tension est effectuée afin de déterminer les gains en rendement possibles dans le cadre de l'alimentation de systèmes de type « nœuds de capteurs communicants » et dans un cas précis de conversion de tension.

Partant d'une source de tension à 3.6V considérée constante telle qu'une batterie, nous considérerons l'alimentation d'un module de communication sous une tension de 1.8V. La consommation de ce module est définie comme valant 10mA en fonctionnement et 1µA en mode veille. L'étude porte sur l'abaissement de tension de 3.6V à 1.8V par les deux types de convertisseurs suivants :

- un régulateur linéaire de tension (cf. 3.2.1).
- un convertisseur SMPS abaisseur de tension (cf. 3.2.2 et 3.2.3).

Le cas considéré pour estimer les rendements de ces convertisseurs est un scénario applicatif typique des nœuds de capteurs communicants. Le nœud en question est en fonctionnement pendant 10ms avec un rapport cyclique de 1%, c'est-à-dire toutes les secondes. On considère des courants au repos classiques extraits des datasheets de composants du commerce : 0,3µA pour le régulateur linéaire et 10µA pour le convertisseur SMPS. Cette différence existe à cause de la différence de type d'architecture et de complexité entre les convertisseurs. Le rendement de conversion du convertisseur

17. Pulse Width Modulation

Temps du cycle	1s
Pourcentage de temps en fonctionnement (duty cycle)	1%
Tension d'entrée	3.6V
Tension d'alimentation de la charge	1.8V
Consommation au repos du convertisseur SMPS	10 μ A
Consommation au repos du convertisseur linéaire	0.3 μ A

TABLE 3.1 – Données de l'étude

	Fonctionnement	Veille
Courant demandé par la charge	10mA	1 μ A
Durée de la phase	10ms	990ms
Efficacité du convertisseur SMPS	90%	2%

TABLE 3.2 – Scénario de fonctionnement

SMPS varie en fonction du courant le traversant. Les différentes données de l'étude sont récapitulées dans les tableaux 3.1 et 3.2.

Considérant le courant moyen demandé par la charge,

$$\bar{I} = \frac{10mA \times 10ms + 1\mu A \times 990ms}{1s} = 100.99\mu A \quad (3.3)$$

le rendement du régulateur linéaire est tel que :

$$\eta_{LIN} = \frac{V_{Out} \times \bar{I}}{V_{In} \times (\bar{I} + I_{RS_{repos}})} = \frac{1.8V \times 100.99\mu A}{3.6V \times (100.99\mu A + 0.3\mu A)} = 49.85\% \quad (3.4)$$

Le rendement du convertisseur SMPS est quant à lui le suivant :

$$\eta_{SMPS} = \frac{\overline{P_{Out}}}{\overline{P_{In}}} = \frac{\frac{\sum_i^n (P_{Out_i} \times t_i)}{\sum_i^n t_i}}{\frac{\sum_i^n \left(\frac{P_{Out_i}}{\eta_i} \times t_i \right)}{\sum_i^n t_i}} \quad (3.5)$$

$$\eta_{SMPS} = \frac{\sum_i^n (I_{Out_i} \times t_i)}{\sum_i^n \left(\frac{I_{Out_i}}{\eta_i} \times t_i \right)} = \frac{I_{fct} \times t_{fct} + I_{Veille} \times t_{Veille}}{\frac{I_{fct}}{\eta_{fct}} \times t_{fct} + \frac{I_{Veille}}{\eta_{Veille}} \times t_{Veille}} = \frac{10mA \times 10ms + 1\mu A \times 990ms}{\frac{10mA}{0.9} \times 10ms + \frac{1\mu A}{0.02} \times 990ms} = 62.88\% \quad (3.6)$$

Dans le cas considéré, le convertisseur SMPS présente un meilleur rendement que le régulateur linéaire pour l'alimentation de la charge pour un rapport cyclique de 1%. Il est intéressant de considérer l'évolution de ces rendements en fonction du rapport cyclique. La figure 3.19 illustre cette évolution pour des rapports cycliques variant de 0.01%, soit un fonctionnement de 10ms toutes les 1min40s, à 10%, soit un fonctionnement de 10ms toutes les 100ms.

Dans l'exemple présenté, l'efficacité des deux convertisseurs est équivalente pour un rapport cyclique environ égal à 0.5%. Lorsque l'activité du système alimenté est plus fréquente que cette limite, le convertisseur SMPS a l'avantage en termes de rendement car il permet d'atteindre des rendements élevés pouvant dépasser les 80%. Au contraire, si le système a une activité plus rare

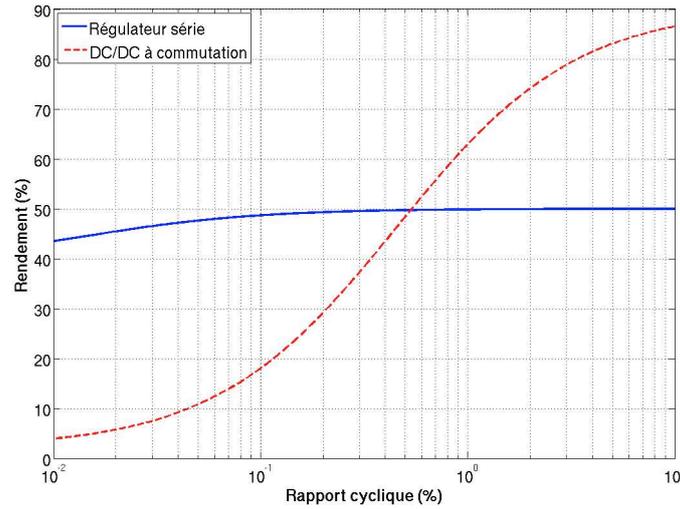


FIGURE 3.19 – Évolution du rendement des convertisseurs en fonction du rapport cyclique

avec un rapport cyclique plus faible que 0.5%, c'est le régulateur linéaire qui prend le dessus car son rendement, bien que borné à 50% à cause du ratio entre les tensions d'entrée et de sortie ($3.6\text{V}/1.8\text{V}=0.5$), décroît très lentement de cette valeur limite pour des rapports cycliques diminuant grâce à sa consommation en veille beaucoup plus faible.

Le choix de l'implémentation des convertisseurs, outre la simplification des architectures à l'aide de convertisseurs de tension à plusieurs entrées et plusieurs sorties, est donc grandement conditionné par le scénario applicatif pour lequel le système de capteurs est conçu. Il est en effet nécessaire de mesurer l'impact de l'emploi du temps de l'application du nœud de capteurs à alimenter, ou des éléments de mesure et de communication, pour déterminer quel va être le meilleur choix d'architecture pour les convertisseurs de tension utilisés.

3.4.3 Adaptation dynamique du rapport cyclique

Puisque le rapport cyclique est implémenté afin d'adapter la puissance moyenne consommée à la puissance récupérée, faire varier ce rapport cyclique revient à considérer des termes plus courts qu'une caractérisation de la puissance moyenne récupérée sur la durée de vie totale du nœud. Une caractérisation régulière de la puissance récupérée permet ainsi de faire varier le rapport cyclique pour que le nœud consomme juste l'énergie qui est récupérée. En 2006, Hsu et Kansal, de l'université de Los Angeles en Californie, publient des résultats de leurs travaux sur la gestion d'énergie dans les nœuds de capteurs communicants.

En réalisant régulièrement des mesures de la puissance entrante, le système de capteurs fait varier son rapport cyclique afin d'adapter sa consommation à l'estimation de la puissance qui a été faite [58]. Les mesures sont réalisées toutes les 10 secondes et les résultats obtenus sont très bons mais les apports énergétiques considérés sont quasiment continus puisqu'il s'agit de la lumière extérieure. Il n'existe donc que très peu de variations brèves de la puissance récupérée. De plus, les algorithmes considérés sont lourds et nécessitent l'usage du module de traitement de données intégré au nœud afin de contrôler le rapport cyclique. Néanmoins, les puissances récupérées sont de l'ordre de 50mW pendant plusieurs heures de la journée, ce qui autorise une implémentation lourde de l'algorithme

de gestion.

Se basant sur la connaissance des puissances récupérées pour chaque nœud, ils étudient également comment le réseau se comporte pour propager les messages. Le routage du chemin que doit emprunter le message en termes de nœuds se fait en fonction de la connaissance des apports énergétiques sur chaque nœud. Les auteurs montrent que le réseau survit beaucoup mieux que lorsque le routage est réalisé uniquement sur des considérations sur l'état de charge de la batterie [65]. La figure 3.20 illustre la durée de vie du réseau en fonction du nombre de nœuds que l'on s'autorise à perdre, et ce pour le cas où seul l'état énergétique de la batterie est considéré et pour le cas où en plus la puissance récupérée est prise en compte.

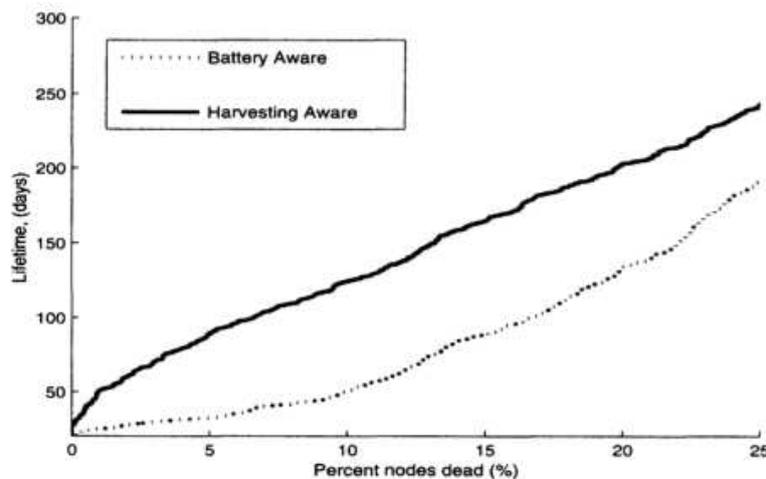


FIGURE 3.20 – Durée de vie du réseau en fonction du pourcentage de nœuds perdus dans [65]

3.4.4 Ordonnancement des tâches

Une autre stratégie de gestion de l'énergie au niveau applicatif consiste à organiser l'emploi du temps d'un nœud de capteurs communicant en considérant d'une part l'énergie qui est récupérée dans l'environnement et d'autre part les tâches qui sont à réaliser et notamment la quantité d'énergie qu'elles requièrent.

En 2009, des travaux réalisés par C. Moser visent à optimiser la gestion de l'emploi du temps dans les systèmes de capteurs communicants basés sur des récupérateurs d'énergie. Partant de modèles simples comme des éléments de stockage d'énergie idéaux, il propose notamment un algorithme basé sur la prédiction d'apports énergétiques afin de décider de retarder ou non le fonctionnement des modules consommants dans le système [96]. Ces prédictions sont basées sur la connaissance des apports antérieurs d'énergie sur plusieurs gammes de durée et permettent au système de savoir si une opportunité énergétique va se présenter dans une période acceptable pour l'application. Le concept de gestion de l'ordonnancement des tâches d'un système de capteurs est illustré sur la figure 3.21.

En second lieu, il propose une approche sans effort, dite « lazy¹⁸ », où l'algorithme attend d'être sûr qu'il y ait assez d'énergie dans l'élément de stockage pour pouvoir effectuer la tâche prévue. L'algorithme peut également être basé sur des récompenses en fonction de l'accomplissement des

18. signifie feignant en anglais

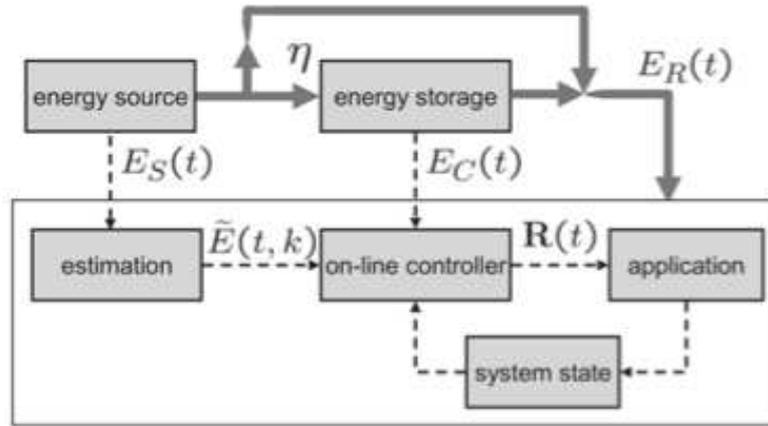


FIGURE 3.21 – Concept de gestion d'énergie par estimation d'après [96]

tâches prévues [95]. Ainsi, une optimisation globale de la gestion de l'application par rapport à l'énergie ambiante récupérée est implémentée dans le système.

Quoique bénéfiques, ces algorithmes sont lourds et nécessitent au moins la présence d'un micro-contrôleur pour implémenter les calculs qui doivent être réalisés. Dans des systèmes où les puissances moyennes considérées sont de l'ordre de la dizaine à la centaine de μW , le compromis entre les gains énergétiques et le coût d'implémentation des algorithmes n'est pas évident. De plus, il est admis dans ces travaux que ces algorithmes ne permettent des gains substantiels que dans des applications où la récupération d'énergie est globalement cyclique, comme dans le cadre des applications faiblement nomades à base de cellules photovoltaïques [97].

3.5 Synthèse

L'étude des techniques de stockage et de transfert d'énergie montre qu'il n'existe pas de solution parfaite qui convient à tous les systèmes. Les batteries électrochimiques permettent un stockage à long terme grâce à de bonnes performances en autodécharge. Pour de petits volumes, les densités massiques de puissance sont néanmoins insuffisantes pour alimenter les éléments consommateurs comme le module de communication d'un nœud de capteurs communicant. Les capacités et supercapacités peuvent servir de tampon pour fournir la puissance nécessaire mais ces dernières présentent une autodécharge non négligeable, notamment dans le cadre de systèmes dont les puissances moyennes sont de l'ordre de la dizaine de microwatts. Les convertisseurs de tension sont utilisés pour transférer l'énergie dans le système. Les convertisseurs linéaires sont simples et peu consommateurs mais ils ne réalisent qu'un abaissement de la tension et leur rendement est borné par des caractéristiques de la conversion. Les convertisseurs SMPS permettent d'atteindre des rendements élevés mais ils sont complexes à implémenter et leur consommation en mode veille peut être non négligeable devant les puissances moyennes récupérées. Néanmoins, ils permettent d'implémenter des algorithmes de maximisation de la puissance extraite et optimisent ainsi le rendement énergétique global du système.

Les architectures de gestion de puissance dans les nœuds de capteurs ont évolué durant la dernière décennie. L'utilisation de chemins d'alimentation multiples permet d'éviter une transition de l'éner-

gie par la batterie et réduit ainsi les conversions de tension entre les récupérateurs d'énergie et les charges. La parallélisation des chemins de puissance est ainsi une solution innovante pour permettre des rendements élevés lorsque l'énergie est à la fois récupérée dans l'environnement et requise par les charges. Néanmoins, un contrôle des chemins de puissance est alors nécessaire afin de distribuer efficacement l'énergie dans le système. Les algorithmes de gestion d'énergie permettent d'optimiser la consommation du nœud au niveau applicatif afin d'adapter la puissance moyenne consommée à la puissance moyenne récupérée. Des techniques avancées, d'une part d'adaptation dynamique du rapport cyclique applicatif mettant en œuvre la mesure de la puissance entrante, d'autre part d'ordonnancement des tâches en fonctions de prédictions énergétiques, ont été proposées dans la littérature. Globalement, ces techniques mettent en œuvre des algorithmes pouvant être lourds et devant être implémentés sur des modules de traitement numérique de données tels que des micro-contrôleurs. Leur utilisation dans des applications où les puissances moyennes mises en jeu sont de l'ordre du milliampère est bénéfique mais ces bénéfices tendent à décroître et à disparaître pour des puissances moyennes plus faibles.

La conception d'un nœud de capteurs communicant doit être réalisée en donnant un poids plus important aux contraintes énergétiques par rapport aux contraintes de performances. La conception des blocs élémentaires d'un tel système doit être basée sur des compromis technologiques et prendre en compte des aspects comme la consommation en veille qui peuvent être considérés comme inhabituels ou du moins secondaires dans le développement de systèmes électroniques. En outre, la variété des scénarios applicatifs qui peuvent être rencontrés dans le cadre du développement des réseaux de capteurs sans fil impacte directement la détermination des éléments protagonistes dans le budget énergétique du système. Finalement, un point clef est mis en lumière de manière générale dans les travaux publiés par la communauté scientifique concernant les stratégies de gestion pour l'optimisation de la consommation des systèmes de capteurs communicants : la nécessité de prendre en compte l'environnement énergétique du système, et notamment les apports d'énergie dont bénéficie le nœud de capteurs.

Deuxième partie

Architecture de gestion de puissance et son contrôle sur événements

L'autonomie d'un nœud de capteurs communicant est définie, à la quantité d'énergie stockée près, par l'efficacité énergétique de l'alimentation du système. L'amélioration des techniques de gestion d'énergie permettrait en conséquence une gestion plus intelligente des ressources afin d'accroître les fonctionnalités du système. Le module de gestion d'alimentation d'un nœud a ainsi pour objectif d'optimiser l'apport d'énergie au système de capteurs communicant, c'est à dire qu'il doit maximiser le rendement lors du transfert de puissance entre les sources d'énergie, que sont les récupérateurs d'énergie environnante et la batterie, et les charges consommantes. Deux axes principaux utilisés dans ces travaux permettent d'influer sur ce rendement.

D'une part, l'architecture du système d'alimentation propose différents chemins d'alimentation à travers les sources, les éléments de stockage et les modules de transfert d'énergie. Chacun de ces chemins a un rendement en puissance basé sur des contraintes matérielles de tension, de courant et d'implémentation des architectures de transfert d'énergie présentes sur le chemin, mais aussi sur des contraintes environnementales, comme la disponibilité énergétique déterminée par la présence d'énergie environnante ou stockée. L'utilisation du chemin le plus efficace en fonction des conditions environnementales et applicatives permet d'augmenter le rendement global du système.

D'autre part, l'algorithme de gestion d'énergie permet d'interfacer efficacement le scénario applicatif et le système d'alimentation. Outre la possibilité fondamentale d'alimentation basée sur des contraintes applicatives, le système permet de réaliser des séquences d'alimentation basées sur des contraintes énergétiques. Une souplesse temporelle sur le scénario applicatif autorise le choix d'un chemin d'alimentation plus efficace et permet ainsi une augmentation du rendement énergétique global.

Les deux chapitres à venir présentent les modélisations de l'architecture d'alimentation proposée, respectivement de son contrôle, mettant en œuvre l'utilisation d'un chemin d'alimentation direct à haut rendement, respectivement d'une adaptation événementielle aux contraintes énergétiques et applicatives.

Architecture de gestion de puissance

L'implémentation d'une architecture de transfert d'énergie efficace est primordiale pour l'alimentation d'un système tel qu'un nœud de capteurs communicant autonome. À travers la conception d'un système de capteurs communicant multi-applicatif, ce chapitre propose d'étudier l'apport énergétique de l'utilisation d'une architecture d'alimentation à chemins énergétiques multiples dans le cadre du développement de nœuds de capteurs communicants fonctionnant à des échelles de puissance de l'ordre de la dizaine de microwatts. Une architecture de gestion de puissance, qui implémente la récupération d'énergie de plusieurs sources et le transfert de puissance via plusieurs chemins d'alimentation, est ainsi présentée et modélisée.

Le système Managy¹, objectif de développement du projet éponyme, est une plateforme multi-sources et multi-capteurs adaptée à toutes applications de type « réseau capteur » dans la gamme de puissance de la dizaine de microwatts. Ce système générique (Figure 4.1) implémente les fonctionnalités fondamentales des nœuds de capteurs communicants autonomes en énergie :

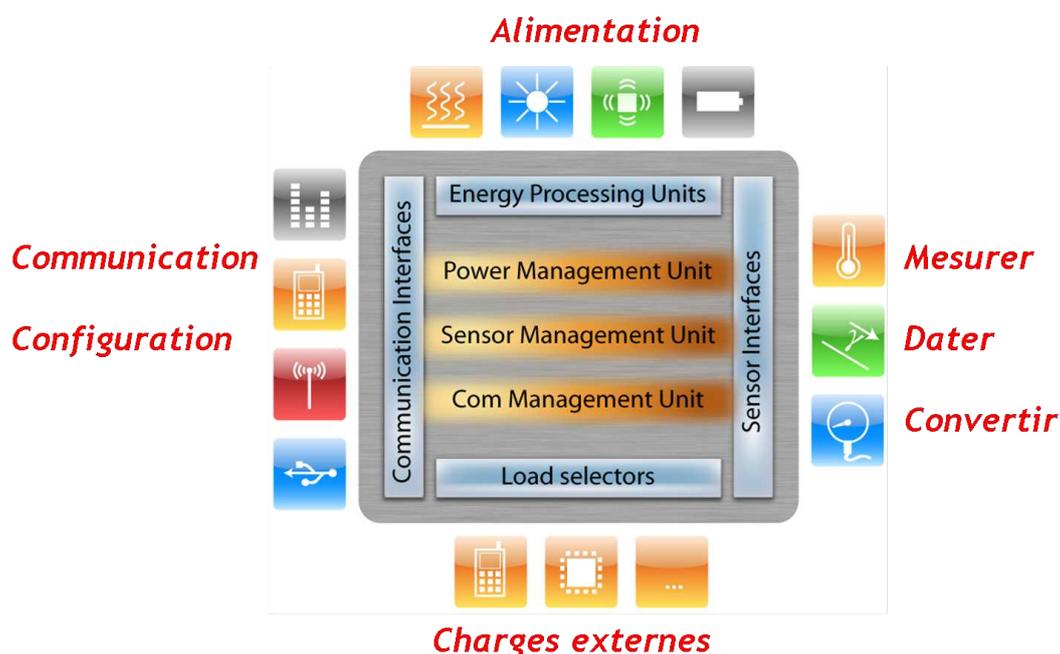


FIGURE 4.1 – Schéma de principe

- **Alimentation** : L'énergie nécessaire au fonctionnement du nœud de capteurs est récupérée dans l'environnement grâce à des récupérateurs dédiés à différents types d'énergie comme l'énergie solaire, l'énergie des gradients de températures ou encore l'énergie du mouvement et des vibra-

1. Managy pour « Management of Energy »

tions. Cette énergie peut être stockée au sein du système afin de permettre un fonctionnement du nœud simpliste voire standard lors des périodes sans récupération d'énergie.

- **Communication** : Le système est capable de communiquer sans fil à son entourage. Cette capacité lui permet d'interagir avec d'autres systèmes au sein du réseau et ainsi d'exporter ou de convoier des données dans le réseau. Il peut en outre être configuré à distance par une entité maîtresse.
- **Capteurs internes** : Le nœud comprend des capteurs de paramètres physiques courants, comme la température ou l'humidité, une horloge basique pour se situer dans le temps, ainsi que des convertisseurs analogique-numérique généralistes lui permettant de s'interfacer avec de nombreux capteurs purement analogiques, tant résistifs que capacitifs.
- **Charges externes** : Afin d'autoriser une grande variété d'applications, le système doit être capable de fournir de l'énergie à des éléments externes divers. Bien que cela sorte du développement de nœuds de capteurs proprement dit, ces charges peuvent être l'élément principal du système complet, cet élément principal bénéficiant alors simplement d'un apport énergétique supplémentaire de la part de l'environnement grâce aux diverses énergies récupérées.

Grâce à la combinaison de ces fonctionnalités, le système présente des performances accrues sur trois aspects essentiels au déploiement de réseaux de capteurs sans fil :

Adaptabilité spatiale Grâce aux différentes sources d'énergie récupérées par le système, de nombreux types d'environnements énergétiques sont rendus accessibles pour le déploiement des nœuds du réseau. Si l'on prend l'exemple d'un réseau massivement distribué, l'environnement énergétique des nœuds du réseau est susceptible de varier et la capacité de récupérer l'énergie de plusieurs sources physiques permet une adaptabilité spatiale qui rend le réseau viable.

Adaptabilité temporelle Grâce aux informations, d'une part recueillies par les capteurs sur l'évolution des paramètres physiques environnants, et d'autre part extraites des flux d'énergie entrants sur les disponibilités énergétiques environnantes, le système est capable de se reconfigurer afin de s'adapter temporellement au milieu ambiant et ainsi d'optimiser son rendement énergétique.

Robustesse En conséquence de ses capacités d'adaptabilité et de reconfigurabilité, le système présente une grande stabilité de fonctionnement et donc une robustesse optimisée. Il peut en effet être fonctionnel dans des environnements très peu énergétiques grâce à une récupération, un stockage et une gestion du stock d'énergie efficaces. Le nœud de capteurs communicant, et le réseau en général, à cause de la diminution des impacts des variations environnementales sur le rendement énergétique global, voit sa durée de vie augmentée.

Une innovation prédominante réside dans l'utilisation de chemins d'alimentation directs, chemins d'énergie directs entre les récupérateurs et les charges présentant un haut rendement en puissance grâce à un minimum de conversion de tension. Afin de développer une architecture d'alimentation adaptée à un système adaptable spatialement, temporellement, et robuste, et qui bénéficie des innovations telles que l'utilisation de chemins d'alimentation directs, le système est modélisé notamment sur le plan énergétique afin de déterminer les gains énergétiques qui peuvent être envisagés dans divers cas applicatifs. Après avoir présenté l'architecture d'alimentation proposée pour le nœud de

capteurs, la modélisation des différents blocs la constituant sera évoquée et une analyse des gains énergétiques envisageables sera dressée afin de valider les choix architecturaux.

4.1 Architecture à chemins d'alimentation multiples

Dans cette section est décrite l'architecture qui permet de transférer l'énergie entre les sources récupératrices, les éléments de stockage et les charges consommantes.

Avant toute chose, il est important de clarifier le vocabulaire utilisé dans ce mémoire de thèse, si ce n'est de manière générale, notamment sur les notions de « gestion d'énergie » et de « gestion de puissance ». Il s'agit alors de différencier la manière de transférer l'énergie de la manière d'utiliser ou non les stocks d'énergie. D'une part, lorsque le contexte cible les mécanismes de transport d'énergie au sein du système, on parlera de gestion de puissance ainsi que de rendement en puissance, rendement qui considère principalement les pertes dues aux techniques de conversion de tension utilisées dans les différents blocs constitutifs de l'architecture. D'autre part, lorsque l'accent est mis sur le stockage et la gestion du stock d'énergie au sein du système, on parlera de gestion d'énergie et de rendement énergétique, caractéristique principalement impactée par les choix d'utilisation de l'énergie récupérée ou stockée. Les stocks d'énergie réalisés étant directement conséquences de la quantité d'énergie transférée entre les différentes parties du système, les notions de gestion d'énergie et de rendement énergétique englobent en pratique celles de gestion de puissance et de rendement en puissance.

En résumé, on parlera de gestion de puissance pour les choix architecturaux de chemins d'alimentation et pour les performances en termes de transfert d'énergie. La gestion d'énergie pourra concerner globalement la manière de récupérer, de transférer, de stocker et d'utiliser l'énergie mais évoquera plutôt l'algorithme de gestion du stock d'énergie en fonction des contraintes applicatives et de l'énergie récupérée.

4.1.1 Rôle de l'architecture de gestion de puissance

La gestion de puissance dans les nœuds de capteurs communicants a des objectifs principaux dédiés au fonctionnement basique du système :

- **Récupération** : L'architecture doit être capable de gérer un ou plusieurs flux d'énergie entrants afin d'autoriser un apport d'énergie externe pour le système.
- **Stockage** : L'énergie récupérée doit pouvoir être stockée afin de permettre au système de fonctionner même lorsqu'aucune énergie n'est récupérée dans l'environnement.
- **Alimentation** : L'architecture de gestion de puissance doit fournir l'énergie et la tension minimale nécessaires au fonctionnement des charges consommantes comme les capteurs et le module de communication. De plus, elle doit pouvoir utiliser l'énergie présente dans le système pour alimenter ses propres fonctions internes.

Les choix architecturaux qui implémentent ces fonctionnalités ont pour objectif une optimisation du rendement énergétique du système et donc de l'autonomie et de l'adaptabilité spatiale et temporelle pour le nœud de capteurs communicant mais aussi pour le réseau complet. Ces objectifs, quoique secondaires en termes de fonctionnalité propre du système de capteurs, sont néanmoins essentiels pour atteindre la faisabilité d'un réseau de capteurs sans fil robuste à l'environnement énergétique et à ses variations et ayant une durée de vie de plusieurs années.

4.1.2 Description de l'architecture

L'architecture de gestion de puissance met en relation les éléments de récupération, de stockage et d'utilisation d'énergie au sein d'une structure utilisant plusieurs chemins d'alimentation. Elle prend ainsi en entrée des récupérateurs d'énergie variés et en sortie des charges consommantes diverses. Elle dispose en outre d'un élément de stockage d'énergie à long terme telle qu'une batterie.

4.1.2.1 Architecture multi charges

D'une part, les récupérateurs d'énergie ont des tensions de sortie qui peuvent être faibles, inférieures au volt comme dans le cas d'une cellule photovoltaïque ou d'un thermogénérateur sous faible gradient de température, voire au contraire élevées, de l'ordre de plusieurs dizaines de volts, comme dans le cas de la récupération d'énergie vibratoire à l'aide d'éléments piézoélectriques ou électrostatiques. D'autre part, les charges consommantes, comme les capteurs, les microcontrôleurs ou les modules de communication radiofréquence, peuvent avoir des besoins de tension d'alimentation variant de plusieurs centaines de millivolts à quelques volts en fonction des technologies de fabrication et des spécifications de fonctionnement de ces modules.

En conséquence, l'architecture de gestion de puissance du système Managy propose deux sorties en tension :

- Une sortie basse tension régulée d'un volt, adaptée par exemple aux modules intégrés issus de laboratoire ou aux capteurs fonctionnant sous de faibles tensions d'alimentation.
- Une sortie, par opposition à la première, haute tension, dont la tension varie entre 1.8 et 3.6 volts, compatible avec la charge de la batterie et dédiée à l'alimentation de composants du commerce, capteurs, microcontrôleurs et modules de communication, comprenant un régulateur de tension interne et fonctionnant avec cette gamme de tension d'alimentation.

Ces deux sorties en tension induisent la présence de deux sous-ensembles de chemins d'alimentation qui véhiculent l'énergie afin d'alimenter respectivement les sorties basse et haute tensions. Ces sous-ensembles contiennent chacun un chemin direct et un chemin indirect en fonction du passage de l'énergie dans la batterie. Chacune des sorties disposent d'une quantité d'énergie stockée en leur sein en fonction de la somme des capacités électriques présentes dans les blocs de transfert de puissance qui les constituent et de la capacité présente sur leurs sorties. On verra par la suite qu'il est intéressant de choisir cette capacité de sortie afin d'optimiser l'utilisation des chemins présentant les plus forts rendements énergétiques.

Les charges consommantes que l'architecture est capable d'alimenter sont ainsi de deux sortes. D'une part, les charges consommantes internes, comme des convertisseurs analogique-numérique intégrés, peuvent être alimentées avec une tension régulée à 1V. D'autre part, les charges consommantes externes, comme des modules de communication du commerce, le sont sur la gamme de tension 1.8V–3.6V.

4.1.2.2 Architecture multi sources

Le système doit être capable de récupérer plusieurs types d'énergie dans l'environnement. Il est ainsi théoriquement constitué de multiples récupérateurs d'énergies qui fournissent chacun au système un flux d'énergie entrant. Pour des raisons de complexité de l'architecture, ces flux d'énergie sont fusionnés afin de simplifier la gestion d'énergie au sein du nœud de capteurs. En effet, outre les transconducteurs dédiés à la récupération de chaque énergie, il est primordial de minimiser les

fuites de courant dans le système et donc de minimiser le nombre de blocs au sein de l'architecture de transfert de puissance. Cette technique de fusion accentue l'intérêt de l'utilisation d'une capacité de stockage énergétique à court terme, stabilisant la tension en sortie des récupérateurs et facilitant ainsi la récupération efficace d'énergie.

La récupération d'énergie dans l'environnement peut ainsi être réalisée sur différents types d'énergie grâce à des Générateurs ThermoElectriques (TEG²), des cellules photovoltaïques (PV), des Récupérateurs d'Énergie Vibratoire (REV) ou des antennes. La tension générée par ces éléments est convertie par des convertisseurs de tension dédiés à chacun des récupérateurs. L'énergie peut ainsi être transférée vers les chemins basse et haute tension.

4.1.2.3 Architecture à chemins d'alimentation multiples

Ces considérations sur les entrées/sorties énergétiques du système posent les premières contraintes sur l'architecture de gestion de puissance. L'utilisation d'un chemin direct entre les sources récupératrices d'énergie et les charges consommantes est alors possible pour chacune des deux sorties du système. Comme présenté au chapitre 3 à la section 3.3.2, ce chemin d'alimentation direct permet d'alimenter les charges avec un rendement énergétique plus élevé que le chemin classique mettant en œuvre la recharge systématique de la batterie.

L'architecture de gestion de puissance est structurée afin d'implémenter ces divers chemins d'alimentation (Figure 4.2).

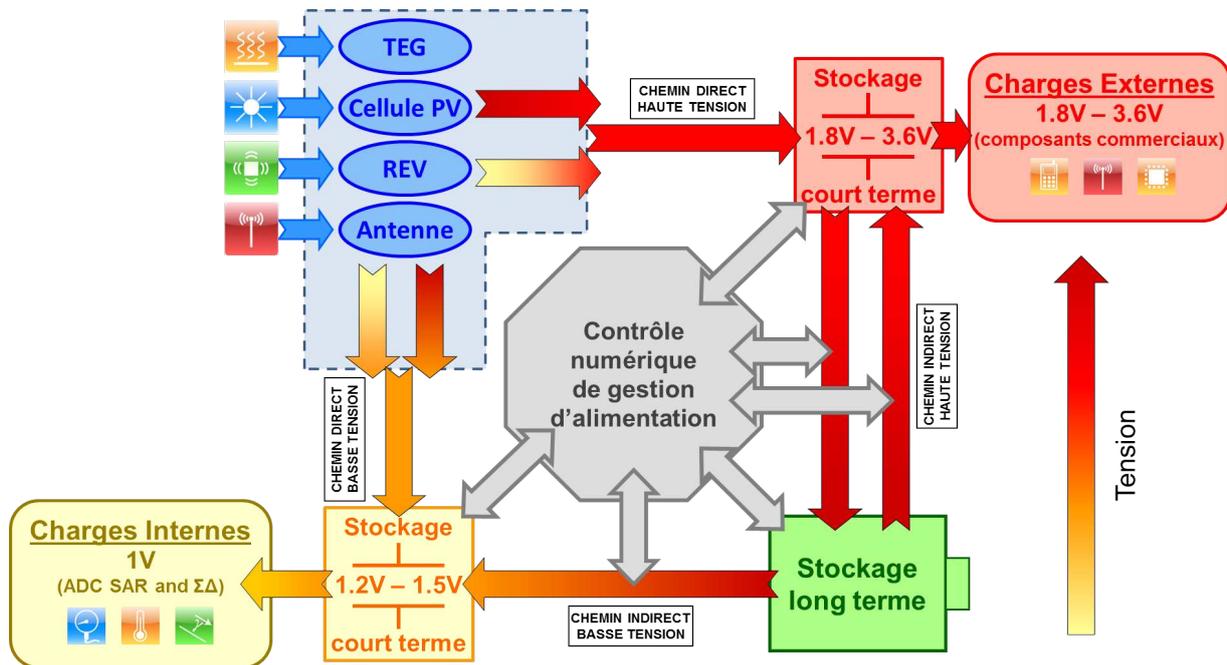


FIGURE 4.2 – Chemins d'alimentation multiples

L'énergie est stockée à court terme dans le système à l'aide de capacités situées sur les chemins directs entre les sources et les charges. En fonctionnement, la tension de la capacité située sur le chemin basse, respectivement haute, tension évolue entre 1.2V et 1.5V, respectivement entre 1.8V et 3.6V. A plus long terme, l'énergie est stockée de manière électrochimique à l'aide d'une batterie.

2. de l'anglais « ThermoElectric Generator »

Les chemins d'alimentation directs représentent le transfert direct de l'énergie entre les récupérateurs et les charges. Leur rendement énergétique est défini par les pertes de conversion de tension lors de l'apport d'énergie dans les capacités de stockage à court terme. Les chemins d'alimentation indirects empruntent quant à eux d'abord le chemin direct haute tension. L'énergie est alors utilisée pour charger la batterie, batterie dont l'énergie est par la suite extraite pour alimenter les charges. Leur rendement est ainsi dégradé par le passage obligatoire par la tension de batterie et les conversions de tension non optimales conséquentes de ce passage, mais ils peuvent fournir l'énergie nécessaire même lors de l'absence d'énergie récupérable dans l'environnement.

L'utilisation des chemins directs à hauts rendement étant conditionnée par la récupération d'énergie dans l'environnement, le gain réalisé en utilisant une architecture à chemins d'alimentation multiples dépend des conditions énergétiques environnementales mais aussi des composants à alimenter.

4.1.3 Gain énergétique d'une architecture à chemins d'alimentation multiples

Une architecture de gestion de puissance à chemins d'alimentation multiples permet d'atteindre des rendements énergétiques accrus grâce à l'utilisation du chemin direct entre les récupérateurs d'énergie et les charges consommandes. On cherche à déterminer l'expression de l'énergie nécessaire en entrée pour l'alimentation d'une charge consommande en fonction des caractéristiques de rendement en puissance des chemins d'alimentation, de disponibilité énergétique et de puissance consommée.

Considérant $T_{récup}$ le temps pendant lequel de l'énergie est récupérée dans l'environnement et inversement T_{batt} le temps pendant lequel aucune énergie n'est récupérée. L'énergie E_I nécessaire dans le cas d'une architecture ne consistant qu'en un chemin indirect est telle que :

$$E_I = P_{in}(T_{récup} + T_{batt}) = \frac{P_{out}(T_{récup} + T_{batt})}{\eta_I} \quad (4.1)$$

avec P_{out} la puissance consommée par la charge et η_I le rendement de ce chemin d'alimentation indirect.

Dans le cas d'une architecture à chemins d'alimentation multiples, l'utilisation du chemin direct impacte l'expression de cette énergie. On a alors :

$$E_{MP_ideal} = \frac{P_{out}T_{récup}}{\eta_D} + \frac{P_{out}T_{batt}}{\eta_I} \quad (4.2)$$

avec η_D le rendement du chemin d'alimentation direct. En fonction de la puissance nécessaire au fonctionnement de la charge et de celle récupérée dans l'environnement, il est possible qu'il faille utiliser de l'énergie extraite de la batterie afin de fournir toute la puissance nécessaire. En considérant α_P la proportion de puissance transmise par le chemin direct telle que

$$\alpha_P = \frac{P_{Direct}}{P_{Direct} + P_{Batterie}} \quad (4.3)$$

avec P_{Direct} la puissance transmise par le chemin direct et $P_{Batterie}$ la puissance transmise par le chemin indirect. L'énergie E_{MP} est alors telle que :

$$E_{MP} = \frac{P_{out}T_{récup}\alpha_P}{\eta_D} + \frac{P_{out}T_{récup}(1 - \alpha_P)}{\eta_I} + \frac{P_{out}T_{batt}}{\eta_I} \quad (4.4)$$

En posant α_T la proportion du temps où l'énergie peut être récupérée dans l'environnement :

$$\alpha_T = \frac{T_{Récup}}{T_{Récup} + T_{Batt}} \quad (4.5)$$

et G_η le gain relatif entre le rendement du chemin d'alimentation direct sur celui du chemin indirect :

$$G_\eta = \frac{\eta_D - \eta_I}{\eta_D} \quad (4.6)$$

on montre alors que l'expression du gain énergétique relatif entre une architecture classique basée sur un chemin indirect et une architecture à chemins d'alimentation multiples est tel que :

$$G = \frac{E_I - E_{MP}}{E_I} = G_\eta \alpha_P \alpha_T \quad (4.7)$$

G_η étant un paramètre défini par l'architecture mais n'évoluant pas au cours du temps, on illustre l'évolution du gain énergétique G en fonction des proportions α_P et α_T définies par l'environnement énergétique du système et pour $\eta_D = 0.8$ et $\eta_I = 0.45$ (Figure 4.3).

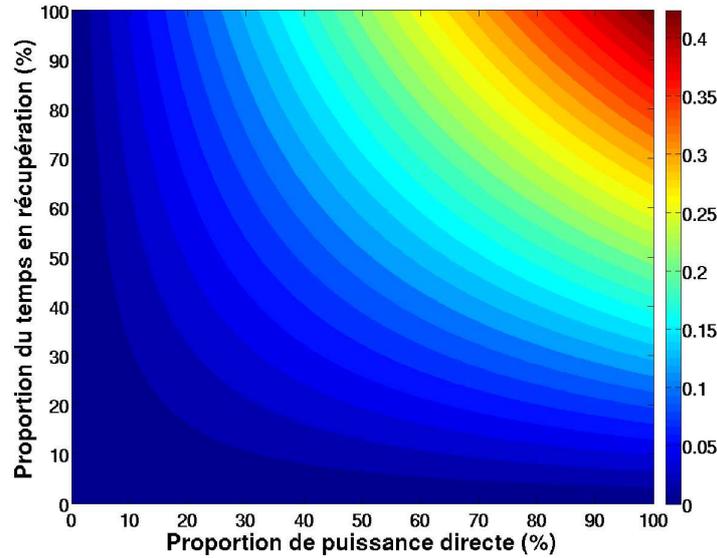


FIGURE 4.3 – Gain de l'architecture à chemins multiples

Le gain maximum est réalisé lorsque de l'énergie est constamment récupérée dans l'environnement et que toute la puissance récupérée est suffisante pour alimenter la charge lors de son fonctionnement. Dans ce cas, le chemin direct est toujours utilisé et le gain de l'architecture G revient au gain des rendements G_η . L'évolution quadratique du gain G implique qu'il est intéressant d'influer sur les deux proportions α_P et α_T à la fois pour optimiser efficacement le gain énergétique du système (e.g. $G(\alpha_T = 0.5, \alpha_P = 0.5) > G(\alpha_T = 0, \alpha_P = 1)$). En d'autres termes, il est limitant d'une part de récupérer constamment de l'énergie si la charge ne peut pas être alimentée avec cette énergie et d'autre part de pouvoir alimenter pleinement la charge si la récupération d'énergie est rare.

Cette première étude du gain d'une architecture à chemins d'alimentation multiples ne prend pas en compte les pertes internes au système directement liées à la consommation des divers convertisseurs de tension nécessaires à l'implémentation des différents chemins d'alimentation. Les résultats étant basés sur des considérations simples, un modèle raffiné du système est réalisé afin de confirmer

les gains réalisables avec une architecture à chemin d'alimentation multiples.

4.2 Modélisation du système

Dans cette section, les modèles, réalisés dans le cadre de ces travaux de thèse, des différentes parties du système sont présentés en mettant l'accent sur le comportement vis à vis de l'énergie plutôt que sur les mécanismes fonctionnels mis en jeu dans chaque élément. En comparaison de l'étude analytique présentée dans la section précédente, ce modèle décrit les fonctions d'extraction, de transfert et de stockage d'énergie en fonction des caractéristiques pertinentes relatives à chaque composant. Les performances de ces composants, comme la consommation active ou les fuites, varient alors en fonction des courants qui sont tirés en leurs sorties. En plus de la dépendance des résultats énergétiques à la structure du système, ce modèle permettra d'extraire des données sur l'adaptabilité du système en fonction de l'évolution temporelle de l'environnement énergétique. Cette modélisation est réalisée grâce à Matlab[®]/Simulink[®] pour des raisons d'efficacité de calcul sur des simulations longues. L'architecture globale du modèle est illustrée sur le figure 4.4.

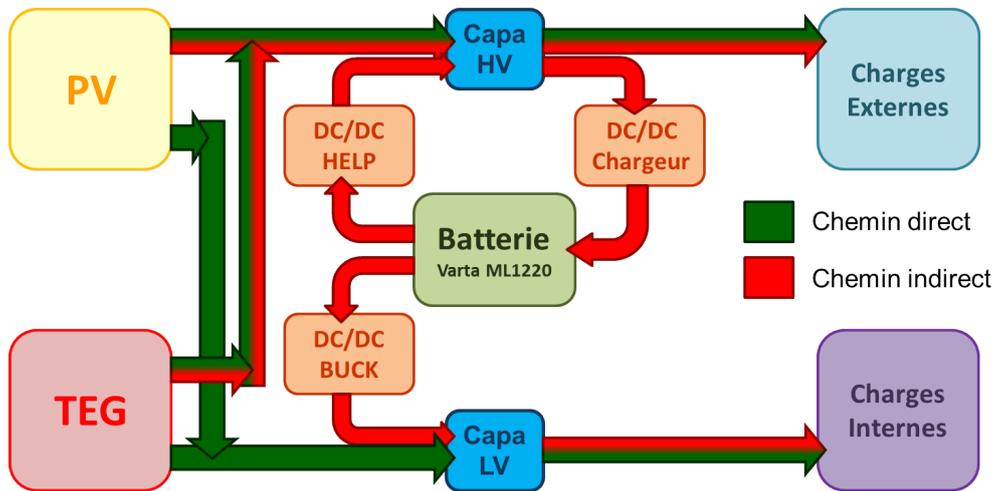


FIGURE 4.4 – Modèle schématisé du système du point de vue des chemins énergétiques

Le modèle de l'architecture de gestion d'alimentation contient les différents éléments qui vont permettre de réaliser une analyse de la pertinence de l'utilisation du chemin direct pour l'alimentation des charges. Pour ce faire, les principaux acteurs de l'apport d'énergie aux charges sont modélisés :

- Les sources d'énergie photovoltaïque et thermique.
- Les éléments de stockage d'énergie : la batterie pour le stockage à long terme et les capacités pour le stockage à court terme.
- Les convertisseurs DC/DC de transfert d'énergie entre les sources et les éléments de stockage d'énergie.
- Les charges consommantes qui implémentent un scénario applicatif.

Les charges, qu'elles soient internes sur la tension basse ou externes sur la tension haute, peuvent ainsi être alimentées :

- par le chemin direct si de l'énergie est récupérée et sollicitée en même temps : c'est le cheminement d'énergie représenté par les flèches vertes.

- par le chemin indirect s'il faut extraire de l'énergie de la batterie pour satisfaire le besoin de la charge.

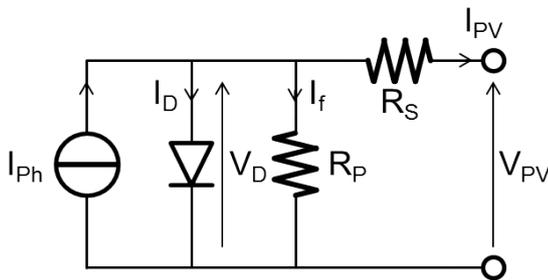
Pour un système basé sur la récupération d'énergie, contrairement à un système basé sur un stock d'énergie fini, la quantité théoriquement d'énergie récupérable est infinie mais c'est la puissance récupérable qui est limitée. Le stockage à court terme est alors primordial pour pouvoir alimenter les charges consommantes par le chemin direct. Les éléments de transfert et de stockage d'énergie rencontrés sur le chemin de l'énergie induisent un rendement énergétique qui peut être dégradé si davantage de conversions de tension sont réalisées : c'est l'inconvénient du chemin d'alimentation indirect par rapport au chemin d'alimentation direct.

4.2.1 Sources d'énergie

Les récupérateurs d'énergie permettent un apport d'énergie au système. À cause de l'interface d'entrée énergétique avec l'architecture de gestion de puissance, les différents éléments tels que les cellules photovoltaïques ou les générateurs thermoélectriques doivent présenter la même manière d'apporter de l'énergie au système. En effet, comme présenté à la section 4.1, la contrainte structurelle principale des récupérateurs d'énergie est de pouvoir fournir de l'énergie sur deux sorties en tension. Des convertisseurs de tension sont conçus et agencés en conséquence afin de permettre une compatibilité complète de la source d'énergie avec le nœud de capteurs. En effet, dans le cas où une source d'énergie ne pourrait fournir de l'énergie que sur le chemin d'alimentation basse tension, cette énergie ne pourrait pas être stockée dans la batterie et ne serait utilisée que de manière directe. De la même manière, si une source ne pouvait transmettre l'énergie qu'elle a récupérée que sur le chemin haute tension, l'alimentation des charges basse tension ne pourrait être effectuée que par le chemin d'alimentation indirect. En outre, étant donné l'unicité de l'interface énergétique, seules les sources solaire et thermique sont étudiées.

4.2.1.1 Source solaire

L'énergie solaire est récupérée à l'aide de cellules photovoltaïques dont le modèle électrique est illustré en figure 4.5.



$$\begin{cases} I_{Ph} = K_{Irr} \cdot S_{cellule} \cdot Irr \cdot \eta_{cellule} \\ I_D = I_{sat} \cdot (\exp^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) \\ I_f = \frac{V_D}{R_P} \end{cases} \quad (4.8)$$

FIGURE 4.5 – Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

Le système d'équations (4.8) exprime le courant photovoltaïque I_{Ph} en fonction du rendement $\eta_{cellule}$, de la surface $S_{cellule}$, de l'irradiance Irr et du coefficient de conversion K_{Irr} , le courant I_D traversant la diode en fonction de son courant de saturation I_{sat} , de la tension V_D à ses bornes et du potentiel thermique V_T , et le courant I_f de fuite dans la résistance parallèle. En posant $I_{PV} = I_{Ph} - I_D - I_f$ la relation entre ces courants et le courant I_{PV} en sortie de la cellule et $V_D = V_{PV} + I_{PV}R_S$ l'expression de la tension aux bornes de la diode en fonction de la tension aux bornes de la cellule,

de son courant de sortie et de sa résistance d'accès, on exprime une relation entre la tension aux bornes de la cellule photovoltaïque et le courant qui en est extrait en fonction de l'irradiance.

$$I_{PV} = K_{Irr} \cdot S_{cellule} \cdot Irr \cdot \eta_{cellule} - I_{sat} \cdot \left(\exp \frac{V_{PV} + I_{PV} R_S}{V_T} - 1 \right) - \frac{V_{PV} + I_{PV} R_S}{R_P} \quad (4.9)$$

L'évolution de la puissance en sortie de la cellule photovoltaïque en fonction de la tension à ses bornes pour différentes valeurs d'ensoleillement est représentée sur la figure 4.6. Pour chaque valeur d'ensoleillement, il existe un point de tension, nommé MPP³, où la puissance est maximale. La figure 4.7 illustre l'évolution du MPP en fonction de l'ensoleillement.

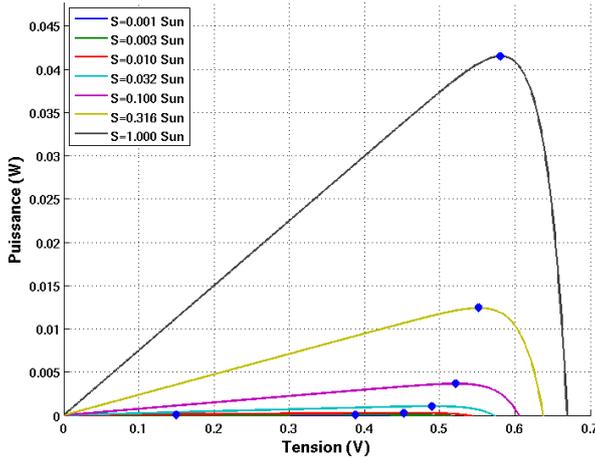


FIGURE 4.6 – Caractéristiques Puissance/Tension pour plusieurs éclaircissements

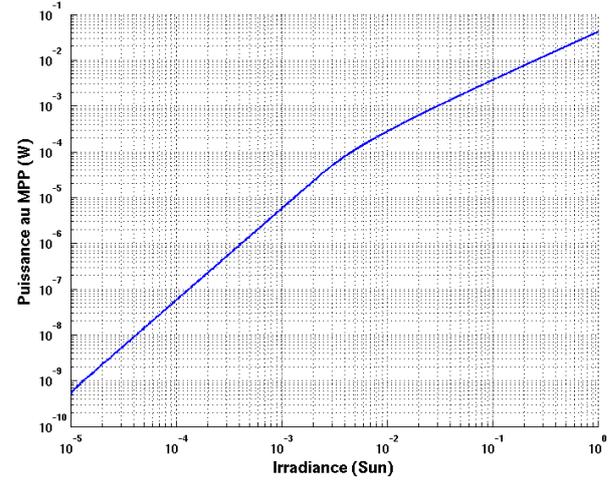


FIGURE 4.7 – Puissance maximale extraite en fonction de l'irradiance (Sun)

La conversion de tension entre la tension aux bornes de la cellule photovoltaïque et les tensions des chemins basse et haute tension de l'architecture est réalisée par un convertisseur DC/DC inductif à deux sorties [155]. Ce convertisseur implémente un algorithme de recherche du MPP afin d'optimiser la récupération d'énergie. Partant de la puissance au MPP fonction de l'ensoleillement, la puissance est alors distribuée avec des rendements différents sur chacune des sorties jusqu'à ce que les tensions maximales soient atteintes (i.e. 1.5V pour le chemin basse tension et 3.6V pour le chemin haute tension) et en donnant la priorité au chemin basse tension. Le comportement temporel du modèle est illustré sur la figure 4.8.

4.2.1.2 Source thermique

La récupération d'énergie des gradients de température est réalisée par un générateur thermoélectrique tel que présenté au chapitre 2. Le modèle électrique d'un tel générateur est représenté sur la figure 4.9.

La relation entre la tension aux bornes du générateur et le courant qui en est extrait est telle que

$$V_{TEG} = \frac{1}{C_{TEG}} \int \left(\frac{\Delta T \cdot \alpha_{Seebeck} - V_{TEG}}{R_{TEG}} - I_{TEG} \right) \quad (4.10)$$

avec C_{TEG} , R_{TEG} respectivement sa capacité et sa résistance thermique équivalente, $\alpha_{Seebeck}$ le coefficient Seebeck du thermocouple qui le compose et ΔT la différence de température à ses bornes.

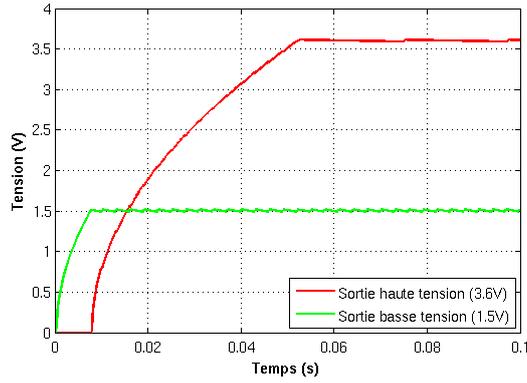


FIGURE 4.8 – Comportement du récupérateur d'énergie solaire

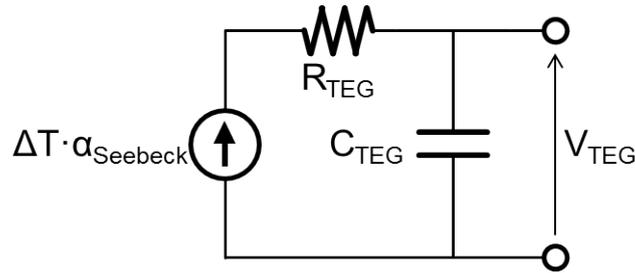


FIGURE 4.9 – Modèle électrique d'un thermogénérateur

La conversion de tension est dans ce cas réalisée par une pompe de charge à nombre d'étages variables [49, 48]. Cette pompe ajuste son nombre d'étages en fonction du courant de sortie et de la tension fournie par le générateur thermoélectrique afin de générer la tension de 1.5V souhaitée. Ce convertisseur de tension est modélisé à l'aide des équations décrivant son fonctionnement [105].

$$\begin{cases} I_{OUT} = \frac{fC}{N} \cdot ((N+1)V_{IN} - V_{OUT}) \\ I_{IN} = (N+1)I_{OUT} + \alpha_C C f V_{IN} N \\ f = A \cdot V_{IN} + B \text{ si } V_{IN} > V_{ON}, 0 \text{ sinon} \end{cases} \quad (4.11)$$

Ce système d'équation met en jeu la fréquence f de fonctionnement de la pompe, la capacité C de pompage de chaque étage, le nombre d'étages N , α_C le coefficient d'idéalité des capacités de pompage. Ce coefficient représente la perte de capacité due à l'implémentation des capacités de pompage en capacités métal-métal plutôt que métal-caisson, implémentation conditionnée par l'obligation structurelle de polariser à des potentiels non nuls les deux électrodes des capacités, le caisson étant polarisé à la masse en technologie CMOS. Afin de rendre compte de l'impossibilité de générer la tension en sortie à partir d'une tension trop faible, la fréquence suit une évolution linéaire par morceau et est nulle en dessous d'une valeur de tension V_{ON} paramétrable.

La puissance maximale extraite du générateur thermoélectrique est illustrée sur la figure 4.10 en fonction de la différence de température à ses bornes. Le saut situé juste en dessous de ΔT est une légère baisse en puissance récupérée due à la modification du nombre d'étages de pompage. La figure 4.11 illustre l'évolution du rendement de la pompe de charge en fonction du courant à sa sortie et ce pour plusieurs différences de température en entrée. Finalement, la figure 4.12 représente l'évolution temporelle de la tension aux bornes de la capacité en sortie de la pompe de charges.

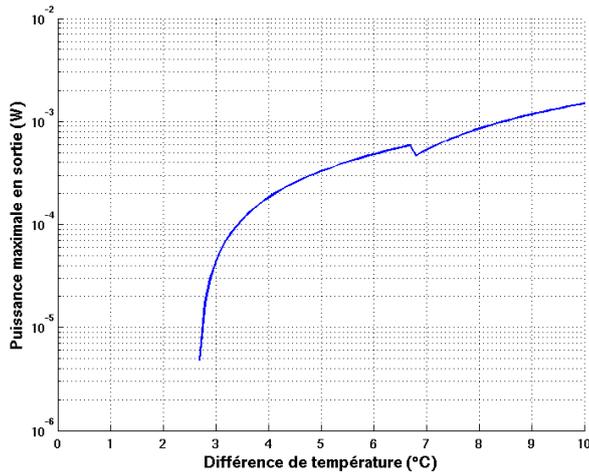


FIGURE 4.10 – Puissance maximale extraite en fonction de la différence de température

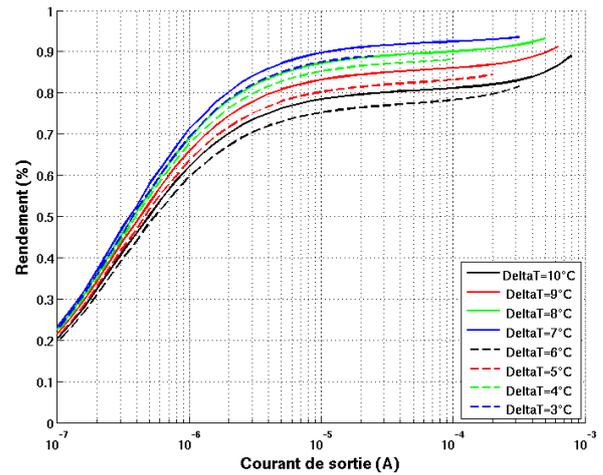


FIGURE 4.11 – Rendement du thermo-générateur en fonction du courant de sortie

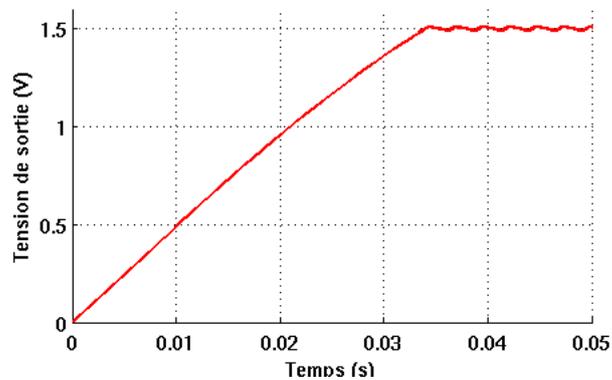


FIGURE 4.12 – Comportement du récupérateur d'énergie thermique

Le récupérateur d'énergie thermique complet est constitué d'un convertisseur DC/DC éleveur qui, lorsque la tension en sortie de la pompe de charge est supérieure à 1.5V, utilise l'énergie supplémentaire pour fournir de la puissance sur le chemin d'alimentation haute tension.

4.2.2 Convertisseurs de tension

Le transfert d'énergie entre les différentes entités de récupération, stockage et utilisation d'énergie, est réalisé par des convertisseurs de tension DC/DC. Ces convertisseurs peuvent être linéaires ou à commutation (cf. 3.2.1). Dans le cadre de la modélisation du système, l'intérêt est porté sur le rendement de ces convertisseurs en fonction du courant qui est tiré à leurs sorties.

Le régulateur linéaire : Ce type de convertisseur est modélisé par une boucle de rétroaction qui définit la valeur de la résistance du transistor ballast en fonction du seuil de tension à atteindre, de la tension d'entrée et du courant en sortie. Le modèle délivre d'une part la tension aux bornes de la capacité de sortie du convertisseur en fonction des courants la traversant et d'autre part le courant tiré sur son entrée en considérant une consommation active et en veille pour la boucle de contrôle en plus du courant traversant le transistor ballast. De plus, afin d'autoriser une utilisation dans un système actif, le modèle dispose d'une entrée permettant de couper l'apport de courant, simulant

ainsi l'arrêt du convertisseur. La figure 4.13 illustre l'évolution du rendement du convertisseur de tension linéaire en fonction du courant de sortie et pour différentes tensions d'entrée, et ce pour un seuil de tension de 1 volt et une consommation active de 1 microampère.

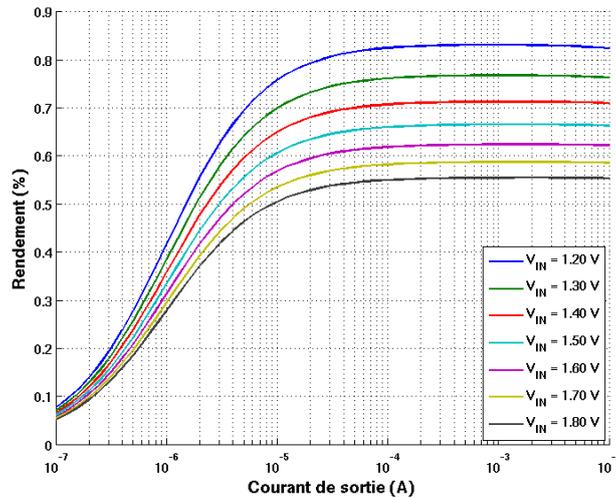


FIGURE 4.13 – Rendement du régulateur linéaire en fonction du courant de sortie

Étant maximal à forts courants quoique borné par le ratio V_{IN}/V_{OUT} , le rendement du convertisseur décroît pour des courants décroissants à cause de l'effet de la consommation de la boucle de régulation.

Le convertisseur SMPS : Les convertisseurs SMPS, qu'ils soient élévateurs ou abaisseurs, sont ici modélisés par un rendement en puissance η constant tel que

$$\eta = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} \quad (4.12)$$

qui fixe le courant entrant dans le convertisseur et la tension de sortie en fonction du courant sortant et de la tension d'entrée. En outre, les consommations, active et en veille, sont ajoutées au courant entrant, rendant le rendement effectif dépendant de la valeur du courant en sortie. La figure 4.14 illustre l'évolution du rendement du convertisseur SMPS en fonction du courant tiré sur sa sortie.

Les paramètres principaux du modèle sont le rendement maximal et les consommations, active et en veille, du convertisseur. Pour ce type de convertisseur, on a également une décroissance du rendement pour des courants de sortie décroissants due à la consommation interne du bloc.

4.2.3 Charges en puissance

Les capteurs, modules de communication et autres charges consommantes du système sont chacune modélisées par les paramètres suivants :

- Une période et une durée de fonctionnement : elles définissent l'utilisation de la charge au sein du scénario applicatif et permettent une grande souplesse en termes de variété d'applications simulées.
- Des consommations, active et en veille : elles caractérisent le budget énergétique de la charge par rapport au budget global de l'application.

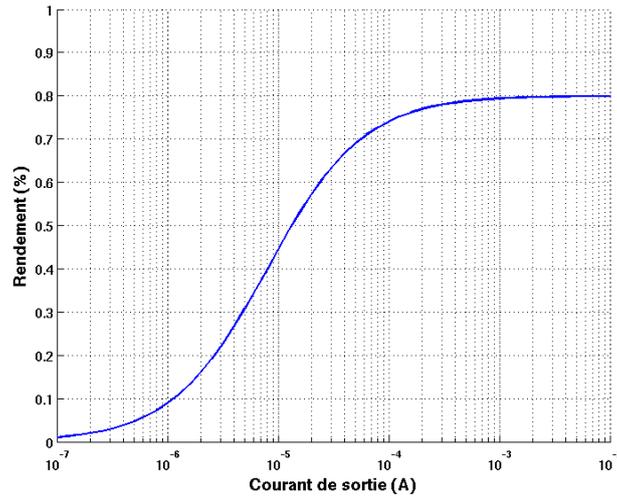


FIGURE 4.14 – Rendement du convertisseur SMPS en fonction du courant de sortie

- Une tension minimale de fonctionnement : elle permet de contraindre l'utilisation d'une charge et ainsi de valider la correction de l'algorithme de gestion des chemins qui gère l'apport d'énergie dans la capacité source qui alimente la charge.

Le modèle est ainsi scindé en deux entités. La première, énergétique, gère la consommation du bloc pendant les temps actifs et les temps de veille. La seconde, de contrôle, gère l'allumage de la charge en fonction du temps selon les contraintes imposées par le scénario applicatif. Ce contrôle consiste à satisfaire une durée et une période de fonctionnement sans tenir compte de l'énergie stockée dans la capacité source. Lorsque qu'une charge est ainsi allumée, le reste du modèle de l'architecture tâche de gérer l'apport d'énergie dans la capacité afin de maintenir une tension suffisante pour le fonctionnement des charges. Cette énergie provient en priorité des récupérateurs d'énergie mais peut aussi être extraite de la batterie dans le cas où aucune énergie n'est disponible dans l'environnement.

A la différence des charges haute tension, les charges basse tension n'ont pas de régulateur de tension interne qui leur permet d'être alimentées sur une gamme de tension. Elles sont ainsi accompagnées d'un convertisseur linéaire qui régule leur tension d'alimentation à partir de la tension de la capacité source.

4.2.4 Stockage d'énergie

Les éléments de stockage d'énergie sont modélisés électriquement avec un soin particulier pour leur comportement en fuite et en rendement de charge/décharge.

4.2.4.1 Condensateurs

Les condensateurs sont modélisés par leur capacité de stockage mais également par leur résistance parallèle de fuite. En effet, dans le cadre du stockage d'énergie pour l'alimentation de capteurs ou de modules de communication, l'ordre de grandeur des capacités mises en jeu peut être de dizaines voire de centaines de microfarads. Dans ce cas, le courant de fuite dans le condensateur ne peut être négligé, notamment lorsque les charges sont en veille. La relation fondamentale utilisée qui lie la tension V aux bornes du condensateur aux courants I_{IN} et I_{OUT} , respectivement entrant et sortant,

est la suivante

$$V = \frac{1}{C} \int (I_{IN} - I_{OUT} - \frac{V}{R_P}) \quad (4.13)$$

où C est la capacité du condensateur et R_P sa résistance parallèle de fuite.

4.2.4.2 Batterie

Le stockage de l'énergie à long terme est réalisé par une batterie électrochimique Lithium-Ion : la Varta ML1220. Le stockage énergétique et la pertinence de l'utilisation de différentes batteries dans le cadre du développement d'un nœud de capteurs communicant ont été étudiés lors de travaux de Master réalisés au CEA-Leti en 2010 [94]. Le choix de cette batterie a été réalisé pour différentes raisons :

- Une recharge sans contrainte soit à courant constant soit à tension constante.
- Une tension variant entre 2.9V et 3.4V, cohérente avec l'alimentation des charges externes.
- Un faible volume utile, 0.221 cm³
- Un courant de charge nominal de 200 μ A cohérent avec les puissances récupérées dans l'environnement.
- Un courant de décharge en pulse élevé, de 2 à 8 mA, permettant l'alimentation des modules de communication de laboratoire.

Un modèle électrique de ce type de batterie a été proposé par Rincon Morra [22] et prend en compte des effets électrochimiques majeurs impactant la tension aux bornes de la batterie en fonction du courant la traversant (Figure 4.15).

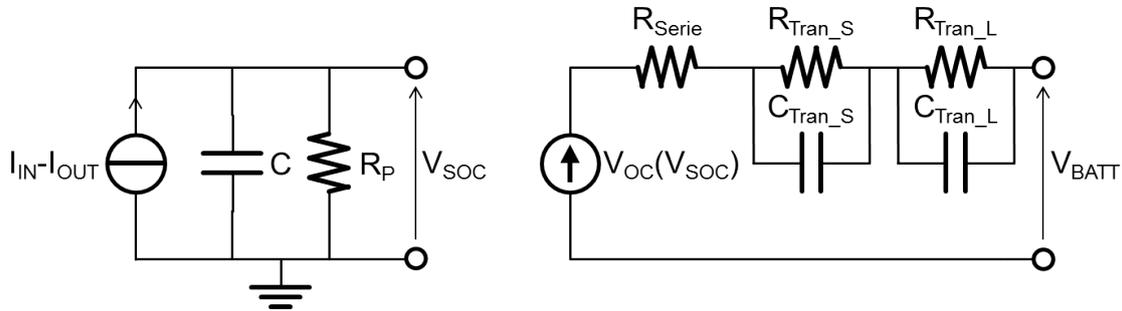


FIGURE 4.15 – Modèle électrique d'une batterie électrochimique selon [22]

Afin de fixer les valeurs des paramètres des couples RC et de la résistance série, une caractérisation de la batterie Varta ML1220 est réalisée par une charge complète et une décharge complète. L'évolution de la tension aux bornes de la batterie en fonction de l'état de charge est illustrée sur la figure 4.16 pour la charge et pour la décharge. Lors de cette caractérisation, le profil de courant en charge et en décharge est constitué de pulses au rapport cyclique proche de 1 qui permettent en plus de l'envoi ou de l'extraction de courant, de visualiser le comportement transitoire de la tension et ainsi de remonter aux paramètres recherchés. La simulation de la charge et de la décharge de la batterie est réalisée sur le modèle et l'évolution de la tension est également illustrée sur la figure 4.16.

Les comportements transitoires sont correctement retranscrits par le modèle. Il subsiste néanmoins une erreur de translation entre chacune des paires de courbes. Ce décalage provient d'un comportement chimique en réaction à la charge et à la décharge dont la constante de temps est

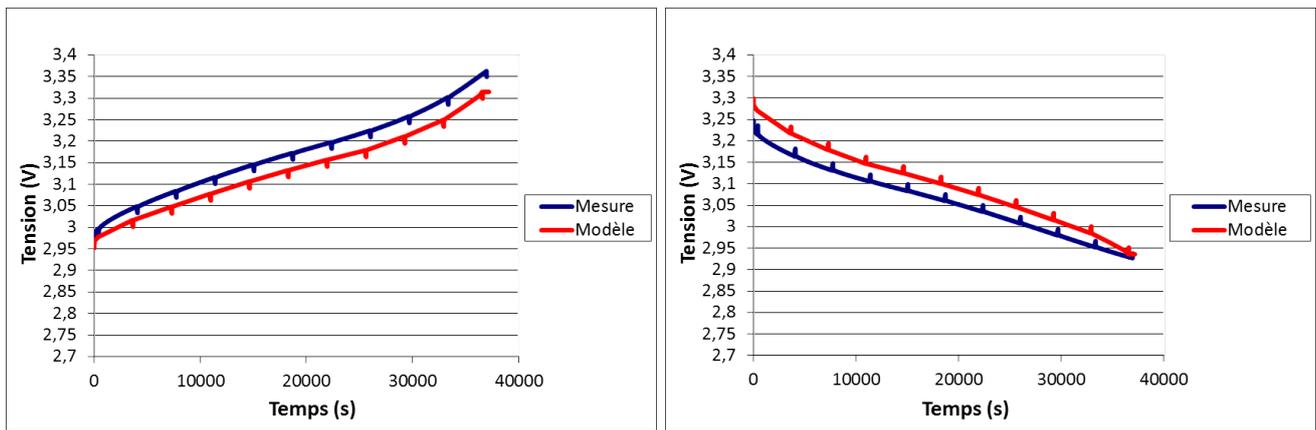


FIGURE 4.16 – Comparaison du modèle et des mesures des charge et décharge d’une batterie ML1220

très grande de l’ordre de la journée. Cette constante de temps modéliserait le retour à l’équilibre chimique au sein de la batterie mais n’est pas prise en compte dans ce modèle. Pour l’étude qui nous intéresse, cet ordre de grandeur temporel est trop grand et ne serait pas représenté dans les simulations. Ce modèle permet donc de refléter l’état de charge de la batterie, la réponse transitoire en tension, la capacité, la résistance interne d’accès et la perte de capacité lors de forts courants de décharge.

4.3 Étude de pertinence sur l’utilisation du chemin direct à haut rendement

L’objectif de cette étude est de valider, grâce aux modèles présentés dans la section précédente, l’intérêt de l’utilisation d’une architecture à chemins d’alimentation multiples pour la gestion de puissance dans un nœud de capteurs communicant fonctionnant à un ordre de grandeur de puissance moyenne de la centaine de microwatts. Un modèle global d’architecture est mis en place et est capable de se comporter comme une architecture classique mais également comme une architecture à chemins d’alimentation multiples. En plus de la validation de l’utilisation d’une telle architecture, cette étude permettra de tirer des conclusions sur la structure de contrôle nécessaire au fonctionnement efficace du système d’alimentation dans un réseau de capteurs sans fil.

4.3.1 Modèle complet pour l’analyse des gains d’une architecture à chemins d’alimentation multiples

A partir de la structure de l’architecture de la figure 4.2, un modèle Simulink® basé sur deux récupérateurs d’énergie est développé (Figure 4.17). Il inclut des interrupteurs qui permettent de restructurer l’architecture afin de passer d’une structure classique à chemin d’alimentation indirect unique à une structure innovante à chemins d’alimentation multiples.

Le modèle comprend les éléments principaux suivants :

- Les récupérateurs photovoltaïque (PV) et thermoélectrique (TEG) : les récupérateurs PV et TEG prennent en entrée énergétique respectivement une irradiance en Sun et une différence de température en degré Celsius. En fonction des courants tirés sur leurs sorties, les tensions sur leurs sorties LV et HV sont calculées et peuvent être utilisées afin de transférer de l’énergie au système.

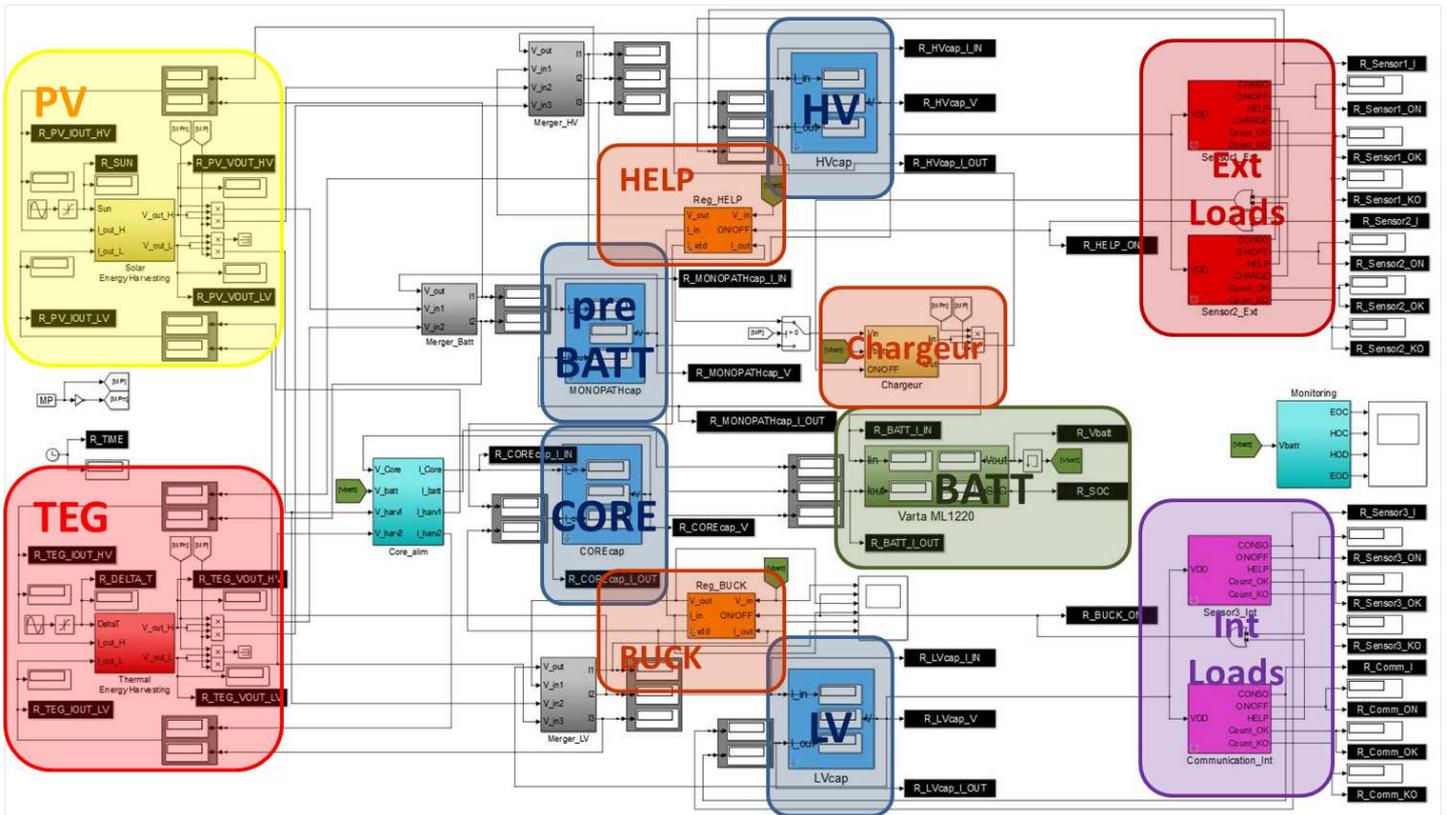


FIGURE 4.17 – Modèle complet pour la comparaison d'architectures

- Les charges internes (INT) et externes (EXT) : les charges consommantes, respectivement internes et externes, de l'application du nœud de capteurs communicant sont branchées directement sur les capacités de stockage respectivement LV et HV.
- La batterie Varta ML1220 (BATT), son chargeur (Chargeur) et les capacités de stockage intermédiaire (LV et HV) : ce sont les éléments de stockage d'énergie du système.
- Les convertisseurs abaisseurs (BUCK et HELP) : ces convertisseurs de tension permettent de transférer l'énergie de la batterie vers les capacités de stockage LV et HV en fonction des besoins de l'application.
- La capacité de cœur (CORE) : cette capacité fournit l'énergie nécessaire au fonctionnement des blocs internes à l'architecture de gestion de puissance. Elle est alimentée en énergie par les récupérateurs ou la batterie en fonction de l'énergie récupérée dans le cas de l'architecture à chemins d'alimentation multiples et uniquement par la batterie dans le cas de l'architecture à chemin d'alimentation indirect.
- La capacité de charge (pre BATT) : utilisée uniquement dans le cas de l'architecture à chemin d'alimentation indirect, cette capacité fait office de tampon énergétique en sortie des récupérateurs d'énergie. Cette réserve d'énergie permet de recharger la batterie avec un profil de courant lissé qui réduit les variations de tension rapides dues à la réponse électrochimique du composant aux variations de courant.

Dans le cas de l'architecture à chemins d'alimentation multiples, les récupérateurs ont leurs sorties directement branchées sur les capacités de stockage intermédiaires, ce qui permet d'implémenter le chemin d'alimentation direct. A contrario, dans le cas d'un chemin d'alimentation indirect unique, les sorties basse tension des récupérateurs ne sont pas branchées et leurs sorties haute tension sont

branchées sur la capacité de charge. L'énergie récupérée passe ainsi obligatoirement par la batterie avant d'être distribuée vers les capacités LV et HV et le rendement est alors dégradé par les conversions de tension, superflues si cette énergie avait pu être transmise par le chemin d'alimentation direct.

4.3.2 Gain sur le rendement énergétique

Les simulations réalisées testent le fonctionnement du système pour les deux types d'architecture, et ce pendant une période de 5 minutes. La batterie est initialement chargée à 40% et les capacités sont déchargées afin de ne privilégier aucune des deux configurations. L'énergie proposée en entrée du système est cyclique de telle manière qu'il y ait une période de récupération pour chacun des récupérateurs mais aussi une période creuse sans récupération d'énergie. Le scénario applicatif servant d'exemple est détaillé dans le tableau 4.1.

	Sensor1 EXT	Sensor2 EXT	Sensor3 INT	Communication INT
I_{ON}	100 μ A	50 μ A	2 mA	10 mA
I_{OFF}	100 nA	100 nA	1 μ A	100 nA
Période (s)	4	0.6	0.8	1
Durée (ms)	10	50	20	10

TABLE 4.1 – Tableau récapitulatif des caractéristiques applicatives pour les charges du système

L'évolution de l'état de charge de la batterie est illustrée en figure 4.18 pour différents cas énergétiques. A la fin de la période simulée, l'état de charge de la batterie est dans tous les cas plus élevé pour l'architecture à chemins d'alimentation multiples. En effet, si l'évolution des deux états de charge est similaire durant les périodes sans énergie disponible dans l'environnement, c'est durant les périodes de récupération d'énergie que leurs évolutions se différencient. Grâce à l'utilisation du chemin direct, un meilleur rendement en puissance est possible pour l'alimentation des charges et la batterie est alors moins sollicitée.

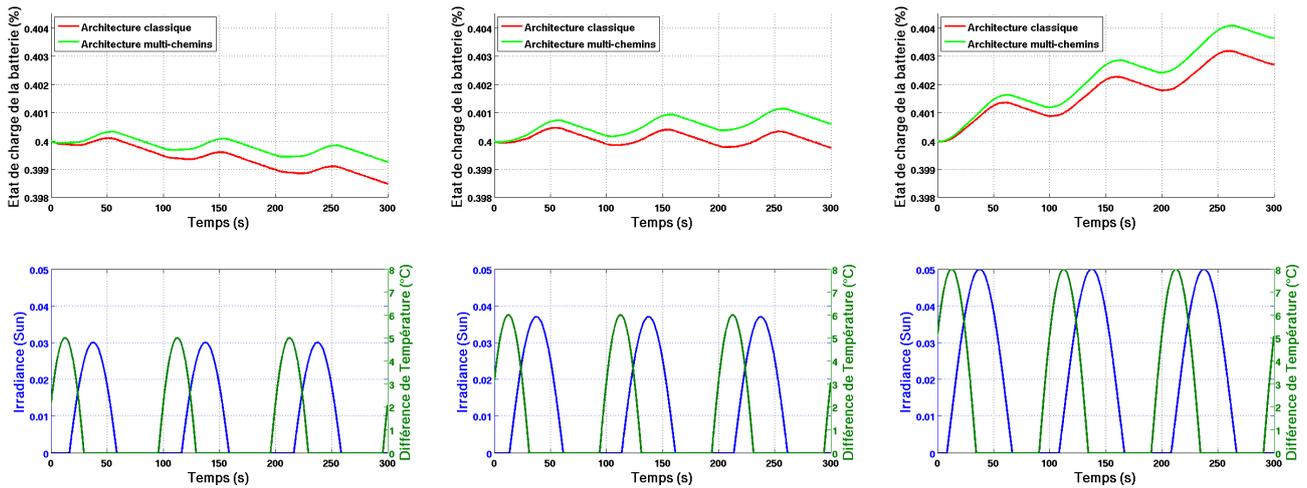


FIGURE 4.18 – Résultats de cosimulation

De plus, il est remarquable de voir que l'utilisation de récupérateurs de multiples énergies permet en l'occurrence de bénéficier plus souvent de l'utilisation du chemin direct, ce qui accroît la

pertinence de l'architecture à chemins d'alimentation multiples pour la gestion de puissance dans les systèmes multi-sources. En conséquence, le système obtient plus de robustesse aux variations énergétiques de l'environnement et plus d'adaptabilité aux environnements énergétiques variés.

4.3.3 Implication sur le contrôle

Ce modèle est spécifique à l'aspect énergétique du fonctionnement d'une architecture de puissance. Néanmoins, la consommation du contrôle de l'architecture est considérée comme nulle dans cette étude. Certains points de contrôle sont présents dans les deux types d'architecture, comme l'allumage des convertisseurs qui transfèrent l'énergie de la batterie dans les capacités de stockage intermédiaires lors d'un besoin énergétique supplémentaire d'une charge. Malgré ces fonctionnalités communes, le contrôle supplémentaire introduit par l'ajout du chemin d'alimentation direct pourrait impacter les gains énergétiques réalisés grâce à la structure avancée de l'architecture. Les fonctions additionnelles conséquentes de l'architecture à chemins d'alimentation multiples sont le choix du chemin direct ou du chemin indirect et le basculement entre ces chemins en fonction de l'énergie stockée dans les capacités intermédiaires et dans la batterie. Ces mécanismes de contrôle des multiples chemins d'alimentation doivent ainsi être réalisés par un module dont la consommation est négligeable par rapport à la consommation moyenne des charges consommantes du système.

4.4 Conclusion

Grâce à l'utilisation d'un chemin d'alimentation direct entre les sources et les charges, il est possible d'améliorer le rendement énergétique global d'un système qui récupère l'énergie nécessaire à son fonctionnement dans l'environnement. Une telle architecture est pertinente pour la gestion d'énergie dans les systèmes tels que les nœuds de capteurs communicants car l'environnement énergétique faible impacte fortement l'application. Un rendement optimisé peut être obtenu grâce à elle, ce qui réduit les contraintes énergétiques et permet d'envisager des durées de vie accrues pour les systèmes grâce à l'énergie supplémentaire stockée dans la batterie. La structure avancée de l'architecture induit une consommation accrue qui doit par conception rester faible par rapport aux puissances moyennes envisagées pour les applications. La complexité de l'architecture accroît donc les contraintes de budget énergétique pour la conception des différents blocs par rapport à une architecture classique pour un budget énergétique applicatif donné.

Lorsque de l'énergie est récupérée dans l'environnement, l'architecture est capable d'utiliser le chemin direct afin d'optimiser le rendement en puissance de l'alimentation des charges. Les deux problématiques qui apparaissent alors sont les suivantes :

- Comment réaliser le contrôle de cette architecture pour un budget énergétique négligeable devant les puissances moyennes mises en jeu ?
- Est-il possible d'améliorer le rendement énergétique de l'architecture et donc le comportement du système durant les phases où peu voire aucune énergie n'est récupérée dans l'environnement ?

Afin de répondre à ces questions, le chapitre suivant traite de la stratégie de contrôle de l'architecture de puissance qui permet de gérer l'énergie au sein du système.

Contrôle numérique sur événements

Les différents blocs fondamentaux d'un nœud de capteurs communicant incluent une interface de contrôle numérique afin de configurer leurs fonctionnalités, de fournir et de recevoir des données. Une architecture de gestion d'alimentation complexe proposant plusieurs chemins d'alimentation doit également contenir une interface de contrôle permettant une adaptabilité aux contraintes applicatives. Ces interfaces de contrôle sont constituées de signaux de commande qui permettent d'interagir simplement avec l'architecture de transfert d'énergie et qui autorisent ainsi la définition d'une application pour le nœud de capteurs communicant. Cette application, qui agit conventionnellement sur les parties capteurs, traitement de données et communication, peut également s'interfacer avec la partie de gestion d'alimentation afin d'inclure les informations énergétiques au fonctionnement du système. La figure 5.1 illustre la présence du contrôle numérique au sein d'un système de capteurs communicant ainsi que les interactions entre les différentes entités de contrôle.

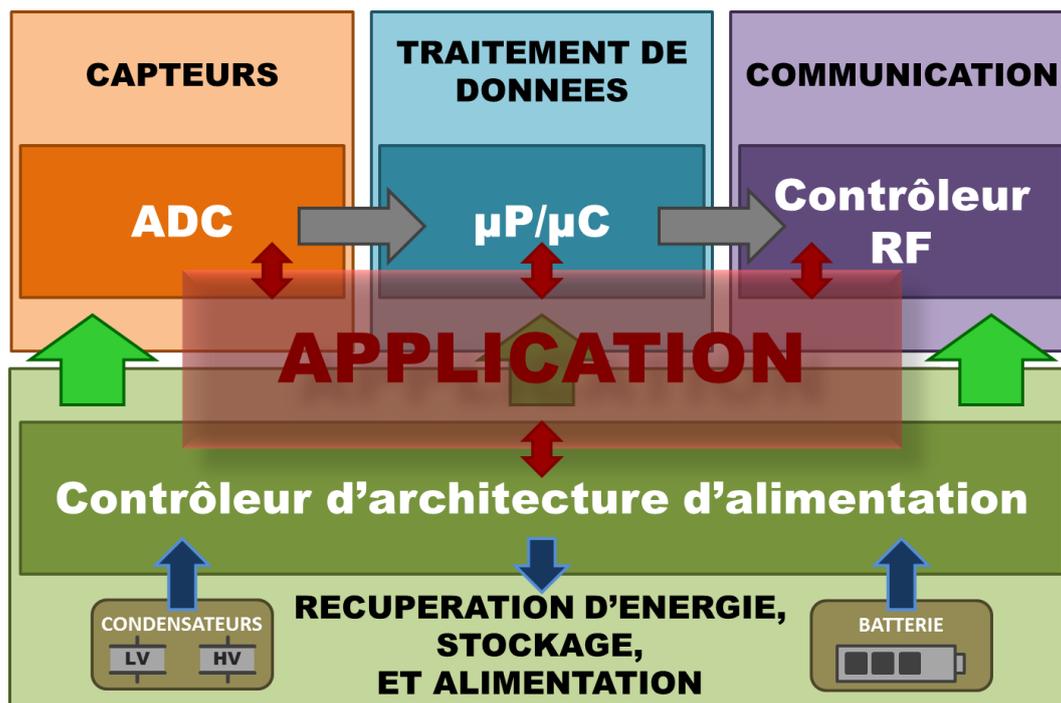


FIGURE 5.1 – Entités de contrôle d'un nœud de capteurs communicant

Dans ce chapitre, le contrôle d'architecture d'alimentation est présenté, d'une part son interaction avec le contrôle applicatif et d'autre part celle avec l'architecture de gestion de puissance. En effet, le rôle du contrôleur d'alimentation au sein du système de capteurs a deux facettes principales :

- Configurer les chemins de puissance de l'architecture d'alimentation en fonction du scénario applicatif et de l'état énergétique du système.

- Adapter les chemins de puissance en fonction des variations énergétiques environnementales.

Premièrement, ceci implique une interaction avec le contrôleur applicatif afin de transmettre l'information sur l'utilisation des charges et donc de leur consommation. Deuxièmement, l'interaction avec l'architecture de puissance permet d'être informé sur l'état énergétique du système mais aussi sur les variations énergétiques provoquées par l'environnement.

Afin de détailler ces différents aspects de contrôle, le chapitre est divisé en cinq sections. Développant l'interface entre le contrôleur d'alimentation et l'architecture de gestion de puissance, la première section aborde la manière dont sont extraites les informations énergétiques de l'architecture de gestion de puissance pour être envoyées vers le contrôleur numérique. Détaillant l'interface entre le contrôleur d'alimentation et le contrôleur applicatif, la seconde section présente les différents types de requêtes d'alimentation utilisables depuis l'application vers le nœud de capteurs communicant. Les bases algorithmiques qui permettent au contrôleur applicatif de bénéficier des optimisations de rendement énergétique de l'architecture sont ensuite évoquées. Elles autorisent un contrôle applicatif réaliste, c'est à dire la programmation d'un scénario applicatif viable, contraint par une qualité de service minimale, mais qui bénéficie d'une adaptabilité accrue à l'environnement afin d'optimiser le rendement énergétique global du système. Pour parfaire l'approche événementielle donnée au contrôleur d'alimentation, la quatrième section présente les techniques de communication numérique asynchrones qui autorisent un fonctionnement totalement événementiel du contrôleur. Enfin, la dernière section aborde le choix de la logique asynchrone Quasi Insensible aux Délais (QDI) en présentant les principes théoriques fondamentaux et des exemples basiques.

5.1 Monitoring de l'énergie

Dans ce mémoire de thèse, l'utilisation de l'anglicisme « monitoring » fait référence au contrôle dans son sens de surveillance voire de vérification. A contrario, on utilisera le mot « contrôle » dans son sens de maîtrise, de direction voire de configuration.

Cette section aborde ainsi le monitoring de l'énergie au sein de l'architecture de gestion de puissance. Ce monitoring permet d'extraire les informations sur l'état énergétique des différents chemins d'alimentation et des entités de stockage et donc de dresser l'état énergétique du système.

5.1.1 Principe de monitoring sur seuils de tension

Afin d'alimenter le fonctionnement d'une tâche comme la mesure d'un paramètre physique, le traitement d'un jeu de données ou la communication de résultats sur le réseau, le système a besoin d'une quantité d'énergie quasi fixe. En effet, dans cette réflexion, nous considérerons par exemple qu'une communication sans fil de données consomme une quantité d'énergie fixe même si en réalité les aléas environnementaux peuvent engendrer une répétition de l'envoi suivant le protocole de communication utilisé. Malgré ces variations, il est toujours possible de convenir d'un pire cas et de définir une quantité d'énergie donnée dédiée à la réalisation intégrale d'une tâche au sein du système de capteurs.

Présentée au chapitre précédent, l'architecture de gestion de puissance possède des capacités de stockage sur ces sorties. En plus du budget énergétique fini, les tâches consommantes ont, pour des raisons évidentes liées au fonctionnement des systèmes électroniques, des contraintes de tension

minimale d'alimentation et de puissance consommée. Leur exécution par alimentation depuis ces capacités permet de s'abstraire, au moins théoriquement, des contraintes de puissance grâce à l'utilisation de l'énergie stockée dans la capacité de stockage. On a alors

$$E_{TASK} = \frac{1}{2}C(\Delta V)^2 = \frac{1}{2}C(V_{INIT} - V_{MIN})^2 \quad (5.1)$$

qui met en relation le budget énergétique E_{TASK} d'une tâche avec la valeur de la capacité C de stockage, V_{MIN} la tension minimale de fonctionnement de la charge consommante et V_{INIT} la tension dans la capacité de stockage au moment où la tâche démarre.

Grâce à cette relation entre tension et énergie, l'état énergétique d'une capacité et la possibilité d'alimenter correctement une tâche avec l'énergie stockée en son sein peuvent être déterminés par le monitoring de la tension aux bornes de ladite capacité. Les paramètres à définir en fonction de E_{TASK} sont la valeur C de la capacité qui détermine la quantité d'énergie pouvant être stockée et la tension V_{INIT} . Plus la capacité C est grande, moins la tension V_{INIT} doit être élevée mais plus les fuites risquent d'être élevées à cause de la difficulté de réaliser des capacités de forte valeur sans fuite. Néanmoins, plus V_{INIT} est proche de V_{MIN} , plus le monitoring de la tension devra être précis. En pratique, il est plus facile de définir un V_{INIT} cohérent avec la précision des blocs de monitoring, et ensuite de déterminer la capacité adéquate à brancher en sortie afin de permettre l'alimentation correcte de la charge.

En ce qui concerne le monitoring de l'état énergétique de la batterie, le chapitre 3 a évoqué le comportement de la tension aux bornes d'une batterie en fonction de son état de charge. Même théoriquement, c'est à dire sans compter les effets d'intégration des batteries électrochimiques, la variation de la tension à ses bornes est indéniable et il est donc possible d'en extraire des informations sur son état de charge.

Afin de permettre au système de gérer de nombreuses charges consommantes, il est alors théoriquement nécessaire de considérer un V_{INIT} pour chaque charge, à V_{MIN} constant. Néanmoins, à cause de la complexité qu'engendrerait un tel choix, il est plus adéquat de regrouper les charges en considérant un minimum de seuils V_{INIT} à monitorer. Le jeu de V_{INIT} peut ainsi être également défini en fonction des contraintes de monitoring comme la consommation ou la surface de circuit occupée. Les charges sont ainsi regroupées dans des catégories en fonction du V_{INIT} qui leur correspond le mieux, c'est à dire en fonction du V_i immédiatement supérieur au V_{INIT} qui leur serait nécessaire (avec V_i faisant partie du jeu de seuils de tension monitorés). Pour des tâches qui doivent s'exécuter en même temps et sur la même sortie, une solution simple est de considérer une tâche combinée qui est l'image des deux tâches, notamment avec une énergie totale qui est la somme des deux énergies et la tension minimale totale qui est la plus grande des deux tensions minimales.

Le monitoring de l'énergie au sein du nœud de capteurs communicant peut ainsi être réalisé en utilisant l'information sur la tension aux bornes des différents éléments de stockage d'énergie présents dans l'architecture. Pour que l'exécution des tâches soit efficace, il est alors nécessaire de pouvoir monitorer le ou les seuils V_{INIT} définis et le seuil limite V_{MIN} qui indique la limite de fonctionnement des tâches. Deux méthodes de monitoring de tension sont utilisées dans le cadre du développement du contrôle d'alimentation.

5.1.2 Monitoring actif

Considérons l'exemple d'une tension qui évolue et de seuils de tension qui permettent de la quantifier. Ces seuils de tension peuvent être les multiples d'un quantum élémentaire comme dans le cas classique d'un ADC, mais peuvent également être plus généralement des seuils de tension significatifs pour l'extraction d'information de la tension.

Le monitoring de tension actif est défini par la surveillance de la tension lors d'événements temporels, comme par exemple le front montant d'un signal d'horloge. Dans l'exemple simpliste de la figure 5.2, la tension est échantillonnée à intervalles réguliers, sa position par rapport aux seuils de tension est analysée et l'information est numérisée afin d'être utilisable par le contrôleur numérique.

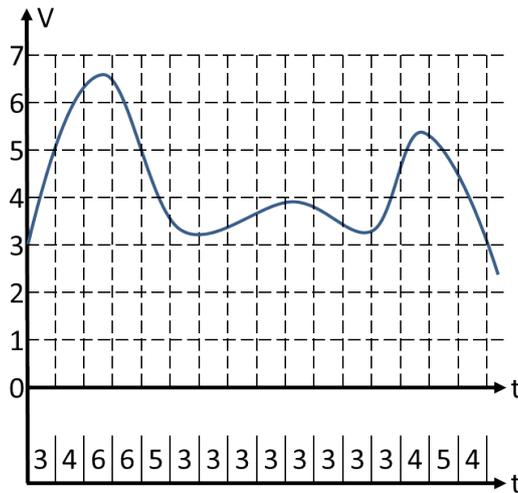


FIGURE 5.2 – Principe de monitoring actif d'une tension

Cette méthode de monitoring de tension est telle que le système de monitoring ne surveille la tension à évaluer que lors des échantillonnages. Le système retourne en veille entre chaque échantillonnage, ce qui réduit grandement ses besoins énergétiques, notamment lorsque la fréquence d'échantillonnage du signal est faible. A fortiori, la consommation énergétique de l'échantillonnage peut être accrue afin d'optimiser la résolution de la conversion numérique, au prix d'un accroissement du budget énergétique moyen, accroissement qui peut être moindre par rapport au gain en résolution si la consommation énergétique en mode veille reste inchangée.

Le mécanisme d'échantillonnage est indépendant de la valeur du signal à monitorer, mais des comportements surconsommants ou approximatifs peuvent avoir lieu. Plus généralement, cette méthode de monitoring est optimale lorsque la fréquence d'échantillonnage et le signal sont adaptés. Lorsque le signal varie plus vite, il est possible de perdre de l'information, comme sur la figure 5.2 lorsque le code de sortie passe de 4 à 6 sans passer par 5. A contrario, lorsque le signal varie plus lentement, comme la succession de 3 sur la même figure, le code de sortie redondant induit des échantillonnages inutiles, ce qui équivaut à une consommation additionnelle. La fréquence d'échantillonnage est traditionnellement dimensionnée par rapport à la variation la plus rapide du signal, afin d'assurer l'intégrité du code de sortie.

En termes de consommation, cette méthode est plus adaptée à des signaux qui varient peu et qui peuvent être échantillonnés plus rarement sans perte d'information, ce qui est bien adapté à la tension de batterie (cf. 5.3.2).

5.1.3 Monitoring passif

A l'inverse de la méthode active, le monitoring de tension passif ne réalise pas d'échantillonnage du signal d'entrée et ne nécessite donc aucune excitation extérieure. Toujours dans l'objectif de quantifier un signal d'entrée par rapport à des seuils de tension, cette technique de monitoring est asynchrone par nature et les codes numériques de sortie sont générés à chaque fois que le signal à monitorer croise un des seuils.

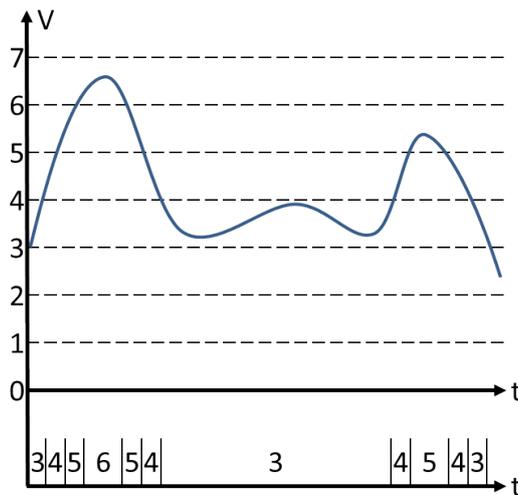


FIGURE 5.3 – Principe de monitoring passif d'une tension

En reprenant l'analogie précédente, dans ce cas de monitoring, le système surveille constamment le signal et génère un nouveau code de sortie à chaque croisement de seuil. Le code de sortie représente alors exactement le signal à monitorer et ses variations. Néanmoins, le système de monitoring n'entre jamais en veille et sa consommation peut s'avérer conséquente si la résolution du code de sortie est grande. Cette technique est en outre complexe à implémenter dans un environnement synchrone car la fréquence de sortie est dépendante du signal à monitorer et peut ainsi être une contrainte pour la fréquence de fonctionnement d'un contrôleur synchrone qui voudrait recevoir ses informations sans perte. En termes de consommation, cette méthode est ainsi plus adaptée à des signaux qui varient beaucoup, comme la tension aux bornes des capacités, permettant au système de monitoring de ne pas surveiller le signal inutilement (cf. 5.3).

Ces deux méthodes de monitoring vont permettre d'extraire l'information des tensions aux bornes des éléments de stockage d'énergie dans l'architecture de gestion de puissance. Alors que le monitoring passif est par nature événementiel, le monitoring actif peut être rendu pseudo événementiel en ne propageant le code de sortie que lorsque celui-ci change. Les consommations des systèmes implémentant ces techniques seront étudiées dans la partie III présentant leur implémentation.

5.2 Requêtes d'alimentation

Comme l'illustre la figure 3.18, le profil de fonctionnement d'un nœud de capteurs communicant consiste en des phases d'exécution de tâches séparées par des périodes de veille. Ce comportement s'explique d'une part par la supériorité de la puissance des modules en fonctionnement par rapport à la puissance récupérée dans l'environnement. D'autre part, il n'est pas nécessaire dans le cadre du développement de réseau de capteurs sans fil, de considérer par exemple un module de communication constamment allumé car il n'y aurait probablement pas suffisamment de données à envoyer avec ce module. Considérant que l'alimentation des charges est réalisée sur une capacité de stockage, deux stratégies sont alors envisageables au sein de l'architecture de gestion d'alimentation pour l'apport d'énergie dans cette capacité :

Stratégie décorrélée : Cette méthode consiste à décorréler totalement le contrôle de l'architecture de puissance du reste du système en maintenant constamment la tension minimale d'utilisation des éléments au sein de la capacité d'alimentation. Cette technique supprime tout besoin de contrôle entre l'application et l'alimentation, qui utilise au mieux l'énergie récupérée pour remplir la capacité voire la batterie. Le principal inconvénient de cette méthode est que le chemin indirect à faible rendement est utilisé pour maintenir la tension aux bornes de la capacité de stockage, même quand les éléments consommants sont en veille.

Stratégie adaptée : Cette méthode revient à couper l'apport d'énergie de la batterie quand le système de capteurs n'a pas besoin d'énergie. Il s'agit alors de faire appel à l'architecture de puissance lorsque l'application prévoit l'allumage d'une ou plusieurs tâches afin de maintenir la tension aux bornes de la capacité d'alimentation. Cet apport peut venir de la batterie si la puissance récupérée dans l'environnement devient trop faible. Cette méthode permet un contrôle plus fin des chemins d'alimentation. En effet, la tension n'est pas maintenue dans la capacité et les fuites d'énergie sont alors réduites pendant les périodes de veille. Néanmoins, cette technique nécessite une interface de contrôle qui autorise les appels du contrôleur applicatif au contrôleur d'alimentation.

Considérant une gamme de scénarios applicatifs variés, l'utilisation de la stratégie adaptée permet d'optimiser le rendement énergétique du système complet lorsque les modules ne sont pas continuellement en fonctionnement, ce qui est vraisemblablement le cas de la grande majorité des scénarios applicatifs réalistes. Lorsque le système est en veille et sans aucune contrainte d'alimentation, l'architecture de gestion de puissance tend à remplir les capacités avec l'énergie récupérée dans l'environnement, c'est le chemin direct, et recharge la batterie avec l'énergie en excès s'il y en a, c'est le chemin indirect. Il est néanmoins naturel de stocker l'énergie excédentaire dans la batterie et cette énergie pourra être utilisée pendant les périodes de famine énergétique. Si aucune énergie n'est récupérée dans l'environnement, les capacités tendent à rester vides et la batterie n'est pas rechargée. Pour que le contrôleur applicatif puisse décider du moment auquel il lance l'exécution des tâches en ayant une alimentation maîtrisée, il utilise des requêtes d'alimentation. La tension aux bornes des capacités est alors maintenue afin d'assurer le fonctionnement correct des tâches.

Comme le contrôleur applicatif est à priori contraint par un service à fournir, il utilise régulièrement les requêtes d'alimentation afin d'alimenter convenablement les éléments du nœud de capteurs communicant. Comme l'énergie récupérée dans l'environnement n'est pas corrélée à cette

périodicité de l'application, l'énergie dans les capacités au moment où la tâche doit s'exécuter peut être faible. Dans ces conditions, la batterie peut être amenée à fournir l'énergie manquante au bon déroulement de la tâche et c'est alors le chemin d'alimentation indirect qui est utilisé. En plus du mécanisme de requête d'alimentation simpliste, appelé « immédiat », un mécanisme événementiel dit « opportuniste » est proposé pour permettre à l'alimentation de la charge consommante de se faire uniquement avec le chemin direct, c'est à dire directement et uniquement avec de l'énergie récupérée dans l'environnement. Ce mécanisme induit un retard sur l'exécution de la tâche mais permet une alimentation à rendement énergétique optimal. Le choix d'un de ces mécanismes revient à réaliser un compromis entre la « qualité de service », qui spécifie une périodicité de tâche fixée, et une exécution énergétiquement optimale, dite « best effort », qui privilégie le bilan énergétique global de l'application. Cette section présente ces deux mécanismes de requêtes d'alimentation et propose une utilisation du mécanisme opportuniste pour implémenter une adaptation matérielle de la périodicité d'une application par rapport à l'environnement énergétique.

5.2.1 Requêtes d'alimentation immédiates

L'alimentation dite « immédiate » est le mécanisme le plus intuitif qui met en œuvre l'exécution d'une tâche au sein d'un système de capteurs communicant. Le scénario applicatif définit une période de fonctionnement pour les éléments du système comme les capteurs. Régulièrement, la tâche doit ainsi être effectuée et le contrôleur applicatif requiert une alimentation immédiate de la charge en puissance sur une capacité de stockage. Comme évoqué précédemment, le niveau d'énergie dans cette capacité étant dépendant de l'énergie récupérée dans l'environnement, la tension à ses bornes peut être quelconque et la batterie peut être amenée à fournir l'énergie manquante pour assurer le bon fonctionnement de la charge. L'évolution de la tension dans la capacité pour une requête d'alimentation immédiate est illustrée sur la figure 5.4.

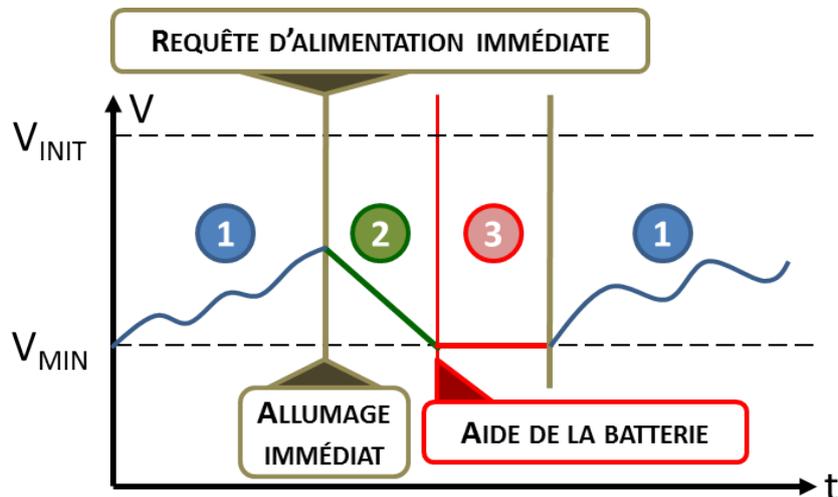


FIGURE 5.4 – Schéma de fonctionnement avec une requête immédiate

Cet exemple de fonctionnement est basé sur le fait que la capacité de stockage est telle qu'il existe une tension V_{INIT} telle que l'énergie stockée dans la capacité entre les tensions V_{INIT} et V_{MIN} , la tension minimale de fonctionnement d'une tâche, permet l'exécution complète et correcte de cette tâche. L'évolution de la tension aux bornes de la capacité de stockage peut être divisée en 3

phases :

1. Lorsque le système est en veille, la capacité tend à se remplir grâce à la récupération d'énergie.
2. L'application détermine qu'il est temps d'exécuter une tâche et envoie une requête d'alimentation immédiate. L'allumage est immédiat et la tâche s'exécute alors en consommant l'énergie stockée dans la capacité, énergie qui vient directement de la récupération d'énergie grâce au chemin direct et son rendement en puissance accru.
3. Lorsque la tension aux bornes de la capacité atteint la tension minimale de fonctionnement, le système allume le chemin de puissance qui consiste à maintenir la tension aux bornes de la capacité avec l'énergie stockée dans la batterie, au prix d'un rendement en puissance réduit.

Bien que cet exemple considère une tension située entre V_{MIN} et V_{INIT} au moment où l'application requiert l'exécution de la tâche, il s'agit du cas de fonctionnement le plus simple. En pratique, si la tension aux bornes de la capacité de stockage est inférieure à V_{MIN} sa tension minimale de fonctionnement, la batterie est directement mise à contribution afin d'accroître la tension de la capacité jusqu'à ce qu'elle vaille V_{MIN} . La charge est alors allumée et la batterie est utilisée tout au long de l'exécution de la tâche afin de maintenir une tension correcte de fonctionnement aux bornes de la capacité.

Malgré l'utilisation d'une architecture à chemins d'alimentation multiples permettant un rendement en puissance accru grâce aux chemins d'alimentation directs, le mécanisme classique d'allumage des tâches sur contraintes purement applicatives peut mener à un comportement de transfert de puissance inefficace à cause de la nécessité de faire appel à la batterie pour maintenir une tension minimale de fonctionnement d'une tâche. Ce comportement est une conséquence de la décorrélation entre les apports d'énergie extraite de l'environnement et le scénario applicatif du système de capteurs communicant.

5.2.2 Requêtes d'alimentation opportunistes

Une solution à ce problème de décorrélation consiste à assouplir les contraintes temporelles amenées par le scénario applicatif et à accentuer les contraintes énergétiques reflétés de la récupération d'énergie. Le rendement énergétique de l'alimentation d'une tâche peut être accru si son alimentation utilise au mieux le chemin d'alimentation direct à haut rendement. Au contraire de leurs consœurs immédiates qui sont uniquement contraintes par le temps, les requêtes d'alimentation opportunistes sont basées principalement sur des contraintes énergétiques. Lorsqu'une telle requête est émise par le contrôleur applicatif, le contrôleur d'alimentation attend que l'énergie soit suffisante au sein de la capacité avant d'autoriser l'exécution de la tâche. L'évolution de la tension aux bornes de la capacité induite par ce mécanisme est illustrée sur la figure 5.5.

Dans cet exemple, les phases de fonctionnement sont les suivantes :

- 1a. Le système est en veille et l'énergie récupérée dans l'environnement est utilisée pour remplir la capacité de stockage.
- 1b. Lorsque l'application émet une requête d'alimentation opportuniste, l'autorisation d'exécuter la tâche est mise en attente par le contrôleur d'alimentation jusqu'à ce que la tension aux bornes de la capacité de stockage ait atteint la tension V_{INIT} .
2. Lorsque cette tension est atteinte, l'allumage de la charge est autorisé par le contrôleur d'alimentation et la tâche s'exécute en consommant l'énergie stockée dans la capacité, énergie entièrement transférée par le chemin d'alimentation direct à haut rendement.

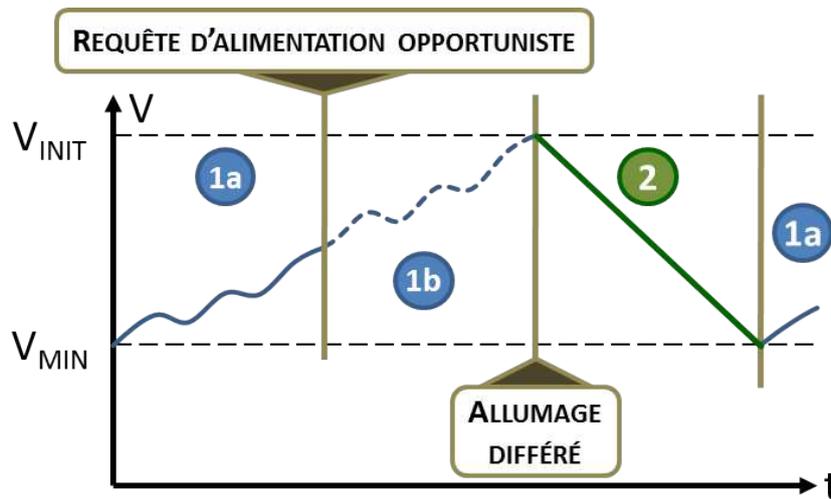


FIGURE 5.5 – Schéma de fonctionnement avec une requête opportuniste

Ce mécanisme de fonctionnement permet de n'utiliser que l'énergie récupérée transférée via le chemin direct qui propose un haut rendement en puissance. Néanmoins, bien que les gains énergétiques soient indéniables, le scénario applicatif est temporellement « bouleversé » par les attentes énergétiques qui surviennent lors des requêtes d'alimentation opportunistes et la périodicité de l'exécution de la tâche s'en trouve affectée.

5.2.3 Adaptation dynamique de la période applicative

Grâce à ces requêtes d'alimentation, il est possible d'influer sur le comportement du système de capteurs en privilégiant dans un sens la précision de l'exécution du scénario et dans l'autre le rendement et la consommation énergétique. Il est ainsi possible d'adapter la période de fonctionnement de la tâche en fonction de l'état énergétique du système. Afin d'illustrer l'utilisation de ces deux types de requêtes d'alimentation, un système simple à chemins d'alimentation multiples est considéré (cf. figure 5.6). Ce système est constitué d'une source d'énergie fournissant une puissance P_{IN} , une charge en puissance consommant $10mA$ pendant $10ms$, une capacité de stockage qui est située entre la source et la charge, et une batterie qui permet de stocker l'énergie sur le long terme. Des convertisseurs de tension assurent le transfert d'énergie entre les différents éléments du système et ce avec un rendement non idéal dépendant de la valeur du courant.

Le scénario applicatif évalué ici consiste en une période de fonctionnement fixe déterminée par l'adéquation de la puissance moyenne de sortie par rapport à la puissance moyenne en entrée. Dans le cas classique, que nous appellerons « FDC¹ », des requêtes d'alimentation immédiates sont émises à chaque période et la charge alimentée en conséquence. L'idée est ici de comparer ce fonctionnement classique à un fonctionnement adapté à l'énergie, dit « EDC² », uniquement basé sur des requêtes d'alimentation opportunistes. La fréquence fixée est la même que celle pour le cas classique. Lorsque la période de la tâche est atteinte, une requête d'alimentation opportuniste est envoyée. L'attente d'énergie récupérée dans l'environnement retarde l'exécution de la tâche mais la nouvelle période est alors décomptée à partir du moment où la charge est allumée. Une adaptation intrinsèque de la

1. « Fixed Duty Cycle » du français « Rapport Cyclique Fixe »

2. « Energy-driven Duty Cycle » du français « Rapport Cyclique guidé par l'Énergie »

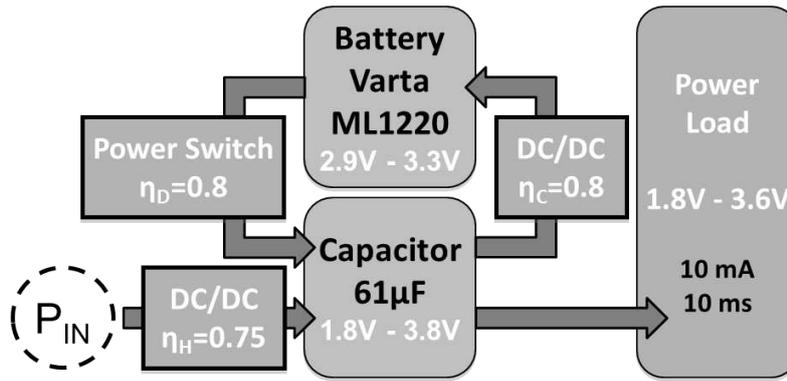


FIGURE 5.6 – Architecture minimale à chemins d'alimentation multiples

période est ainsi réalisée. L'intérêt porte également sur l'évolution de l'état de charge de la batterie, qui est rechargée lorsque la tension aux bornes de la capacité atteint la tension V_{INIT} de la charge. Afin d'évaluer la robustesse aux variations énergétiques environnementales, la puissance en entrée varie sinusoïdalement autour de la puissance moyenne utilisée pour fixer la fréquence de base du scénario applicatif. Les résultats comportementaux de cette simulation sont illustrés en figure 5.7.

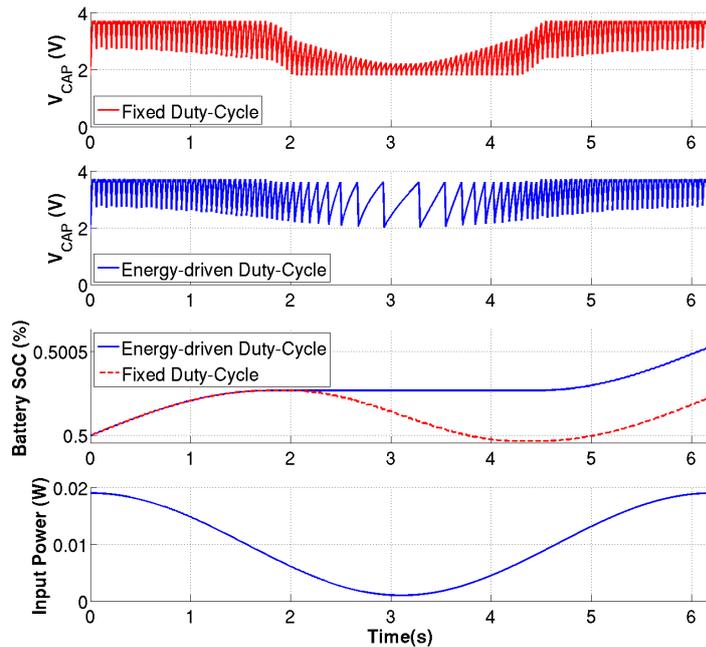


FIGURE 5.7 – Comparaison des algorithmes FDC et EDC

Lorsque la puissance entrante est supérieure à sa moyenne et étant donné que la fréquence est dimensionnée pour que le système consomme autant d'énergie qu'il en récupère, la capacité est plutôt pleine et la batterie est rechargée lorsque le système est en veille entre chaque exécution de tâche. Dans ce cas, le comportement des deux approches est similaire. En effet, l'aspect opportuniste n'est pas mis en œuvre car la capacité est pleine lorsque le scénario applicatif décide de faire une requête d'alimentation. Le comportement du système est alors similaire pour les deux types de requête.

Plus la puissance entrante s'approche de sa moyenne, moins la batterie est rechargée et moins la tension aux bornes de la capacité est maintenue à V_{INIT} . Lorsque la puissance entrante est à sa moyenne, la batterie n'est ni rechargée ni déchargée, c'est le comportement typique du système.

Lorsque la puissance entrante décroît en dessous de sa moyenne, le comportement du système diffère entre les deux approches. Avec les requêtes d'alimentation immédiates dans le cas FDC, la capacité a de plus en plus de mal à se remplir pendant les périodes de veille et le contrôleur doit faire appel à la batterie lors de l'exécution des tâches afin de maintenir la tension minimale de fonctionnement de la charge aux bornes de la capacité. A contrario, dans le cas EDC, les requêtes d'alimentation opportunistes permettent au système d'éviter cette décharge de la batterie due à une décroissance de la puissance entrante en dessous de sa moyenne. La période applicative est alors intrinsèquement adaptée à l'énergie entrante par le simple mécanisme opportuniste d'attente d'énergie.

L'avantage indéniable de cette méthode est la préservation de l'état de charge de la batterie lorsque les conditions énergétiques environnementales se détériorent. Néanmoins, le désavantage engendré est que la tâche est exécutée bien moins fréquemment et la pertinence de l'utilisation de la charge peut être réduite voire annulée au sein de l'application globale. Une étude approfondie sur l'algorithme applicatif sera présentée au chapitre 9 afin de montrer les possibilités de compromis entre les requêtes d'alimentation immédiates et opportunistes permettant un gain sur le plan énergétique tout en maintenant une qualité de service minimale assurant la pertinence du fonctionnement du nœud de capteurs communicant.

5.3 Architecture de contrôleur d'alimentation

D'une part ont été abordés les mécanismes de monitoring d'énergie au sein du système permettant d'extraire l'information sur l'état énergétique des différents éléments de stockage d'énergie. D'autre part, les différents types de requêtes d'alimentation ont été détaillés et permettent une adaptation aux contraintes, soit applicatives pour les requêtes immédiates, soit énergétiques pour les requêtes opportunistes. Dans cette section sont développées les bases algorithmiques qui mettent en relation les informations énergétiques et les requêtes d'alimentation et qui régissent le comportement du contrôleur d'alimentation.

5.3.1 Algorithme de contrôle de l'alimentation d'une sortie de puissance

Etant donné la décorrélation des sorties en tension, le contrôle des chemins de puissance est défini pour la gestion d'une sortie de l'architecture d'alimentation. Les interfaces de ce module numérique de contrôle sont illustrées sur la figure 5.8. Outre les interfaces internes au sein du contrôleur d'alimentation, deux groupes d'interfaces sont considérées :

Interfaces avec l'architecture analogique de gestion d'énergie et de puissance : Les interfaces avec l'architecture analogique de transfert d'énergie sont d'une part, dans le sens Système→Contrôleur, la récupération des informations énergétiques sur la capacité de stockage de la sortie concernée et d'autre part, dans le sens Contrôleur→Système, l'allumage et l'extinction des chemins d'énergie qui mènent à cette sortie. Les informations énergétiques sont contenues dans les signaux binaires de monitoring des seuils de tension de la capacité, le signal étant noté actif à 1 lorsque la tension aux bornes de la capacité est supérieure au seuil monitoré.

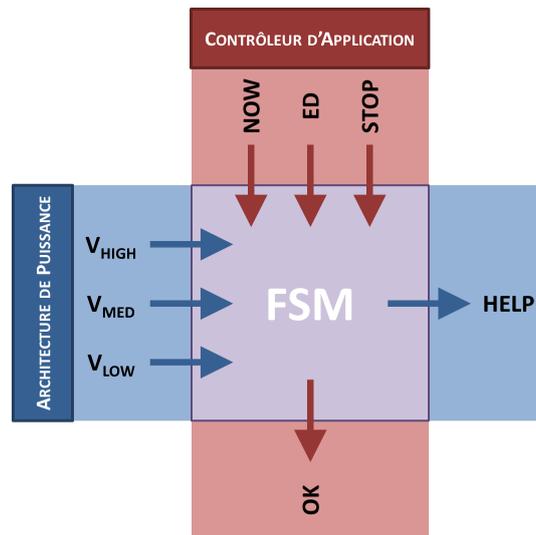


FIGURE 5.8 – Interfaces de gestion d'alimentation d'une sortie en tension

- V_{HIGH} est la tension maximale monitorée sur la capacité et représente la tension V_{INIT} considérée pour les tâches consommantes alimentées sur la sortie concernée.
- V_{LOW} est la tension minimale d'alimentation des charges branchées sur la sortie concernée. Si ce signal est à l'état inactif, on considère que la charge n'est pas alimentée avec une tension suffisante pour pouvoir certifier son bon fonctionnement et ainsi la justesse de la tâche exécutée.
- V_{MED} est la tension intermédiaire monitorée entre V_{LOW} et V_{HIGH} . Elle sert de limite en tension à partir de laquelle il faut activer le transfert d'énergie depuis la batterie afin de maintenir la tension aux bornes de la capacité supérieure à V_{MIN} .

Le monitoring de ces seuils sera effectué de manière passive (cf. 5.1.3), c'est à dire que les seuils seront constamment surveillés et le contrôleur sera informé des franchissements des seuils.

Interfaces avec le contrôleur d'application qui gère le scénario applicatif : Les interfaces avec le contrôleur d'application sont, en entrée, les requêtes d'alimentation et, en sortie, la validation ou non de l'alimentation de la tâche. Les différentes requêtes que le contrôleur d'application doit pouvoir transmettre au contrôleur d'alimentation sont les suivantes :

- **NOW** transmet le souhait de réaliser l'alimentation immédiate d'une charge.
- **ED** transmet la volonté de réaliser l'alimentation opportuniste d'une charge.
- **STOP** représente la fin de la tâche, que ce soit pour arrêter le contrôle de l'aide par la batterie ou pour annuler l'attente d'énergie dans le cas d'une requête d'alimentation opportuniste.

Ces interfaces sont utilisées et contrôlées par une machine à état dont le graphe comportemental est illustré sur la figure 5.9.

1. L'état initial « **IDLE** » représente l'absence de tâche à exécuter. Le chemin d'aide énergétique de la batterie est désactivé.
2. L'état « **FILLING** » est l'état de remplissage de la capacité. La machine passe dans cet état lorsqu'elle reçoit une requête d'alimentation opportuniste sur **ED**. Comme évoqué plus haut, cette attente peut être annulée grâce au signal **STOP**, le système retournant alors à l'état initial.

3. Si la machine est dans l'état « IDLE » et qu'une requête d'alimentation immédiate est émise ou si elle est dans l'état « FILLING » et que la tension aux bornes de la capacité atteint le seuil V_{HIGH} , l'état « TASK » devient l'état courant. La validation des requêtes d'alimentation est alors effectuée et la surveillance de l'état de charge de la capacité devient prépondérante car la tension aux bornes de la capacité doit être maintenue supérieure à V_{MIN} . Si un signe est envoyé sur *STOP*, l'alimentation de la charge est arrêtée et la machine retourne à l'état initial.
4. Si la tension décroît en dessous du seuil limite d'aide de la batterie, V_{MED} , la machine passe dans l'état « HELP » et le chemin d'énergie de la batterie vers la capacité est activé. D'une part, le système peut repasser dans l'état « TASK » si la tension remonte au dessus de V_{MED} . D'autre part, si la tension aux bornes de la capacité décroît en dessous de V_{MIN} , un signal d'échec est envoyé au contrôleur applicatif car l'alimentation de la tâche n'est plus assurée. La machine retourne alors à l'état initial.



FIGURE 5.9 – Machine à état de gestion d'alimentation d'une sortie en tension

Cette structure de machine à état est la base comportementale qui met en relation les informations énergétiques venant du monitoring de tension de la capacité de stockage et les requêtes d'alimentation, tant immédiates qu'opportunistes, venant du contrôleur applicatif. Bien que toujours fondée sur ces états principaux, cette machine se verra complexifiée pour des contraintes pratiques provenant du système mais aussi pour des questions d'implémentation.

5.3.2 Monitoring énergétique actif de la batterie

Le contrôleur d'alimentation configure les chemins d'alimentation en fonction des conditions énergétiques au sein du système et des contraintes applicatives. Il se sert de la batterie pour fournir l'énergie manquante au bon fonctionnement de la charge en cours d'alimentation. Néanmoins, l'état de charge de la batterie doit être pris en compte et le chemin d'aide l'utilisant ne peut être mis en œuvre si l'énergie qui y est stockée est trop faible.

En considérant l'évolution de la tension aux bornes de la batterie en fonction de son état de charge (cf. Figure 3.2) et grâce au monitoring de tension, il est possible d'extraire des informations

sur l'état de charge de la batterie. Les tensions extrêmes V_{EOD} ³ et V_{EOC} ⁴ caractérisent les limites de charge et de décharge qui représentent les limites de stockage électrochimique d'énergie. Au-delà de ces limites, la santé de la batterie n'est plus assurée et l'altération du composant, voire son explosion, sont possibles. De plus, il est fortement déconseillé, pour des raisons de santé chimique du composant, de ré-autoriser la décharge lorsque la tension repasse juste au-dessus de V_{EOD} ou la charge lorsque la tension repasse juste au-dessous de V_{EOC} . Bien que la tension dans la zone intermédiaire soit théoriquement constante, le comportement réel montre une évolution continue tout au long de la charge ou de la décharge (cf. Figure 4.16). Il est alors possible de définir deux seuils de tension supplémentaires V_{HOD} ⁵ et V_{HOC} ⁶ afin de définir cinq états de charge :

- **EMPTY**⁷ : La batterie est vide et aucune énergie ne doit en être extraite.
- **HOD** : Zone d'hystérésis de décharge. Lorsque l'état de la batterie est dans cette zone, elle peut être déchargée jusqu'à ce qu'elle entre dans la zone « EMPTY ». Après quoi, le contrôleur doit interdire sa décharge tant que son état de charge n'est pas repassé par l'état « STANDARD ».
- **STANDARD** : La batterie est dans un état de charge standard où aucune contrainte chimique n'est imposée sur son utilisation. Elle peut ainsi être chargée ou déchargée librement en fonction de l'énergie récupérée dans l'environnement et consommée par les charges du nœud de capteurs communicant.
- **HOC** : Zone d'hystérésis de charge. Lorsque l'état de la batterie est dans cette zone, elle peut être chargée jusqu'à ce qu'elle entre dans la zone « FULL ». Après quoi, le contrôleur doit interdire sa charge tant que son état de charge n'est pas repassé par l'état « STANDARD ».
- **FULL**⁸ : La batterie est pleine et aucune énergie supplémentaire ne peut y être stockée.

Cette division de la gamme de tension de la batterie est illustrée sur la figure 5.10.

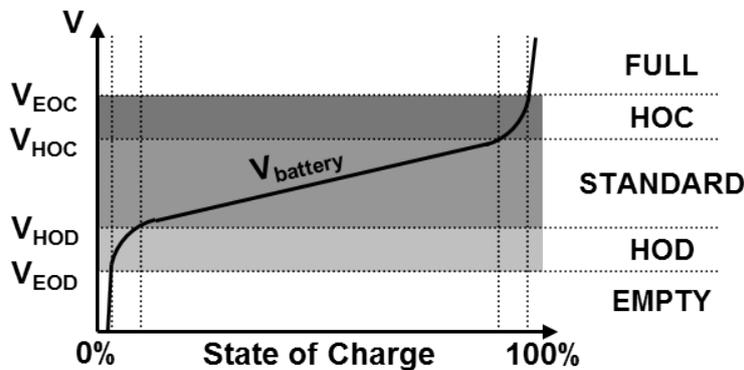


FIGURE 5.10 – Principe de monitoring de l'état de charge de la batterie

Les informations sur l'état de charge de la batterie permettent de confirmer ou non l'allumage du chemin d'énergie entre la batterie et la capacité de stockage d'une sortie de l'architecture d'alimentation. L'évolution lente de l'état de charge de la batterie permet d'utiliser le monitoring actif de tension (cf. 5.1.2) et de contrôler finement l'échantillonnage de la tension aux bornes de la batterie.

3. EOD : End Of Discharge, V_{EOD} est la tension de fin de décharge

4. EOC : End Of Charge, V_{EOC} est la tension de fin de charge

5. HOD : Hysteresis Of Discharge, V_{HOD} est la tension d'hystérésis de décharge

6. HOC : Hysteresis Of Charge, V_{HOC} est la tension d'hystérésis de charge

7. traduction anglaise de « vide »

8. traduction anglaise de « plein »

5.3.3 Architecture globale de contrôle des chemins de puissance

L'architecture d'alimentation proposée présente deux sorties en puissance et stocke l'énergie à long termes grâce à une batterie. Le contrôleur numérique de cette architecture est ainsi basé sur une structure constituée de deux composants de gestion d'alimentation tels que celui présenté à la section 5.3.1 ainsi que d'un module de gestion de l'état de charge de la batterie implémentant le monitoring de l'état de charge présenté à la section 5.3.2. L'architecture globale du contrôleur est illustrée en figure 5.11.

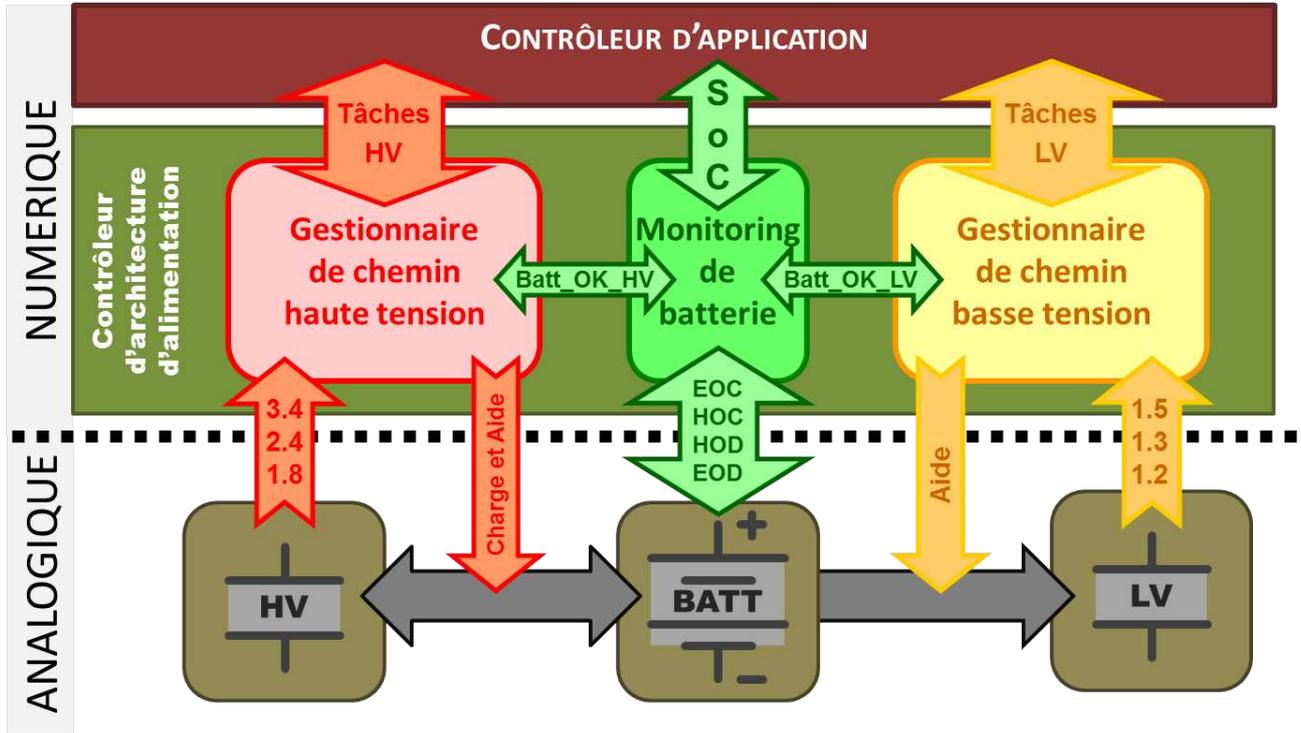


FIGURE 5.11 – Architecture du contrôleur d'alimentation

Élément de gestion de la sortie basse tension LVcap : Le contrôle des sorties et donc celui de la sortie basse tension est basé sur la machine à états présentée à la section 5.3.1. Ce module numérique s'interface d'une part avec le contrôleur applicatif, via les requêtes d'alimentation entrantes et via l'acquiescement ou le refus de cette demande en sortie. D'autre part, il reçoit les informations énergétiques concernant les seuils de tension sur la capacité basse tension afin de connaître l'état énergétique du chemin vers la sortie basse tension. Les seuils de tension suivants sont proposés :

- $V_{LOW}=1.2V$: Pour des charges alimentées sous une tension de 1 volt régulée, on considère qu'un régulateur linéaire à faible chute de tension en sortie peut avoir une chute de tension minimale de 200 millivolts.
- $V_{HIGH}=1.5V$: La tension haute de la capacité basse tension autorise une quantité d'énergie dans une capacité. Plus cette tension est haute, plus il y a d'énergie stockée entre V_{LOW} et V_{HIGH} mais plus il y a de fuites et plus le rendement d'alimentation à travers le régulateur linéaire sera faible. Un compromis est ainsi fait à la valeur de 1.5V qui permet tant une perte faible en rendement de conversion (i.e. environ 15%) qu'un monitoring sans contrainte de résolution forte.

- $V_{MED}=1.3V$: La tension intermédiaire doit se situer entre V_{LOW} et V_{HIGH} . De plus, une marge de 100mV est prise avec V_{LOW} pour faciliter l'implémentation du monitoring de tension sur seuil.

Finalement, ce module de contrôle s'interface avec l'élément de monitoring de tension de la batterie lorsqu'il décide d'activer le chemin d'aide énergétique entre la batterie et la capacité.

Élément de gestion de la sortie haute tension HVcap : La gestion de la sortie haute tension s'apparente grandement à celle de la sortie basse tension. Un autre jeu de seuils de tension est mis en œuvre : 1.8V, 2.4V et 3.6V. Les seuils extrêmes sont définis par les limites d'alimentation des composants alimentés par la sortie haute tension, à priori des composants généralistes du commerce, soit entre 1.8V et 3.6V. Le seuil intermédiaire est positionné à 2.4V, d'une part pour faciliter l'implémentation et d'autre part car il peut servir, en plus de seuil de déclenchement de l'aide de la batterie pour les demandes d'alimentation immédiates, de seuil d'allumage intermédiaire pour les requêtes d'alimentation opportunistes. En outre, en plus de s'interfacer avec le monitoring de la tension de batterie pour confirmer l'allumage du chemin d'aide de la batterie, ce module gère également l'autorisation de la charge de la batterie depuis la capacité haute tension dans le cas d'un excédent d'énergie récupéré dans l'environnement.

Élément de monitoring de la batterie BATTmon : Ce bloc de contrôle s'interface avec l'architecture de gestion, peut ordonner un échantillonnage de la tension de batterie, suivant le modèle de monitoring actif, et acquiert les informations sur les seuils de tension V_{EOD} , V_{HOD} , V_{HOC} et V_{EOC} afin de connaître l'état de charge dans lequel se trouve la batterie. D'une part, il peut communiquer cette information aux contrôleurs des sorties basse et haute tension, lorsque ces derniers s'apprêtent à allumer le chemin d'énergie de la batterie vers une capacité de stockage intermédiaire. D'autre part, il s'interface également avec le contrôleur d'application qui peut faire une demande d'échantillonnage de l'état de charge de la batterie et ainsi obtenir des informations sur l'état énergétique du nœud. Cette information peut influencer sur le scénario applicatif au niveau du nœud mais peut également être envoyée sur le réseau de capteurs pour remonter l'information énergétique à plus haut niveau.

5.3.4 Validation comportementale à l'aide du modèle de nœud de capteurs communicant

Le fonctionnement de la machine à états présentée en section 5.3.1 et l'impact de l'utilisation des deux types de requêtes d'alimentation sur l'état de charge de la batterie sont testés sur le modèle haut niveau du nœud de capteurs communicant décrit avec Matlab[®]/Simulink[®]. Considérant un cas de simulation où la puissance moyenne en entrée est inférieure à la puissance moyenne de sortie, on réalise une simulation comportementale pour les différents cas suivants : architecture classique avec requêtes d'alimentation immédiates (CI), architecture multi-chemins avec requêtes d'alimentation immédiates (MPI) et architecture multi-chemins avec requêtes d'alimentation opportunistes (MPED). La figure 5.12 illustre l'évolution temporelle de l'état de charge de la batterie dans ces différents cas.

Malgré les conditions énergétiques insuffisantes pour réaliser pleinement le scénario applicatif, la courbe de l'état de charge verte pour MPI étant décroissante, l'utilisation de requêtes d'alimentation opportunistes permet d'adapter le comportement applicatif aux variations énergétiques environnementales afin de ne pas solliciter la batterie. La courbe de l'état de charge bleue pour MPED est en

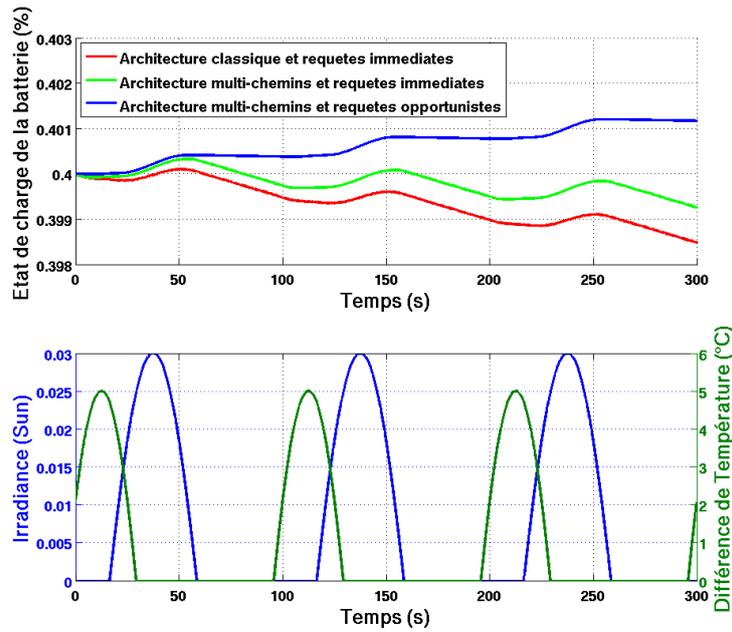


FIGURE 5.12 – Impact des requêtes opportunistes sur l'évolution de l'état de charge de la batterie

effet croissante grâce à l'attente d'énergie imposée par le mécanisme opportuniste présenté en section 5.2.2. Les sollicitations de la batterie sont fortement réduites. Seuls les fonctionnalités internes à l'architecture de gestion sont alimentées pendant les périodes sans récupération d'énergie.

5.4 Architecture de contrôle asynchrone

L'architecture et le fonctionnement du contrôle numérique étant définis, la principale problématique réside en l'intégration d'une telle intelligence au sein de l'architecture de gestion d'énergie et de puissance. Si les puissances moyennes mises en œuvre par le nœud de capteurs à alimenter étaient supérieures au milliwatt, il serait possible, considérant les performances des microcontrôleurs récents du commerce (e.g. MSP430 de Texas Instrument), d'implémenter l'algorithme de gestion dans un tel microcontrôleur. Grâce aux faibles courants consommés en veille, un gain énergétique serait envisageable avec une gestion raffinée du réveil du contrôleur. Pour les gammes de puissance envisagées dans le cadre de ces travaux de thèse, de l'ordre du microwatt, cette solution est à proscrire, notamment pour sa faible valeur ajoutée à l'état de l'art de la gestion d'énergie dans les systèmes de capteurs communicants. Le développement et l'utilisation d'un contrôleur intégré dédié sont au contraire prometteurs pour les possibilités d'intégration fine des concepts présentés dans les sections précédentes de ce chapitre.

La méthode de conception de circuits numériques la plus répandue est incontestablement la méthode de conception dite « synchrone ». Le fonctionnement du système est ainsi conditionné par un signal global de synchronisation, l'horloge, qui cadence le fonctionnement du circuit et l'exécution du contrôle numérique. Basée sur des contraintes temporelles fortes, cette méthode s'est imposée par la simplicité d'automatisation de la conception pour répondre à des besoins croissants en termes de performances de calcul. Il existe néanmoins un autre style de conception, dit « asynchrone », qui vise à développer des circuits dépourvus de contraintes temporelles. Bien que le sens fondamental du

mot « asynchrone » est l'absence de synchronisation, on considère ici, comme dans la littérature de la microélectronique, qu'il s'agit de l'absence de signaux globaux de synchronisation. A la différence d'une synchronisation sur un signal d'horloge, ces circuits utilisent une synchronisation locale des opérateurs afin d'implémenter un fonctionnement événementiel.

Le développement de l'architecture d'alimentation d'un système de capteurs communicant est contraint par des variations énergétiques quasi aléatoires de l'environnement et par des contraintes applicatives. Ces contraintes peuvent être considérées comme des contraintes événementielles car non-déterministes du point de vue du système d'alimentation de nœud. La conception asynchrone est ainsi une réponse naturelle pour l'intégration du contrôleur numérique. Dans cette section, l'approche asynchrone est présentée par ses concepts fondamentaux, les bases de son fonctionnement et ses gains par rapport à une approche classique synchrone.

5.4.1 Communication numérique événementielle

L'étude des circuits asynchrones a débuté dans les années 1950 avec les travaux de Muller et Bartky. En 1966, le projet « MacroModule » à l'université de Washington vise à montrer qu'il est possible de concevoir des machines spécialisées complexes à partir de blocs fonctionnels élémentaires asynchrones [24]. Huffman réalise les premières machines à états asynchrones en 1968. Sutherland a également grandement contribué à l'intérêt croissant porté par la communauté scientifique sur la conception de circuits asynchrones en publiant un article intitulé « Micropipelines » [140].

Comme évoqué plus haut, le mot « asynchrone » ne fait pas référence à une absence totale de synchronisation, mais à un mode de synchronisation locale à un niveau de granularité plus profond qui induit un comportement logique proprement événementiel. Comme leurs confrères synchrones, les circuits dits asynchrones utilisent la binérisation des signaux et des données qui facilite l'implémentation électrique. Néanmoins, leur fonctionnement n'est pas basé sur une discrétisation du temps à un pas contraint par le pire cas de traitement de données au sein du circuit. Au contraire, les événements sont traités à leurs arrivées à la vitesse maximale de l'opérateur qui les traite. Les circuits asynchrones ont ainsi une souplesse d'exécution quasi infinie qui supprime toute contrainte temporelle de fonctionnement.

Contrairement à la détection d'une interruption asynchrone sur un microcontrôleur synchrone qui met en lumière la difficulté d'échantillonner le niveau d'un signal qui n'est pas synchronisé sur le même signal d'horloge que le système qui doit le lire, le mécanisme asynchrone d'un circuit asynchrone consiste en un fonctionnement purement événementiel. En effet, les niveaux des signaux ne sont plus échantillonnés mais ce sont leurs transitions qui sont détectées et qui représentent des informations événementielles. Le temps qu'un signal passe à un certain niveau n'est ainsi porteur d'aucune information. C'est la prise en compte des transitions binaires des signaux qui permet de synchroniser le fonctionnement du circuit afin de lui octroyer un comportement déterministe, déterminé et cohérent.

5.4.2 Synchronisation locale des modules de contrôle

Le fonctionnement et la communication des données sont ainsi basés sur une synchronisation locale entre les opérateurs asynchrones. De ce fait, un opérateur doit pouvoir :

1. écouter les opérateurs susceptibles de lui transmettre un message.
2. signifier qu'un message est bien reçu.

3. réaliser le traitement voulu lorsque toutes les données nécessaires sont présentes.
4. produire et transmettre les données sortantes aux opérateurs suivants.

Deux opérateurs qui communiquent ont donc besoin d'utiliser une signalétique adéquate qui permet d'implémenter ces fonctionnalités d'échange. Cette communication met en œuvre un jeu de signaux, dit « canal », qui contient des signaux allant naturellement de l'émetteur vers le récepteur du message mais aussi un signal allant du récepteur vers l'émetteur. Ce signal, dit d'« acquittement », permet de confirmer la bonne réception d'un événement et permet la synchronisation locale des données entre les opérateurs et la causalité des événements au niveau local, garantissant ainsi la cohérence fonctionnelle du système. La structure de ce mécanisme est illustrée en figure 5.13.

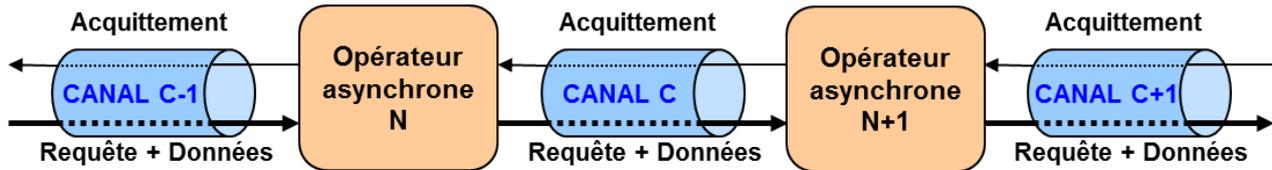


FIGURE 5.13 – Mécanisme de synchronisation locale entre opérateurs asynchrones

La signalétique utilisée sur ces signaux est basée d'une part sur un protocole bidirectionnel de communication asynchrone et d'autre part sur un codage des données.

5.4.2.1 Protocoles de communication asynchrone

Il existe deux principaux protocoles de communication qui implémentent la synchronisation, dite « handshake »⁹. Ces protocoles sont de type « requête/acquittement » et mettent en œuvre des transitions sur les signaux d'un canal de communication asynchrone (figure 5.14).

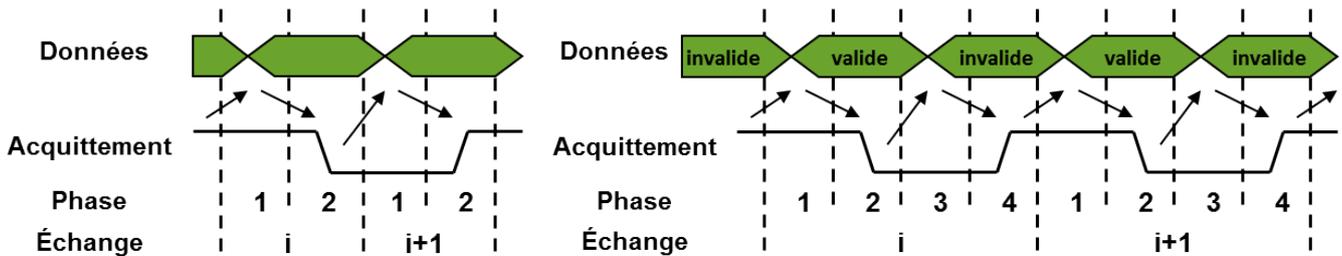


FIGURE 5.14 – Protocoles de communication asynchrone 2 et 4 phases

Le protocole 2 phases fonctionne de la manière suivante :

1. L'émetteur produit un jeu de données.
2. Le récepteur détecte ces données, les traite et génère une transition sur le signal d'acquittement.
1. L'émetteur détecte cette transition et peut ainsi émettre un nouveau jeu de données.

Le protocole 2 phases, dit NRZ¹⁰, implémente la version la plus simple du mécanisme de requête/acquittement. Pour une plus grande facilité d'implémentation, Muller propose d'ajouter deux phases d'invalidation, sur les données et sur l'acquittement, qui permettent d'avoir un état référence

9. mot anglais signifiant « poignée de mains »

10. Non Retour à Zéro

pour les signaux du canal de communication. Le protocole 4 phases fonctionne quant à lui de la manière suivante :

1. Le signal d'acquiescement est dans son état initial et l'émetteur produit un jeu de données valides.
 2. Le récepteur détecte ces données, les traite et génère une transition sur le signal d'acquiescement.
 3. L'émetteur détecte que l'acquiescement n'est plus dans son état initial et invalide les données.
 4. Le récepteur détecte le retour des données à l'état invalide et positionne le signal d'acquiescement sur son état initial.
1. L'émetteur détecte que l'acquiescement est dans son état initial et peut ainsi émettre un nouveau jeu de données.

Bien que le protocole 4 phases requiert deux fois plus de transitions que le protocole 2 phases, la supériorité de l'un ou de l'autre est indécidable. Les phases de remise à zéro du protocole 4 phases peuvent être optimisées afin de réduire leurs impacts sur les performances du système. De plus, l'implémentation du protocole 2 phases requiert du matériel supplémentaire car le système doit détecter des transitions pures et non des transitions entre un état connu et un état de donnée valide [140]. Le protocole 4 phases est ainsi majoritairement utilisé pour des questions de complexité matérielle. Une étude des variantes de protocoles 4 phases est notamment réalisée par Birtwistle en 2008 [12].

5.4.2.2 Codage numérique des données événementielles

La détection des jeux de données est rendue possible grâce à l'utilisation d'un codage adéquat pour les données numériques à transmettre. Une information événementielle étant codée par la transition d'un signal binaire, une information binaire événementielle est donc codée par deux fils. Deux codages principaux sont utilisés : un codage à 3 états et un codage à 4 états (Figure 5.15).

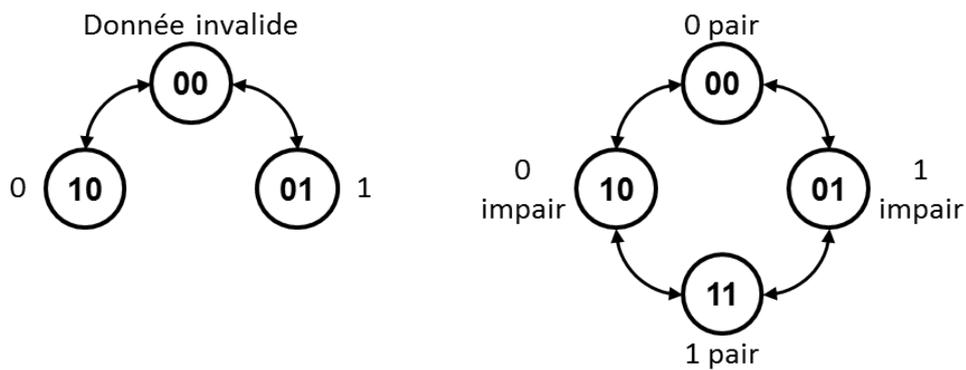


FIGURE 5.15 – Codage des données numériques en logique asynchrone

Dans le codage à 3 états, l'état invalide est « 00 », un des fils encode le 0 logique, « 10 », et l'autre le 1 logique, « 01 ». L'état « 11 » est interdit et le passage entre un 1 logique et un 0 logique se fait forcément en passant par l'état invalide. Ce codage est adéquat pour l'utilisation du protocole 4 phases. Dans le codage à 4 états, chaque donnée logique est codable avec un état pair ou un état impair. Ainsi, chaque nouveau jeu de données est généré en changeant la parité de la valeur à transmettre. Ce codage est naturellement optimal pour le protocole 2 phases. Comme dans un code

de Gray, chaque changement n'implique la modification que d'un seul signal et évite ainsi les aléas combinatoires au sein de circuits qui utilisent ce système de codage. Ces deux types de codages permettent en outre, grâce aux transitions intrinsèques au codage lors de l'émission d'une nouvelle donnée, de cumuler l'information de requête et celle de la donnée à transmettre.

Il existe également un codage à données regroupées, dit « Bundled Data ». Pour des valeurs numériques codées sur plusieurs bits, l'utilisation d'un des codages présentés ci-dessus infère la présence de nombreux signaux. Le codage Bundled Data regroupe les informations de données dans des signaux purement binaires, comme s'ils étaient codés dans un circuit synchrone, et adjoint un signal de requête qui réalise la synchronisation par poignée de mains avec le signal d'acquiescement. Une synchronisation supplémentaire est nécessaire au sein du circuit afin de garantir la validité des données et ainsi des contraintes temporelles.

Enfin, un canal asynchrone peut transporter une information purement événementielle qui ne contient aucune donnée numérique. Dans ce cas, un unique fil de donnée est requis, actif à l'état haut et invalide à l'état bas. Ce type de canal est utilisé pour transporter l'information d'un événement donné comme « la tâche est terminée » où il n'y a pas de binarité de l'information. On parle alors de canal « simple rail ».

5.4.3 Avantages de la logique asynchrone

Le mécanisme de synchronisation locale entre opérateurs asynchrones a pour conséquence des gains notables par rapport à une synchronisation globale sur un signal d'horloge, que ce soit sur des aspects énergétiques ou fonctionnels.

5.4.3.1 Consommation événementielle et lisse

Le fonctionnement événementiel d'un circuit asynchrone impacte l'aspect énergétique et donc la consommation. Grâce à ce fonctionnement du système sur événements, la consommation d'énergie se retrouve également, outre la consommation statique du circuit, conditionnée par les événements à traiter en entrée. La consommation dynamique du système varie ainsi proportionnellement au nombre d'événements à traiter. Cette caractéristique a pour conséquence le fait que le système est intrinsèquement en mode veille si aucun événement n'est à traiter. La gestion des modes de fonctionnement est ainsi supprimée par rapport à celle nécessaire dans un système synchrone classique où une entité dédiée doit mettre le contrôleur en mode veille pour économiser l'énergie utilisée à ne rien faire. La suppression de l'horloge de synchronisation globale induit une réduction énergétique évidente qui n'est autre que la consommation de la génération d'une telle horloge. A cette réduction s'ajoute celle de la consommation de l'arbre d'horloge qui propage le signal de synchronisation au sein du système.

Grâce au fonctionnement événementiel, la consommation des opérateurs de traitement est répartie sur le temps au fur et à mesure que l'événement se propage au sein du système. Le profil de courant consommé par le contrôleur est ainsi grandement lissé par rapport au pic de consommation rencontré dans les circuits synchrones au moment de la synchronisation de tout le système avec l'horloge. Finalement, ce profil de courant lissé permet une réduction des émissions électromagnétiques dues aux variations de courant. Les perturbations électromagnétiques des signaux radiofréquences à proximité sont ainsi réduites voire supprimées, réduisant par la même occasion les contraintes sur les puissances de ces signaux radios. Un bel exemple de système qui profite de ces avantages

énergétiques est le Pager Mina™[66] qui contient un microcontrôleur asynchrone [150]. Parmi les divers avantages conséquences de la consommation réduite et lissée du circuit asynchrone, c'est le faible rayonnement électromagnétique du circuit de contrôle qui a permis l'intégration complète d'un système mixte radiofréquence optimisé.

5.4.3.2 Souplesse de fonctionnement et d'alimentation

Le fonctionnement événementiel d'un circuit agit également sur la manière dont le système se comporte en fonction de son environnement et de ses variations. Premièrement, étant donné la synchronisation locale entre opérateurs, il est possible de contrôler finement le nombre d'événements qui peuvent être sauvegardés au sein d'un système asynchrone complet. Cette notion, dite de « pipeline », s'apparente à une pile « FIFO » synchrone dont on pourrait, par construction, contrôler la profondeur maximale et permet de réaliser un compromis entre la vitesse et la consommation. Étant donné l'absence de contrainte temporelle, la performance d'un opérateur ne dépend que de ses performances en termes de traitement de données. Si plusieurs opérateurs lents envoient chacun des données asynchrones à traiter, sur un unique canal, à un opérateur rapide, l'opérateur récepteur peut finalement être l'opérateur limitant dans le système. En d'autres termes, la souplesse octroyée au système par la synchronisation locale permet une mise en relation immédiate, fonctionnelle, voire optimisée, de plusieurs systèmes asynchrones.

L'absence de contraintes temporelles donne aux systèmes asynchrones une grande robustesse aux variations. Les variations diverses de procédés de fabrication, les migrations structurelles au cours du temps, mais aussi les variations de température et de tension d'alimentation, n'ont aucun impact sur le bon fonctionnement d'un circuit asynchrone. En outre, un circuit asynchrone peut fonctionner à très faible température mais surtout à très faible tension d'alimentation, sans que la fonctionnalité du système ne soit altérée.

5.5 Logique asynchrone QDI

Il existe plusieurs types de circuits asynchrones qui sont basés sur des hypothèses temporelles plus ou moins fortes et contraignantes qui régissent le fonctionnement mais aussi la robustesse du circuit. Ces hypothèses définissent les délais dans les éléments de traitement fondamentaux, les portes logiques, et sur les interconnexions entre ces éléments, les fils, en statuant qu'ils sont fixes, bornés ou non-bornés. Parmi ces classes, et des moins aux plus contraintes, on retrouve :

- Les circuits insensibles aux délais¹¹
- Les circuits quasi insensibles aux délais¹²
- Les circuits indépendants de la vitesse¹³
- Les circuits micro-pipeline¹⁴
- Les circuits de Huffman¹⁵

La classe fondamentale des circuits asynchrones est constituée des circuits insensibles aux délais, purement asynchrones, dont les délais de propagation dans les portes et sur les fils sont non-bornés.

11. DI : Delay Insensitive circuits

12. QDI : Quasi Delay Insensitive circuits

13. SI : Speed Independant circuits

14. Micropipeline circuits

15. Huffman circuits

Cette hypothèse impose des contraintes de conception extrêmement fortes. En effet, ce modèle suppose que chaque signal actif dans le circuit soit acquitté avant qu'une nouvelle donnée ne soit transmise. Les portes logiques classiques à une sortie ne respectent pas ce modèle car leur sortie peut en effet changer d'état lors du changement d'état d'une seule entrée. Cette classe de circuits nécessite ainsi d'être conçue avec des éléments plus complexes que des portes logiques standards [35].

Les circuits quasi insensibles aux délais sont également basés sur des délais de propagation et d'interconnexion non-bornés mais ajoute l'hypothèse de fourche isochrone¹⁶. Une fourche de signaux est dite isochrone lorsque les délais qui séparent l'émetteur des différents récepteurs peuvent être considérés comme identiques. Alain Martin a montré que cette hypothèse est la plus faible à ajouter aux circuits insensibles aux délais pour les rendre réalisables avec des portes logiques standards [86]. L'acquiescement des signaux peut alors être réalisé en n'analysant qu'une seule des branches de la fourche et en supposant que le signal se soit propagé partout de la même manière. En pratique, il s'agit de veiller que le temps de propagation dans un fil d'une fourche ne soit pas supérieur au temps de propagation dans une autre branche de la fourche additionné du temps de traversée de l'opérateur auquel ce signal est branché.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, c'est la logique asynchrone QDI qui est utilisée, étant le meilleur compromis entre la faiblesse des hypothèses temporelles à considérer et la complexité réduite de conception par rapport aux circuits insensibles aux délais. Les autres classes de circuits asynchrones sont soit équivalentes aux circuits QDI, soit mettent en œuvre des contraintes temporelles trop fortes pour être intéressantes en termes de robustesse à un environnement événementiel et changeant [54]. Les circuits indépendants de la vitesse considèrent que le délai dans les fils est négligeable par rapport au temps de propagation dans les portes, ce qui revient, en première approximation, à les apparenter aux circuits QDI. Les circuits de Huffman et micropipeline font des hypothèses temporelles de délais bornés, ce qui revient à une approche quasi synchrone, en considérant soit un signal d'horloge local pour les circuits de Huffman, soit un contrôle insensible aux délais qui commande un flot de données de type synchrone, c'est à dire avec de la logique combinatoire et des registres de séquençement.

De nombreuses réalisations silicium utilisent la logique asynchrone QDI. Dans la littérature, on citera par exemple les travaux de Kees Van Berkel et de son équipe chez Philipps, qui publient en 1994 les résultats de la conception d'un correcteur d'erreur pour le lecteur de cassette DCC¹⁷ [149]. L'implémentation du circuit en logique asynchrone QDI permet, à performances égales, une consommation d'énergie divisée par cinq et augmente la robustesse du circuit. Concernant la réalisation de microprocesseurs, on référencera la conception par l'équipe d'Alain Martin à l'Institut Californien de Technologie¹⁸ au milieu des années 1990 d'un microprocesseur MIPS¹⁹ R3000 32-bits en logique asynchrone QDI [84]. Le circuit contenait 1,5 millions de transistors, a été conçu en technologie CMOS 0,6µm et consomme 7W pour des performances à hauteur de 280 MIPS²⁰. En 1999, L'équipe de Marc Renaudin conçoit ASPRO, un microprocesseur RISC 16-bit réalisé en

16. traduit en anglais par « isochronic fork »

17. Digital Compact Cassette [81]

18. Caltech, California Institute of Technology

19. Microprocessor without Interlocked Pipelined Stages, architecture de type RISC (Reduced Instructions Set Computer)

20. Millions d'Instructions Par Seconde

logique asynchrone QDI [119, 153]. Le circuit est intégré en technologie CMOS 0,25 μ m et consomme 525mW pour une performance de 120 MIPS. Finalement, on trouvera un article détaillé d'Alain Martin récapitulatif des bases fonctionnelles de la logique asynchrone QDI [85]. Plus récemment, en 2010, un DSP²¹ est développé en logique asynchrone QDI par une équipe de l'Université de Louisiane pour des applications de traitement du signal dans les nœuds de capteurs communicants [46]. Le circuit est implémenté en technologie 90nm et consomme 10pJ/instructions. Finalement, on pourra citer les travaux de l'équipe de Rajit Manohar qui présente en 2012 un processeur dédié au traitement de signaux GPS qui utilise des structures asynchrones QDI et des structures Bundle-Data [141].



```

module full_adder (
    push_channel_bit.in M,
    push_channel_bit.in N,
    push_channel_bit.in Ci,
    push_channel_bit.in S,
    push_channel_bit.in Co,
);

always begin
    bit m,n,c ;
    bit [1:0] z ;
    fork
        A.BeginRead(a);
        B.BeginRead(b);
        Ci.BeginRead(c);
    join
    z=a+b+c;
    fork
        S.Write(z[0]);
        Co.Write(z[1]);
    join
    fork
        A.EndRead(a);
        B.EndRead(b);
        Ci.EndRead(c);
    join
end
endmodule

```

FIGURE 5.16 – Description SystemVerilog d'un additionneur complet

Le domaine de la logique asynchrone a également vu naître des motivations pour le développement de langages de description et d'outils de synthèse logique. Parmi ces diverses contributions à la thématique, on notera par exemple le langage CHP²² développé à Caltech et utilisé dans de nombreux travaux concernant des circuits asynchrones [153]. Une bibliothèque dédiée à la modélisation des systèmes asynchrones, ASC, a été développée à partir du langage SystemC en 2007 au CEA-Leti [69]. La société Tiempo²³ développe des modèles descriptifs d'entités et de comportements asynchrones basés sur le langage standardisé SystemVerilog, des circuits asynchrones tels que

21. « Digital Signal Processor », en français « Processeur de Signaux Numériques »

22. Concurrent Hardware Process

23. www.tiempo-ic.com

des microcontrôleurs et des processeurs dédiés à la cryptologie, mais aussi un outil de synthèse automatique de circuits asynchrones, ACC²⁴. Ce sont ces modèles SystemVerilog qui sont utilisés dans le cadre de ces travaux de thèse pour décrire le contrôle asynchrone et ainsi pouvoir simuler le fonctionnement des entités numériques. La figure 5.16 illustre le code pour la description d'un additionneur complet asynchrone. Les bases descriptives de ces modèles sont constituées par des méthodes de lecture et d'écriture sur des canaux asynchrones, méthodes qui servent à obtenir la synchronisation locale entre les modules numériques.

5.5.1 La porte de Muller

La logique asynchrone est basée sur un fonctionnement événementiel qui met en œuvre des rendez-vous d'événements en entrée d'opérateurs de traitement qui réagissent en fonction des informations contenues dans ces événements afin de produire de nouveaux événements à leurs sorties : c'est le principe de la synchronisation locale entre opérateurs. La porte de Muller a été introduite par David E. Muller dans les années 1950 et implémente ce rendez-vous d'événements de données. La figure 5.17 illustre la table de vérité ainsi qu'une structure transistor de la porte de Muller standard à deux entrées.

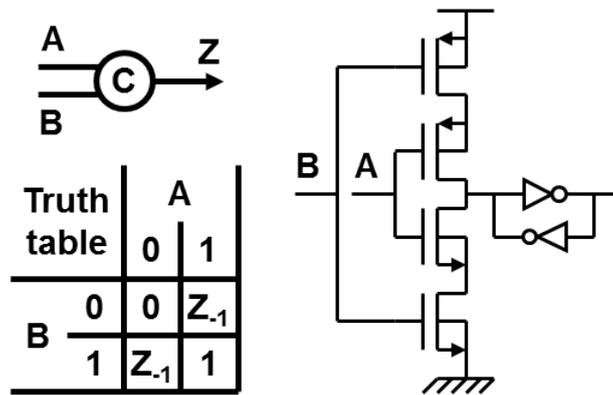


FIGURE 5.17 – Schéma, table de vérité et architecture transistor d'une porte de Muller

La porte de Muller a la particularité logique de voir sa sortie transmettre la valeur de ses entrées uniquement lorsque ces dernières sont toutes égales. Sinon, la sortie conserve sa valeur courante. Ce fonctionnement est implémenté, pour une porte de Muller à deux entrées, par quatre transistors (deux PMOS et deux NMOS) qui sont agencés en une branche de telle manière que le point de sortie de la branche soit en haute impédance si les entrées ne sont pas identiques. Une cellule mémorisante constituée de deux inverseurs tête-bêche réalise le maintien de la sortie à la valeur courante. Cette porte est utilisée d'une part pour implémenter les synchronisations locales entre les opérateurs et d'autre part pour combiner les informations contenues dans les événements de donnée afin d'autoriser l'acquittement de ces données tout en conservant l'hypothèse de fourche isochrone.

5.5.2 Propagation d'événements en logique asynchrone QDI

La structure fondamentale utilisée en logique asynchrone QDI est le Half-Buffer, noté HB. Sa structure est illustrée sur la figure 5.18 pour un événement binaire dont le canal asynchrone est

24. « Asynchronous Circuits Compiler », en français « Compilateur de Circuits Asynchrones »

constitué de deux fils de données et d'un fil d'acquiescement (cf. la section 5.4.2.2 sur codage des données événementielles), et pour une donnée sans valeur logique, purement événementielle, dont le canal de propagation est quant à lui constitué par un fil de donnée et un fil d'acquiescement.

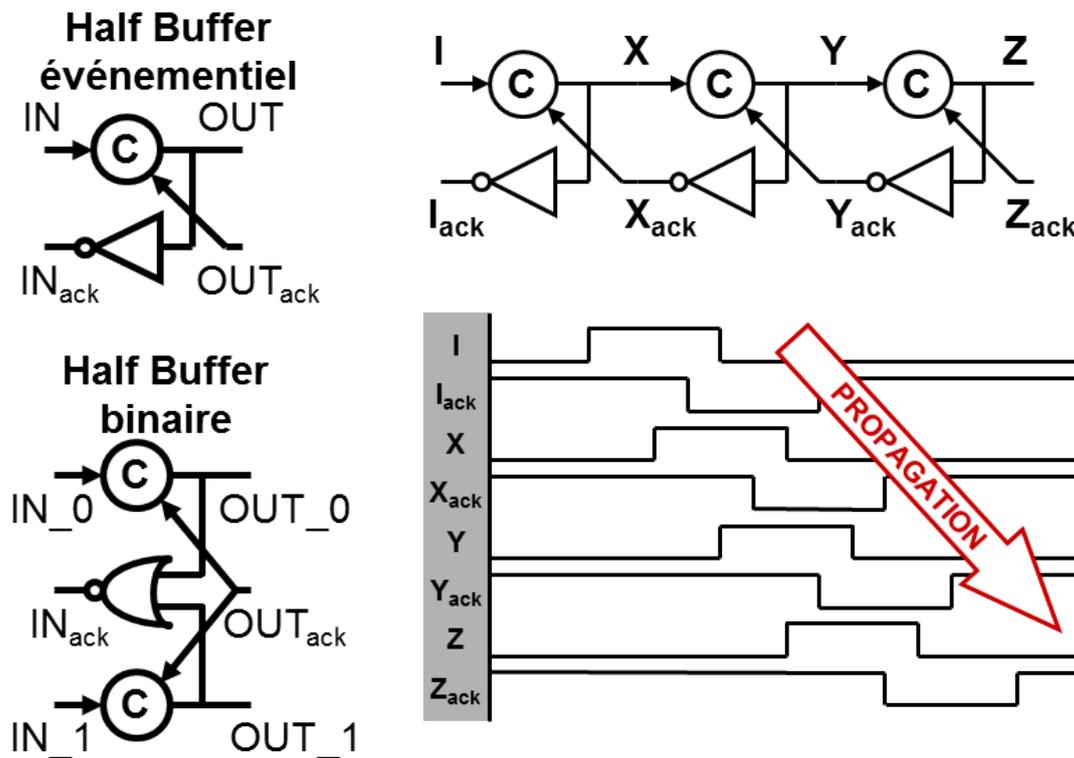


FIGURE 5.18 – Illustration des structures basiques de Half Buffers et de la propagation d'un événement au sein d'un pipeline asynchrone

L'accomplissement complet du protocole dans un circuit asynchrone peut être considéré comme un ensemble cohérent puisqu'il correspond à la transmission complète d'une donnée, les fils étant dans leur état initial après les quatre phases du protocole. Cet ensemble est couramment appelé un jeton et on parle alors de propagation de jeton. La figure 5.18 représente également la propagation d'un jeton au sein d'un pipeline constitué par trois Half Buffers. Terminologiquement parlant, on dira que les canaux I, X, Y et Z y sont séparés par des Half Buffers. Le nom « Half Buffer » provient ainsi du fait qu'un pipeline constitué par deux Half Buffers, qu'on appelle alors « Full Buffer », est capable de contenir un jeton en son sein, et ainsi mémoriser la valeur du jeton, tout en ayant ses signaux d'interfaces à leurs états initiaux. Cette structure est une pile asynchrone de type FIFO²⁵ dont la profondeur est en l'occurrence de 1,5 jetons.

Les Half Buffers synchronisent le comportement sur les canaux asynchrones avec lesquels ils s'interfaçent. Ils implémentent ainsi en logique asynchrone QDI le protocole 4 phases avec le codage 3 états²⁶ (cf. sections 5.4.2.1 et 5.4.2.2) et sont les éléments fondamentaux de la synchronisation locale dans un circuit asynchrone.

25. First In first Out

26. on parlera plus simplement de logique asynchrone QDI 4 phases car on associe par défaut le codage 3 états au protocole 4 phases

5.5.3 Synthèse en logique asynchrone QDI : le Full-Adder 1 bit

Un canal est un simple transporteur de donnée qui ne traite ni ne modifie l'information qu'il transporte. Un opérateur classique en traitement de données numérique est l'additionneur complet²⁷ 1bit, dit « Full Adder ». La synthèse d'un tel additionneur en logique asynchrone QDI met en évidence la méthodologie d'interface entre les canaux asynchrones d'entrées et de sorties d'un opérateur.

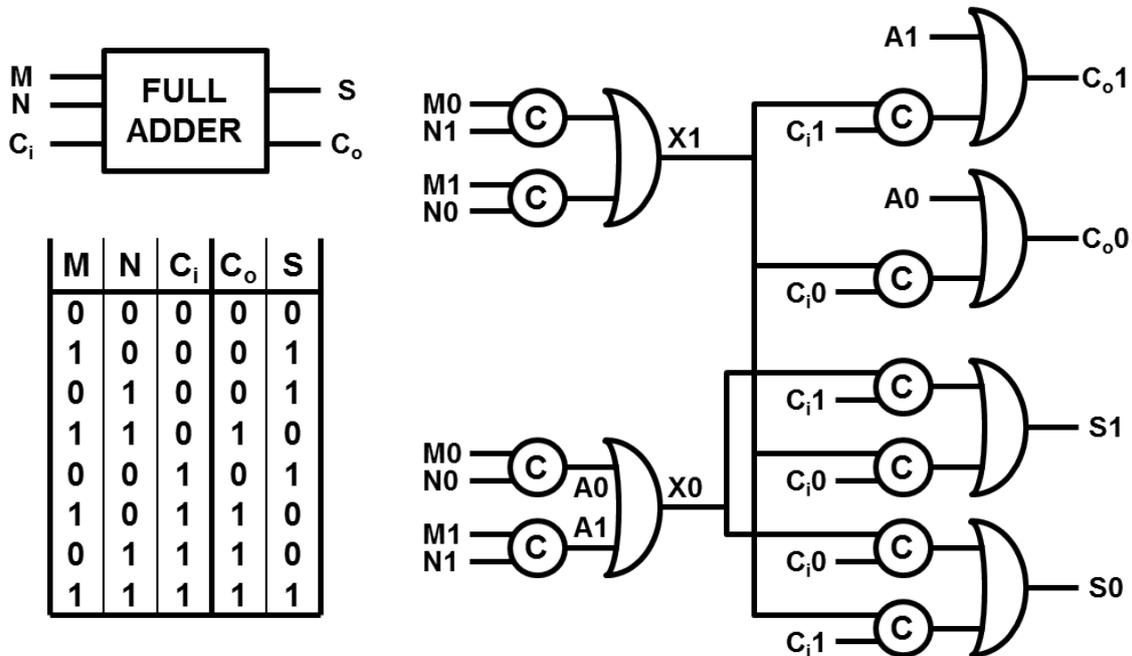


FIGURE 5.19 – Table de vérité et Synthèse d'un full adder 1bit en logique asynchrone QDI

La figure 5.19 illustre la table de vérité d'un additionneur complet 1bit ainsi que la structure combinatoire à base de portes de Muller et de portes OU. La table de vérité représente logiquement l'addition des bits de données sur les canaux M , N et C_i . Le résultat de ce calcul, sur 2 bits, est réparti sur le canal S pour le bit de poids faible et sur le canal C_o pour le bit de poids fort. On utilise 4 portes de Muller pour réaliser les différents rendez-vous événementiels possibles pour les fils de donnée des canaux M et N ²⁸. Les signaux $A0$ et $A1$ expriment ainsi respectivement²⁹ « $m=0$ et $n=0$ » et « $m=1$ et $n=1$ ». Ainsi, le signal $X0$ exprime « M et N transportent la même valeur » et le signal $X1$ « M et N transportent des valeurs différentes ». La génération d'un jeton de valeur 0 sur le canal S est ainsi soit un rendez-vous entre $X0$ et une retenue entrante à 0, c'est à dire le signal C_i0 , soit un rendez-vous entre $X1$ et une retenue entrante à 1, c'est à dire le signal C_i1 . Ces rendez-vous sont implémentés par des portes de Muller entre $X0$ et C_i0 et entre $X1$ et C_i1 . En d'autres termes, $s = 0$ si $m + n = 1$ et $c_i = 1$ ou si $m + n = 0$ et $c_i = 0$. De la même manière, on construit tout l'arbre combinatoire en fonction du comportement souhaité par la table de vérité de l'additionneur.

27. complet veut dire qu'on considère une retenue en entrée et une retenue en sortie

28. c'est à dire les différentes combinaisons deux à deux pour les fils $M0$, $M1$, $N0$ et $N1$

29. m et n sont respectivement les valeurs transportées par les canaux M et N

Plus généralement, les signaux d'entrée entrent sur des portes de Muller afin de synchroniser les événements et de satisfaire les contraintes de la logique asynchrone QDI. En effet, tous les fils étant à 0 à l'état initial, les portes de Muller ne commutent que si les événements qu'elles synchronisent sont présents, indépendamment du temps qui sépare lesdits événements, rendant le circuit insensible aux délais. Satisfaisant le protocole 4 phases, les canaux d'entrées ne reviennent à l'état initial que lorsque la donnée qu'ils transmettent est acquittée. En l'occurrence, la figure 5.19 ne représente que le chemin des données entre les différents canaux. Le concepteur peut alors soit choisir de placer un Half Buffer sur chacun des canaux de sorties et synchroniser le comportement localement en sortie de l'additionneur, soit réaliser un traitement supplémentaire sur les données émises sur les canaux S et C_o avant de synchroniser le fonctionnement du circuit. Dans le cas d'une synchronisation immédiate en sortie de l'additionneur avec un Half Buffer 1bit sur chacun des canaux S et C_o , on synchronisera alors les acquittements de ces deux Half Buffers avec une porte de Muller et la sortie de cette porte sera branchée aux différents acquittements des canaux d'entrée M , N et C_i .

Pour plus de détails sur la synthèse d'opérateurs arithmétiques en logique asynchrone QDI, et notamment la synthèse d'additionneurs plus complexes à plus d'un bit et qui utilisent des synchronisations locales internes permettant d'augmenter la profondeur de pipeline³⁰, on pourra se référer aux travaux de thèse de Joao Fragoso [41]. Ces techniques de synthèse sont valables bien au-delà des opérateurs arithmétiques asynchrones, par exemple pour les machines à états asynchrones présentées dans la suite de ce chapitre.

5.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté les différents concepts de contrôle qui permettent d'intégrer une intelligence pertinente au sein de l'architecture de gestion d'énergie et de puissance du nœud de capteurs communicant. L'extraction des informations énergétiques du système, les commandes applicatives par requêtes d'alimentation et les mécanismes algorithmiques qui lient l'environnement énergétique aux requêtes applicatives ont été successivement abordés dans ce chapitre. L'approche événementielle appliquée au contrôle numérique de l'architecture de gestion d'alimentation est une solution prometteuse. Son utilisation pour le développement de l'architecture d'alimentation d'un système de capteurs communicant semble en effet naturelle de fait de l'environnement variable, imprévisible, et donc événementiel dans lequel le système évolue.

L'approche événementielle adaptée à la gestion d'alimentation a mené à la définition de requêtes d'alimentation qui orientent le fonctionnement du système. La proposition de mettre en œuvre des requêtes d'alimentation opportunistes permet de rendre l'application adaptable à l'environnement énergétique. Bien que simplement présentées dans ce chapitre, les opportunités algorithmiques offertes par ce type de requête sont nombreuses et seront détaillées au chapitre 9. Néanmoins, elles sont d'ores et déjà la preuve qu'il est possible de rendre cohérent le scénario applicatif d'un système de capteurs communicant par rapport à l'environnement énergétique, et ce au niveau du matériel. Cette optimisation de la corrélation entre l'application et l'environnement permet une utilisation optimisée du chemin d'alimentation direct à haut rendement et améliore le rendement

³⁰ donc d'augmenter le nombre de jeton qui sont traités « simultanément » dans l'additionneur, donc la fréquence maximale de fonctionnement de l'opérateur

énergétique global du système. Les environnements énergétiques extrêmes peuvent également être gérés plus facilement par l'application via l'utilisation, d'une part, des requêtes immédiates pour forcer l'exécution d'une tâche et accroître la puissance moyenne consommée, ou d'autre part, des requêtes opportunistes pour privilégier le bilan énergétique du système. Afin de conserver la cohérence de cette approche, il est nécessaire d'envisager une implémentation matérielle événementielle du système de gestion d'alimentation.

Troisième partie

Implémentation du circuit complet de gestion de puissance

Les bases architecturales du module de gestion d'énergie et de puissance ayant été détaillées et validées via une modélisation complète du système mixte, le système est alors implémenté en technologie CMOS UMC 180nm. Cette partie présente le travail qui a été réalisé afin d'intégrer le contrôleur numérique asynchrone d'alimentation et de gestion d'énergie ainsi que l'architecture analogique de transfert de puissance. Les étapes d'intégration abordées couvrent ainsi le flot de conception de circuits intégrés de la synthèse logique au dessin des masques en passant par le dimensionnement de transistor dans les architectures analogiques. En outre, l'approche asynchrone est poussée jusqu'aux éléments de monitoring de tension afin d'octroyer au système d'alimentation un comportement purement événementiel.

Contrôle numérique de la plateforme de gestion de puissance

Le contrôle numérique du module d'alimentation du nœud de capteurs communicant est l'interface entre l'application et l'architecture d'alimentation. Comme on l'a présenté au chapitre 5, le contrôleur associé met en relation les informations énergétiques et les requêtes d'alimentation contraintes par le scénario applicatif. Ces informations et ces requêtes, implémentées par des événements au sein d'une architecture asynchrone, permettent d'adapter le fonctionnement du contrôleur aux conditions environnementales, énergétiques et applicatives. Le présent chapitre développe l'intégration de ce contrôle événementiel au niveau matériel en logique asynchrone QDI. L'implémentation du monitoring de tension est d'abord présentée en mettant l'accent sur la faible consommation des éléments analogiques, les techniques architecturales de réduction de consommation et la correction de l'interface avec le contrôleur d'alimentation proprement dit. La synthèse de machines à états en logique asynchrone QDI est ensuite évoquée et ainsi la synthèse des machines à états de gestion de sortie d'alimentation et d'état de charge de batterie. Les circuits numériques sont décrits en SystemVerilog (cf. figure 5.16) au niveau d'abstraction des canaux asynchrones. Les simulations sont alors effectuées avec ModelSim[®] pour les systèmes purement numériques et avec ADVance MS[™] pour les systèmes mixtes. Nous n'avons pas au moment de la conception du circuit d'outils capables de faire la synthèse automatique des machines à états du contrôleur. Ce serait possible aujourd'hui avec l'outil ACC de Tiempo [118]. La synthèse de ces dernières a alors été réalisée à la main [85, 153].

La technologie choisie pour intégrer la totalité du système de gestion d'alimentation est la technologie CMOS UMC 180nm. Ce choix est argumenté en premier lieu par le souhait d'intégrer de façon monolithique le système complet en faisant un compromis entre la surface et les performances. Une technologie basée sur des transistors plus gros aurait, bien qu'étant plus stable en termes de performances analogiques, un coût important en termes de surface notamment pour la partie numérique du système. Au contraire, un nœud technologique plus avancé avec des transistors plus petits permettrait de réduire la taille et la consommation dynamique du système, tout en ayant des performances en vitesse accrues. Néanmoins, la consommation statique aurait été plus élevée à cause des fuites grandissantes des dispositifs avancés. La technologie UMC 180nm présente en l'occurrence des courants de fuites très faibles, ce qui est parfaitement cohérent avec l'intégration d'un système développé pour des nœuds de capteurs communicants susceptibles de ne fonctionner qu'une petite proportion du temps. En second lieu, c'est la simplicité de la technologie, sa disponibilité et son faible coût qui ont motivé le choix de l'UMC 180nm. En effet, et plus de détails seront donnés en conclusion de ce mémoire, le développement et la démocratisation de nouvelles technologies telles que les technologies sur isolant¹ sont des opportunités intéressantes pour l'intégration des systèmes de capteurs communicants à cause de leurs performances accrues en consommation statique. Néan-

1. Silicium sur isolant, SOI, de l'anglais « Silicium On Insulator »

moins, les difficultés dues à la complexité de ces technologies rendent l'intégration contraignante et ces efforts ne font pas partie des objectifs de ces travaux de thèse.

6.1 Monitoring de tension

La section 5.1 a présenté les principes de monitoring de tension qui implémentent le suivi énergétique des différents éléments de stockage d'énergie au sein de l'architecture d'alimentation. Les capacités de stockage sont monitorées de manière passive et génèrent des informations pour le contrôleur numérique. La batterie est quant à elle monitorée de manière active et les informations sur sa tension sont générées sur demande du contrôleur numérique. Cette section présente les architectures transistors des éléments utilisés pour réaliser la numérisation des informations de tension ainsi que celles des éléments numériques transformant ces informations énergétiques en événements de données numériques compatibles avec la logique asynchrone QDI. Les structures de monitoring présentées dans cette section, outre les architectures fondamentales des comparateurs, ont été élaborées dans le cadre de ces travaux de thèse.

6.1.1 Circuits et techniques élémentaires mis en œuvre

La fonction des blocs présentés est de convertir une tension en information numérique. À la différence d'un ADC classique de type SAR ou $\Sigma\Delta$, les blocs de monitoring utilisés sont basés sur un nombre restreint de seuils de tension, en relation avec l'utilisation d'énergie stockée dans l'élément dont la tension est monitorée. La première tâche à accomplir consiste à situer la tension mesurée parmi les seuils de tension considérés. Faisant l'hypothèse qu'il existe dans le circuit une référence de tension, l'objectif est de diviser la tension entrante par un rapport connu et de la comparer avec cette référence. Les blocs élémentaires ainsi présentés sont un pont diviseur de tension personnalisé, un comparateur de tension commuté et un comparateur de tension continu.

6.1.1.1 Ponts diviseurs de tension

La division de tension est une opération courante et connue en conception électronique qui peut être réalisée avec des éléments résistifs voire capacitifs. La structure utilisée dans le cadre du développement du bloc de monitoring de tension est basée sur des transistors PMOS branchés en diodes, c'est à dire la source branchée sur le caisson et le drain branché sur la grille. Pour chacun des points entre les diodes, le potentiel vaut alors la tension d'alimentation du pont multipliée par le nombre de diodes en dessous du point considéré et divisé par le nombre total de diodes. Une telle structure, développée dans le cadre de ces travaux de thèse, est illustrée sur la figure 6.1 pour une division de la tension d'entrée par deux. L'utilisation de transistors montés en diodes permet de limiter le courant dans la branche tout en limitant la surface nécessaire à l'implémentation physique d'un tel composant².

La particularité du pont de diode utilisé est que le courant dans la branche peut être « coupé ». Deux manières sont utilisées :

- En coupant le courant dans le transistor le plus proche de la masse. La tension de sortie tend alors vers la tension d'entrée.

2. Un pont diviseur à base de résistance nécessite des résistance d'autant plus grande que le courant dans la branche est faible

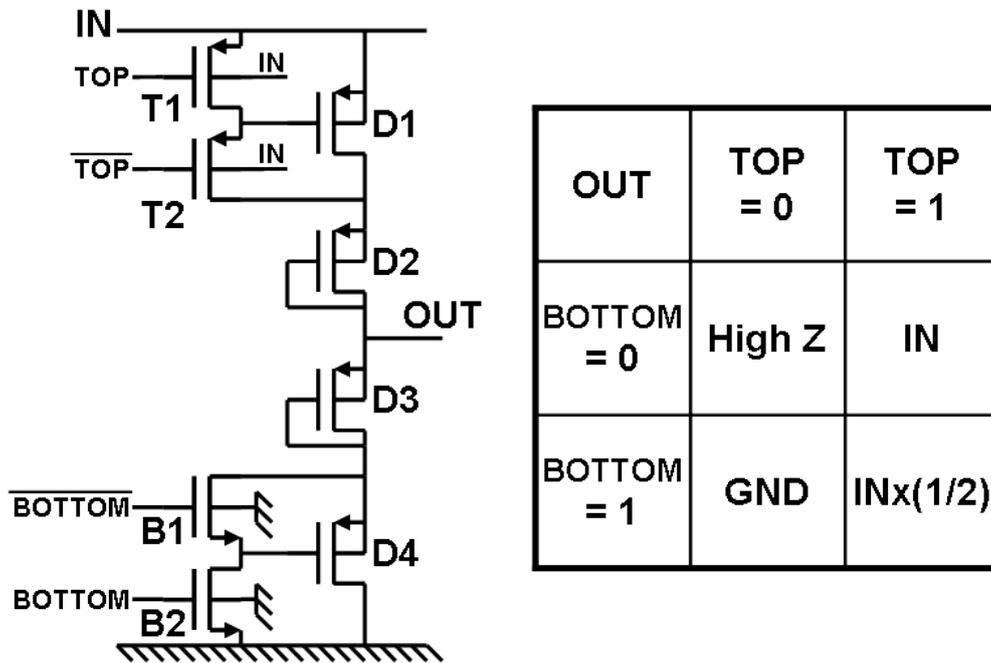


FIGURE 6.1 – Pont de diode éteignable

- En coupant le courant dans le transistor le plus proche de l'alimentation, donc la tension d'entrée. La tension de sortie tend alors vers 0.

Ces deux méthodes pour éteindre le pont permettent, dans le cas d'une comparaison continue avec la référence de tension, de ne pas faire croiser la tension monitorée, n'étant alors plus une division correcte de la tension dans la capacité, et la référence de tension. Ce croisement serait en effet susceptible de générer des commutations dans les comparateurs et de provoquer la génération d'information erronée. Cette extinction est réalisée grâce à des transistors PMOS, respectivement NMOS, qui servent à court-circuiter le caisson et la grille du transistor le plus proche de l'alimentation, respectivement le plus proche de la masse (cf. figure 6.1). La consommation est réduite en augmentant le nombre de diodes dans la branche afin que la tension à leurs bornes n'induisse qu'un très faible courant dans la branche. En pratique, ce courant est de quelques dizaines à centaines de nanoampères lorsque la tension est au seuil à mesurer et ne peut pas être trop diminué afin de maintenir correctement la tension divisée malgré les appels de courants, même faibles, des entrées de comparateurs. En outre, il est à remarquer que la consommation de ce bloc est nulle lorsque que la tension aux bornes de la capacité est nulle.

6.1.1.2 Comparateur commuté

Le comparateur commuté réalise une comparaison entre deux tensions sur une transition d'un signal de contrôle. Ce type de comparateur est généralement utilisé en étant commuté par un signal d'horloge mais en l'occurrence, il sera intégré au sein d'un élément numérique réalisé en logique asynchrone QDI et sera commuté par un signal numérique où les fronts ne seront pas répartis régulièrement dans le temps. Il existe de nombreuses structures de comparateurs qui réalisent ce type de comparaison. Dans le cadre de ces travaux de thèse, l'architecture choisie est illustrée en figure 6.2.

L'architecture choisie est à deux entrées analogiques IN_m et IN_p , une entrée numérique $EVAL$,

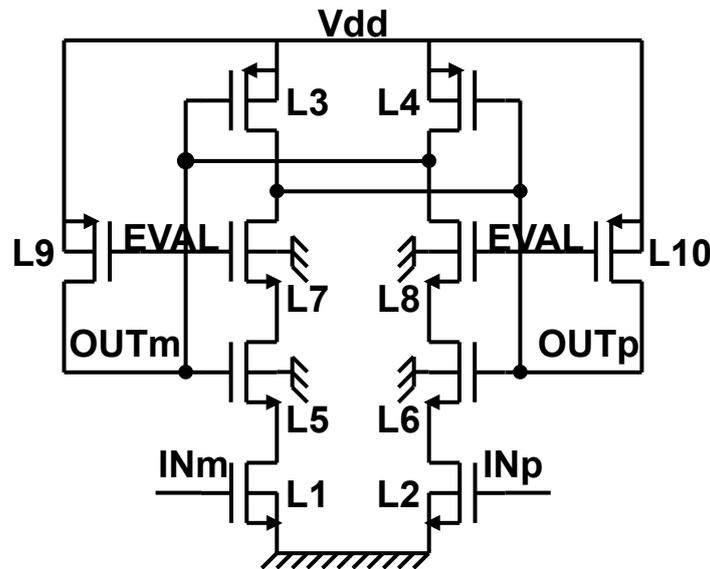


FIGURE 6.2 – Architecture du comparateur commuté

deux sorties numériques OUT_m et OUT_p , et contient 10 transistors. Le comportement de ce circuit peut être analysé de la manière suivante³ :

- Lorsque l'entrée de contrôle $EVAL$ est à 0, les transistors NMOS L7 et L8 sont bloqués, les transistors PMOS L9 et L10 sont passants et les sorties sont toutes les deux à 1. Lorsque $EVAL$ passe à 1, L9 et L10 deviennent bloqués et L7 et L8 autorisent le passage du courant dans les branches centrales.
- Deux inverseurs constitués par L3, L4, L5 et L6, sont connectés tête-bêche et entrent ainsi en fonctionnement lorsque le signal de contrôle $EVAL$ passe à 1.
- Deux transistors NMOS L1 et L2 sont placés entre les inverseurs et la masse et sont polarisés par les signaux analogiques à comparer.
- La tension la plus haute entre IN_m et IN_p rend le courant plus élevé dans la branche qu'elle polarise. C'est ainsi l'inverseur sur ladite branche, plus rapide, qui fixe sa sortie à 1, OUT_m ou OUT_p selon la branche. L'autre sortie est alors polarisée à 0. L'information est alors détectable car $OUT_m = 0$, respectivement $OUT_p = 0$, implique que $IN_m > IN_p$, respectivement $IN_m < IN_p$.
- Les sorties reviennent à l'état initial lorsque $EVAL$ repasse à 0.

Les transistors sont dimensionnés pour définir la vitesse de comparaison du comparateur, en compromis avec sa consommation énergétique. La consommation statique de ce comparateur est très faible, en pratique de l'ordre du picoampère, mais peut consommer plusieurs dizaines de microwatts lors des transitions du signal $EVAL$.

6.1.1.3 Comparateur continu

Le comparateur continu réalise quant à lui continuellement la comparaison des tensions de ses deux entrées analogiques IN_m et IN_p et génère le signal de sortie numérique OUT . La structure utilisée est basée sur un étage de comparaison des tensions et sur un étage d'amplification en sortie. L'architecture du comparateur est illustrée en figure 6.3.

Le fonctionnement de cette architecture composée de sept transistors est le suivant :

3. Pour des questions de simplicité, on parlera de signaux numériques à 1 et 0, ce qui revient à VDD et GND

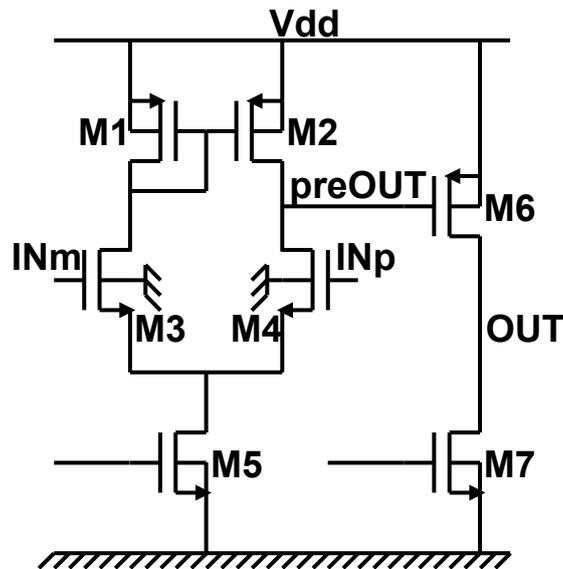


FIGURE 6.3 – Architecture du comparateur continu

- L'étage de comparaison est constitué d'un transistor de polarisation M5 qui fixe le courant dans l'étage et de deux branches partant de ce transistor. Un miroir de courant (M1 et M2) égalise le courant dans chacune des branches. Une paire différentielle (M3 et M4) est utilisée afin de favoriser la transition du signal *preOUT* vers *Vdd* ou vers la masse en fonction de la relation de supériorité entre IN_m et IN_p .
- L'étage de sortie amplifie cette transition grâce au transistor M6 qui inverse le signal *preOUT*. L'amplification est déterminée par le courant dans la branche fixé par le transistor de polarisation M7.

Si $IN_m < IN_p$, *preOUT* tend à s'écartier de *Vdd* et la sortie *OUT* est polarisée à 1. Inversement, si $IN_m > IN_p$, *preOUT* tend à rester proche de *Vdd* et la sortie *OUT* est polarisée à 0. En termes énergétiques, la consommation de ce comparateur est essentiellement composée de sa consommation statique, conséquence de la polarisation des étages de comparaison et d'amplification. Cette polarisation fixe le compromis entre, d'une part, la vitesse de réaction pour qu'un changement sur la relation de supériorité entre IN_m et IN_p modifie *OUT*, et d'autre part, la consommation du comparateur.

6.1.1.4 Comparaison des comparateurs

La consommation de ces deux types de comparateurs est fortement influencée, pour le comparateur continu, par l'ordre de grandeur temporel des variations des entrées en tension à mesurer et et donc par les contraintes de vitesse et de polarisation qui en découlent, et pour le comparateur commuté, par la fréquence des comparaisons de tension. Afin de comparer ces deux mécanismes de monitoring de tension, un cas simple de charge et de décharge de capacité est considéré. Une capacité de $1\mu\text{F}$ est chargée avec un courant I entre 1.4V et 2.2V puis, une fois chargée à 2.2V , est déchargée avec un courant de 20mA jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne à nouveau 1.4V , et ainsi de suite. Les comparateurs monitorent un seuil de tension à 1.8V et leur consommation est étudiée. Les résultats de consommation en fonction de la fréquence et pour quelques valeurs de I_{IN} sont présentées en figure 6.4.

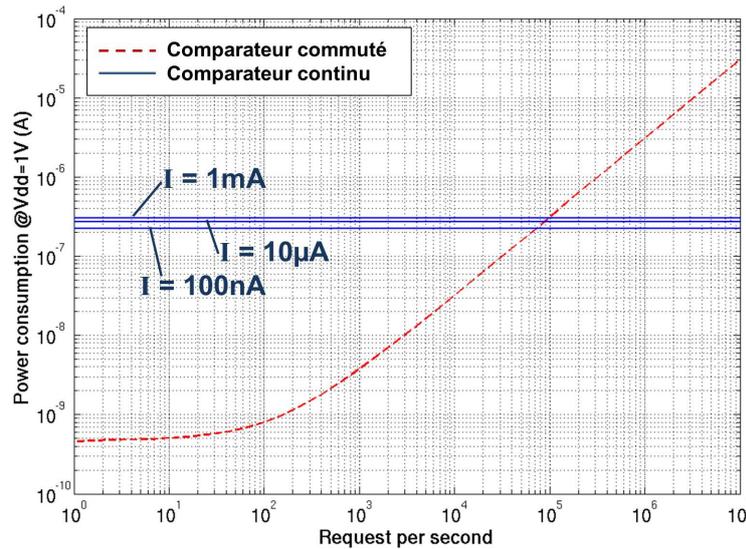


FIGURE 6.4 – Comparaison des comparateurs en consommation

La consommation du comparateur continu, en l'occurrence de l'ordre de 300nA , est évidemment indépendante du nombre d'échantillonnages par seconde, mais est également relativement constante comparée aux variations de consommation dynamique dues aux trois ordres de grandeur de courant I . Celle du comparateur commuté est quant à elle monotone croissante pour un nombre d'échantillonnages par seconde croissant. Linéaire pour des nombres d'échantillonnages élevés, elle est bornée à quelques centaines de picoampères lorsque le nombre d'échantillonnages par seconde descend en-dessous de 100. La consommation des deux comparateurs est similaire pour une centaine de milliers d'échantillonnage par seconde, ce qui confirme la pertinence de l'utilisation du monitoring passif pour des éléments à variations de tension rapides et du monitoring actif pour les éléments dont la tension est plus stable.

6.1.1.5 Technique de réduction de consommation dans le monitoring de tension par seuil

Le monitoring sur seuils de tension impose l'utilisation d'un diviseur de tension et d'un comparateur par seuil. Basée sur l'approche événementiel du monitoring de tension, une technique de réduction de consommation est utilisée et vise à garder actives uniquement deux instances de monitoring de seuil. Cette technique est tirée d'un article de Akopyan sur la conception d'un ADC Flash asynchrone [2]. Plutôt que de conserver les 1024 comparateurs continus du circuit actifs et consommants, il utilise un mécanisme de jeton qui est transmis d'étage de monitoring en étage de monitoring afin de ne conserver allumés que les étages de monitoring autour de la position actuelle de la tension à mesurer. Même si la structure ici présentée n'est pas basée sur des jetons asynchrones transmis, elle réalise la même fonction de masquage des étages de monitoring inutiles. Considérons ainsi N seuils de tension V_n tels qu'illustrés sur la figure 6.5 :

Il s'agit de définir une loi de contrôle des signaux TOP_n , du haut, et $BOTTOM_n$, du bas, des N ponts diviseurs de tension (cf. 6.1) en fonction de la tension d'entrée V et donc a fortiori en fonction de l'état de sortie des comparateurs (noté C_n). Afin de contrôler correctement l'étage n de monitoring, on considère les deux cas suivants :

- Extinction par le haut : L'étage n doit être éteint par le haut, la différence de tension en entrée

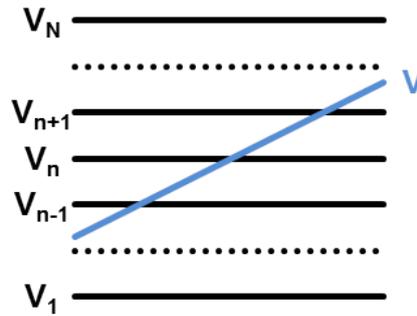


FIGURE 6.5 – Considérations pour algorithme d’extinction des seuils de tension

du comparateur tendant alors vers 0, lorsque $V > V_n$. On a ainsi $TOP_n = 1$ quand $V < V_{N+1}$ et donc :

$$TOP_n = \overline{C_{n+1}} \quad (6.1)$$

- **Extinction par le bas** : L’étage n doit être éteint par le bas, la différence de tension en entrée du comparateur tendant alors vers V , lorsque $V < V_n$. On obtient donc $BOTTOM_n = 1$ quand $V > V_{N-1}$ et ainsi :

$$BOTTOM_n = C_{n-1} \quad (6.2)$$

L’extinction des comparateurs se fait en considérant une porte ET sur les signaux de contrôle des deux interrupteurs. Grâce à cette technique, il est possible d’adapter le fonctionnement du bloc de monitoring en fonction de l’évolution de la tension et d’avoir uniquement deux étages allumés⁴ pour réduire et borner la consommation du module complet à celle de deux étages.

6.1.2 Monitoring passif des capacités de stockage

Considéré d’un point de vue événementiel, le monitoring passif de tension est un convertisseur d’événements énergétiques en événements numériques contenant l’information sur la tension à mesurer. Le fonctionnement de ce module est basé sur l’utilisation de comparateurs continus et ainsi de signaux numériques continus contenant l’information de la relation de supériorité entre la tension à mesurer et les différents seuils de tension. Les transitions sur ces signaux sont détectées afin de générer des événements de données asynchrones QDI pour les fronts montants et descendants. En sortie du module de monitoring, on a ainsi des canaux asynchrones sur 1bit dont les jetons 0 et 1 représentent respectivement un front descendant et un front montant de chacun des signaux de comparaison continue, et donc respectivement un passage en-dessous et au-dessus de chacun des seuils de tension. Ce mécanisme utilise un détecteur asynchrone de front illustré sur la figure 6.6.

Deux versions de détecteurs de fronts montants sont utilisables. La version basique contient une unique porte de Muller et synchronise le comportement d’un signal binaire avec un canal événementiel asynchrone. L’inconvénient majeur de cette structure est de bloquer le canal QDI sortant si le signal d’entrée est maintenu à l’état haut. Une structure FRTZ⁵ peut alors être utilisée pour décorrélérer la détection de front et la génération de jeton asynchrone. Deux portes de Muller

4. voire un seul si $V < V_1$ ou si $V > V_N$

5. Fast Return To Zero

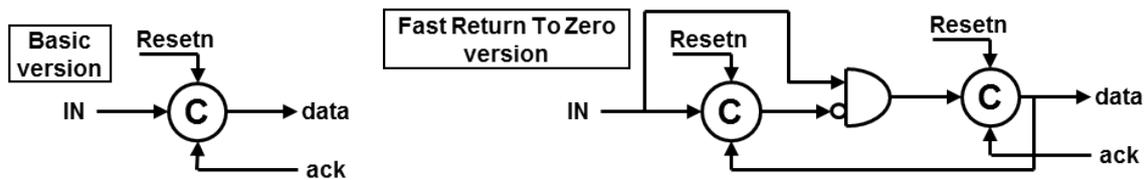


FIGURE 6.6 – Détecteurs QDI de fronts montants sur signal numérique quelconque

et une porte AND avec une entrée inverseuse implémentent la libération du jeton sur le canal asynchrone de sortie même si le signal en entrée n'a pas transitionné. La première porte de Muller synchronise le front du signal entrant avec le canal de sortie en réalisant une remise à zéro du fil de donnée sur la deuxième porte de Muller et en assurant qu'aucun front montant ne se propage tant que le signal entrant n'est pas repassé par 0. Ainsi, un unique jeton asynchrone est généré à chaque front montant en entrée. Cette seconde solution, plus coûteuse en surface, permet une libération du traitement de contrôleur en termes de synchronisation avec l'architecture de gestion d'énergie. Cette structure est utilisée telle quelle mais aussi avec une inversion en entrée, telle qu'illustrée sur la figure 6.7, pour détecter les fronts montants mais aussi descendants sur les signaux de sortie de comparateurs. Le canal asynchrone de sortie d'un tel système est un unique canal binaire plutôt que deux canaux purement événementiels car les événements traités sont mutuellement exclusifs.

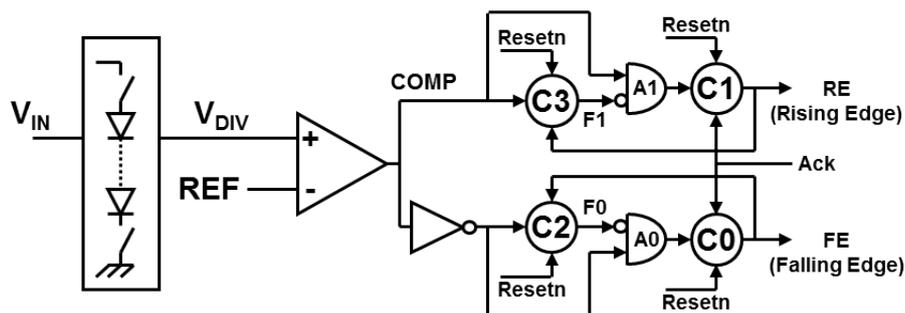


FIGURE 6.7 – Bloc fondamental de monitoring passif d'un seuil de tension

Le comportement du système ainsi constitué est illustré sur la figure 6.8. Un signal entre en dents de scie autour d'une valeur référence de 600mV qui est également la seconde entrée du comparateur. Le signal de sortie du comparateur (en rouge sur la figure) est alors généré et les jetons asynchrones sont émis en sortie sur le rail de 0 lors du front montant et sur le rail de 1 lors du front descendant. Le signal d'acquiescement est généré par une porte NOR branchée sur les deux rails de donnée du canal. Le protocole asynchrone 4 phases est respecté et les détecteurs de fronts FRTZ permettent une libération immédiate du canal après réception du jeton par le contrôleur.

Ce système est utilisé avec un pont diviseur dédié à chacun des seuils de tension à monitorer. Les ponts diviseurs de tension ainsi que les comparateurs sont éteints avec la technique de réduction de consommation présentée à la section 6.1.1.5. Pour des raisons de temps de conception, et étant donnée la présence d'un contrôleur synchrone et donc d'une horloge, le comparateur continu est implémenté avec un comparateur commuté et une bascule (figure 6.9). Le résultat de comparaison

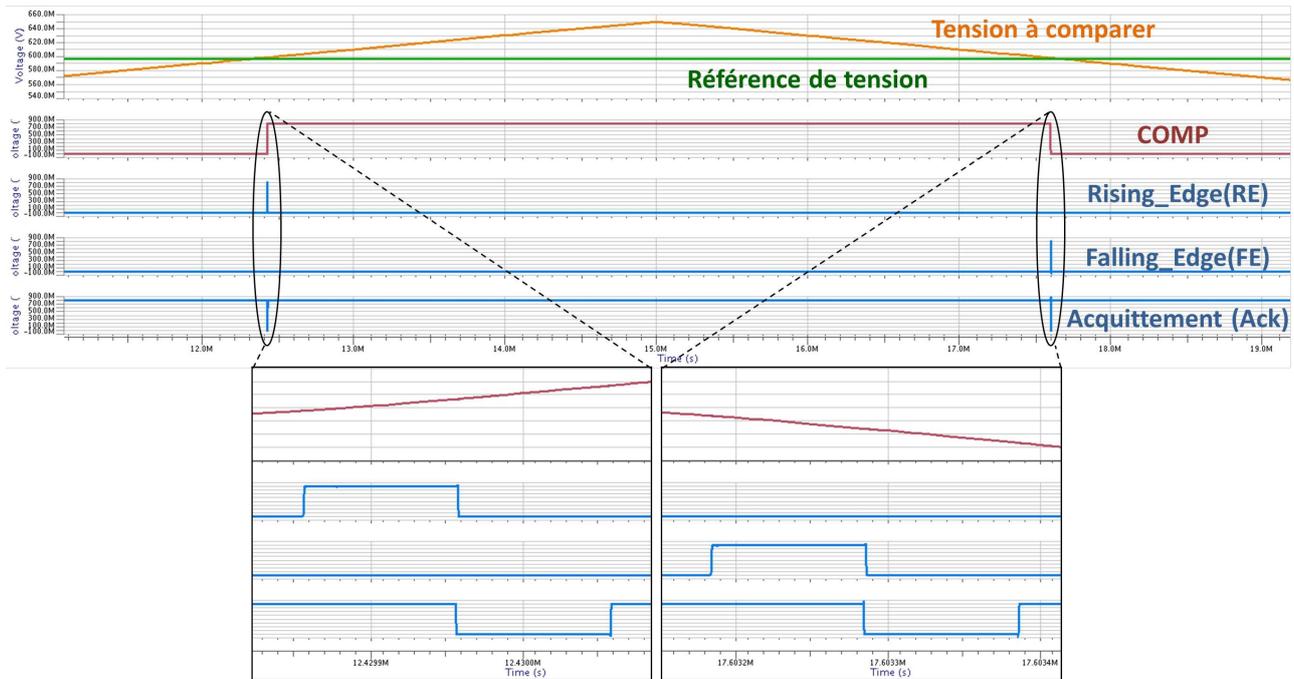


FIGURE 6.8 – Résultats comportementaux du bloc de monitoring passif

est échantillonné, le comportement d'un signal de comparaison continu est alors simulé et le signal est transmis aux détecteurs de fronts.

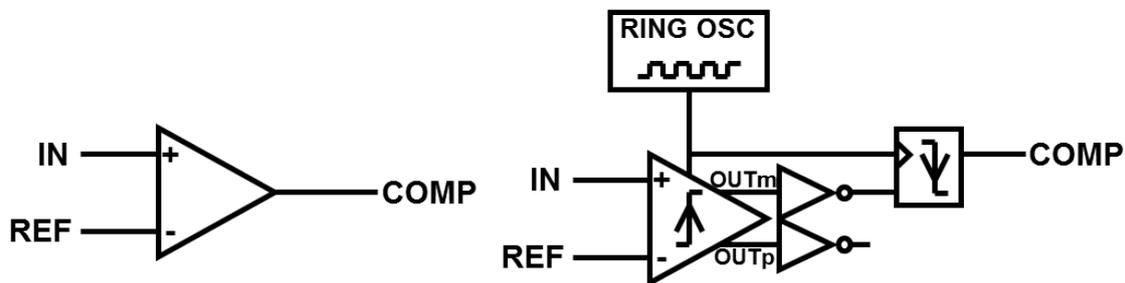


FIGURE 6.9 – Implémentation alternative du comparateur continu avec le comparateur commuté

Grâce à la technique de réduction de consommation par masquage d'étages, la consommation du système de monitoring est réduite à deux fois la consommation d'un bloc unitaire, c'est à dire 700nA à 100kHz.

6.1.3 Monitoring actif de la batterie

La technique de monitoring actif peut également être implémentée de manière événementielle et adaptée à la logique asynchrone QDI. Contrairement au monitoring passif, c'est un ordre du contrôleur numérique qui enclenche l'échantillonnage de la tension aux bornes de la batterie. Le bloc unitaire de monitoring actif a ainsi une entrée analogique de tension, un canal asynchrone événementiel de commande en entrée et un canal asynchrone binaire qui transmet le résultat de comparaison en sortie. L'architecture de ce bloc est illustrée sur la figure 6.10.

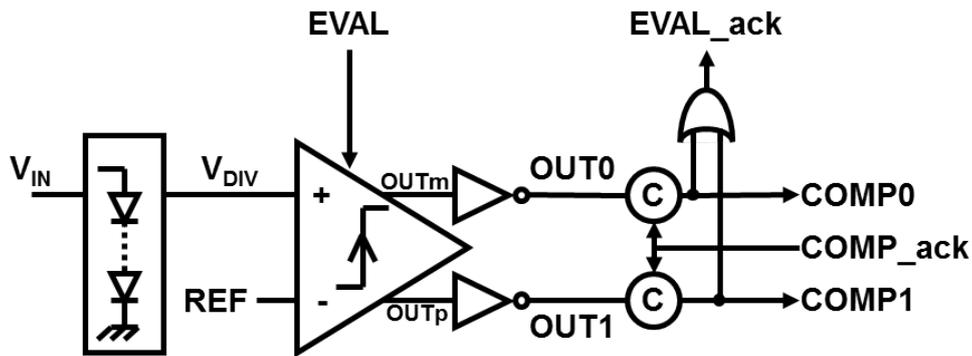


FIGURE 6.10 – Bloc fondamental de monitoring actif d'un seuil de tension

Cette structure utilise le comportement particulier du comparateur commuté afin d'insérer le fonctionnement du comparateur au sein même du protocole de communication asynchrone. Le comparateur commuté génère un pulse inversé en sortie lors d'un pulse sur son entrée de commande. La sortie où est transmis le pulse dépend de la relation de supériorité entre les tensions. En d'autres termes, à une inversion près, le comparateur commuté permet d'aiguiller le pulse de commande sur une des sorties en fonction du résultat de comparaison. En mettant un Half Buffer binaire en sortie, et ainsi en considérant l'acquittement du canal de sortie et en générant l'acquittement du canal d'entrée, le fonctionnement du système respecte le protocole 4 phases de communication asynchrone et le comparateur commuté est intégré au sein de la logique asynchrone QDI. Le comportement d'un tel système est illustré sur la figure 6.11 pour deux demandes d'échantillonnage.

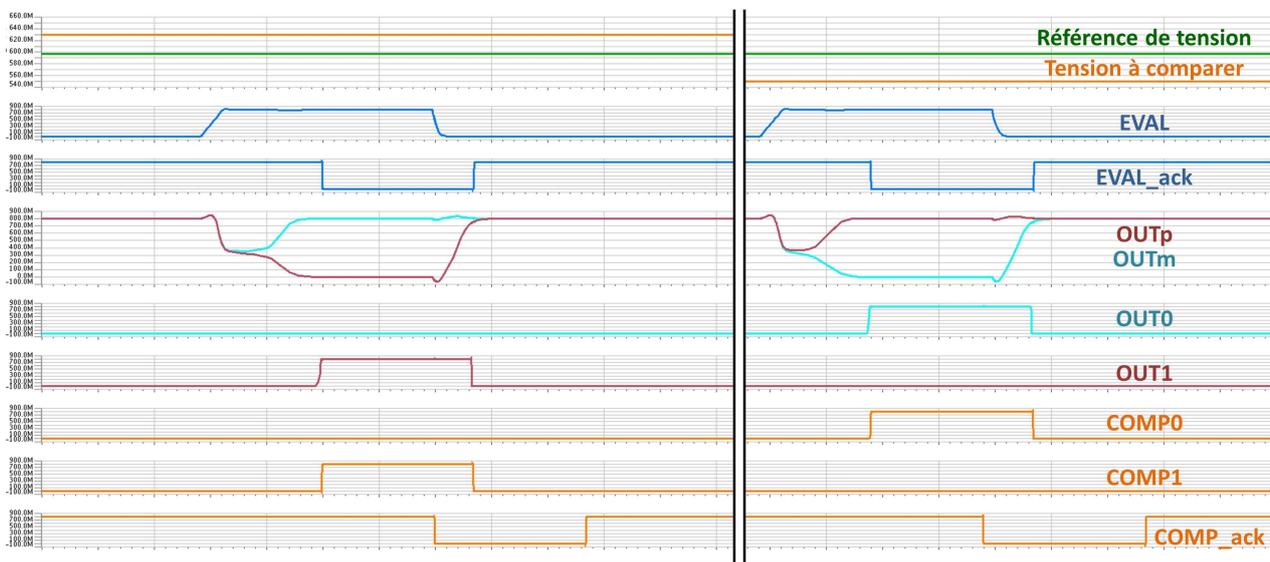


FIGURE 6.11 – Résultats comportementaux du bloc de monitoring actif

Dans le cas où la tension est supérieure au seuil à monitorer (à gauche sur la figure), un jeton est envoyé sur le canal de commande. Après avoir eu ses sorties transitoirement polarisées à $V_{DD}/2$, un des inverseurs tête-bêche enclenche la commutation du comparateur et le nœud OUT_p est forcé à la masse. Le pulse est alors transmis sur OUT_1 et ainsi sur le rail 1 du canal binaire de sortie. L'acquittement de l'événement de contrôle est alors réalisé grâce à la porte NOR et le comparateur

retourne dans son état initial lorsque la donnée sur la commande est invalidée dans le protocole 4 phases asynchrone. Un jeton 0 est généré de la même manière si la tension est inférieure au seuil à monitorer. Le module complet est constitué d'un bloc unitaire par seuil monitoré, chaque bloc étant associé à un diviseur de tension dédié. Aucun masquage d'étage de monitoring n'est possible ici car c'est l'échantillonnage demandé par le contrôleur et non le croisement d'un seuil de tension qui est à l'origine de la génération des jetons de sortie. La tension n'est pas suivie et le système ne prend pas en compte de tension courante pour simplifier la comparaison des tensions. La consommation n'est pas ici un critère contraignant. En fait, la réduction de consommation est réalisée par la diminution du nombre d'échantillonnages, qui sont finement contrôlés par le contrôleur numérique. Les comparateurs sont ainsi dimensionnés pour avoir une précision suffisante pour séparer les différents seuils tension de la batterie. Sous 0.8V, la consommation dynamique est de 8,42 pJ/ev et la consommation statique est de 84nA pour le pont diviseur et de 2nA pour le reste du système.

6.1.4 Conclusion sur l'implémentation du monitoring de tension

Les éléments de monitoring sont implémentés en technologie UMC180 en utilisant les architectures et les techniques présentées dans cette section. La surface totale de ces éléments est inférieure à 0,24 mm² et la répartition pour chacun des éléments de stockage d'énergie est détaillée sur la table 6.1. Les ponts diviseurs de tension sont les fonctions les plus encombrantes. En effet, la taille des diodes est augmentée pour diminuer les courants de fuite tout en maintenant un contrôle précis sur le rapport W/L des transistors.

Surface (µm ²)	LVcap	HVcap	Batt
Ponts diviseurs	27778	41481	30118
Comparateurs	7500	10000	10000
Découplage	3600	4800	19200
Total	69518	89355	93862

TABLE 6.1 – Résultats d'implémentation des blocs de monitoring de tension

Ces modules font office d'interfaces entre les éléments de stockage d'énergie et le contrôleur numérique. Les informations de tension sont converties en jetons asynchrones, qu'ils signifient un événement énergétique comme dans le monitoring passif ou une information quantitative de tension dans le monitoring actif. Ces modules sont parfaitement adaptés pour être connectés directement au contrôleur en logique asynchrone QDI.

6.2 Microarchitecture du contrôleur numérique

Comme l'a présenté la section 5.3, l'architecture du contrôleur d'alimentation est divisée en trois modules qui gèrent chacun un élément de stockage d'énergie. La gestion des capacités permet une connaissance des flux d'énergie entrant et des conditions d'alimentation courantes. La gestion de la batterie permet quant à elle d'augmenter la qualité de service du système quand aucune énergie n'est récupérée dans l'environnement en autorisant l'aide énergétique nécessaire au déroulement des tâches de l'application.

Ces modules principaux implémentent l'intelligence artificielle du système d'alimentation. Ils sont intégrés au sein de l'architecture et s'interfaçent entre eux mais aussi avec le système, de manière intrinsèque ou avec l'aide de blocs élémentaires de gestion de jetons asynchrones. L'architecture complète du contrôleur d'alimentation est illustrée en figure 6.12 avec en particulier les tailles des canaux asynchrones qui implémentent la communication entre les différents éléments. Cette illustration met en avant l'interface d'une part avec le contrôleur applicatif (en bas) avec des canaux de communication asynchrones, et d'autre part avec l'architecture analogique de transfert de puissance où les signaux à lire et à générer sont des fils classiques.

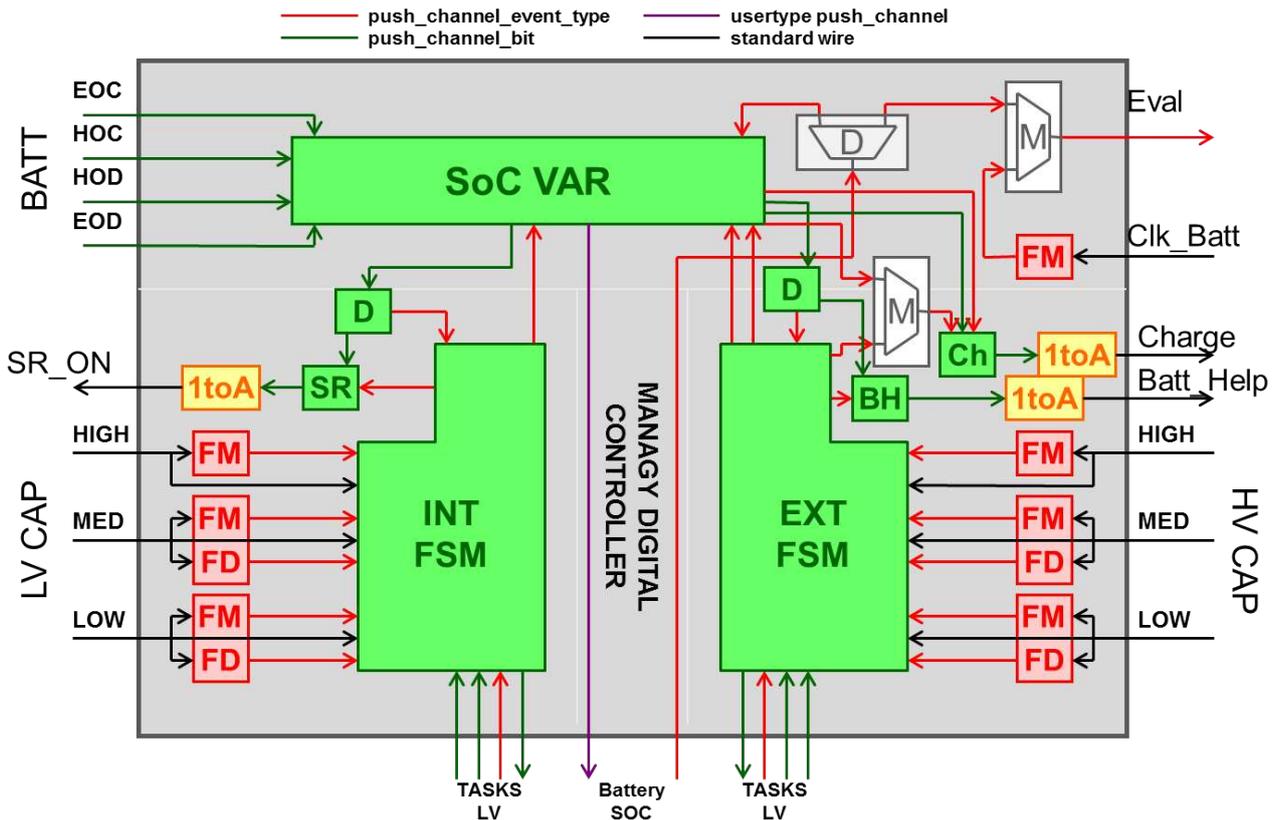


FIGURE 6.12 – Microarchitecture du contrôleur numérique

Les signaux de sortie des comparateurs de monitoring de tension sont ainsi représentés en entrée du contrôleur (*LOW*, *MED*, *HIGH*) pour chacune des capacités de stockage d'énergie. Les détecteurs de fronts présentés à la section 6.1.2, FM et FD sur la figure, sont considérés à l'intérieur du contrôleur numérique. Des fusionneurs d'événements et des duplificateurs sont présents dans l'architecture, notés respectivement M⁶ et D, afin de rassembler des jetons provenant de plusieurs canaux en un seul lorsque plusieurs éléments peuvent donner le même ordre ou de dédoubler les jetons asynchrones lorsqu'un événement est destiné à plusieurs blocs. Des convertisseurs de données événementielles en données sur niveaux sont utilisés pour générer les signaux de contrôle des blocs de transfert de puissance au sein de l'architecture analogique. Les signaux *Batt_Help* et *SR_ON* contrôlent l'aide de la batterie respectivement pour le chemin haute et basse tension et le signal *Charge* autorise la recharge de la batterie lorsque la capacité haute tension est pleine. Les paires

6. pour « Merger », mélangeur en anglais

de signaux *EOD*, *HOD*, *HOC* et *EOC* sont les fils de données des canaux asynchrones arrivant du monitoring de tension actif de la batterie. Le signal *Eval* est ainsi celui qui enclenche l'échantillonnage de la tension de batterie. Les Half Buffers (*HB*) sont ceux présents dans l'élément fondamental de monitoring actif de tension. L'acquiescement d'une demande d'évaluation est généré grâce à une porte de Muller branchée sur les acquiescements générés par chacun des Half Buffers.

La présente section développe les aspects principaux qui ont permis la synthèse logique du contrôleur en logique asynchrone QDI. Les différents blocs élémentaires évoqués dans le paragraphe précédent ne seront pas détaillés dans ce mémoire. L'intérêt sera également porté sur les résultats d'implémentation en termes de décompte de portes logiques mais aussi en termes de consommation, et ce pour les versions asynchrones et synchrones du contrôleur événementiel.

6.2.1 Synthèse de machine à états en logique asynchrone QDI

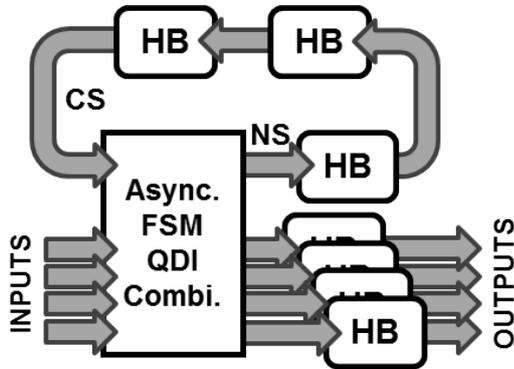
La synthèse de machines à états en logique asynchrone est réalisée grâce à un bouclage de canaux asynchrones qui implémentent la variable d'état au sein de la machine. Une boucle de canaux asynchrones n'est viable que s'il y a au moins trois Half Buffers dans la boucle. En effet, si on considère uniquement deux Half Buffers, un jeton pourra être contenu au sein de la boucle mais le mécanisme de communication du protocole 4-phases sera bloqué et le système sera maintenu indéfiniment dans cet état. Avec 3 Half Buffers, il existe toujours un Half Buffer dont la sortie n'est pas forcée et qui pourra être modifié par un ensemble combinatoire par exemple. La structure de base d'une machine à états en logique asynchrone QDI est illustrée en figure 6.13. Les notions d'« état courant », CS^7 , et d'« état suivant », NS^8 , sont présentes comme dans l'implémentation synchrone d'une machine à états. Un bloc combinatoire en logique asynchrone QDI est ainsi utilisé pour générer les jetons de sortie et le jeton d'état suivant en fonction du jeton d'état courant et des événements en entrée. Les canaux asynchrones de sortie peuvent être bufferisés comme sur la figure mais ce n'est pas une nécessité si la vitesse n'est pas une contrainte et si aucun bouclage desdits canaux n'est réalisé dans le système.

Dans le cadre de l'implémentation de ce contrôleur, des signaux numériques simples sont présents en entrée des machines à états. Cette pratique n'est pas incohérente mais met en œuvre des blocs spéciaux typiques de l'implémentation de circuits asynchrones QDI. Les synchroniseurs, notés *SYNC*, réalisent l'aiguillage d'un jeton asynchrone simple rail vers l'un ou l'autre des jetons 0 et 1 d'un canal binaire en fonction du niveau du signal qui est synchronisé dans le flot de données asynchrone. Lorsqu'un événement en entrée impose la connaissance d'une information non événementielle, un synchroniseur est utilisé pour évaluer le niveau du signal et ainsi intégrer l'information au sein de la communication événementielle.

Un exemple de synthèse de machine à états en logique asynchrone QDI est présenté pour une spécification de machine à états arbitraire, mais qui nécessite l'utilisation de synchroniseur. Une machine à 2 états est considérée telle qu'illustrée sur la figure 6.14 en haut à gauche. Un canal *A* simple rail, un canal *B* binaire ainsi qu'un signal numérique simple sont les entrées de cette machine. Cette dernière génère des jetons asynchrones en sortie sur les canaux asynchrones *D* et *F* simple

7. de l'anglais « Current State »

8. de l'anglais « Next State »



```

always begin
    state_t state;
    unique cas (state)
        STATE1: begin
            INPUT_A.BeginRead(Ia);
            OUTPUT_B.Write(Ia);
            INPUT_A.EndRead();
        end
        STATE2: begin
            fork
                INPUT_B.BeginRead(Ib);
                INPUT_C.BeginRead(Ic);
            join
            if ( Ib == 1'b1 ) OUTPUT_A.Write(Ic);
            else OUTPUT_C.Write(Ic);
            fork
                INPUT_B.EndRead();
                INPUT_C.EndRead();
            join
        end
        // ...
    endcase
end
    
```

FIGURE 6.13 – Structure de base d’une machine à états asynchrone

rail, et sur le canal asynchrone *E* binaire. Les spécifications comportementales de cette machine à états sont détaillées dans le tableau en bas à gauche de la figure 6.14. Les états de la machine sont les abscisses du tableau alors que les événements en entrée sont les ordonnées. Chaque case du tableau représente ainsi le jeton à générer en fonction de l’état courant et de l’événement arrivant en entrée. La première sous-colonne de chaque colonne d’état *S1* et *S2* indique l’état suivant à générer alors que la seconde sous-colonne détaille les générations de jetons sur les canaux de sortie. Par exemple, un jeton est généré sur le canal de sortie *F* si l’état courant est *S1*, qu’un événement est reçu sur le canal *A* et que le signal *C* est à 1. En outre, un jeton *S1* est généré pour configurer l’état suivant de la machine.

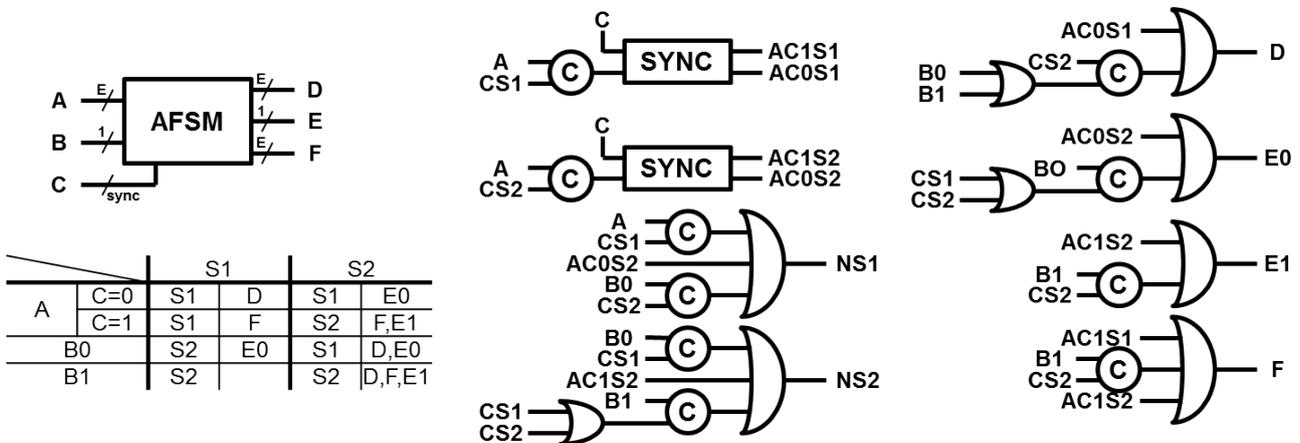


FIGURE 6.14 – Exemple de synthèse du flot de données pour une machine à états asynchrone

La synthèse du flot de données de la machine à états est également illustrée sur le reste de la figure 6.14. Considérons pour l'exemple la synthèse de la génération d'un jeton $S1$ sur le canal NS . Cette génération intervient à quatre reprises dans le tableau de spécification comportementale :

- Lorsque l'état courant est $S1$ et qu'un jeton est reçu sur le canal A , que le signal C vaille 0 ou 1. Le rendez-vous événementiel entre le fil de donnée du canal A et le fil $CS1$ du canal CS est ainsi implémenté avec une porte de Muller.
- Lorsque l'état courant est $S2$, qu'un jeton est reçu sur le canal A et que le signal C vaut 0. Cette dernière condition impose de faire passer le signal de sortie de la porte de Muller entre A et $CS2$ dans un synchroniseur. Les événements en sortie du synchroniseur sont ainsi soit « $CS2, A$ et $C=0$ », dont le fil est noté $AC0S2$, soit « $CS2, A$ et $C=1$ », dont le fil est noté $AC1S2$. C'est le signal $AC0S2$ qui nous intéresse particulièrement ici.
- Lorsque l'état courant est $S2$ et qu'un jeton 0 est reçu sur le canal B . Une porte de Muller entre les fils $B0$ et $CS2$ permet d'implémenter ce rendez-vous événementiel.

Ces différentes possibilités de devoir générer un jeton $NS1$ sont combinées à l'aide d'une porte OU à 3 entrées et la structure de génération de $NS1$ visible sur la figure 6.14 est ainsi déterminée. De la même manière, toutes les générations de jeton au sein de la machine sont synthétisées et le circuit implémentant le flot de données au sein de la machine est obtenu. La génération des acquittements est réalisée avec des principes similaires mais n'est pas présentée dans ce mémoire.

6.2.2 Gestion des sorties d'alimentation

Cette méthodologie de synthèse de machine à états événementielle en logique asynchrone QDI est utilisée pour synthétiser les modules de gestion d'alimentation sur les sorties haute et basse tension. Le comportement de la machine est spécifié de la même manière, à l'aide d'un tableau illustré en figure 6.15. Il implémente une version avancée de l'algorithme de gestion des sorties vu à la section 5.3.1.

	No_Job (NJ)		Job (J)		Filling_Med (FM)		Filling_Up (FU)		Batt_Low (BL)		Batt_Med (BM)		
FD_Low	NJ		NJ	CA, BS, OK0	FM		FU		BL		BM		
FM_Low	NJ		NJ	CA, BS, OK0	FM		FU		J	OK1	BM		
FD_Med	NJ		J	BA	J	BA, OK1	FU		J	OK1	BM		
FM_Med	NJ		J	BS	J	OK1	FU		J	BS, OK1	J	BS, OK1	
FM_High	NJ		J		J	OK1	J	OK1	J	BS, OK1	J	BS, OK1	
ED0	Med=0	FM	CS	FM	BS	FM		FM		FM	BS	FM	BS
	Med=1	J	CS, OK1	J	OK1			J	OK1				
ED1	High=0	FU	CS	FU	BS	FU		FU		FU	BS	FU	BS
	High=1	J	CS, OK1	J	OK1								
NOW0	Low=0	BL	CS, BA	J	OK1	BL	BA	BL	BA	BL		BL	
	Low=1	J	CS, OK1			J	BA, OK1	J	BA, OK1			J	OK1
NOW1	Med=0	BM	CS, BA	BM	BA	BM	BA	BM	BA	BM		BM	
	Med=1	J	CS, OK1	J	OK1			J	OK1				
STOP	NJ		NJ	CA, BS	NJ	CA	NJ	CA	NJ	CA, BS	NJ	CA, BS	
Batt_over	NJ		J		FM		FU		NJ	CA, BS, OK0	NJ	CA, BS, OK0	

FIGURE 6.15 – Table de spécification de la machine à états asynchrone pour la gestion des sorties

Les différents états de cette machine sont les suivants :

- **NoJob** : C'est l'état de veille où aucune tâche n'est à alimenter. Seuls les événements de requêtes d'alimentation font quitter cet état à la machine. Un jeton est alors envoyé sur le canal CS ⁹ afin d'éteindre et d'interdire la charge de la batterie. Lors d'une requête d'alimentation immédiate,

9. CS pour « Charge Stop »

la batterie peut être sollicitée par le canal BA ¹⁰ qui allumera le chemin d'aide de la batterie si le bloc de gestion de la batterie l'autorise. Des jetons de validation de requêtes sont également susceptibles d'être envoyés sur le canal OK .

- **Job** : Lorsqu'une requête est validée, la machine passe dans l'état « Job ». L'aide de la batterie pour l'alimentation est demandée si la tension aux bornes de la capacité descend en dessous du seuil médian ou désactivée si la tension remonte au dessus. Sur un événement de fin de tâche sur $STOP$, des jetons sont envoyés sur BS ¹¹ pour stopper l'aide de la batterie si elle est en cours et sur CA ¹² pour autoriser la recharge de la batterie.
- **Filling_Up et Filling_Med** : Ce sont les états de remplissage de la capacité dans lesquels se trouve la machine lors des demandes d'alimentation opportunistes, le remplissage devant respectivement s'effectuer jusqu'aux seuils $HIGH$ et MED . En effet, il est possible de faire une petite demande d'alimentation opportuniste via le canal ED binaire lorsque la tâche est connue pour ne nécessiter qu'une petite quantité d'énergie par rapport à celle stockable dans la capacité. Dans ces états, la machine réagit principalement aux seuils de tension mais aussi aux requêtes d'alimentation, notamment les demandes d'alimentation immédiates, qui changent la manière dont l'alimentation est réalisée.
- **Battery_Med et Battery_Low** : Finalement, des états de remplissage de la batterie sont nécessaires pour pouvoir répondre efficacement aux demandes d'alimentation immédiates. En effet, la capacité a besoin d'être remplie jusqu'au seuil LOW , voire MED , afin que le système ne soit pas obligé d'invalider toute demande d'alimentation immédiate si la capacité n'est pas au dessus de son seuil minimal (i.e. quand aucune énergie n'est récupérée dans l'environnement et qu'aucune tâche n'a été effectuée récemment). Le remplissage jusqu'au seuil médian est pertinent dans notre cas car les courants maximums tirés sur la batterie sont susceptibles d'être inférieurs au courants maximums tirés par les charges du nœud de capteurs, notamment la communication sans fil.

En pratique, les événements de franchissement de seuils de tension sont regroupés au sein d'un unique canal asynchrone à cause de l'exclusion intrinsèque entre ces événements. De la même manière, les différents types de demandes d'alimentation et la demande d'arrêt sont regroupés au sein d'un canal constitué de cinq fils de données¹³ et d'un fil d'acquiescement. Ces regroupements permettent de réduire le nombre de fils d'acquiescement et donc la quantité de portes logiques nécessaire à la génération des acquiescements des canaux d'entrée de la machine.

6.2.3 Monitoring de la batterie

Le comportement de la machine à états de gestion de l'état de charge de la batterie est basé sur les différents états de charge possibles pour la batterie. Ces différents états sont illustrés sur la figure 6.16 avec leur dépendance avec les seuils de tension mesurés sur la batterie. Les flèches indiquent le sens de déplacement parmi les états lors du passage d'une gamme de tension à l'autre.

Chacun de ces états a une signification en termes d'autorisation de charge et d'autorisation de décharge de la batterie. Les hystérésis de charge et de décharge présentés à la section 5.3.2 sont ainsi implémentés afin de protéger chimiquement la batterie lors des conditions extrêmes de

10. BA pour « Battery Asking »

11. BS pour « Battery Stop »

12. CA pour « Charge Asking »

13. $NOW0$, $NOW1$, $ED0$, $ED1$ et $STOP$

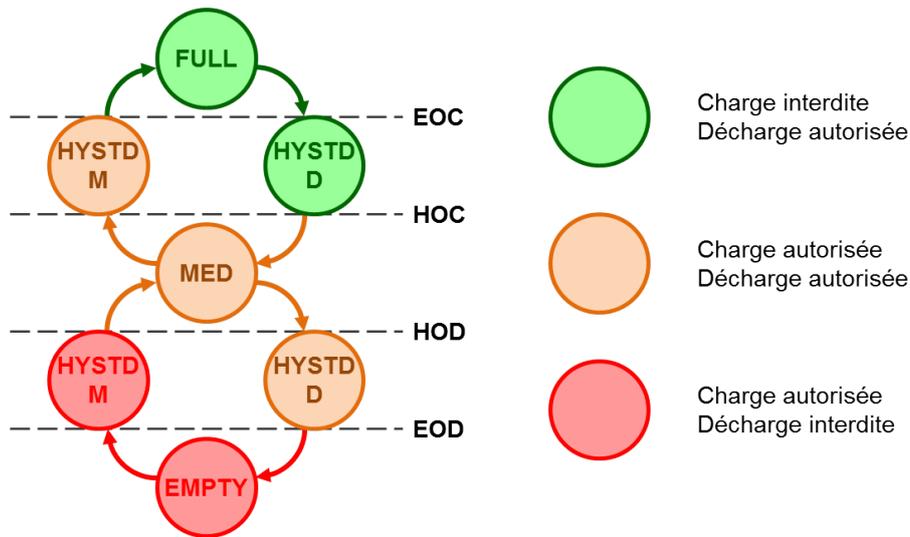


FIGURE 6.16 – Principe comportemental de la machine à états de gestion de la batterie

fonctionnement comme le surplus d'énergie lorsque la batterie est pleine ou le besoin d'énergie quand la batterie est vide. Trois types d'états sont considérés :

- Les états intermédiaires, médian *MED*, d'hystérésis de charge montante *HYSTD_M* et d'hystérésis de décharge descendante *HYSTD_D*, autorisent la charge et la décharge.
- Les états de surplus d'énergie, batterie pleine *FULL* et d'hystérésis de charge descendante *HYSTD_D*, autorisent la décharge mais interdisent la charge.
- Les états de manque d'énergie, batterie vide *EMPTY* et d'hystérésis de décharge montante *HYSTD_M*, autorisent quant à eux la charge mais interdisent la décharge.

En plus de gérer la connaissance du système sur l'état de charge de la batterie, ce module répond à des demandes de charge ou de décharge de la part des machines à états de gestion d'alimentation sur les sorties en fonction de l'état courant de la machine.

6.2.4 Résultats d'intégration

Les machines à états de gestion d'alimentation sur les sorties et de gestion de l'état de charge de la batterie sont ainsi synthétisées à la main en logique asynchrone QDI. La version synchrone du contrôleur événementiel est quant à elle implémentée en utilisant le flot classique pseudo automatisé d'implémentation de circuits synchrones. L'objectif est de comparer l'implémentation, le comportement et la consommation des contrôleurs synchrones et asynchrones en termes d'implémentation matérielle, la robustesse de fonctionnement n'étant pas une contrainte imposée au contrôleur implémenté en logique synchrone. Un contrôleur global intégrant les deux versions du contrôleur d'alimentation événementiel est ainsi réalisé. L'architecture de cette entité de contrôle est illustrée sur la figure 6.17.

Les signaux *ASYNC_ONb*, *SYNC_ON* et *SYNC_CTRL* commandent respectivement l'allumage du contrôleur asynchrone¹⁴, l'allumage du contrôleur synchrone et le contrôle de l'architecture analogique par le contrôleur synchrone. Par défaut, lorsque tous ces signaux sont à 0, le contrôleur asynchrone est allumé, le contrôleur synchrone éteint et c'est le contrôleur asynchrone qui

14. le suffixe « b » signifie que le signal est actif à l'état bas

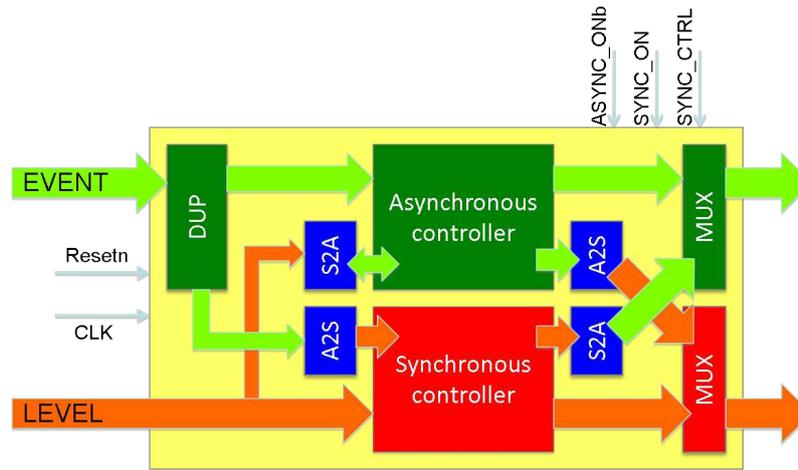


FIGURE 6.17 – Architecture globale du contrôleur AsyncSync

contrôle l'architecture de gestion de puissance. Dans la conception d'un tel circuit, la principale difficulté réside dans la cohabitation des signaux numériques sur niveaux et des canaux asynchrones événementiels. Des blocs d'interfaçage sont alors utilisés pour mettre en forme les informations numériques en fonction de la version du contrôleur vers laquelle elles sont transmises. Les signaux sur niveau provenant du système analogique sont convertis en événements pour le contrôleur asynchrone alors qu'ils sont laissés tels quels pour le contrôleur synchrone. Au contraire, les canaux de communications événementiels provenant du contrôleur applicatif sont branchés directement, à une duplication près, au contrôleur asynchrone alors qu'ils sont convertis en signaux numériques sur niveaux pour le contrôleur synchrone. Les signaux de sortie sont gérés de la même manière.

Nombre de portes		UMC180 STD	UMC180 sans portes complexes	UMC180 avec portes asynchrones
LVcap	Synchrone	46	57	57
	Asynchrone	1012	1012	287
HVcap	Synchrone	54	74	74
	Asynchrone	1076	1076	356
Batt	Synchrone	53	63	63
	Asynchrone	303	303	125
Contrôleur	Synchrone	153	194	194
	Asynchrone	2577	2577	824
Total Contrôleurs + logique de configuration		3231	1190	1141

TABLE 6.2 – Résultats d'implémentation des contrôleurs

Les résultats d'implémentation des contrôleurs en technologie CMOS UMC 180nm sont présentés en table 6.2. La différence de nombre de portes logiques est a priori très grande, le contrôleur synchrone étant implémenté en 153 portes et le contrôleur asynchrone en 2577 portes. Néanmoins, si on suppose en premier lieu que la librairie n'est pas constituée de portes complexes telles que

des AOIxyz¹⁵, le contrôleur synchrone nécessiterait 194 portes logiques. En second lieu, il faut garder à l'esprit que les portes asynchrones comme les portes de Muller ou les synchroniseurs, sont réalisées en portes standards et décuplent ainsi le nombre de portes dans le contrôleur asynchrone. En effet, une porte de Muller peut par exemple être implémentée avec 4 portes NAND, ce qui évite de concevoir une bibliothèque asynchrone dans une technologie classique. Enfin, le contrôleur asynchrone nécessiterait alors, dans l'hypothèse d'une librairie UMC 180nm asynchrone, 824 portes logiques tant standards qu'asynchrones. Un ratio 1 pour 4 est alors présent entre les deux versions implémentées, ce qui est encore supérieur mais plus cohérent avec les ratios classiques présents entre les implémentations synchrones et asynchrones. L'écart restant provient du fait que la logique synthétisée à la main n'a pas été optimisée en termes de surface, c'est la fonctionnalité robuste qui était recherchée. Le Layout de l'entité de contrôle complète est illustré en figure 6.18.

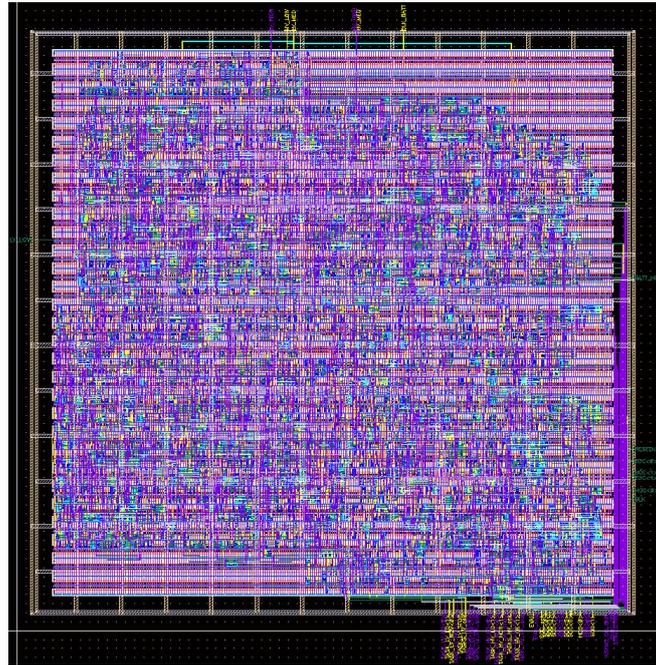


FIGURE 6.18 – Layout des contrôleurs synchrone et asynchrone (334µm x 325µm)

Le circuit numérique fait 334 µm par 325 µm et présente des performances en consommation résumées dans le tableau 6.3. La surface du contrôleur asynchrone est plus élevée et implique donc une consommation statique du contrôleur asynchrone, de 41nW, plus élevée que son homologue synchrone, de 16nW. Néanmoins, en termes de consommation dynamique, le contrôleur asynchrone présente de meilleures performances, de 64nW à 250 événements par seconde, par rapport au contrôleur synchrone dont la consommation dynamique est de 97nw pour la même quantité d'événements. Grâce aux avantages de la logique asynchrone tels que la consommation des portes logiques seulement là où il y a du traitement requis au sein du contrôleur, la version asynchrone du contrôleur événementiel propose ainsi une implémentation moins consommante que la version synchrone classique quoique plus surfacique mais aussi est plus robuste aux variations tant environnementales, que de procédé de fabrication et que d'alimentation.

15. portes And-Or-Inverseur typiques dans les librairies de portes standards

	Contrôleur synchrone	Contrôleur asynchrone
Consommation statique	16nW	41nW
Consommation dynamique	97nW@250ev/s	64nW@250ev/s

TABLE 6.3 – Résultats en consommation des contrôleurs à $V_{DD} = 1V$

6.3 Conclusion

Ce chapitre a présenté les travaux d'implémentation des éléments de contrôle numérique du système de gestion d'alimentation pour un nœud de capteurs communicant. Les techniques de monitoring actif et passif de tension ont été adaptées à la communication numérique événementielle et sont utilisables directement avec un circuit numérique en logique asynchrone QDI grâce à la transmission événementielle des informations concernant les tensions monitorées. L'architecture du contrôleur d'alimentation a ensuite été détaillée et un exemple de synthèse de machine à états asynchrone a été ensuite proposé pour illustrer la méthodologie d'implémentation du contrôleur numérique asynchrone. Le circuit de contrôle ainsi développé (figure 6.18) a été intégré, simulé et est fonctionnel pour réaliser de manière événementielle la gestion numérique de l'architecture de gestion d'alimentation.

L'implémentation événementielle du contrôle numérique de l'architecture, notamment le choix de la logique asynchrone QDI, permet un fonctionnement et une consommation corrélés aux événements entrants à traiter. Malgré une surface plus grande du contrôleur numérique asynchrone et donc une consommation statique plus élevée, la consommation dynamique du contrôleur asynchrone est plus faible grâce au fait que les événements sont traités localement dans les machines à états et qu'une partie seulement des portes logiques commute. Ce chapitre montre donc que la logique asynchrone QDI est tout à fait adaptée au contrôle numérique dans les systèmes de capteurs communicants car elle permet d'optimiser la consommation des entités de contrôle au niveau de granularité optimal qu'est le niveau des portes logiques.

Dans le cadre de l'utilisation au sein d'un nœud de capteurs communicant, la quantité de traitement numérique, notamment en termes de contrôle d'alimentation, est très faible, de l'ordre de quelques centaines d'événements par seconde. L'implémentation d'une architecture de gestion événementielle permet de profiter d'une intelligence numérique interne au système pour un budget énergétique négligeable par rapport aux puissances mises en jeu dans l'application globale du nœud. Ce chapitre démontre ainsi qu'il est possible de contrôler une architecture de gestion d'alimentation complexe avec un contrôle numérique dont la consommation est très faible. Ces bons résultats en consommation sont directement liés à l'implémentation événementielle du système qui adaptée à un fonctionnement relativement épars d'un système de capteurs communicant.

Module complet de gestion de puissance

Un circuit de gestion de puissance est conçu afin d'implémenter l'architecture d'alimentation à chemins multiples et d'intégrer le contrôleur numérique présenté au chapitre précédent. L'objectif est d'une part d'obtenir un circuit capable de fournir de l'énergie à différents modules consommateurs tels que des capteurs ou des modules de communication radiofréquence avec une optimisation du rendement énergétique consécutive de l'utilisation des chemins d'alimentation directs. D'autre part, le circuit gèrera les différents types de requêtes d'alimentation, classiques et opportunistes, et permettra d'implémenter des algorithmes applicatifs avancés orientés vers l'adaptation du scénario applicatif aux contraintes énergétiques environnementales.

Pour des raisons de simplicité de conception, l'intégration de convertisseurs de tension adaptés à des récupérateurs d'énergie variés ne sera pas envisagée. Le circuit développé présente néanmoins plusieurs entrées énergétiques permettant de bénéficier de l'apport de sources multiples. L'utilisation de plusieurs entrées énergétiques dédiées à des cellules photovoltaïques autorisera en effet l'émulation de sources évoluant dans des environnements énergétiques différents. Plutôt que d'avoir un environnement d'énergie thermique différent d'un environnement énergétique solaire, le système pourra, grâce à des changements d'orientation des cellules photovoltaïques, être mis en œuvre comme si ces sources d'énergie n'étaient pas corrélées. La robustesse du système aux variations énergétiques environnementales pourra alors être testée de manière plus complète. De plus, le projet « SESAM¹ », support de ces travaux de thèse, vise le développement de récupérateurs d'énergie vibratoire basés sur la conversion d'énergie électrostatique mais aussi piézoélectrique. Le système de gestion d'alimentation dispose ainsi d'une entrée énergétique prévue pour un flux d'énergie récupéré à partir d'excitations mécaniques.

L'implémentation physique du circuit de gestion de puissance est réalisée en technologie CMOS UMC180nm et intégrera directement le contrôleur numérique événementiel. Grâce aux avantages apportés par l'implémentation en logique asynchrone QDI, l'alimentation et les tensions de commande du contrôleur numérique ne sont pas contraintes. La tension d'alimentation interne de l'architecture de transfert d'énergie sera ainsi générée simplement à partir des différentes sources d'énergie dans le système et sera susceptible d'évoluer sur une large gamme de tension. L'architecture globale du circuit de gestion d'alimentation proposé est illustrée en figure 7.1. Les éléments constitutifs du circuit appartiennent aux catégories suivantes :

Contrôle numérique de l'architecture : Présentés au chapitre 5 puis détaillés sur leurs implémentations au chapitre 6, les éléments de contrôle numérique du circuit de gestion d'alimentation sont les contrôleurs numériques proprement dit mais aussi les blocs de monitoring de tension, actif pour

1. Smart multi-source Energy Scavenger for Autonomous Microsystems

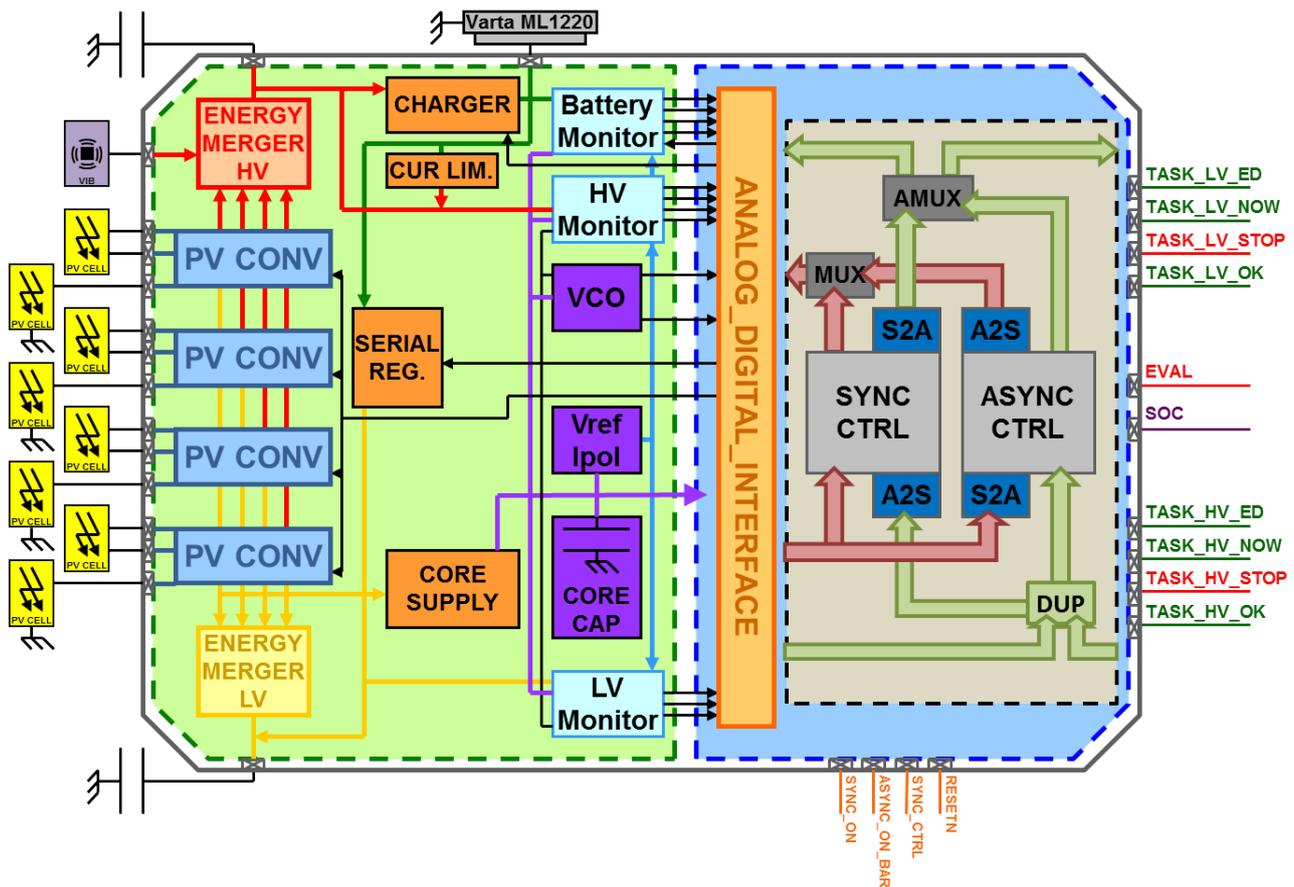


FIGURE 7.1 – Architecture du module de power management

la batterie et passif pour les capacités. Ils permettent d'extraire des informations sur l'état énergétique du système et de répondre aux requêtes d'alimentation du contrôleur applicatif en fonction de l'énergie stockée au sein du système.

Récupération et transfert d'énergie : Quatre convertisseurs de tension prennent chacun deux cellules photovoltaïques et génèrent les tensions basse et haute afin de transférer l'énergie récupérée vers les capacités de stockage intermédiaires. Les flux d'énergie sont fusionnés grâce à des diodes actives et remplissent les capacités avec l'énergie récupérée sur les différentes sources. Le récupérateur d'énergie vibratoire peut fournir son énergie sur le chemin haute tension afin de recharger la batterie et d'alimenter les charges consommandes. Des convertisseurs de tension linéaires et des limiteurs de courant sont utilisés afin de transférer l'énergie de la batterie vers les capacités lorsqu'un besoin d'énergie supplémentaire apparaît.

Fonctions communes fondamentales : Des signaux caractéristiques sont utilisés afin de contrôler le comportement des différents blocs constitutifs du circuit de gestion d'alimentation :

- Une source d'alimentation interne est générée à partir de l'énergie extraite par les récupérateurs ou de l'énergie stockée dans la batterie.
- Une référence de tension spécifiée à 600mV est utilisée afin de pouvoir comparer les tensions des éléments de stockage et ainsi monitorer efficacement l'énergie qui y est stockée. Le courant de référence conséquent est quant à lui utilisé pour polariser les amplificateurs présents dans

l'architecture.

- Un signal d'horloge est généré pour cadencer le contrôleur numérique implémenté en logique synchrone. En outre, la présence de cette horloge a permis une implémentation plus aisée des comparateurs pour le monitoring d'énergie passif (cf. section 6.1.2) et ce signal d'horloge est ainsi également utilisé pour le monitoring de tension.

Ce chapitre présente les architectures des blocs de gestion des fonctionnalités fondamentales ainsi que celles des différents blocs analogiques de récupération et de transfert d'énergie. L'accent sera mis sur la faible consommation des éléments constamment en fonctionnement comme la génération de la tension de référence. En outre, les rendements des blocs intervenant dans l'alimentation du circuit lui-même et dans le transfert de puissance entre les sources et les éléments de stockage d'énergie² seront analysés. La réalisation de ces blocs ne fait pas proprement partie des travaux de thèse présentés dans ce mémoire. Néanmoins, leur présentation est nécessaire pour des raisons de compréhension globale de l'architecture et des performances du circuit fabriqué.

7.1 Modules de gestion des fonctionnalités fondamentales communes

Les blocs réalisant la génération des signaux fondamentaux d'utilité commune pour tout le circuit sont présentés dans cette section. Étant constamment en fonctionnement, un intérêt particulier doit être donné à leur consommation énergétique lors de leur conception.

7.1.1 Génération de la tension d'alimentation du module de gestion de puissance

Les blocs internes à l'architecture qui ne se trouvent pas sur les chemins de puissance sont alimentés par une tension générée à l'intérieur du circuit. En priorité, c'est l'énergie récupérée qui est utilisée pour générer cette tension. Lorsque la récupération d'énergie disparaît, l'énergie stockée dans la batterie est alors extraite afin de maintenir la tension générée, appelée « tension de cœur », au dessus d'un niveau maximal spécifié. Compte tenu du seuil de tension maximal des transistors dans la technologie UMC 180nm³, la limite inférieure de cette tension de cœur est fixée à 800mV. Considérant un apport passif d'énergie des récupérateurs d'énergie pour cette alimentation, le système doit alors enclencher l'extraction d'énergie de la batterie si la tension de cœur descend en dessous de cette limite inférieure de tension. L'architecture de ce système de génération de tension d'alimentation interne est illustrée sur la figure 7.2.

Afin que ce système puisse distribuer correctement à tout moment de l'énergie pour l'alimentation interne du système, notamment au démarrage de celui-ci lorsqu'aucune énergie n'est a priori présente dans le système, son fonctionnement doit être passif. Il possède en entrée les sorties basse tension des convertisseurs de tension pour cellules photovoltaïques dont les tensions évoluent entre 0V et un peu plus de 1.5V⁴. Des transistors PMOS montés en diode (M_{11} pour le premier récupérateur, M_{n1} pour le nième) transmettent une partie de l'énergie récupérée dans l'environnement pour l'alimentation de l'architecture. Les transistors M_{n0} , M_{n2} et M_{n3} sont utilisés afin de couper les fuites à travers le transistor M_{n1} de passage lorsqu'il n'y pas ou peu de tension en sortie des récupérateurs.

2. les capacités pour le stockage à court terme et la batterie pour le stockage à long terme

3. tout corner et tout type de transistor compris

4. à la chute de tension dans le fusionneur de courants près, entre la sortie du convertisseur de tension pour cellules PV et la tension dans la capacité

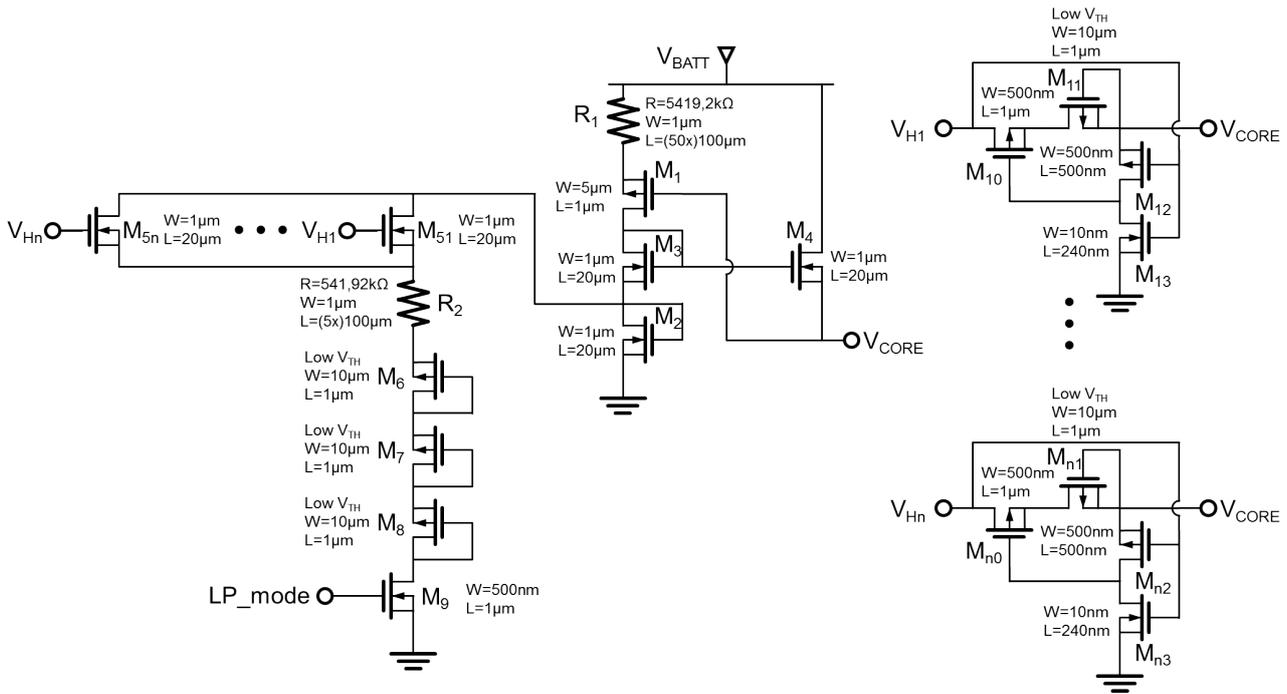


FIGURE 7.2 – Architecture du distributeur d'énergie pour l'alimentation du module de gestion de la puissance

Lorsque la tension de cœur est basse, le transistor M_1 est passant et la branche à laquelle il appartient est activée. Le faible courant traversant la résistance R_1 est ainsi recopié à l'aide du miroir constitué par M_3 et M_4 et la tension de cœur générée est ainsi maintenue au dessus de la limite inférieure de 800mV. De plus, il est possible d'utiliser un mode où la consommation est réduite grâce à l'entrée de configuration LP_mode . Les transistors M_{5n} , M_6 , M_7 , M_8 et M_9 ainsi que la résistance R_2 sont ainsi utilisés pour rendre le transistor M_2 bloquant lorsque l'énergie récupérée diminue voire disparaît. La figure 7.3 illustre l'évolution du rendement énergétique du bloc de génération de l'alimentation interne pour une tension de batterie de 3V et en fonction de la tension aux bornes des récupérateurs et du courant tiré en sortie.

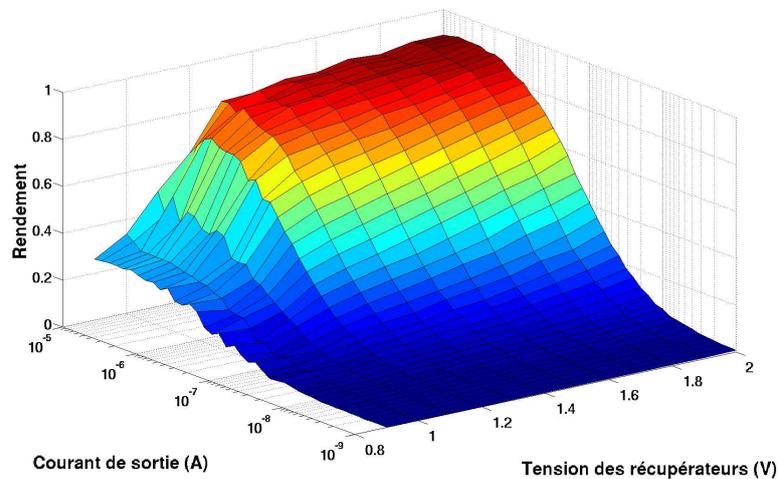


FIGURE 7.3 – Évolution du rendement en fonction de la tension des récupérateurs et du courant de sortie

Le rendement énergétique de ce bloc est inférieur à 50% pour des tensions de récupérateurs inférieures à 1.1V car c'est alors la batterie dont l'énergie est extraite à travers une résistance imposant des pertes linéaires fortes à cause de la grande différence de tension (i.e. passage de 3V à 0.8V). Lorsque la tension aux bornes des récupérateurs passent au dessus de 1.2V, c'est l'énergie récupérée dans l'environnement, extraite à la tension basse, qui vient alimenter la tension de cœur. Les pertes résistives sont toujours présentes mais grandement réduites grâce à la plus faible chute de tension. Des rendements d'environ 90% sont alors envisageables pour des courants de l'ordre du microampère à la dizaine de microampères. Pour des courants plus faibles, le rendement s'écroule à cause des consommations statiques dans les différentes branches.

Tous les blocs qui ne font pas partie des chemins de puissance sont alimentés par cette tension de cœur, notamment les blocs de monitoring de tension, de génération de tension de référence et de génération d'horloge. Le courant ainsi consommé est a priori de l'ordre du microampère, ce qui est cohérent avec les performances en rendement proposées par ce système.

7.1.2 Génération de la tension de référence

La tension de référence sert à comparer les tensions par rapport à une tension connue et ainsi à quantifier les seuils de tension dans les blocs de monitoring de tension. De plus, le courant de référence est utilisé pour polariser les amplificateurs du circuit et ainsi contrôler leur consommation. La contrainte de conception principale est le fonctionnement sous une tension faible de 0.8V. En effet, un bloc de génération de tension de référence utilise communément l'effet « Band-Gap » qui s'illustre par une variation linéaire entre le courant traversant une jonction PN et la température. Cette linéarité est mise à profit, grâce à l'utilisation des diodes parasites dans les transistors bipolaires, dans une architecture qui équilibre le coefficient de linéarité afin d'obtenir une tension très peu dépendante de la température. Néanmoins, la tension équivalente pour le saut de bande du silicium est d'environ 1.2V, ce qui impose une tension d'alimentation supérieure. En utilisant des transistors PMOS montés en diode, il est possible de concevoir un système de génération de tension de référence qui soit fonctionnel pour des tensions d'alimentation inférieures à 1V [27]. La figure 7.4 illustre l'architecture utilisée dans le développement du module de gestion d'alimentation qui utilise des transistors PMOS et un minimum de transistors cascodés afin d'être fonctionnelle à 0.8V.

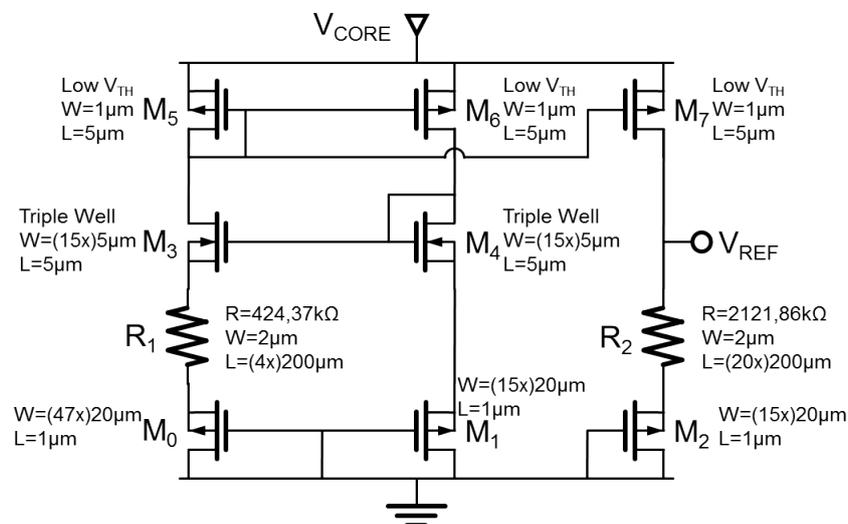


FIGURE 7.4 – Architecture du générateur de tension de référence

L'architecture de ce système de génération de tension de référence indépendante de la température est basée sur deux branches principales de conduction où le courant traversant est équilibré par les miroirs de courant cascodés formés de M_3, M_4 et de M_5, M_6 . Ces miroirs de courant assurent une indépendance à la tension d'alimentation. Les transistors NMOS triple caisson permettent de s'abstraire des effets de caissons qui peuvent influencer sur les tensions de seuil. Les diodes implémentées par les transistors M_0 et M_1 induisent un courant PTAT⁵ qui est recopié par le transistor M_7 sur l'étage de sortie par l'intermédiaire d'une tension de contrôle CTAT⁶ pour générer une tension de référence calibrée grâce à la résistance R_2 . Le transistor M_2 sert à contrer la dépendance linéaire à la température et à proposer une tension V_{REF} indépendante de la température. Les résultats de variabilité à la température et à la tension d'alimentation sont illustrés en figure 7.5. Cette figure présente également l'évolution de la consommation du système, évoluant entre 400nA et 600nA, en fonction de ces deux variables.

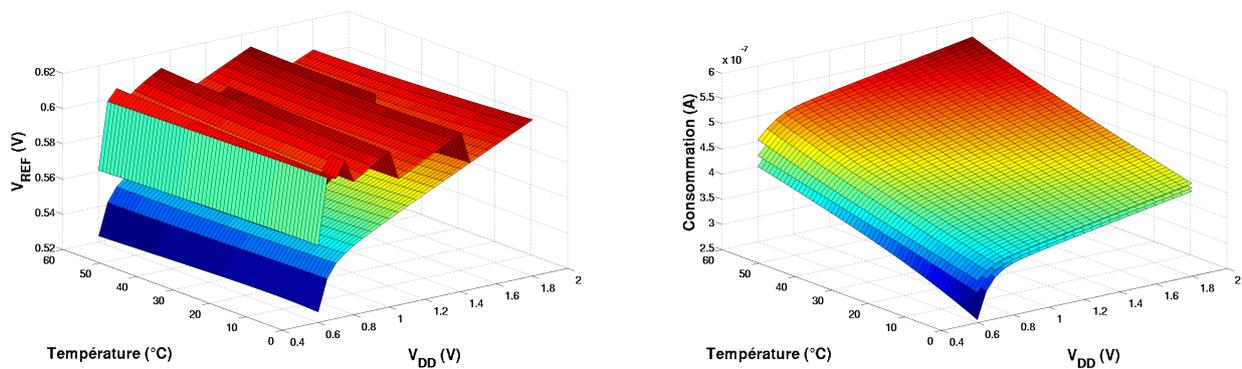


FIGURE 7.5 – Évolution de la tension de référence et de la consommation de sa génération en fonction de la tension d'alimentation et du courant de sortie

Le graphe représentant les tensions de référence sur la figure 7.5 contient deux courbes. La nappe inférieure représente l'évolution de la tension de référence avec la tension d'alimentation et la température. Alors que l'indépendance à la température est plutôt bonne, de l'ordre de 80ppm/°C, la réjection d'alimentation est moyenne, de l'ordre de -25dB. En conséquence, à cause des variations de tension d'alimentation possibles dans le système de gestion d'alimentation, il a été décidé d'utiliser des techniques de « trimming » sur la tension de référence. La résistance R_2 est ainsi divisée en morceaux qui peuvent être court-circuités grâce à trois signaux de configuration. Ces trois signaux permettent d'obtenir 8 tensions de références et il est ainsi possible de placer la tension de référence au plus proche de la valeur 600mV en fonction du cas technologique et de la température de fonctionnement du nœud. La courbe supérieure représente ainsi la tension de référence avec une configuration adaptée dans tous les cas. La tension peut ainsi être maintenue à moins de 10mV de la valeur spécifiée de 600mV. Néanmoins, cette configuration étant fixée, les variations fortes de tension d'alimentation au cours du fonctionnement du système risquent de détériorer la précision des seuils de tension. On acceptera ces légers désavantages lors de l'utilisation du circuit de gestion d'alimentation.

5. Proportional To Absolute Temperature

6. Complementary To Absolute Temperature

7.1.3 Génération de l'horloge

Le signal d'horloge est utilisé en premier lieu pour cadencer le contrôleur numérique synchrone de manière autonome. En second lieu, à cause de l'implémentation de comparateurs continus avec des comparateurs commutés, ce signal est utilisé par les modules de monitoring de tension actifs. Ce monitoring de tension fait apparaître des contraintes sur la fréquence du signal d'horloge. En effet, on veut que le système de monitoring soit capable de détecter des dépassements de seuil de tension avec une précision correcte. Dans le cadre du développement de ce système de gestion d'alimentation, on considère que le système doit proposer une précision de 10mV sur la mesure des seuils de tension, et ce pour des charges consommantes pouvant consommer jusqu'à 10mA dans une capacité d'au moins 20 μ F. En première approximation, on peut donc déduire que la période maximale du signal d'horloge doit être de 20 microsecondes. La fréquence minimale résultante est ainsi de 50kHz.

La génération de l'horloge est réalisée par un oscillateur en anneau classique. Une série de 80 inverseurs sont branchés en série et rebouclés sur une porte NAND qui permet de contrôler l'allumage de l'oscillateur. En outre, un inverseur est placé sur le point de sortie afin de pouvoir modifier la sortance minimale de l'oscillateur. Cette implémentation est déterminée pour que l'oscillateur valide la fréquence minimale de fonctionnement souhaitée pour une tension d'alimentation de 0.8V. Les résultats en fréquence et en consommation sont illustrés sur la figure 7.6.

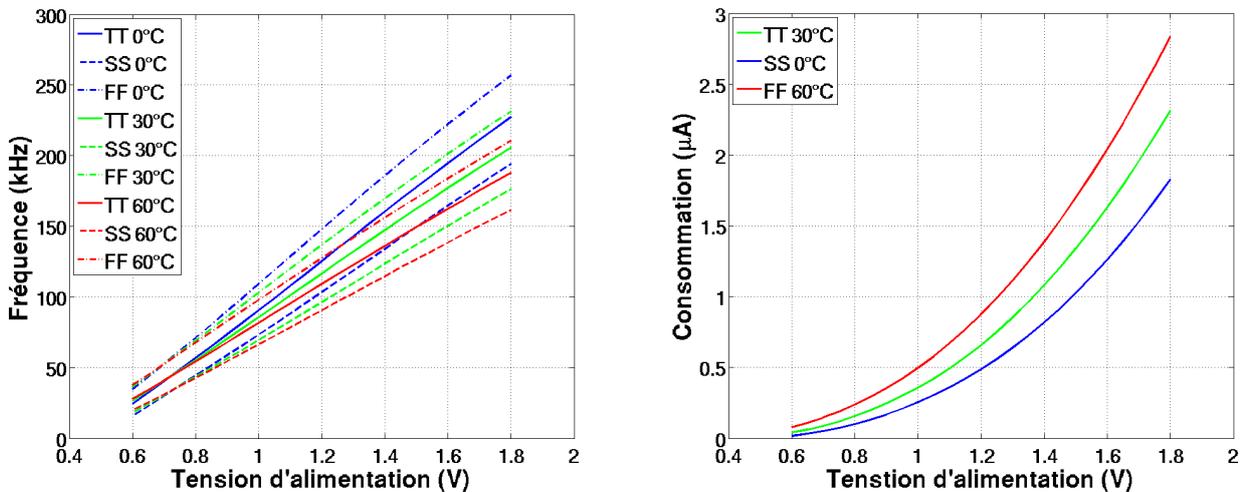


FIGURE 7.6 – Évolution de la fréquence d'oscillation de l'anneau pour différents cas technologiques et températures

La fréquence de l'oscillateur en anneau valide la spécification de fréquence minimale. De plus, à cause de l'architecture de l'oscillateur implémenté, la fréquence de fonctionnement varie proportionnellement à la tension d'alimentation et des fréquences supérieures à 200kHz peuvent être mesurées. D'une part, ce comportement n'impacte pas négativement le fonctionnement du système de gestion d'alimentation. Un fonctionnement plus rapide des blocs de monitoring de tension impliquerait en effet une précision accrue. D'autre part, ce comportement rendrait néanmoins le système plus consommant, d'abord au niveau de l'oscillateur lui-même comme le montre la figure 7.6, mais également pour tous les blocs qui sont cadencés par ce signal. La consommation de l'oscillateur reste par

conception inférieure à 500nA pour tous les cas technologiques et pour des températures évoluant entre 0 et 60°C. Finalement, cette augmentation de la fréquence du signal d'horloge pourrait causer des problèmes de violation de temps de « setup » et de « hold » au sein du contrôleur synchrone. Dans la gamme de fréquence concernée, il n'y a néanmoins aucune contrainte de fonctionnement pour la logique numérique et ce problème n'apparaît pas.

Le système de gestion d'alimentation propose une entrée pour le contrôleur applicatif afin d'échantillonner la tension aux bornes de la batterie et ainsi d'obtenir l'état de sa charge. Dans le cas où le scénario applicatif ne prévoit pas de réaliser ces échantillonnages, le système doit s'informer de manière autonome sur l'état de charge de la batterie. En conséquence, un signal faible fréquence est généré à partir du signal d'horloge émis par l'oscillateur en anneau. Cette génération est réalisée par des bascules branchées en diviseur de fréquence. 24 bascules, un multiplexeur et deux bits de configuration sont ainsi utilisés afin de créer un signal dont la période peut s'élever à deux minutes afin de forcer l'échantillonnage de l'état de charge de la batterie.

7.2 Modules de récupération d'énergie et de transfert de puissance

Afin d'implémenter les chemins de puissance présents dans l'architecture de transfert d'énergie, à savoir les chemins directs et indirects pour chacune des sorties basse et haute tension, des modules de conversion de tension et de fusion de courant sont conçus.

7.2.1 Récupération d'énergie

Le système de gestion d'alimentation étant principalement basé sur un apport d'énergie de multiples cellules photovoltaïques, le circuit intègre des convertisseurs de tension qui sont capables de transmettre l'énergie fournie par les cellules sur les deux chemins basse et haute tension. Un module de fusion de courant permet ensuite de réunir, quoique de façon non optimale, les contributions des multiples entrées énergétiques composées chacune de deux cellules et d'un convertisseur.

7.2.1.1 Convertisseur de tension pour cellules photovoltaïques

La fonction du convertisseur de tension qui prend en entrée deux cellules photovoltaïques est de transférer l'énergie récupérée sur les deux sorties basse et haute tension en donnant la priorité à la sortie basse tension. Le comportement d'un tel convertisseur s'apparente à celui proposé à la figure 4.8 dans le chapitre d'étude architecturale. En pratique, chaque « module » photovoltaïque est composée de 4 cellules proprement dites dont la caractéristique est telle que présentée sur la figure 2.9. Ces quatre cellules sont branchées en série et permettent de générer des tensions ouvertes d'environ 2V. Le convertisseur doit ainsi brancher ses deux modules d'entrée soit en parallèle afin de fournir de l'énergie pour la sortie basse tension, soit en série afin de transmettre de l'énergie sous haute tension. L'architecture qui réalise cette reconfiguration structurelle est illustrée sur la figure 7.7.

Le système prend en entrée en plus des deux modules photovoltaïques les signaux qui informent sur le fait que les capacités de stockage sont pleines. Grâce aux transistors M_2 et M_3 , l'électrode positive $PV1$ de la première cellule photovoltaïque est branchée soit sur la sortie V_{LV_n} basse tension si $Série = 1$ soit sur l'électrode négative $PV2L$ de la seconde cellule. Les transistors M_1 et M_4

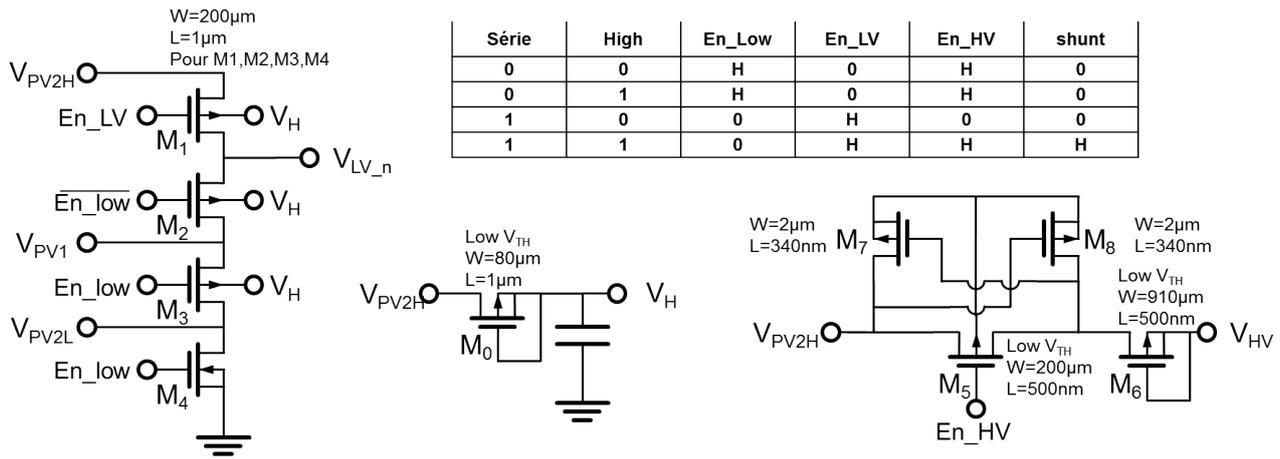


FIGURE 7.7 – Architecture du convertisseur de tension pour cellules photovoltaïques

permettent respectivement de brancher l'électrode positive $PV2H$ de la seconde cellule sur la sortie basse tension et $PV2L$ à la masse si $Série = 0$. Le transistor M_5 sert à brancher $PV2H$ sur la sortie haute tension si $Série = 1$. Les transistors M_7 et M_8 permettent de polariser M_5 à la tension la plus haute peu importe qu'elle soit sur son drain ou sa source. Finalement, le transistor M_0 sert à générer la tension de contrôle suffisante pour faire commuter les autres transistors de l'architecture grâce à l'électrode positive de la seconde cellule qui est au potentiel le plus élevé dans le convertisseur. Les convertisseurs de niveau pour les signaux de commande des transistors ne sont pas représentés sur la figure. Une table de vérité résume l'état des signaux de commande en fonction des signaux d'entrée $Série$ et $High$. Lorsque $High = 1$, la capacité de stockage haute tension est pleine et l'énergie récupérée est alors dissipée dans une branche de shunt qui n'est pas représentée sur la figure. Les résultats en rendement de ce convertisseur de tension conçu pour deux fois quatre cellules photovoltaïques sont illustrés sur la figure 7.8.

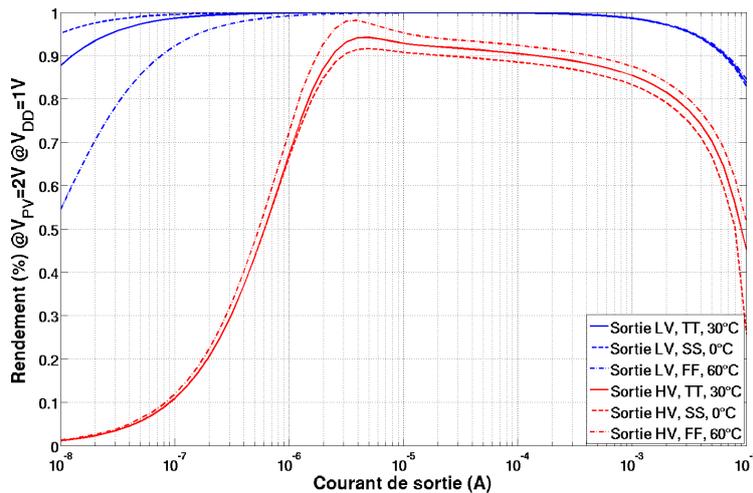


FIGURE 7.8 – Évolution du rendement en fonction du courant de sortie

Grâce à la reconfiguration de la structure de branchement des cellules photovoltaïques, ce convertisseur présente un bon rendement énergétique pour les conversions vers les deux sorties basse et

haute tension. Pour des courants allant du microampère au milliampère, le rendement de conversion reste supérieur à 80%. Néanmoins, il est à noter que ce rendement tient uniquement compte de la conversion de tension, l'énergie récupérée ne l'étant en effet pas au point de puissance maximum.

7.2.1.2 Fusionneur de courants

La fonction de fusion des courants provenant des quatre convertisseurs pour cellules photovoltaïques et du récupérateur d'énergie vibratoire est réalisée à l'aide de diodes. Ces diodes sont passives pour le chemin haute tension et sont implémentées par des transistors PMOS montés en diode (cf. transistor M_6 sur la figure 7.7). Pour éviter les chutes de tension et donc d'énergie dans les diodes, le fusionneur de courants pour le chemin basse tension utilise des diodes actives. L'architecture d'une telle diode est illustrée en figure 7.9.

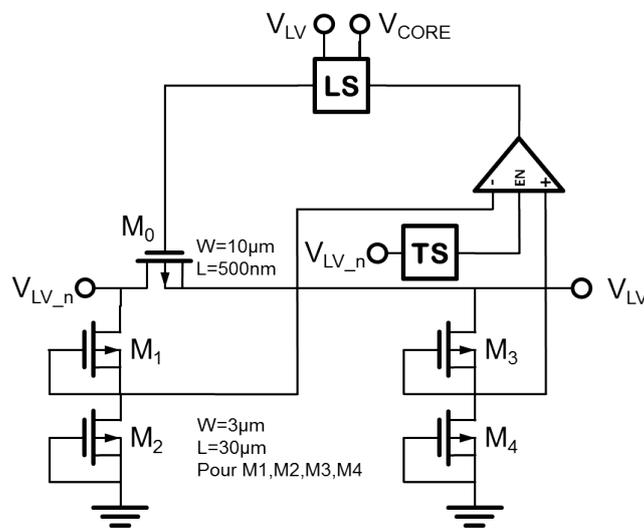


FIGURE 7.9 – Architecture du fusionneur de courants pour le chemin de puissance basse tension

Un transistor de passage, M_0 , est utilisé pour contrôler le courant entre l'entrée et la sortie. Les tensions en amont et en aval de ce transistor sont divisées par les transistors M_1 , M_2 , M_3 et M_4 , puis comparées par un comparateur continu dont la structure est basée sur un étage de comparaison avec un miroir de courant et une paire différentielle et sur un étage de sortie qui amplifie la différence entre les tensions. Ce comparateur étant alimenté sur la tension de cœur, sa tension de sortie est entre 0 et cette tension, un convertisseur de niveau est alors utilisé afin de contrôler le transistor de passage avec une tension suffisante. En outre, un trigger de Schmitt est utilisé afin de couper la consommation statique du comparateur si aucune énergie n'est récupérée par les cellules du convertisseur de tension branché en amont de cette diode. Les résultats en rendement de cette diode active sont illustrés sur la figure 7.10.

Le rendement de la diode active atteint des valeurs supérieures à 90%. Néanmoins, à cause de la consommation statique du convertisseur et des branches de division de tension, ce rendement chute rapidement pour des courants inférieurs au microampère. Grâce au fonctionnement en générateurs de courant des modules photovoltaïques de récupération d'énergie, les contributions de chaque

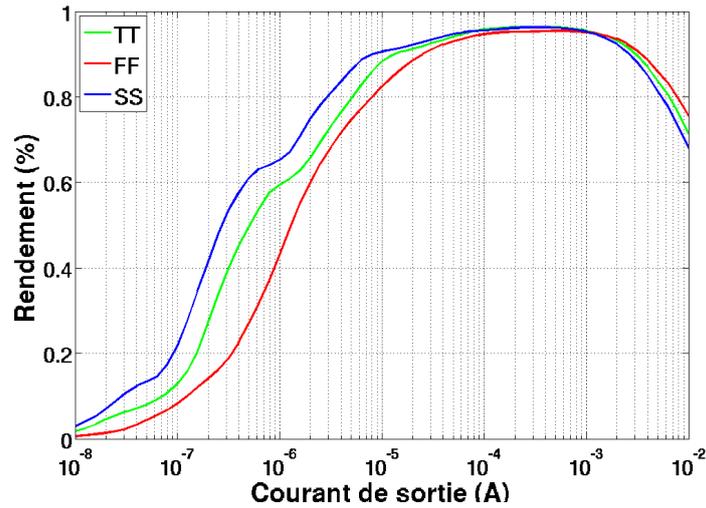


FIGURE 7.10 – Évolution du rendement du fusionneur de courants en fonction du courant de sortie

récupérateur peuvent ainsi être combinées afin de recharger la capacité de stockage intermédiaire même si les irradiances sur chacun des modules photovoltaïques sont différentes.

7.2.2 Transfert de puissance

Les convertisseurs de tension et le fusionneur de courants permettent de remplir les capacités de stockage intermédiaires à partir de l'énergie récupérée dans l'environnement du système de gestion d'alimentation. Les transferts d'énergie depuis la batterie vers les capacités et de la capacité haute tension vers la batterie, sont abordés succinctement dans cette section.

7.2.2.1 Décharge de la batterie

Un convertisseur linéaire de tension est utilisé pour alimenter la capacité de stockage basse tension à partir de l'énergie stockée dans la batterie. Son architecture est illustrée sur la figure 7.11.

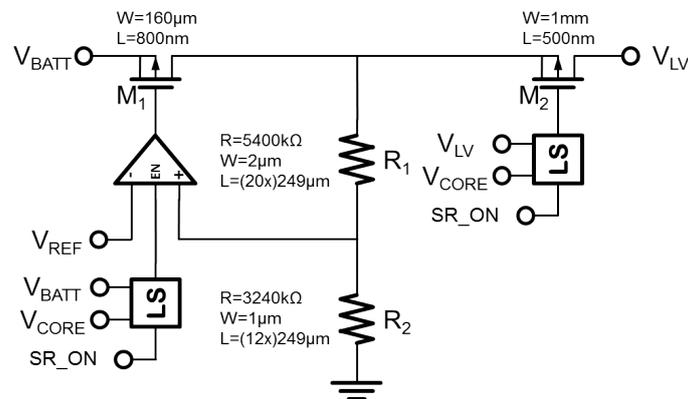


FIGURE 7.11 – Architecture du convertisseur linéaire de tension

La structure de ce convertisseur, déjà évoquée dans la section 3.2.1, est basée sur un transistor « ballast », noté ici M_1 , qui est contrôlé par une boucle de rétroaction qui compare la tension de

sortie dudit transistor ballast, divisée adéquatement, avec la tension de référence du système de gestion d'alimentation. Le courant dans la branche principale est alors contrôlé afin de maintenir la tension de sortie à la valeur souhaitée, en l'occurrence 1.5V. Comme ce convertisseur doit pouvoir être allumé et éteint en fonction des besoins d'énergie, il dispose d'un signal SR_ON d'allumage pour éteindre d'une part la consommation statique du comparateur et d'autre part les fuites dans la branche principale de transfert d'énergie. Le transistor M_2 , commandé avec une image du signal SR_ON converti sous la tension de sortie, coupe les fuites entre la batterie et la capacité de stockage intermédiaire. Le comparateur étant alimenté sur la tension de batterie, il est pour sa part éteint avec une image du signal SR_ON converti à la tension de batterie. Les résultats en rendement de ce convertisseur sont illustrés sur la figure 7.12 en fonction du courant traversant la branche principale et de la tension aux bornes de la batterie. Le rendement d'un tel convertisseur est fortement influencé par le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée. Les résultats, de l'ordre de 50%, reflètent une telle influence pour une conversion entre la tension de la batterie évoluant autour de 3V et une tension de sortie régulée à 1.5V.

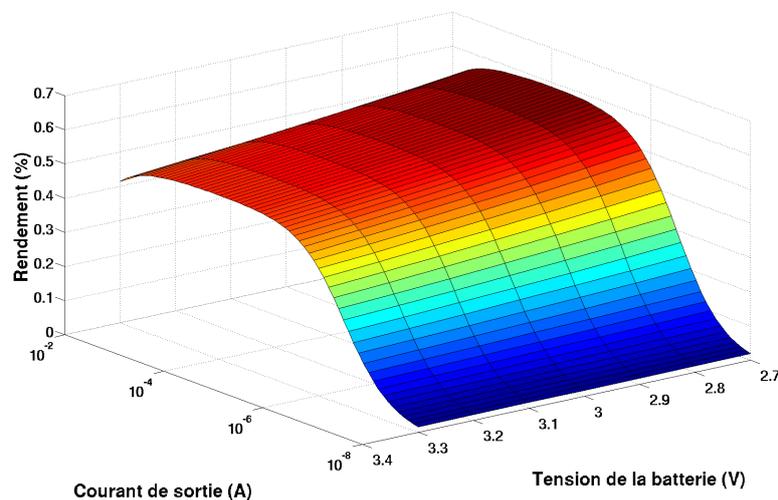


FIGURE 7.12 – Évolution du rendement du convertisseur linéaire de tension en fonction du courant de sortie et de la tension de batterie

La décharge de la batterie dans la capacité de stockage intermédiaire haute tension est réalisée par des transistors contrôlés par un signal de sortie du contrôleur numérique dont le niveau est converti à la tension de batterie afin de les faire correctement commuter. En outre, une résistance de limitation de courant est utilisée afin de limiter le courant sortant de la batterie et ainsi protéger sa santé chimique.

7.2.2.2 Charge de la batterie

La batterie Varta ML1220 ayant la propriété de ne pas être contrainte en termes de méthodologie de charge, sa recharge à partir de la capacité de stockage haute est réalisée avec un transistor placé entre les deux entités. Une résistance de limitation de courant placée en série avec ce transistor permet d'éviter les recharges à des courants supérieurs à 1mA. Le signal de contrôle de la charge de la batterie est généré à l'état haut lorsque d'une part la tension dans la capacité de stockage haute tension est supérieure à 3.4V et d'autre part le contrôleur numérique autorise la charge de

la batterie car aucune tâche n'est en cours. Ces résistances de limitation de courant imposent une chute de tension à leurs bornes mais cette chute est faible et n'impacte que faiblement le rendement de charge pour des courants de l'ordre de la centaine de microampères.

7.3 Implémentation physique du circuit complet

Le circuit de gestion d'alimentation, comprenant d'une part l'architecture de transfert de puissance et les modules de fonctionnalités fondamentales et d'autre part le contrôleur numérique événementiel, est implémenté intégralement en technologie CMOS UMC 180nm. Cette section présente l'intégration du système au niveau du circuit complet.

7.3.1 Cœur de l'architecture

L'implémentation globale du circuit a été réalisée à la main avec l'outil Virtuoso[®] d'édition de masque de Cadence[®]. Le cœur de l'architecture contient :

- Les éléments de récupération d'énergie : les convertisseurs pour cellules photovoltaïques et le fusionneur de courants
- Les modules de transfert de puissance : le convertisseur linéaire, les interrupteurs de puissance et les résistances de limitation de courant
- Les blocs de fonctionnalités fondamentales : génération de référence, génération de l'alimentation interne, génération de l'horloge
- Les systèmes de monitoring de tension pour les deux capacités et la batterie

Les surfaces et les consommations de ces différentes entités sont récapitulées dans le tableau 7.1.

Module	Taille (μm)	Surface (μm^2)	Consommation (nW) @0.8V
Convertisseur PV	$276,4 \times 127,5 + 238,1 \times 75,2$	53146,12	-
Fusionneur de courant	$90,4 \times 212$	19164,8	47
Génération de référence	$372,5 \times 165,05$	61481,125	332
Alimentation interne	$96 \times 127,650$	15134,4	-
Génération de l'horloge	$296,6 \times 19,8$	5872,68	125
Régulateur série	$296,6 \times 19,8$	5872,68	344
Monitoring de batterie	$264,4 \times 355$	93862	5 @1kHz
Monitoring HV	$415,8 \times 214,9$	89355,42	153 @50kHz
Monitoring LV	$289,9 \times 239,8$	69518,02	145 @50kHz
Total du cœur	1759.80×668.10	1175722,38	-

TABLE 7.1 – Tableau récapitulatif des tailles et consommations des modules de l'architecture

En terme de surface, les éléments de monitoring sont les blocs prédominants du système. En effet, l'implémentation des ponts diviseurs de tension à faible consommation nécessitent de gros transistors afin de réduire la consommation de la branche. De manière générale, on notera également que la somme des surfaces des éléments composant l'architecture n'est pas égale à la surface totale du bloc de cœur de l'architecture. En effet, en plus d'avoir des éléments dont les géométries ne sont pas adaptées, il est intéressant d'implémenter au sein du système des capacités de découplage afin de pouvoir maintenir la stabilité des tensions de cœur et de référence malgré les appels de courant brefs et forts des éléments cadencés du système (e.g. les blocs de monitoring passif, le contrôleur

numérique synchrone). En terme de consommation, c'est la génération de tension de référence qui est prédominante. La figure 7.13 illustre le « layout ⁷ » du cœur de l'architecture.

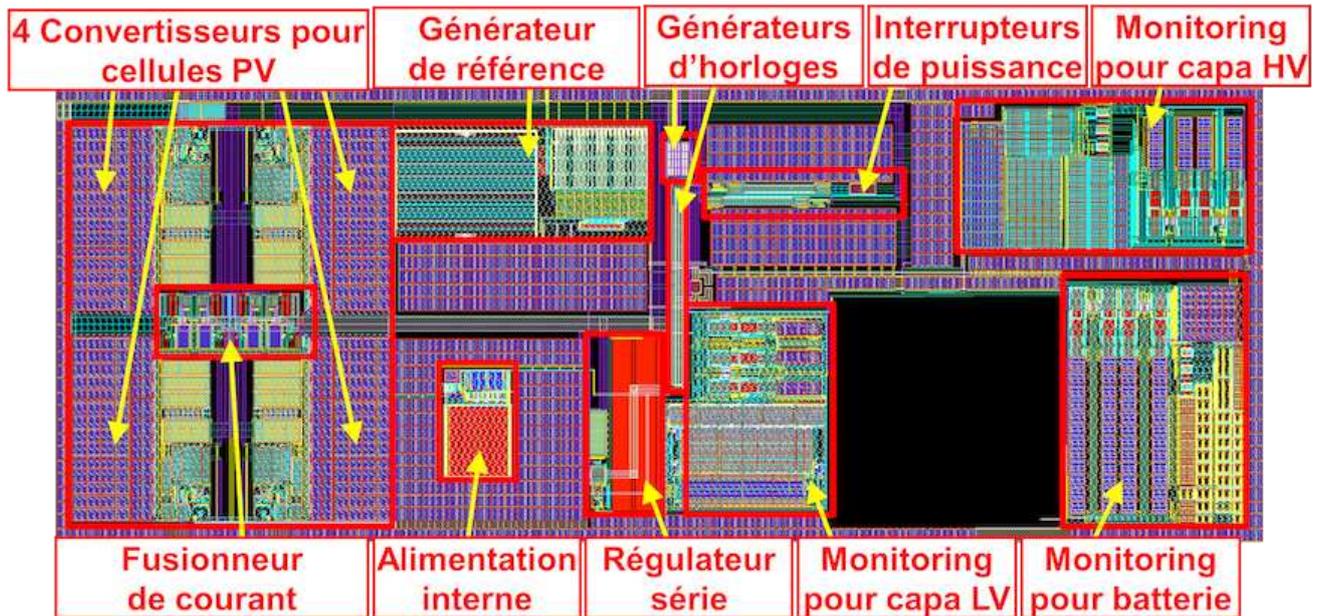


FIGURE 7.13 – Layout du cœur du système

Le cœur de l'architecture est long de 1,759mm et large de 0,668mm, ce qui lui donne une surface de 1,175mm². Un espace est prévu en son sein pour accueillir le contrôleur numérique qui est généré avec l'outil SoC Encounter[©] de Cadence[©].

7.3.2 Intégration globale du circuit

Le circuit complet est ensuite intégré dans un anneau d'entrées/sorties. Cet anneau réalise l'interface entre le cœur de l'architecture du circuit et l'extérieur du composant. Le circuit de gestion d'alimentation pour nœud de capteurs communicant a un total de 75 entrées/sorties. Parmi elles, on retrouve :

- 17 entrées et sorties de puissance : huit cellules photovoltaïques où quatre des cellules ont leur électrode négative à la masse, un récupérateur d'énergie vibratoire, une batterie et une sortie supplémentaire branchée juste en aval du chemin de charge de la batterie pour pouvoir mettre un chargeur plus évolué si la batterie le requiert, et deux capacités externes de stockage à court terme.
- 29 entrées et sorties numériques : un signal de « reset », 2 canaux asynchrones pour réaliser les requêtes d'alimentation (10 entrées/2 sorties), 2 canaux asynchrones pour recevoir la réponse du contrôleur aux requêtes (2 entrées/4 sorties), 1 canal asynchrone de demande d'échantillonnage de l'état de charge de la batterie (1 entrée/1 sortie) et un canal asynchrone pour recevoir l'état de charge de la batterie (1 entrée/7 sorties).
- 9 entrées de configuration : fréquence d'horloge d'échantillonnage de l'état de charge de la batterie, mode « faible consommation » du module de génération de la tension d'alimentation interne, trimming du générateur de référence, allumage des contrôleurs et contrôle de

7. Dessins des masques pour la fabrication du circuit

l'architecture.

- 4 entrées et sorties de « debug » pour l'utilisation d'un signal d'horloge externe.
- 4 entrées et sorties de visualisation de signaux analogiques : tension d'alimentation interne et tension de référence.
- 12 sorties de visualisation de signaux numériques : informations sur les seuils de tension, horloges, allumage des chemins d'alimentation indirects, autorisation de charge de la batterie.
- 5 entrées/sorties de masse.

Compte tenu de la taille d'un pad en technologie UMC 180nm, la taille de l'anneau d'entrées/sorties pour le circuit de gestion d'alimentation induit une surface plus grande que la surface nécessaire pour le cœur de l'architecture. En conséquence, l'implémentation globale du circuit est dite « pad limited » car la taille du circuit total est définie par la taille de l'anneau d'entrées/sorties. La surface vacante est remplie avec des capacités de découplage pour les signaux de tension d'alimentation interne et de tension de référence. L'implémentation du circuit complet est illustrée sur la figure 7.14.

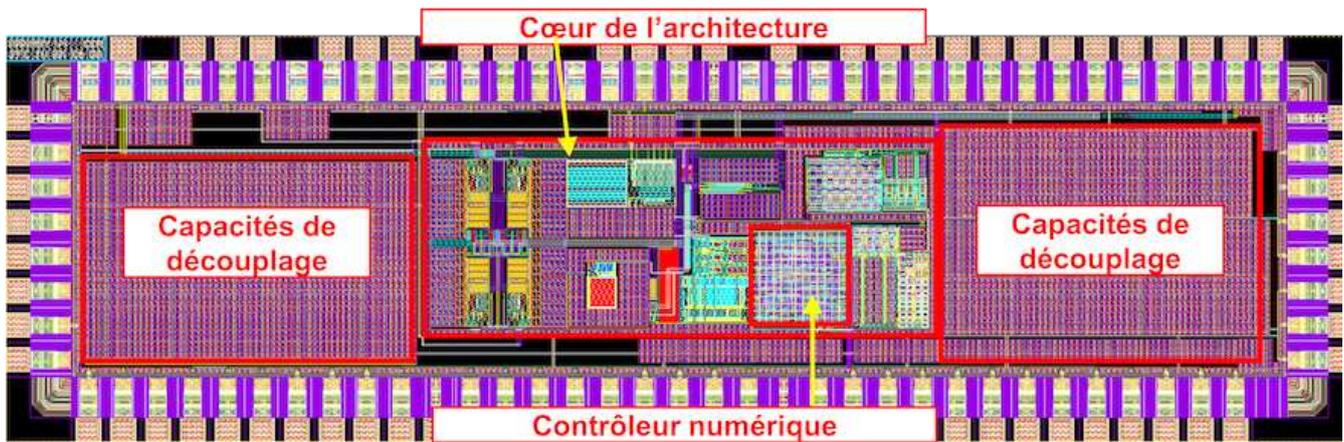


FIGURE 7.14 – Layout du circuit complet

Le circuit complet, pads de connexion inclus, fait 4,638mm de long pour 1,407mm de large, soit une surface totale de 6,525mm². La forme allongée du circuit tient à l'achat de surface de fabrication par morceaux carré de 1,6mm de côté.

7.4 Conclusion

Après la présentation de l'implémentation du contrôleur numérique dans le chapitre 6, ce chapitre a présenté l'implémentation physique globale du circuit de gestion d'alimentation pour systèmes de capteurs communicants. Ce circuit est conçu et fabriqué en technologie CMOS 180nm qui propose des performances élevées en termes de courant de fuite, pertinentes dans la thématique des systèmes qui récupèrent l'énergie dont ils ont besoin pour fonctionner dans l'environnement. Cette technologie autorise 6 niveaux de métallisation permettant un routage relativement facile en comparaison de technologies plus anciennes avec moins de niveaux. Cette technologie propose ainsi un bon compromis entre la surface occupée par les composants numériques, toujours corrélée à la taille minimale des transistors de la technologie, et la consommation statique du circuit due aux fuites énergétiques de la technologie.

Ce chapitre montre qu'il est possible de concevoir des systèmes électroniques fondamentaux, tels que des générateurs de référence, fonctionnels et utilisables dans le cadre de la gestion d'énergie dans les nœuds de capteurs communicants. Grâce à des structures avancées réalisant des compromis intéressants entre la robustesse et la fonctionnalité à basse tension, des architectures complexes dédiées de gestion d'alimentation sont envisageables pour des budgets énergétiques serrés de l'ordre du microampère. Pour diminuer la consommation statique du système, il a notamment été choisi d'utiliser la régulation linéaire de tension. Elle est moins efficace que la régulation par commutation de capacités ou d'inductances mais peut être implémentée en maintenant une consommation statique négligeable par rapport à la consommation globale du module de gestion d'alimentation.

La démonstration réalisée avec le circuit implémenté dans le cadre de ces travaux de thèse a pour objectif de montrer l'intérêt de l'utilisation d'une architecture à chemins d'alimentation multiples mais surtout de proposer un contrôle fin, événementiel et simple qui permet l'implémentation d'algorithmes de gestion d'énergie néanmoins complexes. Cette gestion optimisée de l'énergie et du scénario applicatif est en outre réalisée avec un circuit de gestion d'alimentation dont la consommation globale est de l'ordre du microampère.

Quatrième partie

Tests, performances et algorithmes d'utilisation du module de gestion d'alimentation

Le circuit de gestion d'alimentation développé dans le cadre de ces travaux de thèse a été présenté dans les parties II et III respectivement pour les choix architecturaux et d'implémentation. Il a été fabriqué en technologie CMOS UMC 180nm pour des questions de performances en consommation statique.

Grâce à une carte de test contenant un FPGA et une carte de test dédiée avec les sources d'énergie et les éléments de stockage d'énergie et de configuration, le circuit peut être testé simplement en vue de la caractérisation électrique ou dans un environnement de nœud de capteurs communicant. Une fois les tests fondamentaux réalisés, le circuit est mis en œuvre afin d'analyser son comportement lors des demandes d'alimentations immédiates et opportunistes. L'utilisation combinée des deux types de requêtes d'alimentation permet de contrôler finement le compromis entre les contraintes temporelles et énergétiques.

Cette partie présente le test et l'utilisation du circuit de gestion d'alimentation. D'abord, le chapitre 8 aborde l'environnement de test du circuit et la caractérisation de ses principaux signaux. Le chapitre 9 présente ensuite l'utilisation du circuit grâce aux requêtes d'alimentation et propose un algorithme de gestion applicative capable de contrôler et d'influencer l'état énergétique du système.

Fabrication, tests et performances du circuit de gestion d'alimentation

Le circuit de gestion d'alimentation a été fabriqué grâce à la technologie CMOS UMC 180nm et mis dans un boîtier QFP120 qui contient 120 pattes d'entrées et de sorties. La figure 8.1 présente une photo du circuit fabriqué. 40 puces nous ont été livrées après avoir été fondues et 10 d'entre elles ont été mises dans des boîtiers.

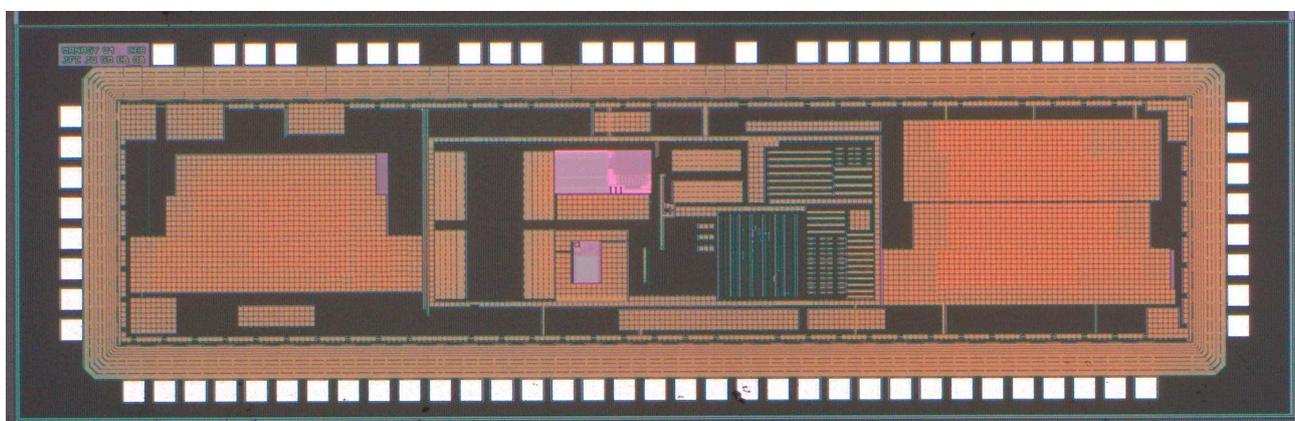


FIGURE 8.1 – Photographie du circuit Managy

Une carte de test est conçue pour pouvoir accueillir le circuit et pour servir d'interface entre l'utilisateur et le circuit de gestion d'alimentation. On veut pouvoir d'une part configurer le circuit facilement et manuellement pour pouvoir caractériser proprement les signaux prépondérants du circuit dans un mode de fonctionnement statique. D'autre part, pour une mise en œuvre du circuit dans un environnement de nœud de capteurs communicant, le circuit de gestion d'alimentation doit également pouvoir être connecté à un contrôleur d'application, implémenté par exemple dans un FPGA¹.

Ce chapitre présente dans un premier temps l'environnement de test du circuit, notamment les cartes de test utilisées voire développées. Le circuit de gestion d'alimentation est alors configurable à la main et utilisable facilement par un utilisateur grâce à des requêtes d'alimentation envoyées manuellement ou par un contrôle applicatif intégré grâce à une interface dans un FPGA. Dans un second temps, les résultats de caractérisation des signaux fondamentaux du circuit sont abordés. Les données extraites de cette caractérisation permettent de déterminer le tirage du procédé de fabrication pour les circuits et ainsi de pondérer les résultats obtenus en performances.

1. « réseau de portes programmable » traduit de l'anglais « Field-Programmable Gate Array »

8.1 Test du circuit

Cette section décrit les cartes électroniques utilisées pour le test du circuit de gestion d'alimentation ainsi que le banc de test mis en place pour mettre en œuvre le circuit et réaliser les caractérisations de signaux.

8.1.1 Carte MEAboard

Une carte de test généraliste a été développée en 2007 en dehors du cadre de ces travaux de thèse mais est utilisée afin d'implémenter les contrôleurs numériques qui s'interfaçent avec le circuit de gestion d'alimentation via ses signaux numériques entrants et sortants. Cette carte, appelée « MEAboard² » et illustrée sur la figure 8.2, permet d'implémenter des fonctionnalités de test pour faciliter le prototypage et l'utilisation de circuits électroniques intégrés.

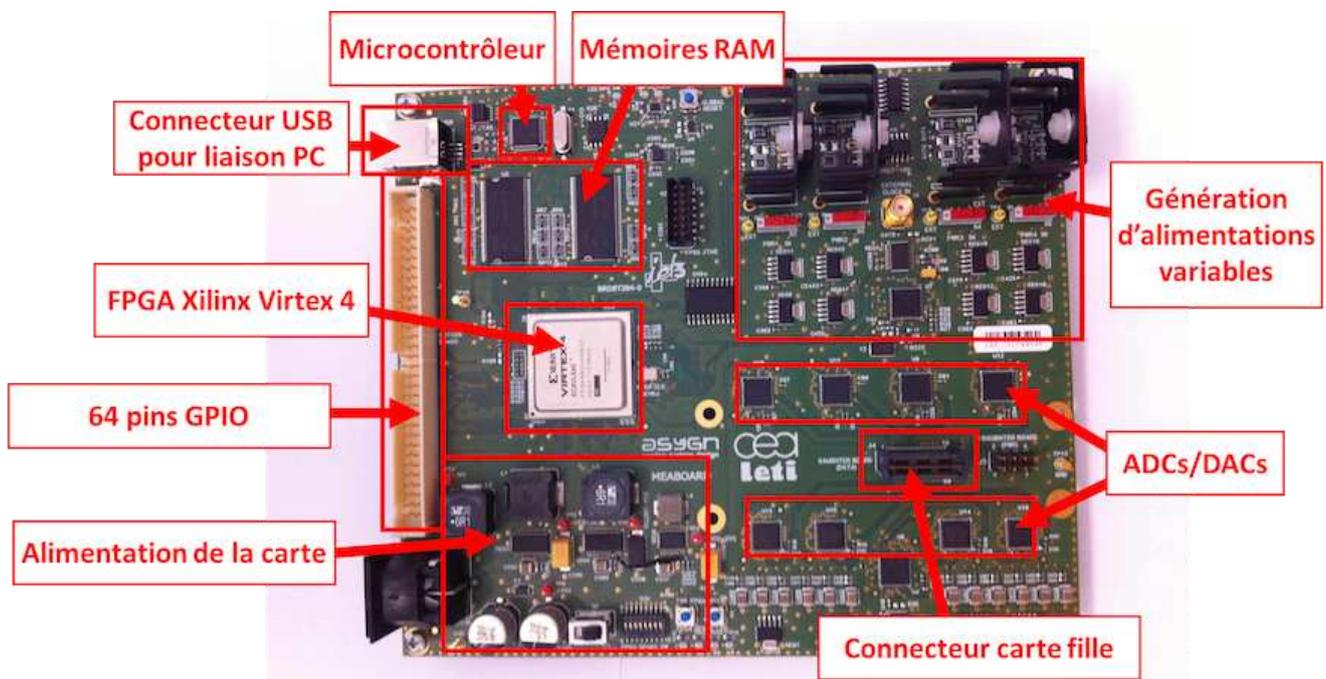


FIGURE 8.2 – Carte MEAboard

La MEAboard contient les composants suivants :

- Un FPGA Xilinx Virtex 4 permet d'implémenter des architectures numériques complexes.
- Deux mémoires RAM cadencées à 133MHz sont disponibles pour stocker des données numériques.
- Un connecteur USB permet d'établir un lien série entre un ordinateur et la carte et ainsi de programmer le FPGA via un microcontrôleur présent sur la carte mais aussi d'échanger des données avec la mémoire RAM.
- Des convertisseurs DC-DC de puissance permettent de générer des alimentations diverses pour la configuration d'environnements de simulation.

2. MEA : Microcapteurs et Électronique Associée

- Un connecteur QTH, dit pour « carte fille », permet d'interfacer des cartes de test avec des signaux numériques et analogiques afin d'apporter par exemple les alimentations réglables à la carte ou au circuit testé.
- Des ADC et des DAC sont également disponibles sur la carte afin d'interfacer des signaux analogiques avec le FPGA. Des tests avancés sur des capteurs ou d'autres circuits analogiques sont alors rendus possibles.
- Un connecteur 64 broches de GPIO³ permet une interface directe avec le FPGA pour des signaux numériques.

La MEAboard est utilisée, notamment son FPGA, afin de communiquer avec le contrôleur d'alimentation présent dans le circuit fabriqué. En raison des interfaces énergétiques plus complexes nécessitées par le circuit de gestion d'alimentation, comme les cellules photovoltaïques ou la batterie, cette carte ne peut pas suffire au test du circuit. Une carte de test dédiée est ainsi développée afin de gérer le reste des signaux d'entrée/sortie du circuit et pour intégrer ce dernier dans un environnement de prototypage discret.

8.1.2 Carte de test dédiée au circuit de gestion d'alimentation

La carte développée pour le test du circuit de gestion d'alimentation permet de connecter les différentes sources et les éléments de stockage d'énergie au circuit. Elle permet également de visualiser des signaux de configuration internes de l'architecture comme la structure des chemins d'alimentation à l'intérieur de l'architecture de gestion d'alimentation. Cette carte de test est illustrée sur la figure 8.3.

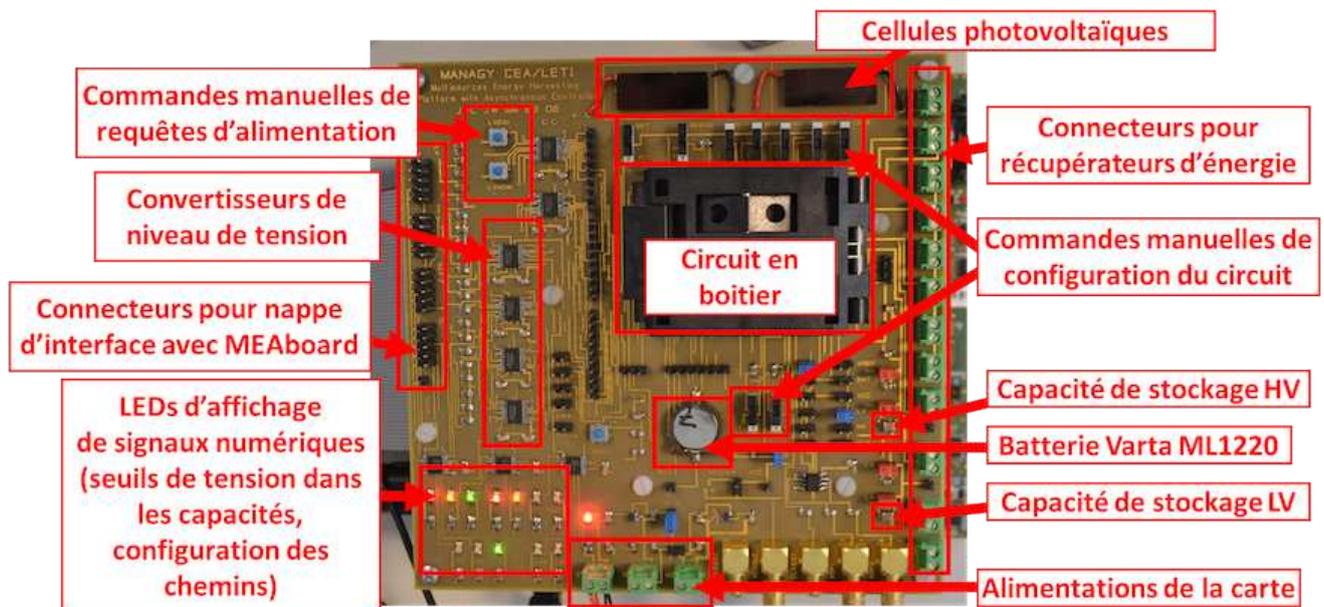


FIGURE 8.3 – Carte de test pour le circuit

La carte de test dédiée au circuit fabriqué est composée des éléments suivants :

3. Global Purpose Inputs/Outputs, en français Entrées/Sorties Génériques

- Deux cellules photovoltaïques sont directement présentes à la surface de la carte et sont connectées à une entrée énergétique du système.
- Des connecteurs de type « bornier » sont disponibles pour connecter d'autres cellules photovoltaïques, de différentes tailles et pouvant avoir d'autres orientations, ainsi qu'un autre récupérateur d'énergie comme un récupérateur d'énergie vibratoire.
- Deux condensateurs, en l'occurrence de 10 μ F pour la démonstration, sont utilisés pour implémenter les capacités externes présentes sur chaque sortie en puissance du circuit de gestion d'alimentation.
- Un support pour batterie permet de connecter la batterie Varta ML1220 prévue pour stocker l'énergie à long terme.
- Des interrupteurs manuels permettent de configurer manuellement le circuit, par exemple le trimming du générateur de tension de référence.
- Des boutons poussoirs permettent d'envoyer des requêtes d'alimentation immédiates et opportunistes sur la sortie basse tension.
- Un jeu de LEDs affiche les états de certains signaux numériques internes relativement constants. Les seuils de tension sur les capacités, l'allumage des chemins d'aide de la batterie vers chacune des capacités externes ainsi que l'autorisation de charge de la batterie sont ainsi facilement visibles par l'utilisateur.
- Des connecteurs monofil pour chacun des signaux numériques d'entrée et de sortie du circuit sont agencés de manière à pouvoir connecter une nappe directement entre la carte de test et la MEAboard. Des convertisseurs de niveau pour signaux numériques réalisent la conversion du niveau des signaux entre la tension de fonctionnement de la MEAboard et celle du circuit de gestion d'alimentation⁴.
- Un support pour accueillir le boîtier QFP120 contenant le circuit de gestion d'alimentation.

Des connecteurs coaxiaux SMB et des picots de connexion directe sont également disponibles pour pouvoir facilement brancher d'une part des appareils de mesure pour visualiser l'évolution des signaux d'entrée et de sortie du circuit ou d'autre part des sous-systèmes pour mettre par exemple en œuvre des capteurs ou d'autres charges consommantes. Deux amplificateurs opérationnels montés en suiveur sont utilisés pour pouvoir visualiser les signaux critiques sans déformation due à l'impédance de lecture. Ils transmettent leurs sorties vers des connecteurs coaxiaux SMB. Les électrodes positives des deux capacités de stockage, la tension d'alimentation interne du circuit et la tension de référence peuvent ainsi être facilement connectées à des entrées d'oscilloscope pour être analysées. Grâce à cette carte, il est possible de mettre en œuvre le circuit de gestion d'alimentation dans un environnement contrôlé, émulant voire implémentant un nœud de capteurs communicant.

8.1.3 Environnement de test

Un banc de test est ainsi mis en place pour le système constitué du circuit dans son boîtier et des cartes de test qui permettent d'interagir avec le système. L'objectif est de pouvoir contrôler proprement l'environnement du circuit de gestion d'alimentation afin de caractériser les principaux signaux qu'il génère. La figure 8.4 présente une photo de l'environnement de test mis en place dans les locaux du CEA-Leti.

4. Par conception, les signaux sortent du circuit sous 1.2V

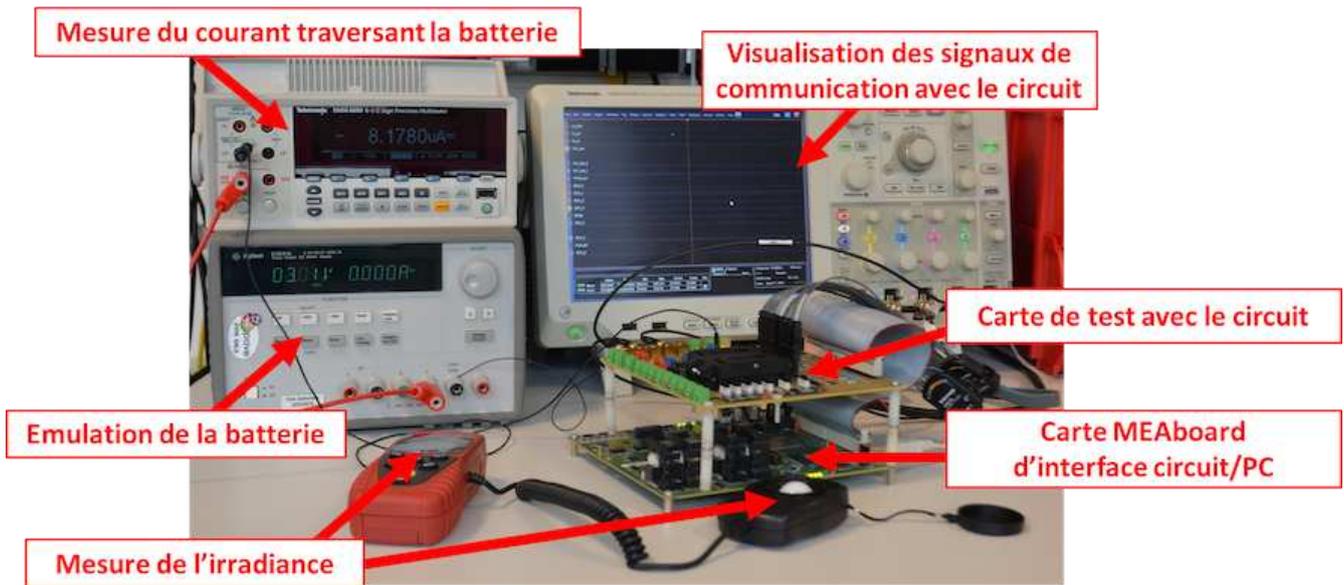


FIGURE 8.4 – Banc de test pour le circuit

Les deux cartes sont ainsi disposées l'une au-dessus de l'autre et maintenues par des fixations, la carte avec le circuit et les cellules photovoltaïques étant placée au dessus de la MEAboard. Elles sont connectées entre elles par une nappe qui permet d'interfacer le FPGA de la MEAboard avec les signaux numériques d'entrée/sortie du circuit de gestion d'alimentation. Un oscilloscope mixte sert à visualiser tant les signaux analogiques que numériques générés par le circuit. Une source de tension permet d'émuler la batterie et ainsi de contrôler la tension de batterie vue par le circuit et le courant qui la charge ou la décharge. Finalement, un luxmètre est utilisé pour mesurer l'irradiance du rayonnement ambiant et caractériser l'environnement énergétique du système. Ce banc de test a permis de caractériser les principaux signaux générés par les différentes puces contenant l'architecture de gestion d'alimentation.

8.2 Caractérisation des performances du circuit

Afin de situer les performances des circuits, notamment par rapport aux cas technologiques dans lesquels ils ont été fondus, certains signaux caractéristiques du circuit sont analysés. Cette section présente les résultats de caractérisation de ces signaux. La fréquence de l'oscillateur en anneau et la tension de référence sont d'abord étudiées afin de déterminer par exemple le tirage technologique des circuits. La tension interne de fonctionnement et la consommation du circuit sont ensuite abordées afin d'évaluer les performances du circuit de gestion d'alimentation.

La configuration du circuit lors de la caractérisation de ces signaux est la suivante :

- Aucune source d'énergie n'est connectée au système. Pour cela, toutes les entrées des sources énergétiques du circuit sont branchées à la masse.
- La batterie est émulée avec une source de tension dont le courant est mesuré. La tension de la batterie est ainsi facilement contrôlable.
- Le générateur de tension de référence est configuré à sa position donnant la plus faible référence de tension.

- L'échantillonnage de l'état de charge de la batterie est désactivé.

Cette configuration permet de contrôler les flux d'énergie entrant et sortant du circuit et ainsi d'avoir un environnement énergétique stable. Néanmoins, la tension d'alimentation interne du circuit est forcément générée à partir d'énergie prélevée dans la batterie. Cela facilite d'un côté la mesure de la consommation du circuit mais de l'autre, le rendement énergétique de cette génération ne peut être supérieur à une trentaine de pourcents⁵ (cf. section 7.1.1).

8.2.1 Génération d'horloge et caractérisation du tirage des circuits

La fréquence d'oscillation d'un anneau d'inverseurs est souvent utilisée pour caractériser les points PVT⁶ des circuits intégrés. La régularité de l'architecture d'un tel composant, mais aussi sa dépendance aux conditions PVT, permettent en effet d'extraire directement des informations sur ces paramètres. Les mesures de fréquence sur l'oscillateur sont réalisées à l'oscilloscope en fonction de la tension de batterie. La mesure de la tension d'alimentation interne, présentée plus loin, permet d'obtenir une variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'alimentation interne du circuit. Ces mesures réalisées sur les 10 puces peuvent ainsi être comparées aux résultats de simulation dans les cas critiques de la technologie CMOS UMC 180nm évoqués au chapitre 7. La figure 8.5 illustre cette comparaison.

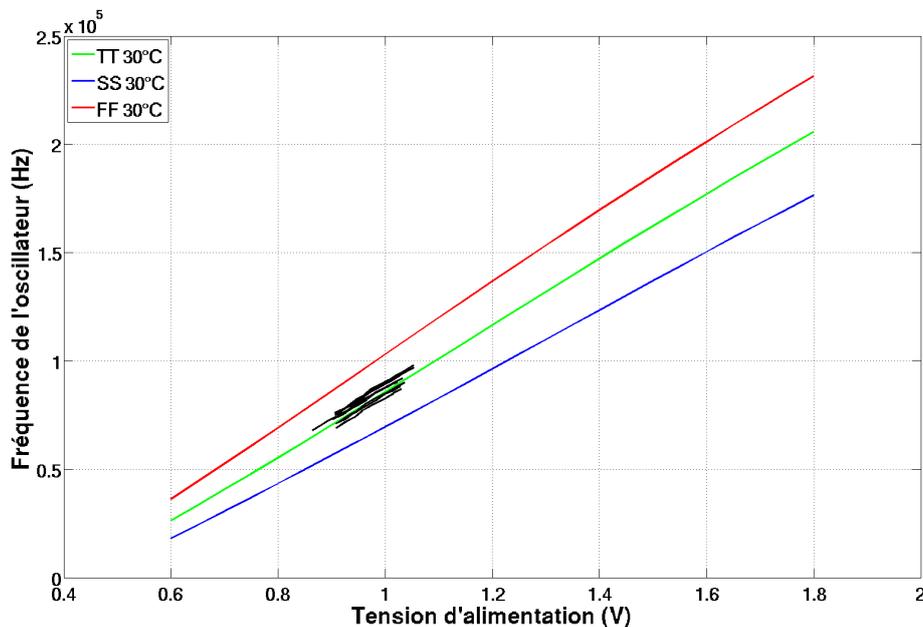


FIGURE 8.5 – Caractérisation des fréquences de l'oscillateur pour les 10 puces

Les mesures de fréquence sont ainsi comparées aux résultats de simulation dans le cas technologique typique (TT⁷), le cas technologique où les transistors sont peu consommateurs mais lents

5. ce rendement, faible à cause de la conversion de tension linéaire, varie en fonction de la tension aux bornes de la batterie et du courant qui est extrait

6. « Process, Voltage and Temperature », en français « Procédé de fabrication, Tension, Température »

7. « Typical/Typical » : NMOS typiques, PMOS typiques

(SS⁸) et le cas technologique où les transistors sont plus consommants mais rapides (FF⁹) à une température de 30°C. Les fréquences des oscillateurs des différentes puces sont centrées autour de 75kHz à 1V. Les circuits sont ainsi globalement centrés autour du cas typique avec un léger décalage vers le cas technologique rapide.

8.2.2 Génération de tension de référence

La tension de référence générée par le circuit est importante car elle conditionne d'une part la précision du monitoring de tension au sein de la gestion d'alimentation et d'autre part, dans une moindre mesure, la consommation des blocs polarisés avec cette tension ou le courant de référence conséquent. Afin de pouvoir comparer les puces entre elles et avec les résultats de simulation, la configuration de trimming du générateur est positionnée pour avoir la tension de référence la plus faible. Les différentes données à comparer sont illustrées sur la figure 8.6.

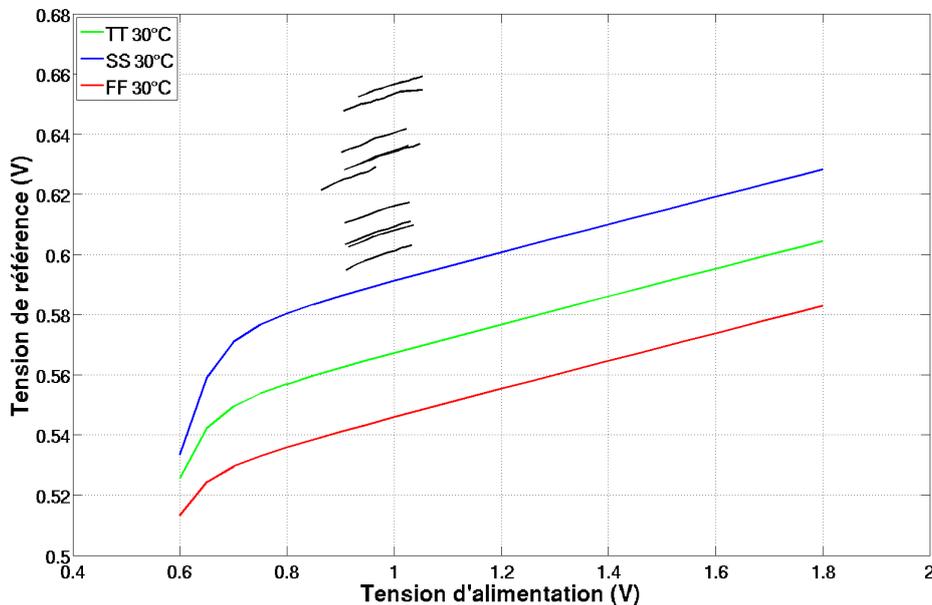


FIGURE 8.6 – Caractérisation de la tension de référence générée par les 10 puces

Les mesures réalisées sur les 10 puces sont ainsi comparées aux simulations dans les cas TT, SS et FF à 30°C. Pour le système de génération de tension de référence, à cause de l'architecture interne du bloc, le cas technologique lent a pour conséquence la production d'une tension supérieure à celle générée dans le cas technologique typique (cf. section 7.1.2). Au contraire du comportement observé pour la fréquence de l'oscillateur, les tensions de référence mesurées sur les différents circuits sont toutes supérieures à celles simulées pour les cas typiques (supérieures de 5 à 15%), et même pour les cas lents (supérieures de 1,5 à 11%). Ce décalage révèle une erreur forte entre le comportement des modèles et celui des circuits fabriqués. Cette erreur provient d'une mauvaise modélisation du comportement des transistors lorsqu'ils se trouvent en état de faible inversion. L'architecture du système est en effet constituée de trois transistors, dont deux à tension de seuil standard et un à

8. « Slow/Slow » : NMOS lents, PMOS lents

9. « Fast/Fast » : NMOS rapides, PMOS rapides

faible tension de seuil, cascodés, qui fonctionnent dans ce régime sous la faible tension d'alimentation interne du circuit. La conduction de ces transistors est en l'occurrence surestimée par rapport au comportement réel des transistors silicium de cette technologie, ce qui a pour résultat une vitesse plus lente des transistors et un décalage fort vers le cas technologique lent. Ces problématiques ont donné lieu à des caractérisations plus fines des transistors dans ce régime mais ces données n'ont pas été analysées dans le cadre de ces travaux de thèse.

Finalement, 3 circuits sur 10 ont une tension de référence évoluant à moins de 10mV des 600mV attendus pour une tension de batterie évoluant entre 2.7V et 3.5V. Malgré les problèmes de modèles de transistors, 30% des circuits satisfont donc les spécifications de tension de référence du système et sont utilisables tels quels avec des seuils de tension monitorés corrects. La solution systématique est de forcer la tension de référence du circuit par l'extérieur de celui-ci. Bien que le fonctionnement du système ne soit pas fondamentalement bouleversé par ce décalage, l'exactitude des seuils de tension n'entravant pas le comportement fonctionnel événementiel de l'architecture, la consommation du circuit sera impactée par une tension de référence et de polarisation trop élevée.

8.2.3 Génération de tension d'alimentation

Pour cette caractérisation, la tension d'alimentation interne du circuit est générée uniquement à partir de la batterie, les récupérateurs d'énergie étant connectés à la masse. Cette tension alimente la majorité des composants de l'architecture de gestion d'alimentation et est spécifiée pour être supérieure à 0.8V. Des mesures sont réalisées sur ce signal pour les 10 puces et l'évolution de cette tension est illustrée en figure 8.7 en fonction de la tension de batterie. Un histogramme de répartition des circuits est également représenté sur la figure illustrant la distribution relative des performances des circuits pour une tension aux bornes de la batterie de 3V.

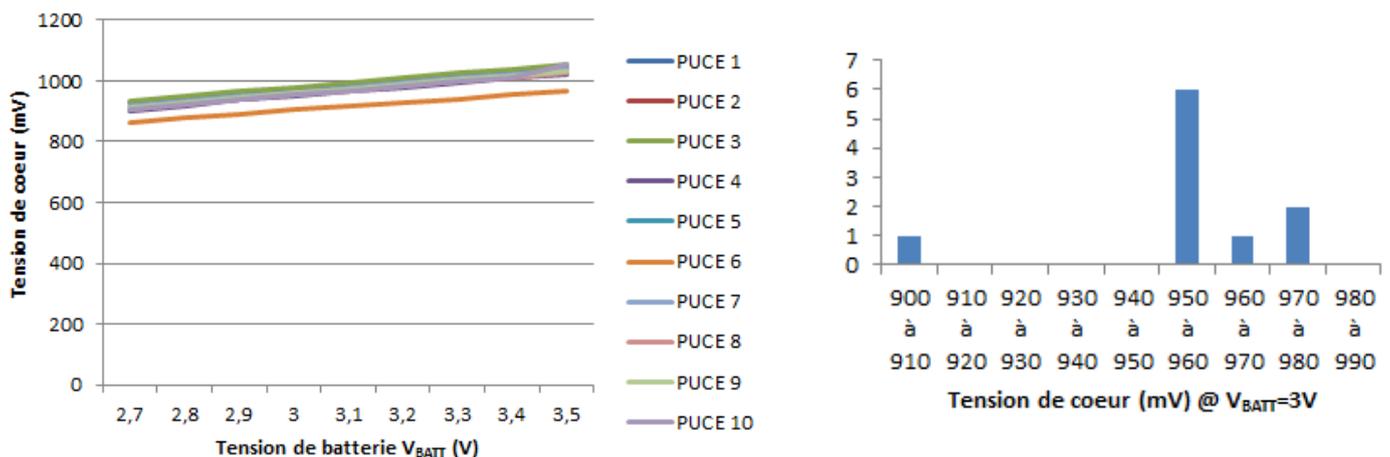


FIGURE 8.7 – Résultats de mesure sur les tensions d'alimentation en fonction de la tension de batterie

La tension d'alimentation interne des circuits testés varie en moyenne entre 908mV pour une tension de batterie de 2.7V et 1029mV pour une tension de batterie de 3.5V. Ces résultats sont légèrement supérieurs aux spécifications et aux résultats de simulation mais la gamme de tension attendue est néanmoins satisfaite car sur la gamme de tension de batterie située entre 2.7V et 3.3V, la tension interne d'alimentation reste inférieure à 1V. En terme de répartition, pour une tension

de batterie de 3V, 6 circuits sur 10 ont une tension d'alimentation interne entre 950 et 960mV, ce qui illustre une stabilité relative élevée du comportement des circuits, malgré l'excentrage d'une puce sur ce signal caractéristique. Plus généralement, l'effet de ce décalage vers le haut des tensions d'alimentation internes induit une consommation plus forte du système de gestion d'alimentation. En outre, cette caractérisation a été faite dans un cas où l'énergie utilisée provient exclusivement de la batterie. Le rendement énergétique est dans ce cas réduit mais la tension est par conception plus faible que lorsque le générateur utilise de l'énergie provenant des récupérateurs. Lorsque le système récupère de l'énergie dans l'environnement, il est alors dans un état énergétique plus favorable. Il aura néanmoins tendance à consommer plus à cause d'une tension d'alimentation plus élevée bien que cette dernière soit alors générée avec un meilleur rendement grâce à la faible conversion de tension entre la tension aux bornes des récupérateurs et la tension de cœur.

8.2.4 Consommation du circuit complet

La consommation du système complet de gestion d'alimentation est la performance principale du circuit fabriqué et conditionne la faisabilité de mise en œuvre du circuit dans un environnement de nœud de capteurs communicant. La caractérisation de cette consommation est réalisée dans un environnement sans récupérateur d'énergie et toute l'énergie nécessaire au fonctionnement du circuit est ainsi prélevée sur la batterie. Les principaux acteurs de la consommation d'énergie dans le circuit sont le générateur de tension de référence, l'oscillateur en anneau et les blocs de monitoring passif de tension pour les capacités de stockage intermédiaire. La figure 8.8 illustre d'une part l'évolution de la consommation des circuits en fonction de la tension aux bornes de la batterie et d'autre part la répartition des circuits pour une tension de batterie de 3V.

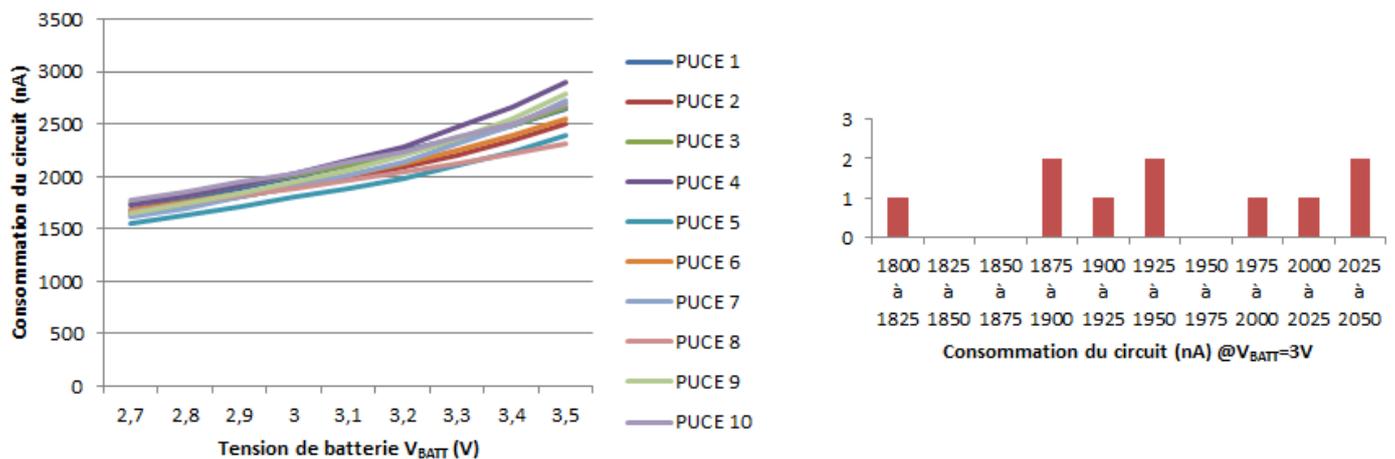


FIGURE 8.8 – Résultats de mesure sur la consommation du circuit en fonction de la tension de batterie

La moyenne sur les circuits des performances en consommation évolue entre 1673nA pour une tension de batterie de 2.7V et 2289nA pour 3.3V. Compte tenu du fait que la tension d'alimentation interne de l'architecture est supérieure en mesure à celle prévue par les simulations, la consommation est en conséquence également supérieure aux performances attendues. Néanmoins, l'ordre de grandeur du microampère est satisfait pour l'architecture de gestion d'alimentation. Les performances des circuits sont réparties de manière homogène, s'étalant pour une tension de batterie de 3V entre 1801nA et 2037nA. Cette différence de répartition avec la tension d'alimentation interne

est une conséquence du fait que ladite tension est générée par un bloc unique alors que la consommation considère le comportement du circuit complet qui est lui sujet à des dispersions technologiques réparties sur une plus grande surface, donc plutôt moyennées.

8.3 Conclusion

Le circuit développé dans le cadre de ces travaux de thèse a été fabriqué et les performances principales des circuits fondus et mis en boîtiers ont été caractérisées. Après avoir décrit les cartes de prototypage et l'environnement de test utilisé pour la mise en œuvre du circuit fabriqué, ce chapitre a présenté les résultats de ces mesures et les a comparées avec les résultats de simulation. Les performances des puces correspondent ainsi globalement bien aux résultats de simulation mais souffrent d'une part d'un léger décalage vers le cas technologique rapide qui augmente la consommation statique du système et la consommation en général par le biais de l'augmentation de la tension d'alimentation interne de l'architecture. D'autre part, une déficience des modèles de transistors dans les régimes de faible inversion, dont les performances ont été surestimées, a engendré un décalage de la tension de référence vers le haut. Cette erreur engendre un décalage du monitoring de tension dans les capacités et la batterie de 10% en termes d'exactitude des seuils. Le fonctionnement du système est néanmoins préservé et la mise en œuvre du système dans un environnement de nœud de capteurs communicant est possible en adaptant la taille des capacités de stockage et en s'assurant que les tensions maximales dans les capacités ne dépassent pas les tensions maximales supportées par la technologie et par les charges consommantes.

Le système de gestion d'alimentation présente ainsi une consommation très faible mesurée en moyenne à $2\mu\text{A}$. Ce courant est en l'occurrence tiré sur une batterie avec un rendement de puissance faible. La consommation du circuit étant dans les tests faite par le chemin indirect, elle sera réduite en termes d'énergie consommée lorsque le système alimentera ses composants internes avec de l'énergie récupérée. Néanmoins, la structure de test du circuit ne permet pas de mesurer une telle consommation. Malgré la difficulté de tester un circuit de cette complexité, notamment ses composants internes, de manière exhaustive, les performances fondamentales et pertinentes de l'architecture ont été mesurées.

Ce chapitre montre qu'il est possible de concevoir une architecture complexe de gestion d'alimentation dont la consommation énergétique est de l'ordre du microampère. Grâce à cette faible consommation, la gamme d'applications adressables par l'architecture proposée et par le circuit fabriqué, pour la mise en œuvre de nœuds de capteurs communicants ultra faible consommation, s'en trouve agrandie. Le développement de systèmes de capteurs intelligents minimalistes devient alors envisageable. En outre, ces performances en consommation permettent d'ouvrir le développement de systèmes dont l'autonomie est de plusieurs années grâce à une réduction du nombre de charge/décharge de la batterie. Grâce au contrôle événementiel basé sur des requêtes d'alimentation, le chapitre suivant présente des techniques algorithmiques qui permettent de contrôler plus finement l'évolution énergétique d'un système de capteurs communicant tout en maintenant une qualité de service minimale.

Algorithme de gestion d'énergie

Les résultats simulés sur le fonctionnement électrique du circuit de gestion d'alimentation ont été présentés dans le chapitre précédent. En plus d'implémenter une architecture de transfert d'énergie à chemins multiples, ce circuit propose différentes manières pour le contrôleur applicatif de réaliser des requêtes d'alimentation pour les charges consommantes comme les capteurs ou le module de communication. Ces requêtes, immédiates ou opportunistes, dont le concept et l'implémentation ont respectivement été présentés dans les chapitres 5 et 6, permettent d'influencer la manière dont le système se comporte vis à vis de l'alimentation des charges. Alors que les requêtes d'alimentation immédiates permettent de satisfaire des contraintes temporelles et applicatives au détriment du rendement énergétique, les requêtes d'alimentation opportunistes réalisent un compromis plus orienté vers l'efficacité énergétique en autorisant un retard de la réalisation d'une tâche. Une optimisation du rendement énergétique est alors possible grâce à l'utilisation exclusive du chemin d'alimentation direct entre les récupérateurs et les charges.

Lors de l'utilisation du nœud de capteurs communicant au sein d'un réseau capteur sans fil, le contrôleur applicatif doit implémenter un algorithme de gestion du scénario applicatif qui réalise une adaptation du fonctionnement du système par rapport aux contraintes temporelles mais aussi aux contraintes énergétiques. Bien que de tels algorithmes aient déjà été implémentés dans des microcontrôleurs, les deux types de requête d'alimentation proposés par le circuit développé dans le cadre de ces travaux de thèse permettent à ce contrôle d'être réalisé au niveau matériel plutôt que logiciel, assurant ainsi une souplesse intrinsèque et peu consommante pour le contrôle applicatif.

Ce chapitre propose une étude de l'utilisation d'un tel circuit et notamment de ses deux types de requêtes d'alimentation. Premièrement, une réflexion sur le rôle et l'impact de l'algorithme de gestion d'énergie est présentée avec la proposition d'un algorithme générique capable de tirer profit des avantages applicatifs apportés par chacun des types de requête. Cet algorithme permettra ainsi d'adapter le scénario applicatif aux contraintes énergétiques environnementales tout en évitant les problèmes d'attente prolongée d'énergie observés lors de l'utilisation exclusive de demandes d'alimentation opportunistes. Des contraintes applicatives réelles pourront également être imposées au système pour obtenir une qualité de service minimale tout en optimisant le rendement énergétique global du nœud de capteurs communicant. Du fait de contraintes temporelles, cette étude n'est pas exhaustive, mais ce chapitre est néanmoins nécessaire afin d'aborder et de démontrer la pertinence de l'utilisation des requêtes d'alimentation opportunistes au sein d'un scénario applicatif réel.

9.1 Algorithme de gestion adapté à la considération des contraintes énergétiques et temporelles

D'une part, le fonctionnement du système de capteurs communicant doit satisfaire des contraintes temporelles comme une qualité de service minimale¹. D'autre part, le système doit pouvoir s'adapter à des contraintes énergétiques qui empêchent l'alimentation du nœud de se faire avec un rendement optimal. L'algorithme de gestion applicative doit ainsi réaliser en temps réel un compromis entre ces deux types de contraintes et être suffisamment léger pour pouvoir être implémenté de manière peu consommante au sein d'un contrôleur numérique intégré. Cette section propose d'abord une réflexion sur le rôle de l'algorithme de gestion et les hypothèses conditionnant cette réflexion. Une structure algorithmique est alors proposée puis testée sur le circuit de gestion d'alimentation. Une analyse des apports d'un tel algorithme au niveau système est ensuite réalisée.

9.1.1 Rôle de l'algorithme de gestion applicative et motivations vers une structure généraliste

Le contrôleur d'application et l'algorithme de gestion implémenté en son sein assurent l'interface entre l'architecture de gestion d'alimentation du nœud de capteurs communicant et le séquençement des tâches réalisables grâce aux capteurs, modules de communication et autres charges consommanes du système. En l'occurrence, l'algorithme de gestion doit définir les moments auxquels il est nécessaire d'envoyer une requête d'alimentation opportuniste ou une requête d'alimentation immédiate afin de satisfaire des contraintes applicatives tout en maintenant un rendement énergétique optimal. L'algorithme s'abstrait de la gestion des chemins d'alimentation, réalisée par le contrôleur d'alimentation directement dans le circuit de gestion d'énergie, mais peut influencer sur son comportement et donc sur le rendement via le type de requête envoyé. Il peut et doit ainsi être à la base de la gestion efficace de l'énergie récupérée dans l'environnement et de l'énergie stockée dans la batterie. En permettant une telle gestion, il autorise un contrôle fin de l'énergie au niveau de l'implémentation de l'application sur le réseau global.

Le développement d'algorithmes de gestion temporelle du scénario applicatif a déjà été évoqué dans le chapitre 3. On a alors par exemple présenté les travaux de Clemens Moser [95, 96, 97] où la prise en compte de données prédictives sur l'énergie récupérée dans l'environnement permet d'adapter le séquençement des tâches au sein du scénario applicatif. Les tâches à réaliser dans un scénario réaliste ont une priorité relative entre elles et des contraintes vis à vis de la régularité de leurs exécutions. En d'autres termes, certaines tâches peuvent être retardées dans le temps afin d'assurer l'exécution de tâches plus importantes avec une quantité suffisante d'énergie. Néanmoins, l'exécution de ces tâches ne peut être éternellement repoussée et il existe un moment où le système est obligé de les effectuer, au risque de faire cela avec un rendement énergétique dégradé. L'utilisation des deux types de requête d'alimentation au sein de l'algorithme de gestion applicative doit rendre possible cette variation dans la séquence d'exécution d'une tâche par rapport au fonctionnement global du nœud de capteurs.

L'algorithme de gestion applicative doit ainsi implémenter l'envoi des requêtes d'alimentation pour satisfaire une périodicité applicative tout en introduisant, grâce aux requêtes d'alimentation

1. c'est à dire par exemple une quantité minimale d'information extraite de l'environnement pendant une période donnée

événementielles, une souplesse d'exécution des tâches qui optimise l'efficacité énergétique global du système de capteurs communicant, voire du réseau capteur dans son ensemble.

9.1.2 Description de l'algorithme de gestion applicative

La première notion à intégrer dans un algorithme de gestion applicative pour systèmes de capteurs communicants est la périodicité de l'exécution des tâches. On a déjà évoqué dans la partie I les techniques de détection de puissance entrante qui visent à adapter dynamiquement la période de l'application [58]. L'implémentation de ces techniques était lourde car réalisée à l'aide d'algorithmes calculatoires conséquents programmés dans un microcontrôleur. Grâce à l'utilisation de requêtes d'alimentation opportunistes, il s'agit dans ce chapitre d'élaborer un algorithme qui permet de réaliser simplement et de manière événementielle l'adaptation de la période applicative aux variations de l'environnement énergétique.

Le chapitre 5 a abordé la possibilité de réaliser une adaptation dynamique de la période applicative en utilisant des requêtes opportunistes (cf. 5.2.3). Néanmoins, un problème apparaissait lorsque l'énergie environnante disponible à la récupération disparaissait. L'attente d'énergie induite par l'utilisation de requêtes d'alimentation opportunistes peut en effet être grande voire théoriquement infinie si aucune énergie n'est plus récupérée dans l'environnement. Les requêtes d'alimentation immédiates sont alors une solution naturelle pour stopper l'attente d'énergie et forcer l'exécution de la tâche.

La démarche classique est basée sur la spécification d'une période applicative en fonction d'une puissance moyenne entrante caractérisée dans l'environnement du système de capteurs communicant. Une mesure de la puissance entrante peut permettre d'adapter la période applicative mais cette mesure n'est pas faite à chaque nouvelle exécution de tâche car elle est consommante et les données mémorisées peuvent s'avérer désuètes, notamment si une variation rapide de l'environnement énergétique apparaît, comme par exemple l'ombrage d'une cellule photovoltaïque pendant un court instant. Pour s'abstraire de cette lourde implémentation, la période applicative peut évoluer de manière incrémentale : la période est raccourcie d'un pas de temps si la tâche précédente a été alimentée de manière optimale ou elle est rallongée d'un pas de temps si la batterie a dû être déchargée. Bien que cette technique soit plus légère à implémenter, les variations de période sont lentes et dépendent de la valeur de la période elle-même.

Afin de tirer profit des deux types de requêtes et de mettre en place un algorithme événementiel qui adapte dynamiquement la période aux contraintes énergétiques et applicatives, on peut considérer que la période T évolue dans une gamme acceptable définie en fonction de l'application par une période T_{MIN} minimale et une période T_{MAX} maximale. La période minimale est définie par rapport au nombre maximal utile de tâches exécutées sur un intervalle de temps donné. A l'opposé, la période maximale est définie par rapport à la quantité minimale de tâches exécutées nécessaire sur un intervalle de temps donné pour que l'application reste cohérente. L'algorithme événementiel proposé est alors le suivant :

- Partant d'un temps initial, une requête d'alimentation opportuniste est envoyée à l'architecture de gestion d'alimentation après T_{MIN} .

- Si le contrôleur de gestion d'alimentation n'a pas répondu avant T_{MAX} , une requête d'alimentation immédiate est envoyée pour forcer l'exécution de la charge.

La figure 9.1 illustre l'évolution temporelle de la tension aux bornes de la capacité source prévue pour cet algorithme pour différents cas énergétiques.

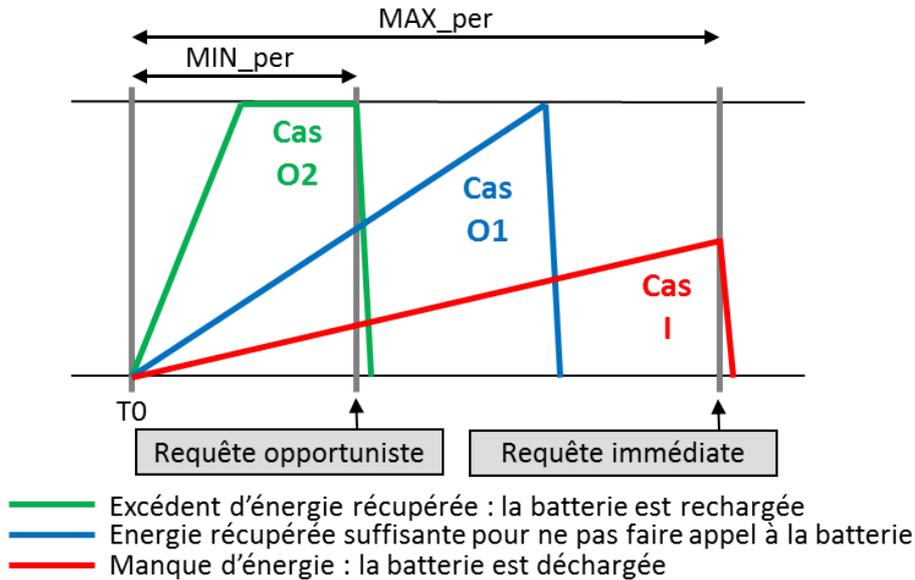


FIGURE 9.1 – Les différents cas énergétiques possibles relatifs à l'utilisation de l'algorithme proposé

Quelles que soient les contraintes applicatives définissant T_{MIN} et T_{MAX} , l'évolution de la récupération d'énergie environnante est a priori décorrélée de cette spécification et plusieurs cas de fonctionnement peuvent être observés :

1. La capacité source pour l'alimentation de la charge est remplie avant que la période minimale T_{MIN} soit atteinte. L'architecture de gestion d'alimentation n'ayant pas été questionnée, elle utilise cet excédent d'énergie pour recharger la batterie (cf. cas O2 sur la figure). Lorsque T_{MIN} est atteinte, une requête d'alimentation opportuniste est envoyée puis immédiatement validée par l'architecture qui autorise l'exécution de la tâche. L'alimentation de la charge se fait alors uniquement avec de l'énergie provenant du chemin d'alimentation direct à haut rendement énergétique.
2. La tension aux bornes de la capacité atteint le seuil haut après la période minimale T_{MIN} mais avant la période maximale T_{MAX} (cf. cas O1 sur la figure). L'architecture autorise alors l'exécution de la charge en assurant son alimentation. Aucune énergie n'est ni envoyée vers ni extraite de la batterie. L'exécution de la charge se fait là encore uniquement avec de l'énergie provenant du chemin d'alimentation direct mais elle est cette fois automatiquement retardée.
3. S'il n'y pas assez d'énergie récupérée dans l'environnement pour remplir la capacité avant que la période maximale ne soit atteinte (cf. cas I sur la figure), une requête d'alimentation immédiate est envoyée à l'architecture de gestion d'alimentation. La tâche est alors exécutée et la batterie est déchargée afin de fournir l'énergie manquante et d'aider au maintien de la tension minimale de fonctionnement de la charge.

La plage de période disponible entre T_{MIN} et T_{MAX} permet de réaliser intrinsèquement une adaptation de la période applicative à la récupération d'énergie dans l'environnement. En parallèle de cette adaptation à l'environnement, cet algorithme permet de conserver l'impact de contraintes applicatives qui imposeraient une qualité de service minimale au nœud de capteurs communicant.

9.1.3 Test de l'algorithme avec le circuit de gestion d'alimentation

Avant d'étudier plus en profondeur les variations d'utilisation de cet algorithme, cette section présente les résultats comportementaux du circuit silicium face à un tel algorithme. La figure 9.2 représente les oscillogrammes qui illustrent les différents cas énergétiques envisagés lors de l'utilisation de l'algorithme proposé.

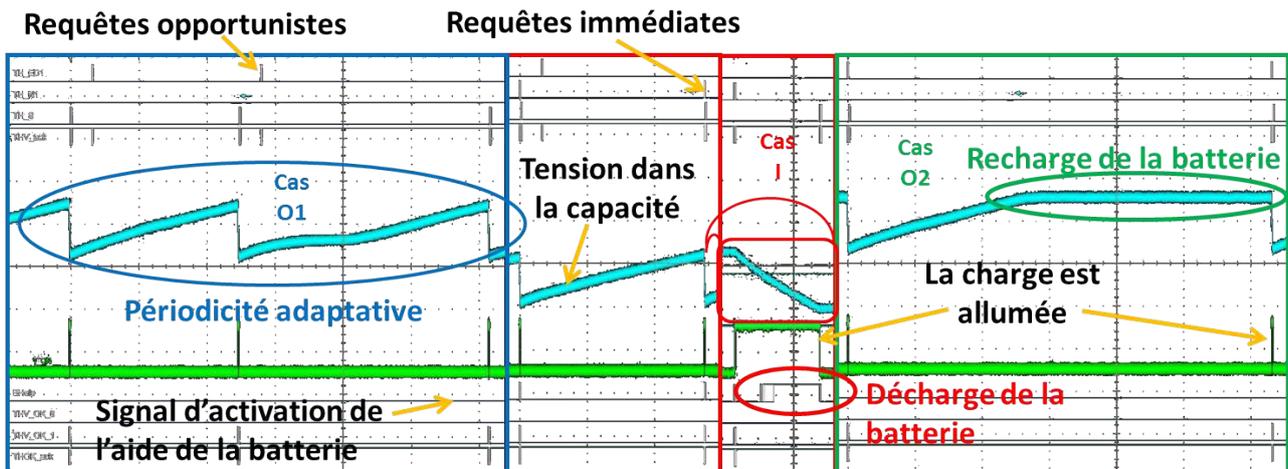


FIGURE 9.2 – Oscillogrammes des comportements du système dans les différents cas énergétiques de l'algorithme

L'échelle temporelle visible sur l'abscisse des oscillogrammes est, sauf pour le zoom sur le cas I, de 500ms/div. Une application faible fréquence est en effet implémentée pour démontrer l'intérêt de l'algorithme proposé face aux variations énergétiques environnementales. Dans le cadre de ces tests, la charge alimentée est simpliste puisqu'il s'agit d'une branche de conduction résistive contrôlée par un interrupteur lui-même commandé par le contrôleur d'application. Les différents cas énergétiques sont provoqués sur le circuit :

- Lorsque l'énergie récupérée est en excédent, la capacité est remplie avant que la requête d'alimentation opportuniste ne soit envoyée (cf. oscillogramme entouré de vert). Une recharge de la batterie est alors réalisée par le système avec le surplus d'énergie.
- Lorsque l'énergie récupérée est trop faible et que la capacité n'est pas remplie lorsque la période maximale est atteinte, une requête d'alimentation immédiate est envoyée et la tâche est exécutée (cf. oscillogramme entouré de rouge). Après une portion de la durée d'exécution de la charge, un manque d'énergie apparaît et la batterie est déchargée pour maintenir la tension dans la capacité de stockage. La figure propose un zoom sur l'exécution de la tâche et l'allumage de l'aide de la batterie.
- Dans le cas intermédiaire, la capacité se remplit et atteint sa tension maximale après que la requête d'alimentation opportuniste ait été envoyée mais avant que la requête d'alimentation immédiate ne le soit (cf. oscillogramme entouré de bleu). Pour un environnement énergé-

tique stable, une période applicative est intrinsèquement définie. Néanmoins, cette période est adaptée automatiquement si une variation énergétique apparaît. En l'occurrence, un ombrage rapide des cellules photovoltaïques réalisé par un passage de main modifie l'apport d'énergie dans la capacité par la récupération d'énergie. Grâce à la requête d'alimentation opportuniste, le lancement de la tâche est naturellement retardé et la période applicative est adaptée.

Ces tests valident le fonctionnement du circuit fabriqué pour une utilisation avec un algorithme de gestion applicative simple mais qui permet d'implémenter une adaptation de la période applicative en fonction des contraintes énergétiques et des contraintes applicatives. Cette implémentation événementielle de la gestion applicative est une opportunité de gestion de nœuds de capteurs communicants pertinente pour de multiples raisons.

9.1.4 Opportunité de gestion événementielle basée sur les contraintes énergétiques et applicatives

L'algorithme proposé est basé sur l'assouplissement temporel, à l'aide des requêtes d'alimentation opportunistes, d'un scénario applicatif à périodicité fixe. L'idée fondamentale est de réduire les contraintes sur la batterie lorsque l'environnement énergétique devient extrême, typiquement trop faible. Cette réduction est réalisée en utilisant de préférence directement l'énergie récupérée plutôt que de recharger la batterie et de réduire le rendement énergétique global du système, quitte à retarder l'exécution d'une tâche. Une autonomie énergétique améliorée est obtenue pour le système de capteurs communicant au prix d'une souplesse sur les contraintes temporelles de l'application. Grâce à la définition de périodes minimales et maximales pour la tâche d'une application, il est possible de bénéficier d'une qualité de service minimale mais également d'un comportement « best effort » énergétiquement optimisé qui accroît la durée de vie du nœud de capteurs.

Plusieurs arguments justifient l'intérêt d'un tel algorithme pour la gestion de l'application d'un système de capteurs communicant, à savoir :

Souplesse sur l'horodatation des tâches : L'application d'un tel système est composée de l'exécution de tâches diverses telles que des mesures réalisées par des capteurs, des commandes pour des actionneurs mais aussi des envois de données au réseau par radiofréquences. D'une part, on peut supposer que certaines tâches doivent se réaliser régulièrement, comme la mesure d'un paramètre physique dont l'utilisation dans un calcul est basée sur une hypothèse de répartition temporelle régulière des données. On parle alors d'une exécution précisément horodatée. D'autre part, des tâches, comme la communication de données à une station de base, n'ont généralement pas d'impératif temporel d'exécution. Pour toutes les tâches qui supportent un retardement de leur exécution, l'utilisation de l'algorithme proposé permet un gain énergétique grâce à l'adaptation du scénario applicatif aux variations énergétiques environnementales.

Répartition du travail dans le réseau : Le réseau peut être composé de nombreux nœuds qui sont susceptibles de réaliser une même tâche. Ce traitement peut être réparti de manière plus souple parmi les nœuds, de telle manière qu'un nœud qui récupère beaucoup d'énergie exécute suffisamment de tâches pour équilibrer le fonctionnement d'un autre nœud qui aurait récupéré moins d'énergie.

L'adaptation dynamique de la périodicité se propage naturellement au réseau dont le rendement énergétique et donc la durée de vie sont améliorés.

Reconfiguration des contraintes applicatives : L'évolution de l'état de charge de la batterie, comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre, dépend fortement du compromis réalisé entre les contraintes énergétiques et applicatives. Les nœuds dont la batterie tend à être remplie et qui récupèrent beaucoup d'énergie peuvent être configurés pour avoir de fortes contraintes applicatives. Ces éléments deviennent garants de la qualité de service minimale du réseau pendant que les nœuds dont l'état énergétique est faible peuvent être configurés pour s'adapter plutôt aux contraintes énergétiques. Une intelligence au niveau du réseau serait ainsi nécessaire afin de configurer les périodes minimales et maximales des nœuds afin de stabiliser l'état énergétique des nœuds et donc de conserver la cohérence du réseau.

Bien que ces arguments confirment l'intérêt de l'utilisation d'un tel algorithme, l'approche est également justifiée par le fait que ces fonctionnalités avancées sont implémentées et accessibles par l'application pour un budget énergétique de l'ordre du microwatt.

9.2 Contribution à la gestion d'énergie par l'application

La configuration de l'algorithme proposé est réalisée par la définition de périodes minimales et maximales pour l'exécution des tâches. Cette section analyse le paramétrage nécessaire à la réalisation de fonctions permettant une gestion de l'état de charge de la batterie. Bien que l'analyse proposée ne soit pas exhaustive, elle étudie les conséquences des variations des périodes limites, notamment sur l'évolution de l'état énergétique du système et sur le scénario applicatif effectivement vécu par le nœud de capteurs communicant. L'impact de ces configurations sur la batterie et l'évolution de son état de charge engendre des techniques de gestion d'énergie simples à mettre en œuvre, légères en consommation et pouvant être contrôlées au niveau du contrôleur d'application, voire du réseau.

9.2.1 Implémentation du scénario applicatif classique

La première fonction que doit être capable d'implémenter l'algorithme de gestion d'application est l'exécution périodique régulière d'une tâche, à la manière dont le ferait un scénario applicatif classique. L'algorithme proposé permet de réaliser une telle fonction en définissant les périodes minimales et maximales telles que

$$T_{MIN} = T_{MAX}$$

En conséquence de ce paramétrage, l'architecture de gestion d'alimentation n'est alors que questionnée avec des requêtes d'alimentation immédiates. Aucune optimisation énergétique n'est obtenue grâce aux chemins d'alimentation multiples et le compromis est totalement orienté en faveur des contraintes applicatives. La priorité dans cette configuration est la constance de la qualité de service offerte par le nœud de capteurs à défaut du rendement énergétique. La figure 9.3 illustre d'une part l'évolution de l'état de charge de la batterie et d'autre part celle de la période effective d'exécution des tâches, toutes deux en fonction de différents apports énergétiques et pour des périodes

minimales et maximales égales à 1s. Ces environnements énergétiques sont périodiques et oscillent autour d'une valeur médiane commune avec des amplitudes respectivement faibles, moyennes et fortes.

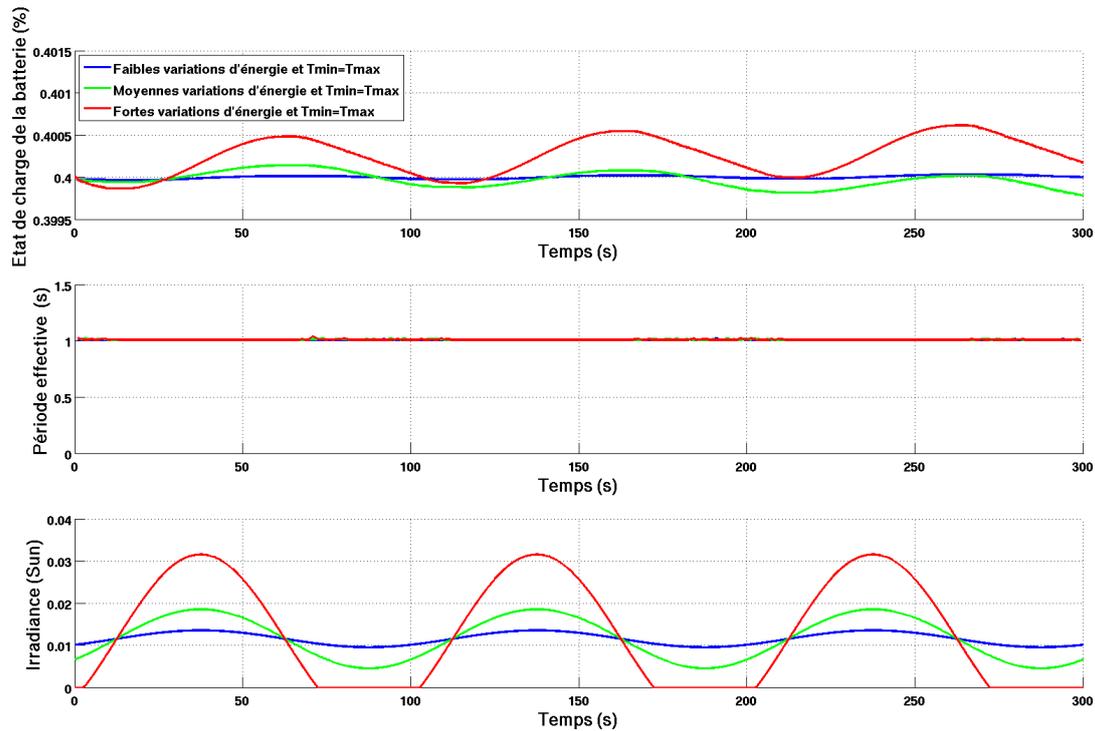


FIGURE 9.3 – Comportement du système pour $T_{min}=T_{max}$

Plusieurs choses sont à analyser sur ces évolutions temporelles. Premièrement, la périodicité spécifiée est respectée par l'algorithme : l'architecture de gestion d'alimentation remplit son rôle en maintenant la tension minimum de fonctionnement aux bornes de la capacité lorsque les tâches s'exécutent. Deuxièmement, l'évolution de l'état de charge de la batterie est corrélée aux variations de l'énergie environnante. Plus précisément, l'évolution de l'état de charge de la batterie, équivalent à une énergie, suit globalement l'intégrale de la puissance entrante. En effet, d'un point de vue des puissances moyennes, la période fixe impose une puissance moyenne fixe. Comme la puissance entrante oscille autour de cette moyenne², des cas d'excès et de manque d'énergie apparaissent et la batterie est contrainte en conséquence.

Cette corrélation de l'état de charge de la batterie avec l'évolution de l'environnement énergétique est une conséquence de la période fixe de fonctionnement. Cet effet est un inconvénient majeur au déploiement de nœuds de capteurs communicants ayant une grande autonomie. En effet, considérant un système basé sur une récupération d'énergie solaire dont la périodicité naturelle est de l'ordre de la journée, la batterie qui alimente un tel système effectue des cycles de charge/décharge quotidiens. Les batteries électrochimiques ayant un nombre de cycles limité à quelques centaines voire milliers, la durée de vie du système est limitée dès la mise en œuvre. Cette fonctionnalité reste néanmoins primordiale pour des tâches fortement contraintes en termes de régularité de leur périodicité.

2. par défaut dans cette simulation, on prend une puissance moyenne entrante de l'ordre de la puissance moyenne de sortie

9.2.2 Contrôle de la décharge de la batterie

Une fonctionnalité importante dans une application est le contrôle de la décharge de la batterie. Comme prévu par la définition de l'algorithme événementiel de gestion applicative proposé, il est possible d'assouplir la périodicité de telle manière que le système puisse soutenir les périodes de manque d'énergie où la batterie est susceptible d'être déchargée. La fonction de gestion d'application qui interdit les décharges de batterie est réalisée en définissant la période maximale telle que

$$T_{MAX} = \infty$$

Grâce à ce paramétrage, compte tenu du fait que l'envoi de requêtes d'alimentation immédiates est effectué lorsque la période maximale s'est écoulée depuis la dernière exécution de tâche, aucune requête de ce type ne sera envoyée au contrôleur d'alimentation. En conséquence, toute tâche sera alimentée par le chemin direct à haut rendement et l'exécution des tâches se fera de manière énergétiquement optimisée. La batterie ne sera alors jamais déchargée et le compromis entre la qualité de service et le rendement énergétique est totalement orienté en faveur des contraintes énergétiques. La figure 9.4 illustre comme précédemment l'évolution de l'état de charge de batterie et celle de la période effective d'exécution des tâches dans les différents cas d'environnements énergétiques pour une période minimale de 1s et pour une période maximale infinie.

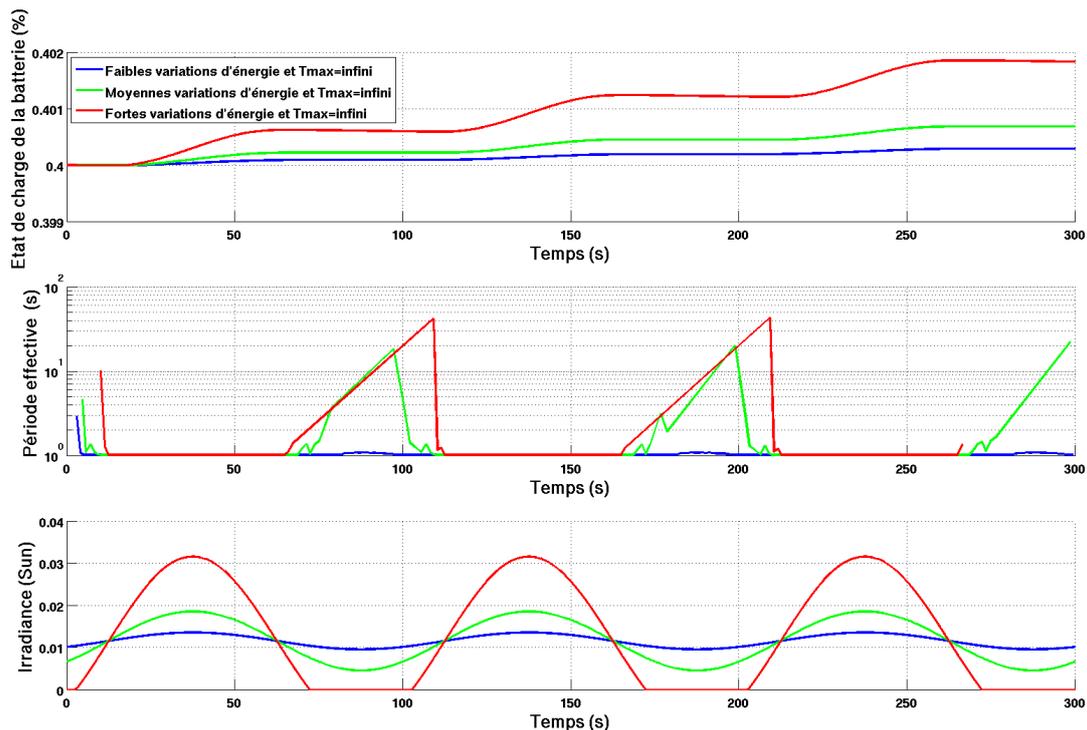


FIGURE 9.4 – Comportement du système pour $T_{max}=\infty$

Dans ce cas à nouveau, la simulation valide en premier lieu la spécification donnée par la définition des périodes minimales et maximales de fonctionnement. L'état de charge de la batterie évolue en conséquence de manière croissante et monotone. Durant les périodes d'excès d'énergie récupérée,

la batterie est rechargée car la période minimale de fonctionnement impose une puissance moyenne de sortie maximale. A l'inverse, pendant les périodes de manque d'énergie, la période d'exécution des tâches est augmentée automatiquement. Lorsqu'il n'y a plus d'énergie récupérée, aucune tâche n'est exécutée.

Cette fonctionnalité est utile afin de maintenir un nœud en vie malgré un état de charge de batterie extrêmement faible. Le nœud n'est néanmoins pas inactif car il est susceptible d'exécuter des tâches dès que suffisamment d'énergie est récupérée dans l'environnement. L'inconvénient de cette fonction est que des pauses importantes de fonctionnement peuvent avoir lieu en fonction des périodes de famine énergétique. Des tâches dont la régularité d'exécution est importante sont ainsi mal gérées par cette technique. Le système peut par exemple servir de relais pour transmettre des informations sur le réseau, tâche qui peut être réalisée sporadiquement.

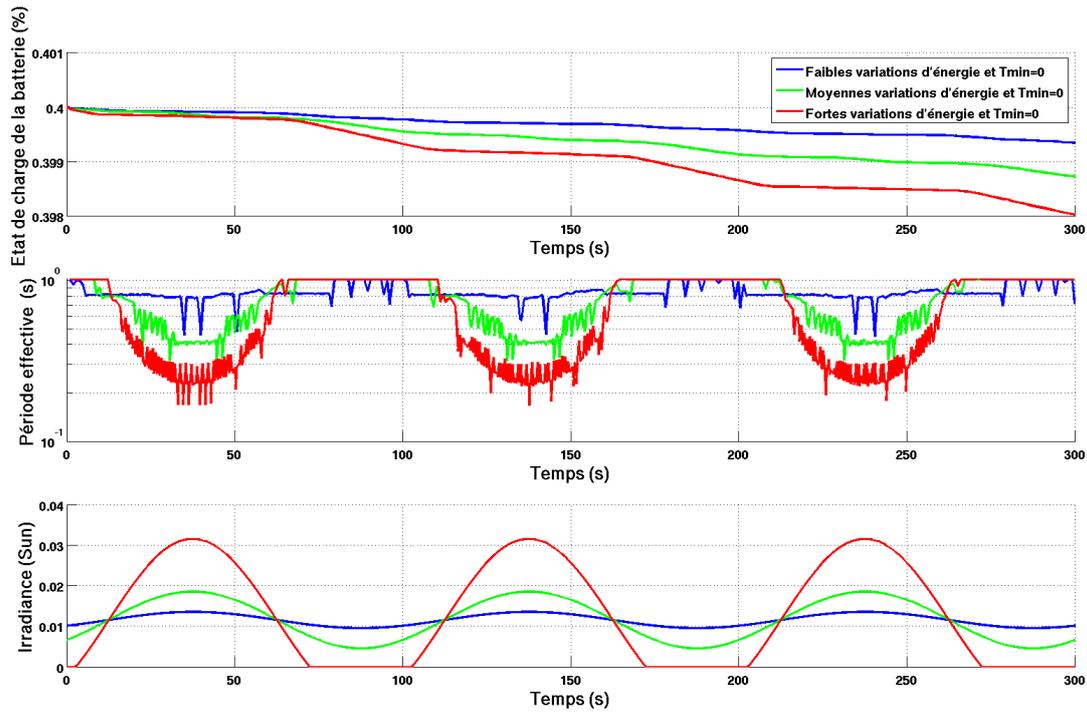
9.2.3 Décroissance relative de la périodicité minimale

À l'opposé d'une volonté d'empêcher la décharge de la batterie, on peut également vouloir empêcher sa recharge, notamment pour la protéger de comportements chimiques qui la détériorent lorsqu'elle est pleine ou qu'elle se trouve dans son hystérésis de charge (cf. 5.3.2). Le paramétrage de la période minimale permet d'augmenter la fréquence d'exécution des tâches lorsque l'environnement est fortement énergétique. L'interdiction de recharger la batterie est réalisée en définissant la période minimale T_{MIN} telle que

$$T_{MIN} = 0$$

La conséquence au niveau des requêtes d'alimentation est que les requêtes opportunistes sont envoyées dès que l'exécution de la tâche est effectuée. Une nouvelle exécution sera lancée dès que la capacité sera à nouveau remplie ou lorsque la période maximale sera atteinte. A priori, les charges peuvent être alimentées par tous les chemins d'alimentation en fonction de l'énergie entrante et de la période maximale. Le rendement énergétique n'est pas optimisé mais cette fonctionnalité est intéressante dans le cas d'un état énergétique haut du système et les contraintes énergétiques perdent donc de l'importance. La figure 9.5 illustre l'évolution des mêmes signaux analysés dans les sous-sections précédentes mais pour un paramétrage où la période minimale est nulle et la période maximale vaut 1s.

Dans ce cas de paramétrage, la période maximale de 1s est respectée et elle décroît jusqu'à environ 0,1s lorsque l'environnement est très énergétique dans le cas de variations d'énergie fortes. L'objectif, qui est ici de consommer toute l'énergie entrante pour exécuter des tâches, est atteint et la batterie n'est jamais rechargée. Néanmoins, si la puissance moyenne entrant dans le système de capteurs est supérieure à la puissance consommée par le nœud lors de l'exécution d'une tâche, l'architecture de gestion d'alimentation est obligée de dissiper l'énergie dans des branches résistives pour protéger les composants des surtensions. En effet, la recharge de la batterie est par définition coupée lorsqu'une tâche est en cours. L'état de charge de la batterie décroît ainsi de manière monotone, fortement pendant les périodes de famine énergétique où l'utilisation du chemin d'alimentation indirect est requise.

FIGURE 9.5 – Comportement du système pour $T_{min}=0$

Comme évoqué précédemment, cette fonctionnalité d'interdiction de la recharge d'une batterie va à l'encontre du compromis énergétique mais prend son sens dans la protection d'un système dont l'état énergétique est extrêmement élevé et qui risquerait une détérioration si plus d'énergie était stockée en son sein. Elle pourrait notamment être utilisée dans le cas d'un algorithme de gestion dynamique de l'état de charge des nœuds au niveau du réseau, où l'objectif est de conserver un maximum de nœuds en vie, et ce quel que soit l'environnement énergétique de chaque nœud, tout en maintenant une qualité de service globale pour l'application.

9.2.4 Implémentation d'un scénario applicatif uniquement contraint par l'énergie

La dernière fonction abordée pour obtenir un contrôle de l'état énergétique du système par le biais du contrôle applicatif événementiel est celle qui implémente un comportement purement événementiel uniquement basé sur les contraintes énergétiques. On veut finalement interdire toute charge et toute décharge d'énergie de la batterie. En terme d'architecture de système, cela revient à supprimer la batterie si cette fonction doit être utilisée durant toute la vie du système. Cette fonctionnalité est réalisée en définissant les périodes minimales et maximales telles que

$$T_{MIN} = 0$$

$$T_{MAX} = \infty$$

En terme de communication entre le contrôleur applicatif et le contrôleur d'alimentation, cette configuration revient à n'utiliser que des requêtes d'alimentation opportunistes, et ce dès que l'exécution précédente de la charge est accomplie. Le rendement énergétique du système est alors par construction optimal puisque l'énergie est forcément apportée à la charge consommante par le che-

min d'alimentation direct. Pour une telle configuration, la figure 9.6 illustre comme auparavant l'évolution de l'état de charge de la batterie et celle de la période effective d'exécution des tâches dans différents environnements énergétiques.

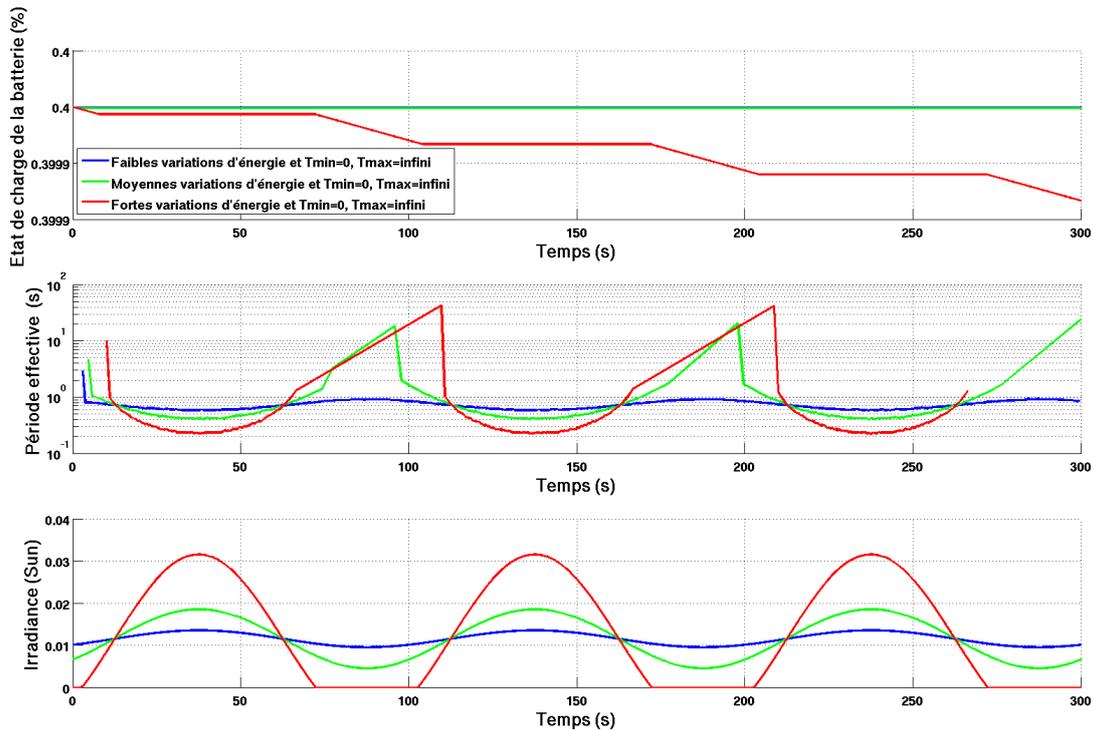


FIGURE 9.6 – Comportement du système pour $T_{\min}=0$ et $T_{\max}=\infty$

Les signaux présentés combinent les comportements obtenus d'une part avec la configuration à période minimale nulle pendant les périodes d'excès d'énergie et d'autre part avec la configuration à période maximale infinie pendant les périodes de famine énergétique. Finalement on obtient un comportement du système tel que c'est la périodicité des tâches qui est corrélée aux variations énergétiques alors que l'état de charge de la batterie reste constant. Ce comportement s'oppose exactement à celui évoqué dans la section 9.2.1 où les périodes minimales et maximales étaient égales et où c'était l'état de charge de la batterie qui variait avec les variations énergétiques environnementales. En outre, il s'avère que l'état de charge de la batterie décroît quand même légèrement pendant les périodes de famine énergétique malgré l'utilisation de cette fonction. Ce comportement provient de l'alimentation interne de l'architecture de gestion d'énergie qui utilise en priorité l'énergie récupérée dans l'environnement mais doit quand même extraire de l'énergie de la batterie lorsque l'énergie environnante disparaît.

Cette fonction permet en premier lieu d'implémenter un comportement événementiel uniquement basé sur les contraintes énergétiques dans des systèmes sans batterie. Le fonctionnement du nœud ainsi obtenu peut s'apparenter au fonctionnement des systèmes RFID qui, via une phase de télé-alimentation, charge une capacité de stockage d'énergie et lance l'exécution d'une tâche lorsque la tension aux bornes de cette dernière atteint un certain seuil. Néanmoins, un système sans batterie ne peut satisfaire une qualité de service minimale car il n'a aucune réserve d'énergie pour pallier

aux périodes de famine. Si l'on considère un nœud de capteurs communicant avec une batterie pour stocker l'énergie à long terme, cette fonction peut servir à basculer le nœud dans un mode de survie s'il était configuré différemment mais que pour une raison quelconque, la batterie devienne inutilisable. Cette technique peut ainsi, en plus de supprimer les contraintes sur la batterie, prolonger la durée de vie du nœud pour que le réseau garde une cohérence structurelle.

9.2.5 Discussion sur l'implémentation d'algorithmes de gestion d'application

L'algorithme événementiel de gestion d'application présenté est ainsi basé sur un assouplissement des spécifications applicatives grâce à la définition de périodes minimales et maximales plutôt qu'une période unique fixe. Cet algorithme est événementiel car il utilise d'une part des requêtes d'alimentation, tant opportunistes qu'immédiates, auxquelles répondent des événements d'autorisation ou d'interdiction de la part du contrôleur d'alimentation. D'autre part, il est événementiel car il peut être implémenté d'une manière totalement événementielle. Considérant que le contrôleur applicatif est implémenté dans le nœud de capteurs communicant avec une position hiérarchique telle qu'illustrée sur la figure 5.1, il y a deux manières d'implémenter un tel algorithme :

Implémentation avec une référence temporelle locale : La première manière d'implémenter l'algorithme de gestion d'application est d'utiliser une référence temporelle locale au nœud. Cette référence temporelle peut être réalisée par un signal d'horloge quelconque appartenant au système et qui aurait été caractérisé afin de connaître précisément sa fréquence et de pouvoir informer le système sur le temps qui passe. Elle peut aussi être réalisée par un signal dédié, généralement un cristal externe qui oscille à 32,768kHz³. Cette solution reste néanmoins coûteuse à cause de la consommation énergétique du cristal mais elle pourra quand même être implémentée avec la génération d'une horloge intégrée suffisamment précise. Bénéficiant d'une référence temporelle, un circuit simpliste comparant le temps qui passe avec les périodes minimales et maximales pourra effectuer l'envoi des requêtes d'alimentation opportunistes, respectivement immédiates, à T_{MIN} , respectivement à T_{MAX} . Un contrôleur dédié pourrait être réalisé pour s'occuper de cette tâche mais il devra partager l'alimentation interne continue du nœud pour pouvoir être fonctionnel. Un microcontrôleur pourrait également implémenter cette gestion, mais il serait alors intéressant qu'il soit la plupart du temps en veille profonde, uniquement réveillé par le croisement de l'horloge avec les périodes minimales et maximales, afin de pas influencer trop négativement sur le bilan énergétique global du système. Un microcontrôleur asynchrone pourrait ainsi naturellement être utilisé afin d'être intrinsèquement en veille entre les événements d'horloge.

Implémentation avec une référence temporelle distante : La seconde manière d'implémenter l'algorithme proposé est applicable à des systèmes ne bénéficiant pas de référence temporelle localement, s'ils sont implémentés de manière totalement événementielle, comme l'est le contrôleur conçu en logique asynchrone QDI présenté dans ce mémoire (cf. chapitres 5 et 6). La référence temporelle proprement dite pourrait alors se trouver dans une station de base du réseau ou dans certains nœuds dédiés. Au sein du nœud lui-même, même si aucune notion de temps n'est intégrée, il faut qu'il y ait la génération cyclique d'un événement. La période entre deux générations d'événements peut être quasiment quelconque, si tant est qu'elle puisse servir de quantum pour la définition de

3. $2^{15} = 32768$, il y a donc à cette fréquence exactement 2^{15} cycles par seconde, ce qui facilite l'implémentation avec des compteurs numériques classiques

deux limites, basse et haute, représentant les périodes minimales et maximales. La réalisation d'un tel générateur peut s'avérer beaucoup moins coûteuse car un faible nombre de commutations sont nécessaires. La station de base peut alors définir un décompte minimal et un décompte maximal d'événements qu'elle envoie au nœud. En fonction de la quantité de données retournées par le nœud au cours du temps, elle est alors capable de reprogrammer ces limites afin d'obtenir la qualité de service ou l'adaptation aux variations énergétiques souhaitées.

Ces deux techniques sont des manières d'envisager le décompte du temps qui passe pour pouvoir obtenir un comportement cyclique qui définit la fonction d'un nœud de capteurs communicant. D'une part, ce décompte est fait en s'attachant au sens temporel strict des périodes d'exécution des tâches. De l'autre, un degré d'abstraction supplémentaire est considéré pour associer le paramétrage d'une grandeur purement numérique à une quantité de traitement effectuée par le nœud. Dans les deux cas, l'implémentation peut être réalisée par un microcontrôleur qui servirait d'opérateur de traitement numérique mais le coût énergétique et la simplicité de l'algorithme à implémenter oriente le choix vers un contrôleur dédié intégré au système.

9.3 Conclusion

Ce chapitre a abordé les problématiques algorithmiques qui permettent l'utilisation efficace d'un système de gestion d'alimentation pour nœuds de capteurs communicants offrant les possibilités de requêtes opportunistes et immédiates. Après une argumentation sur l'intérêt d'une gestion applicative événementielle qui tient compte des contraintes applicatives mais aussi énergétiques, le rôle, au sein d'un système de capteurs communicant, de l'algorithme de gestion applicative a été évoqué. Une structure algorithmique basée sur la spécification d'une périodicité minimale et d'une périodicité maximale a ensuite été présentée. Cette structure tire profit des deux types de requête d'alimentation pour autoriser l'adaptation du système aux contraintes énergétiques de l'environnement tout en maintenant une qualité de service minimale. Différentes configurations de l'algorithme ont finalement été présentées et permettent d'obtenir des fonctionnalités de gestion de l'état énergétique du système par le biais de la configuration des paramètres algorithmiques.

L'étude proposée est une ébauche de ce qui pourrait être analysé sur le plan algorithmique pour l'algorithme adaptatif proposé, tant pour la gestion du fonctionnement du nœud lui-même que pour celle du réseau dans son ensemble. Quitte à n'aborder que succinctement cette problématique, le choix a été fait de proposer l'accès à des fonctionnalités de gestion applicative qui permettent d'influer sur l'évolution de l'état énergétique du système. La définition d'une périodicité contrainte fixe, l'interdiction de recharge de la batterie, l'interdiction de décharge de la batterie et le fonctionnement purement basé sur l'environnement énergétique ont ainsi été présentés dans la suite du chapitre. Ces fonctions utilisent la définition de périodes nulles ou infinies. Plus généralement, si la période minimale est proche de la période maximale, peu de souplesse sera autorisée sur la périodicité de l'exécution de la tâche et le contrôle portera sur la densité de tâches exécutées au détriment des sollicitations de la batterie. A l'inverse, plus la période minimale et la période maximale s'éloignent, moins l'application contrôle le nombre de tâches exécutées mais plus le système s'adaptera aux contraintes énergétiques environnementales. Finalement, cet algorithme permet une adaptation intrinsèque aux environnements énergétiques extrêmes. La souplesse apportée à la gestion applicative

permet de réduire les contraintes sur la batterie afin d'augmenter sa durée de vie et en conséquence celle du nœud de capteurs et du réseau lui-même.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce chapitre, nous concluons en revenant sur les étapes principales des travaux de thèse réalisés durant ces trois années. Après avoir analysé les avantages et les inconvénients des approches choisies et des résultats obtenus, nous aborderons les perspectives et pistes ouvertes par les présents travaux.

Conclusions

Dans le cadre du développement de réseaux de capteurs sans fil, la problématique de l'autonomie énergétique et de la durée de vie des systèmes a mené la communauté scientifique à considérer la récupération d'énergie dans l'environnement. À la différence des systèmes alimentés sur un stock d'énergie fini où la puissance n'est théoriquement pas limitée, les systèmes basés sur la récupération d'énergie présentent un stock d'énergie théoriquement infini mais une puissance extraite limitée. Ainsi, des capacités de stockage intermédiaire sont nécessaires pour pallier aux besoins de puissance. Comme l'environnement énergétique varie de manière aléatoire, des périodes de famine énergétique apparaissent et l'utilisation d'une batterie est nécessaire pour assurer la fonctionnalité du nœud à tout instant.

Nous avons ainsi proposé une architecture à chemins d'alimentation multiples basée sur des chemins d'alimentation directs entre les récupérateurs d'énergie et les charges consommandes et sur des chemins d'alimentation indirects où l'énergie transite par la batterie. Le chemin indirect est nécessaire pour assurer une qualité de service du système quelles que soient les conditions énergétiques environnementales. Le chemin direct est quant à lui utilisé lorsque l'énergie est récupérée dans l'environnement et consommée à court terme. Le choix d'une architecture à chemins d'alimentation multiples pour apporter de l'énergie au système a été justifié par des gains énergétiques lors de l'utilisation d'un chemin d'alimentation direct à haut rendement énergétique entre les sources et les charges. Cette structure permet de bénéficier d'un rendement énergétique accru grâce à une réduction de l'amplitude des conversions de tension mais induit une complexité de l'architecture.

Ces travaux ont permis de confirmer le gain énergétique de l'utilisation d'une architecture à chemins d'alimentation multiples dans un nœud de capteurs communicant grâce à une modélisation à haut niveau du système. Les modèles qui ont été développés sont relativement simples et ne prennent pas en compte les effets spécifiques à chaque bloc comme l'impact d'une architecture au niveau transistor sur les performances du bloc concerné. Ce choix ne vise pas à étudier de façon approfondie le comportement de chaque élément de l'architecture mais autorise l'exécution de simulations longues de l'ordre de la dizaine de minutes dans un temps décent. Les gains sont mesurés pour une architecture donnée entre l'utilisation des chemins directs et indirects et l'utilisation du chemin indirect uniquement et peuvent s'élever à 40% pour des rendements sur les chemins directs et indirects respectivement de 75% et 45%. Ce mécanisme montre qu'il est possible de tirer profit d'un chemin d'alimentation direct dans tous les cas. Néanmoins, le rendement en puissance du chemin indirect, et donc la conception des éléments de transfert d'énergie le constituant, est important car il conditionne la limite inférieure de rendement en puissance de l'architecture. Le choix de l'architecture de convertisseurs de tension, série ou commutée, oriente le compromis entre

le rendement en puissance et la consommation statique. Notre choix du régulateur linéaire de tension implémenté dans le chemin direct est ainsi fait pour des raisons de consommation statique de l'architecture de gestion d'alimentation.

La surface du système est ainsi accrue à cause de la complexité de l'architecture mais on a montré que le choix d'une technologie d'intégration mature permettait d'envisager de bonnes performances en consommation statique, consommation prépondérante pour des systèmes qui ne sont en fonctionnement qu'une partie minimale du temps. L'implémentation de convertisseurs linéaires de tension a été réalisée pour des raisons de bruit d'alimentation des charges consommantes et de consommation statique du convertisseur. Des structures hybrides plus complexes auraient pu être envisagées sans modifier ni la structure ni le contrôle de l'architecture mais cet investissement en conception n'était pas inscrit dans les objectifs de thèse. L'étude du comportement de plusieurs systèmes de capteurs communicants entre eux durant plusieurs heures n'est pas réalisable efficacement avec les modèles présentés mais ils permettent néanmoins d'analyser l'impact des architectures et des environnements énergétiques sur un système unique.

Une fois l'architecture d'alimentation à chemins multiples définie, nous proposons un fonctionnement et un contrôle événementiel pour gérer la plateforme. L'approche événementielle est un choix naturel pour la gestion d'énergie dans des systèmes qui récupèrent l'énergie dont ils ont besoin dans l'environnement. Ce dernier étant de manière générale aléatoire, aucune prédiction ne peut parfaitement décrire ses variations futures. Il s'agissait alors de concilier l'aspect événementiel de la nature et de l'environnement énergétique avec les contraintes temporelles imposées par les applications définies par les utilisateurs. Nous avons choisi d'implémenter un contrôle événementiel de l'architecture de gestion d'alimentation pour porter cet aspect événementiel jusqu'au comportement matériel du système.

L'utilisation de la logique asynchrone QDI a permis de concevoir un contrôle ne subissant aucune contrainte temporelle et ayant ainsi un fonctionnement robuste à toute variation de sa tension d'alimentation au dessus d'une limite minimale de fonctionnement. L'architecture complète de gestion d'alimentation présente alors un fonctionnement événementiel. En particulier, le monitoring de tension événementiel bénéficie ainsi, tout comme le contrôleur d'alimentation, d'une adaptabilité intrinsèque à l'environnement énergétique pour les circuits QDI le constituant. L'approche événementielle permet en effet un contrôle dont la consommation est réduite à 64 nW pour 250 événements par seconde grâce à des besoins en énergie qui n'apparaissent que lorsqu'un événement doit être traité. Le développement et notamment l'implémentation de ce contrôle asynchrone a été plus complexe que celle du contrôleur synchrone équivalent à cause du flot de conception moins avancé dédié aux circuits asynchrones. Les gains, en performances mais surtout en termes d'adaptation des approches, ont néanmoins justifié l'intérêt et la conception du contrôleur asynchrone QDI.

Ledit contrôleur, plus grand que son homologue implémenté en logique synchrone classique, présente certes une consommation statique plus élevée, conséquence de la différence de taille, mais propose une consommation dynamique inférieure. De plus, la synthèse ayant été réalisée à la main, qui plus est sans librairie spécifique de cellules asynchrones, très peu d'optimisations combinatoires ont pu être effectuées et le ratio 4 pour 1 de surface entre le contrôleur asynchrone et le contrôleur synchrone pourrait alors être sensiblement réduit et s'approcher d'un ratio plus classique situé entre 1 et 2 pour 1. L'outil ACC de Tiempo disponible aujourd'hui permettrait de réaliser une synthèse logique automatique et efficace, et ainsi d'optimiser l'implémentation logique des algorithmes de

contrôle.

Plutôt que de répondre à la question « Je veux faire cela. De quoi ai-je besoin pour le faire fonctionner ? », l'approche événementielle propose de prendre le problème en répondant aussi à la question « J'ai tant d'énergie. Que puis-je faire avec ? ». C'est de la différence de point de vue dans ces questions que sont nés les deux types de requêtes d'alimentation proposées dans ces travaux. Face à un besoin immédiat contraignant le système énergétiquement, l'apport de souplesse temporelle permet de réduire les contraintes énergétiques et ainsi d'augmenter le rendement énergétique global du nœud. Ces travaux proposent ainsi d'une part une manière innovante de contrôler un module de gestion d'alimentation et d'autre part un moyen d'assouplir le séquençement des tâches dans une application pour sauvegarder de l'énergie dans le système.

Une gestion d'alimentation avancée peu consommatrice permet d'agrandir la gamme d'applications pouvant être intégrées dans les nœuds d'un réseau capteur sans fil. Les travaux de thèse présentés ont montré, par la fabrication d'un module de gestion d'alimentation intégré sur un circuit de 6mm^2 , le cœur du circuit représentant 1mm^2 , qu'il était possible de réaliser cette gestion d'alimentation avancée pour un budget énergétique faible de l'ordre du microwatt. Grâce à la faible consommation statique proposée par la technologie CMOS UMC 180nm, ces performances sont atteintes pour un système en fonctionnement constant grâce à la mise en veille automatique et intrinsèque des éléments lorsqu'ils n'ont rien à faire. Ces résultats ne sont qu'une démonstration de la pertinence de l'approche événementielle dans la gestion d'alimentation car c'est la fonctionnalité qui a été privilégiée dans ces travaux plutôt que l'intégration d'architectures de blocs complexes nécessitant plus de temps de développement mais pouvant réduire les performances globales du système.

Au niveau du nœud de capteurs communicant complet, les travaux de thèse présentés ont proposé une méthodologie apportant plus de contrôle énergétique à l'application. Grâce à l'algorithme événementiel de gestion applicative proposé, basé sur des périodicités de tâches minimales et maximales, nous avons montré qu'il est possible d'avoir un contrôle sur l'évolution de l'état énergétique du système, au prix d'une réduction des contraintes temporelles de l'application. En plus de concilier les notions de « qualité de service minimale » et de fonctionnement « best effort », cet algorithme permet d'avoir une interface plus maîtrisée entre le nœud et l'application, donc le réseau global. Une application peut alors récupérer des informations sur l'état énergétique des nœuds du réseau et modifier la configuration des contraintes applicatives pour améliorer l'autonomie des éléments critiques. L'utilisation de la gestion événementielle applicative proposée donne d'une part le moyen d'influencer l'autonomie énergétique du nœud lui-même en contrôlant les cycles de charges/décharges des batteries, mais permet aussi d'autre part au réseau de garder sa cohérence fonctionnelle plus longtemps et ainsi d'augmenter sa durée de vie.

Perspectives

Finalement, nous évoquons dans cette dernière section les limites de ces travaux et les perspectives de travaux mises en lumière. Sur le plan algorithmique, les modèles et l'environnement de simulation sont trop lourds pour pouvoir effectuer d'une part la simulation du fonctionnement de nombreux nœuds de capteurs communicants interagissant entre eux, et d'autre part une étude approfondie des possibilités offertes par l'algorithmique événementiel. Il faut reconnaître que l'im-

plémentation physique simple réalisée ne répond pas correctement aux contraintes d'encombrement et de taille de système, notamment en ce qui concerne le stockage d'énergie. Des technologies plus avancées peuvent répondre à ces problématiques. De plus, l'intégration de convertisseurs de tension optimisés permettrait une amélioration supplémentaire du rendement énergétique global du système. Finalement, il serait intéressant d'étudier l'impact du paradigme événementiel sur les autres fonctions du nœud comme la mesure, le traitement de donnée et la communication. Ces différents points sont ainsi détaillés dans cette section.

Environnement d'étude des réseaux capteurs communicants : Des modèles ont été définis au niveau d'abstraction du système pour décrire le fonctionnement des blocs fondamentaux tels que les convertisseurs de tension. Ces modèles ont par exemple permis d'établir le gain de l'architecture à chemins d'alimentation multiples par rapport aux architectures classiques. Le développement de réseaux de ces nœuds et des applications qui y sont implémentées induit des besoins en termes de simulation qui contraignent énormément le raffinement des modèles. L'utilisation de modèles raffinés empêchent la réalisation de simulations longues à cause du temps d'exécution. Il serait intéressant de bénéficier d'un simulateur capable de gérer une grande gamme de niveaux d'abstraction afin de pouvoir étudier un comportement précis dans l'architecture d'un nœud, par exemple au niveau transistor, tout en évitant de longues simulations grâce à la simulation du reste du système avec un haut niveau d'abstraction.

Fonctionnement événementiel total : L'approche événementielle a été proposée pour le contrôle de l'architecture de gestion d'alimentation, tant pour le monitoring des tensions que pour le contrôle numérique proprement dit. Les convertisseurs de tension avancés, les ADC et les modules de communication sont des entités du nœud de capteurs communicant qui sont susceptibles de fonctionner avec un signal d'horloge. Il serait pertinent d'envisager le développement d'une architecture d'alimentation et un nœud entier implémenté de manière événementielle. Le paradigme événementiel pourrait engendrer des gains, notamment énergétique, sur une architecture d'un nœud complet grâce à une adaptation totale du système à son environnement énergétique.

Convertisseurs de tension avancés : L'architecture de gestion d'alimentation contient de nombreux convertisseurs dédiés à chacune des entrées énergétiques. De plus, la méthode de fusion des contributions de chacun des récupérateurs n'est pas optimisée car elle tend à choisir la contribution la plus élevée plutôt que d'additionner la totalité des contributions. L'utilisation de convertisseurs de tension multi-entrées et multi-sorties peut engendrer une amélioration conséquente de la quantité d'énergie récupérée dans l'environnement. En outre, le développement de convertisseurs de tension hybrides ayant un compromis entre rendement en puissance et consommation statique permettrait le développement d'architectures améliorées.

Algorithmes événementiels évolués : Une base structurelle d'un algorithme de gestion événementielle a été proposée dans ces travaux de thèse. L'étude réalisée n'a fait qu'aborder le potentiel de ces algorithmes en présentant quelques fonctions de gestion applicative qui permettent d'influencer l'évolution énergétique du système. D'une part, une analyse approfondie des possibilités et des gains envisageables avec un tel algorithme ouvrirait la voie à une méthodologie innovante de gestion applicative. D'autre part, une étude de pertinence sur l'utilisation d'un tel algorithme dans le

cadre d'un scénario applicatif avec de nombreuses tâches permettrait de quantifier les gains possibles et de confirmer l'intérêt d'un tel algorithme dans la gestion applicative des nœuds de capteurs communicants.

Implémentation physique hybride : Le circuit présenté a été fondu dans une technologie de fabrication spécifique et des compromis entre les différentes performances ont dû être faits. L'implémentation physique du système pourrait être réalisée grâce à plusieurs technologies, chacune ayant un intérêt particulier et des performances adéquates pour une fonctionnalité donnée. Les technologies tridimensionnelles permettraient ainsi, grâce à leur grande densité d'intégration, d'envisager l'intégration des capacités de stockage à l'intérieur de la puce. Alors que le contrôleur numérique pourrait être intégré dans une technologie rapide avec peu de fuites d'énergie, comme la technologie FDSOI⁴, les parties analogiques, notamment les modules de transfert d'énergie et les blocs implémentant les fonctionnalités internes fondamentales, bénéficieraient d'une intégration avec une technologie très robuste permettant de contrôler finement les performances.

4. Fully Depleted Silicium On Insulator

Liste des publications personnelles

Revue internationale

- J.F. Christmann, E. Beigne, C. Condemine, P. Vivet, J. Willemin, N. Leblond and C. Piguet, Bringing robustness and power efficiency to autonomous energy harvesting microsystems, *IEEE Design & Test of Computers (DTC)*, vol. 28 (5), pp. 84-94, octobre 2011.

Communications internationales avec comité de lecture

- J.F. Christmann, E. Beigne, C. Condemine, J. Willemin and C. Piguet, Energy harvesting and power management for autonomous sensor nodes, *IEEE Design Automation Conference (DAC)*, pp. 1049-1054, juin 2012.
- J.F. Christmann, E. Beigne, C. Condemine and C. Piguet, Event-driven asynchronous voltage monitoring in energy harvesting platforms, *IEEE NorthEast Workshop on Circuits and Systems (NEWCAS)*, pp. 457-460, juin 2012.
- J.F. Christmann, E. Beigne, C. Condemine and J. Willemin, An innovative and efficient Energy Harvesting Platform architecture for autonomous microsystems, *IEEE NorthEast Workshop on Circuits and Systems (NEWCAS)*, pp. 173-176, juin 2010.
- J.F. Christmann, E. Beigne, C. Condemine, N. Leblond, P. Vivet, G. Waltisperger and J. Willemin, Bringing robustness and power efficiency to autonomous energy harvesting microsystems, *IEEE International Conference on Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC)*, pp. 62-71, mai 2010.

Livres

- Marc Belleville, Cyril Condemine, *Micro et nanosystèmes autonomes en énergie*, Edition Hermes, contribution à l'écriture du chapitre 11 : « Gestion de l'énergie dans un microsystème autonome ».
- Marc Belleville, Cyril Condemine, *Energy Autonomous Micro and Nano Systems*, Edition Wiley, contribution à l'écriture du chapitre 11 : « Energy Management in an Autonomous Microsystem ».
- Gabriela Nicolescu, Ian O'Connor, *Design Technology for Heterogeneous Embedded*, Edition Springer, contribution à l'écriture du chapitre 18 : « Design method for energy harvesting ».

Bibliographie

- [1] A. Abrial, J. Bouvier, M. Renaudin, P. Senn, and P. Vivet. A new contactless smart card ic using an on-chip antenna and an asynchronous microcontroller. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(7) :1101–1107, July 2001.
- [2] F. Akopyan, R. Manohar, and A.B. Apsel. A level-crossing flash asynchronous analog-to-digital converter. In *IEEE ASYNC*, pages 11–22, March 2006.
- [3] E. Allier, J. Goulier, G. Sicard, A. Dezzani, E. Andre, and M. Renaudin. A 120nm low power asynchronous adc. In *IEEE ISLPED*, pages 60–65, August 2005.
- [4] S.W. Arms, C.P. Townsend, D.L. Churchill, J.H. Galbreath, and S.W. Mundell. Power management for energy harvesting wireless sensors. In *SPIE SSM*, March 2005.
- [5] Stéphan Astier. *Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule*, techniques de l'ingénieur edition, May 2008.
- [6] B. Atwood, B. Warneke, and K.S.J. Pister. Preliminary circuits for smart dust. In *IEEE SSMDs*, pages 87–92, 2000.
- [7] Alain Beauger, Jean-Claude Niepce, and Jean-Marie Haussonne. *Condensateurs*, techniques de l'ingénieur edition, February 2007. e1925.
- [8] S P Beeby, M J Tudor, and N M White. Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement Science and Technology*, 17(12) :175–195, December 2006.
- [9] M. Belleville, H. Fanet, P. Fiorini, P. Nicole, M.J.M. Pelgrom, C. Piguet, R. Hahn, C. Van Hoof, R. Vullers, M. Tartagni, and E. Cantatore. Energy autonomous sensor systems : Towards a ubiquitous sensor technology. *Microelectronics Journal*, 41(11) :740–745, 2010.
- [10] C. Bernier, F. Hameau, G. Billiot, E. de Foucauld, S. Robinet, D. Lattard, J. Durupt, F. Dehmas, L. Ouvry, and P. Vincent. An ultra low power soc for 2.4ghz ieee802.15.4 wireless communications. In *IEEE ESSCIRC*, pages 426–429, September 2008.
- [11] S.A. Bhalerao, A.V. Chaudhary, R.B. Deshmukh, and R.M. Patrikar. Powering wireless sensor nodes using ambient RF energy. In *IEEE SMC*, volume 4, pages 2695–2700, October 2006.
- [12] G. Birtwistle and K. S Stevens. The family of 4-phase latch protocols. In *IEEE ASYNC*, pages 71–82. IEEE, April 2008.
- [13] S Boisseau, G Despesse, and A Sylvestre. Optimization of an electret-based energy harvester. *Smart Materials and Structures*, 19(7), July 2010.
- [14] H. Bottner, J. Nurnus, A. Gavrikov, G. Kuhner, M. Jagle, C. Kunzel, D. Eberhard, G. Plescher, A. Schubert, and K.-H. Schlereth. New thermoelectric components using microsystem technologies. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 13(3) :414–420, June 2004.
- [15] Renaud Briand, Guillaume Terrasson, Pierre-Damien Berger, Emilio Calvanese Strinati, Levent Gurgen, Suzanne Lesecq, Hughes Metras, Eric Mercier, Laurent Ouvry, François Pacull, Jean-Benoît Pierrot, Antoine Robinet, Marie-Noelle Semeria, Dominique Vicard, Jean-Noel Patillon, Karine Gosse, Christophe Janneteau, Gregory Haye, Charles Anssens, Stéphane Beaussart, Marise Baffleur, Alexandre Boe, François-Xavier Coudoux, Patrick Kennis, Christophe Lethien, Christophe Loyez, Paul-Alain Rolland, Nathalie Rolland, Michel Diaz, Jean

- Caelen, Jean-Marie Dilhac, Daniela Dragomirescu, Marc-Olivier Killijian, Alain Kibangou, Salvador Mir, Thierry Taris, Xavier Delord, Christophe Magro, Christophe Muller, Hakima Chaouchi, Serge Gourrier, Daniel Kofman, Christian Person, David Sadek, Philippe Pannier, Alain Sibille, Djamel Zeglache, Dominique Gaiti, and Pascal Salembier. Smart networked objects & internet of things. Insituts Carnot white paper, January 2011.
- [16] Peter Burke and Christopher Rutherglen. Towards a single-chip, implantable RFID system : is a single-cell radio possible ? *Biomedical Microdevices*, 12(4) :589–596, 2010.
- [17] E. Cantatore and M. Ouwerkerk. Energy scavenging and power management in networks of autonomous microsensors. *Microelectronics Journal*, 37(12) :1584–1590, 2006.
- [18] E.J. Carlson, K. Strunz, and B.P. Otis. A 20 mv input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(4) :741–750, April 2010.
- [19] D. Caucheteux, E. Beigne, M. Renaudin, and E. Crochon. AsyncRFID : fully asynchronous contactless systems, providing high data rates, low power and dynamic adaptation. In *12th IEEE International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems, 2006*, pages 10 pp. –97, March 2006.
- [20] Y.H. Chee, A.M. Niknejad, and J. Rabaey. A 46% efficient 0.8dBm transmitter for wireless sensor networks. In *2006 Symposium on VLSI Circuits, 2006. Digest of Technical Papers*, pages 43 –44, 2006.
- [21] Yuen Hui Chee, M. Koplow, M. Mark, N. Pletcher, M. Seeman, F. Burghardt, D. Steingart, J. Rabaey, P. Wright, and S. Sanders. PicoCube : a 1cm³ sensor node powered by harvested energy. In *ACM/IEEE DAC*, pages 114–119. IEEE, June 2008.
- [22] Min Chen and G.A. Rincon-Mora. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(2) :504 – 511, June 2006.
- [23] D.L. Cheng and M.G. Wismer. Active control of power sharing in a Battery/Ultracapacitor hybrid source. In *IEEE ICIEA*, pages 2913–2918, May 2007.
- [24] Wesley A. Clark. Macromodular computer systems. In *Proceedings of the April 18-20, 1967, spring joint computer conference, AFIPS '67 (Spring)*, pages 335–336, New York, NY, USA, 1967. ACM.
- [25] B.W. Cook, A. Berny, A. Molnar, S. Lanzisera, and K.S.J. Pister. Low-power 2.4-GHz transceiver with passive RX front-end and 400-mV supply. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(12) :2757 –2766, December 2006.
- [26] CrossBow. Mica2dot.
- [27] G. De Vita and G. Iannaccone. A sub-1-v, 10 ppm/°C, nanopower voltage reference generator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42(7) :1536–1542, July 2007.
- [28] M. Defosseux, M. Allain, P. Ivaldi, E. Defay, and S. Basrour. Highly efficient piezoelectric micro harvester for low level of acceleration fabricated with a cmos compatible process. In *IEEE TRANSDUCERS*, pages 1859–1862, June 2011.
- [29] G. Despesse, J.J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, and A. Hoogerwerf. Innovative structure for mechanical energy scavenging. In *IEEE TRANSDUCERS*, pages 895–898, June 2007.

- [30] G. Despesse, T. Jager, J.-J. Chaillout, J.-M. Leger, and S. Basrour. Design and fabrication of a new system for vibration energy harvesting. In *IEEE PhD RME*, volume 1, pages 225–228, July 2005.
- [31] J. M. Donelan, Q. Li, V. Naing, J. A. Hoffer, D. J. Weber, and A. D. Kuo. Biomechanical energy harvesting : Generating electricity during walking with minimal user effort. *Science*, 319(5864) :807–810, August 2008.
- [32] R.A. Dougal, S. Liu, and R.E. White. Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 25(1) :120–131, March 2002.
- [33] A. Douyere, F. Alicalapa, J.-D. Lan Sun Luk, and A. Celeste. Losses analysis and performance improvement of a rectenna for RFID systems. In *IEEE ICECS*, pages 1083–1086, September 2008.
- [34] M. Dunbar. Plug-and-play sensors in wireless networks. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 4(1) :19–23, March 2001.
- [35] Jo C. Ebergen. A formal approach to designing delay-insensitive circuits. *Distrib. Comput.*, 5(3) :107–119, December 1991.
- [36] R Elfrink, T M Kamel, M Goedbloed, S Matova, D Hohlfeld, Y van Andel, and R van Schaijk. Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19(9), September 2009.
- [37] R Elfrink, M Renaud, T M Kamel, C de Nooijer, M Jambunathan, M Goedbloed, D Hohlfeld, S Matova, V Pop, L Caballero, and R van Schaijk. Vacuum-packaged piezoelectric vibration energy harvesters : damping contributions and autonomy for a wireless sensor system. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 20(10), October 2010.
- [38] J.H.R. Enslin, M.S. Wolf, D.B. Snyman, and W. Swiegers. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(6) :769–773, December 1997.
- [39] C.C. Enz, A. El-Hoiydi, J.-D. Decotignie, and V. Peiris. Wisenet : an ultralow-power wireless sensor network solution. *Computer*, 37(8) :62–70, August 2004.
- [40] Marian Fecioru-Morariu, Bogdan Mereu, Sylvie Bakehe, Jiri Kalas, Oliver Kluth, and Thomas Eisenhammer. High quality amorphous si solar cells for large area mass production micro-morph tandem cells. *Journal of Non-Crystalline Solids*, 358(17) :2264–2267, September 2012.
- [41] Joao Leonardo Fragoso. *Conception automatique de chemins de données en logique asynchrone QDI*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, November 2005.
- [42] T. Fuse, M. Ohta, M. Tokumasu, H. Fujii, S. Kawanaka, and A. Kameyama. A 0.5-v power-supply scheme for low-power system lsis using multi-vth soi cmos technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(2) :303–311, February 2003.
- [43] Tzeno Galchev, Hanseup Kim, and Khalil Najafi. A parametric frequency increased power generator for scavenging low frequency ambient vibrations. *Procedia Chemistry*, 1(1) :1439–1442, September 2009.
- [44] S. Gambini and J. Rabaey. A 100KS/s 65dB DR #x03a3 ; #x2014 ; #x0394 ; ADC with 0.65V supply voltage. In *Solid State Circuits Conference, 2007. ESSCIRC 2007. 33rd European*, pages 202 –205, September 2007.

- [45] Lijun Gao, R.A. Dougal, and Shengyi Liu. Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1) :236–243, January 2005.
- [46] S. Ghosh, J. Tessier, and M.A. Bayoumi. ASPEN : an asynchronous signal processor for energy efficient sensor nodes. In *2010 17th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, pages 268–272, 2010.
- [47] L. Gobbi, A. Cabrini, and G. Torelli. High-efficiency CMOS charge pump. In *IEEE ICECS*, pages 724–727, December 2006.
- [48] R. Grezard and J. Willemin. A self-starting fully integrated auto-adaptive converter for battery-less thermal energy harvesting. In *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International*, 2013. in press.
- [49] Romain Grezard. Convertisseur dc/dc capacitif auto-adaptatif pour récupération d'énergie sous faible tension. Master's thesis, INSA Lyon, 2011.
- [50] N.J. Guilar, R. Amirtharajah, and P.J. Hurst. A full-wave rectifier with integrated peak selection for multiple electrode piezoelectric energy harvesters. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44(1) :240–246, January 2009.
- [51] Jianping Guo and Ka Nang Leung. A sub-1 μ A improved-transient CMOS low-dropout regulator without minimal ESR requirement. In *IEEE TENCN*, pages 1–6, January 2009.
- [52] B. Gyselinckx, R. Vullers, C.V. Hoof, J. Ryckaert, R.F. Yazicioglu, P. Fiorini, and V. Leonov. Human++ : Emerging technology for body area networks. In *IFIP/IEEE VLSI-SoC*, pages 175–180, October 2006.
- [53] Adnan Harb. Energy harvesting : State-of-the-art. *Renewable Energy*, 36(10) :2641–2654, October 2011.
- [54] S. Hauck. Asynchronous design methodologies : an overview. *Proceedings of the IEEE*, 83(1) :69–93, January 1995.
- [55] J.L. Hill and D.E. Culler. Mica : a wireless platform for deeply embedded networks. *IEEE Micro*, 22(6) :12–24, December 2002.
- [56] T. Honda, Y. Suzuki, K. Kawabat, and S. Murata. All CMOS low drop-out regulator with large supply currents for system using li-ion battery. In *IEEE ISPACS*, pages 255–258, December 2006.
- [57] D.S. Hong and M.N. El-Gamal. Low operating voltage and short settling time CMOS charge pump for MEMS applications. In *IEEE ISCAS*, volume 5, pages 281–284, May 2003.
- [58] J. Hsu, S. Zahedi, A. Kansal, M. Srivastava, and V. Raghunathan. Adaptive duty cycling for energy harvesting systems. In *IEEE ISLPED*, pages 180–185, October 2006.
- [59] Nicholas S. Hudak and Glenn G. Amatucci. Small-scale energy harvesting through thermoelectric, vibration, and radiofrequency power conversion. *Journal of Applied Physics*, 103(10) :101301–101301–24, May 2008.
- [60] I. Iancu, A.W. Clarke, J.A. Trinnaman, R. Schock, and E.V. Nekhaev. Survey of energy resources. Technical report, World Energy Council, 2010. <http://www.worldenergy.org/publications/3040.asp>.
- [61] Texas Instrument. CC2500. online datasheet.

- [62] Philippe Jaud, André Marquet, Clotilde Levillain, Alain Davriu, and Séverine Laurent. *Stockage d'électricité dans les systèmes électriques*, techniques de l'ingénieur edition, May 1998. D4030.
- [63] X. Jiang, J. Polastre, and D. Culler. Perpetual environmentally powered sensor networks. In *IEEE IPSN*, pages 463–468. IEEE, April 2005.
- [64] J. M. Kahn, R. H. Katz, and K. S. J. Pister. Next century challenges : mobile networking for "smart dust". In *ACM/IEEE MobiCom*, MobiCom '99, pages 271–278, New York, NY, USA, 1999. ACM.
- [65] A. Kansal, J. Hsu, M. Srivastava, and V. Raqhunathan. Harvesting aware power management for sensor networks. In *ACM/IEEE DAC*, pages 651–656, 2006.
- [66] J. Kessels and P. Marston. Designing asynchronous standby circuits for a low-power pager. *Proceedings of the IEEE*, 87(2) :257–267, February 1999.
- [67] A. Khaligh, Peng Zeng, and Cong Zheng. Kinetic energy harvesting using piezoelectric and electromagnetic technologies ;state of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3) :850–860, March 2010.
- [68] Jungmoon Kim, Jihwan Kim, and Chulwoo Kim. A regulated charge pump with a low-power integrated optimum power point tracking algorithm for indoor solar energy harvesting. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—Part II : Express Briefs*, 58(12) :802–806, December 2011.
- [69] C. Koch-Hofer, M. Renaudin, Y. Thonnart, and P. Vivet. Asc, a systemc extension for modeling asynchronous systems, and its application to an asynchronous noc. In *ACM/IEEE NOCS*, pages 295–306, May 2007.
- [70] Dongwon Kwon and G.A. Rincon-Mora. A single-inductor AC-DC piezoelectric energy-harvester/battery-charger IC converting (0.35 to 1.2V) to (2.7 to 4.5V). In *IEEE ISSCC*, pages 494–495, February 2010.
- [71] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso, and N. Gershenfeld. Parasitic power harvesting in shoes. In *IEEE ISWC*, pages 132–139, October 1998.
- [72] Yat-Hei Lam, Wing-Hung Ki, Chi-Fing Tsui, and P.K.T. Mok. Single-inductor dual-input dual-output switching converter for integrated battery charging and power regulation. In *IEEE ISCAS*, volume 3, pages 447–450, May 2003.
- [73] Hanh-Phuc Le, Chang-Seok Chae, Kwang-Chan Lee, Se-Won Wang, Gyu-Ha Cho, and Gyu-Hyeong Cho. A single-inductor switching DC-DC converter with five outputs and ordered power-distributive control. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42(12) :2706–2714, December 2007.
- [74] T.T. Le, Jifeng Han, A. von Jouanne, K. Mayaram, and T.S. Fiez. Piezoelectric micro-power generation interface circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(6) :1411–1420, June 2006.
- [75] Yoonmyung Lee, G. Chen, S. Hanson, D. Sylvester, and D. Blaauw. Ultra-low power circuit techniques for a new class of sub-mm³ sensor nodes. In *IEEE CICC*, pages 1–8, September 2010.
- [76] Yoonmyung Lee, Gyouho Kim, Suyoung Bang, Yejoong Kim, Inhee Lee, P. Dutta, D. Sylvester, and D. Blaauw. A modular 1mm³ die-stacked sensing platform with optical communication and multi-modal energy harvesting. In *IEEE ISSCC*, pages 402–404, February 2012.

- [77] V. Leonov, T. Torfs, P. Fiorini, and C. Van Hoof. Thermoelectric converters of human warmth for self-powered wireless sensor nodes. *IEEE Sensors Journal*, 7(5) :650–657, May 2007.
- [78] H. Lhermet, C. Condemine, M. Plissonnier, R. Salot, P. Audebert, and M. Rosset. Efficient power management circuit : From thermal energy harvesting to above-ic microbattery energy storage. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(1) :246–255, January 2008.
- [79] Yanqiu Li, Hongyun Yu, Bo Su, and Yonghong Shang. Hybrid micropower source for wireless sensor network. *IEEE Sensors Journal*, 8(6) :678–681, June 2008.
- [80] Chung-Wei Lin and Yen-Jen Liu. A power efficient and fast transient response low drop-out regulator in standard CMOS process. In *IEEE VDAT*, pages 1–4, April 2006.
- [81] G.C.P. Lokhoff. DCC-digital compact cassette. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 37(3) :702–706, August 1991.
- [82] V. Mannama, R. Sabolotny, and V. Strik. Ultra low noise low power LDO design. In *BEC*, pages 1–4, October 2006.
- [83] D. Marioli, E. Sardini, and M. Serpelloni. Electromagnetic generators employing planar inductors for autonomous sensor applications. *Procedia Chemistry*, 1(1) :469–472, September 2009.
- [84] A.J. Martin, A. Lines, R. Manohar, M. Nystrom, P. Penzes, R. Southworth, U. Cummings, and Tak Kwan Lee. The design of an asynchronous mips r3000 microprocessor. In *IEEE ARVLSI*, pages 164–181, September 1997.
- [85] A.J. Martin and M. Nystrom. Asynchronous techniques for system-on-chip design. *Proceedings of the IEEE*, 94(6) :1089–1120, June 2006.
- [86] Alain J. Martin. Synthesis of asynchronous VLSI circuits. Technical report, California Institute of Technology, January 1991.
- [87] M. Marzencki, M. Defosseux, and S. Basrour. Mems vibration energy harvesting devices with passive resonance frequency adaptation capability. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 18(6) :1444–1453, December 2009.
- [88] H. Matsuo, Wenzhong Lin, F. Kurokawa, T. Shigemizu, and N. Watanabe. Characteristics of the multiple-input dc-dc converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3) :625–631, June 2004.
- [89] Hirofumi Matsuo and Fujio Kurokawa. New solar cell power supply system using a boost type bidirectional dc-dc converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-31(1) :51–55, February 1984.
- [90] P. Miao, P. Mitcheson, A. Holmes, E. Yeatman, T. Green, and B. Stark. Mems inertial power generators for biomedical applications. *Microsystem Technologies*, 12(10) :1079–1083, 2006.
- [91] R.J. Milliken, J. Silva-Martinez, and E. Sanchez-Sinencio. Full on-chip CMOS low-dropout voltage regulator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—Part I : Regular Papers*, 54(9) :1879–1890, September 2007.
- [92] P.D. Mitcheson, E.M. Yeatman, G.K. Rao, A.S. Holmes, and T.C. Green. Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices. *Proceedings of the IEEE*, 96(9) :1457–1486, September 2008.
- [93] Miguel Morales and Zachery Shivers. Wireless sensor monitor using the ez430-rf2500. Technical report, Texas Instrument, 2011.

- [94] José Moron Guerra. Chargeur et monitoring de batterie pour système à récupération d'énergie. Master's thesis, Université de Strasbourg, 2010.
- [95] C. Moser, Jian-Jia Chen, and L. Thiele. Reward maximization for embedded systems with renewable energies. In *IEEE RTCSA*, pages 247–256, August 2008.
- [96] C. Moser, L. Thiele, D. Brunelli, and L. Benini. Adaptive power management for environmentally powered systems. *IEEE Transactions on Computers*, 59(4) :478–491, April 2010.
- [97] Clemens Moser. *Power Management in Energy Harvesting Embedded Systems*. PhD thesis, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 2009.
- [98] Moteiv. Tmote sky.
- [99] Ali Muhtaroglu, Alex Yokochi, and Annette von Jouanne. Integration of thermoelectrics and photovoltaics as auxiliary power sources in mobile computing applications. *Journal of Power Sources*, 177(1) :239–246, February 2008.
- [100] Jean-Claude Muller. *Électricité photovoltaïque : Principes, techniques de l'ingénieur* edition, January 2007.
- [101] F. Ongaro, S. Saggini, and P. Mattavelli. Li-ion battery-supercapacitor hybrid storage system for a long lifetime, photovoltaic-based wireless sensor network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9) :3944–3952, September 2012.
- [102] B. Otis, Y.H. Chee, and J. Rabaey. A 400 μ W-RX, 1.6mW-TX super-regenerative transceiver for wireless sensor networks. In *IEEE ISSCC*, volume 1, pages 396–606, February 2005.
- [103] G. K Ottman, H. F Hofmann, A. C Bhatt, and G. A Lesieutre. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5) :669–676, September 2002.
- [104] G. K Ottman, H. F Hofmann, and G. A Lesieutre. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(2) :696–703, March 2003.
- [105] G. Palumbo, D. Pappalardo, and M. Gaibotti. Charge pump circuits : power consumption optimization - a summary. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 4(3) :26–29, 2004.
- [106] Jacques Panchard. *Wireless Sensor Networks For Marginal Farming In India*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2008. <http://common-sense.epfl.ch/Resources/thesis.pdf>.
- [107] A. Pandey, N. Dasgupta, and A.K. Mukerjee. A simple single-sensor mppt solution. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2) :698–700, March 2007.
- [108] A. Parayandeh and A. Prodic. Programmable analog-to-digital converter for low-power DC-DC SMPS. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1) :500–505, January 2008.
- [109] C. Park, J. Liu, and P.H. Chou. Eco : an ultra-compact low-power wireless sensor node for real-time motion monitoring. In *IEEE IPSN*, pages 398–403, April 2005.
- [110] Chulsung Park and P.H. Chou. AmbiMax : autonomous energy harvesting platform for multi-supply wireless sensor nodes. In *IEEE SECON*, volume 1, pages 168–177, September 2006.
- [111] J. Polastre, R. Szewczyk, and D. Culler. Telos : enabling ultra-low power wireless research. In *IEEE IPSN*, pages 364–369, April 2005.

- [112] Yifeng Qiu, C. Van Liempd, B. Op het Veld, P.G. Blanken, and C. Van Hoof. 5 μ W-to-10mW input power range inductive boost converter for indoor photovoltaic energy harvesting with integrated maximum power point tracking algorithm. In *IEEE ISSCC*, pages 118–120, February 2011.
- [113] Vijay Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, and Mani Srivastava. Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems. In *IEEE IPSN*, pages 457–462, April 2005.
- [114] Y. K. Ramadass and A. P. Chandrakasan. A battery-less thermoelectric energy harvesting interface circuit with 35 mV startup voltage. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(1) :333–341, January 2011.
- [115] J.F. Randall and J. Jacot. Is am1.5 applicable in practice? modelling eight photovoltaic materials with respect to light intensity and two spectra. *Renewable Energy*, 28(12) :1851–1864, 2003.
- [116] N.H. Reich, W.G.J.H.M. van Sark, and E.A. Alsema. Simulation of PV-powered products : iPV-Sim. In *European Photovoltaic Solar Energy Conference*, pages 2301–2305, September 2006.
- [117] N.H. Reich, M. Veefkind, W.G.J.H.M. van Sark, E.A. Alsema, W.C. Turkenburg, and S. Silvester. A solar powered wireless computer mouse : Industrial design concepts. *Solar Energy*, 83(2) :202–210, February 2009.
- [118] M. Renaudin and A. Fonkoua. Tiempo asynchronous circuits system verilog modeling language. In *Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC), 2012 18th IEEE International Symposium on*, pages 105–112, 2012.
- [119] M. Renaudin, P. Vivet, and F. Robin. Aspro : An asynchronous 16-bit risc microprocessor with dsp capabilities. In *IEEE ESSCIRC*, pages 428–431, September 1999.
- [120] A. Richelli, L. Colalongo, S. Tonoli, and Z.M. Kovacs-Vajna. A 0.2–1.2V dc/dc boost converter for power harvesting applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6) :1541–1546, June 2009.
- [121] Jack Robert and Jean Alzieu. *Accumulateurs - Accumulateurs au Lithium*, techniques de l'ingénieur edition, August 2005. D3354.
- [122] M. Ruellan, S. Turri, H.B. Ahmed, and B. Multon. Electromagnetic resonant generator. In *IEEE IAS*, volume 3, pages 1540–1547, October 2005.
- [123] S. Saggini and P. Mattavelli. Power management in multi-source multi-load energy harvesting systems. In *IEEE EPE*, pages 1–10, September 2009.
- [124] A. Sample and J.R. Smith. Experimental results with two wireless power transfer systems. In *IEEE RWS*, pages 16–18, January 2009.
- [125] Hikmet Sari. *Transmission des signaux numériques*, techniques de l'ingénieur edition, June 1995. e7100.
- [126] I. Sari, T. Balkan, and H. Kulah. An electromagnetic micro power generator for low-frequency environmental vibrations based on the frequency upconversion technique. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(1) :14–27, February 2010.

- [127] Ibrahim Sari, Tuna Balkan, and Haluk Kulah. An electromagnetic micro power generator for wideband environmental vibrations. *Sensors and Actuators A : Physical*, 145–146(0) :405–413, July 2008.
- [128] O. Schultz, S. W. Glunz, and G. P. Willeke. Multicrystalline silicon solar cells exceeding 20% efficiency. *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, 12(7) :553–558, 2004.
- [129] M.D. Scott, B.E. Boser, and K.S.J. Pister. An ultralow-energy ADC for smart dust. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(7) :1123 – 1129, July 2003.
- [130] Nordic Semiconductor. nRF2401A. online datasheet.
- [131] Mingoo Seok, S. Hanson, Yu-Shiang Lin, Zhiyoong Foo, Daeyeon Kim, Yoonmyung Lee, Nurachman Liu, D. Sylvester, and D. Blaauw. The phoenix processor : A 30pW platform for sensor applications. In *IEEE VLSIC*, pages 188–189, June 2008.
- [132] Hui Shao, Chi-Ying Tsui, and Wing-Hung Ki. The design of a micro power management system for applications using photovoltaic cells with the maximum output power control. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 17(8) :1138–1142, August 2009.
- [133] Hui Shao, Chi-Ying Tsui, and Wing-Hung Ki. A single inductor dido dc-dc converter for solar energy harvesting applications using band-band control. In *IFIP/IEEE VLSI-SoC*, pages 167–172, September 2010.
- [134] F. Simjee and P.H. Chou. Everlast : Long-life, supercapacitor-operated wireless sensor node. In *IEEE ISLPED*, pages 197–202, October 2006.
- [135] F. Sluijs, K. Hart, W. Groeneveld, and S. Haag. Integrated DC/DC converter with digital controller. In *IEEE ISLPED*, pages 88–90, August 1998.
- [136] A.M. Sodagar, K.D. Wise, and K. Najafi. A wireless implantable microsystem for multichannel neural recording. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(10) :2565 – 2573, October 2009.
- [137] Janghoon Song, Gilwon Yoon, and Chulwoo Kim. An efficient adaptive digital DC-DC converter with dual loop controls for fast dynamic voltage scaling. In *IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2006. CICC '06*, pages 253 –256, September 2006.
- [138] T. Starner. Human-powered wearable computing. *IBM Systems Journal*, 35(3&4) :618–629, September 1996.
- [139] M. Stordeur and I. Stark. Low power thermoelectric generator-self-sufficient energy supply for micro systems. In *ITC*, pages 575–577, August 1997.
- [140] I. E. Sutherland. Micropipelines. *Commun. ACM*, 32(6) :720–738, June 1989.
- [141] B.Z. Tang, S. Longfield, S.A. Bhave, and R. Manohar. A low power asynchronous GPS baseband processor. In *2012 18th IEEE International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC)*, pages 33–40, 2012.
- [142] J.W. Tester. Energy transfer, conversion and storage. MIT Sustainable Energy Lecture Notes, 2005. Online acces.
- [143] James P. Thomas, Muhammad A. Qidwai, and James C. Kellogg. Energy scavenging for small-scale unmanned systems. *Journal of Power Sources*, 159(2) :1494–1509, September 2006.
- [144] T. Torfs, V. Leonov, C. Van Hoof, and B. Gyselinckx. Body-heat powered autonomous pulse oximeter. In *IEEE SENSORS*, pages 427–430, October 2006.

- [145] E.O. Torres, Min Chen, H.P. Forghani-zadeh, V. Gupta, N. Keskar, L.A. Milner, Hsuan-I Pan, and G.A. Rincon-Mora. Sip integration of intelligent, adaptive, self-sustaining power management solutions for portable applications. In *IEEE ISCAS*, pages 5311–5314, May 2006.
- [146] O. Trescases, Guowen Wei, and Wai Tung Ng. A segmented digital pulse width modulator with self-calibration for low-power SMPS. In *IEEE EDSSC*, pages 367–370, December 2005.
- [147] Chi-ying Tsui, Hui Shao, Wing-Hung Ki, and Feng Su. Ultra-low voltage power management and computation methodology for energy harvesting applications. In *IEEE VLSIC*, pages 316–319, June 2005.
- [148] H. Töreyn, E. Topal, and H. KÜlah. A multi-source micro power generator employing thermal and vibration energy harvesting. *Procedia Engineering*, 5 :1176–1179, 2010.
- [149] K. Van Berkel, R. Burgess, J. Kessels, M. Roncken, F. Schalij, and A. Peeters. Asynchronous circuits for low power : a dcc error corrector. *IEEE Design and Test of Computers*, 11(2) :22–32, summer 1994.
- [150] H. van Gageldonk, K. van Berkel, A. Peeters, D. Baumann, D. Gloor, and G. Stegmann. An asynchronous low-power 80c51 microcontroller. In *IEEE ASYNC*, pages 96–107, March 1998.
- [151] N. Verma and A.P. Chandrakasan. An ultra low energy 12-bit rate-resolution scalable sar adc for wireless sensor nodes. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42(6) :1196–1205, June 2007.
- [152] A. Virtuani, E. Lotter, and M. Powalla. Influence of the light source on the low-irradiance performance of Cu(In,Ga)Se₂ solar cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90(14) :2141–2149, September 2006.
- [153] Pascal Vivet. *Une méthodologie de conception de circuits intégrés quasi-insensibles aux délais : application à l'étude et à la réalisation d'un processeur RISC 16-bit asynchrone*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, June 2001.
- [154] R.J.M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens. Micropower energy harvesting. *Solid-State Electronics*, 53(7) :684–693, July 2009.
- [155] G. Waltisperger, C. Condemine, and S. Basrour. Photovoltaic energy harvester for micro-scale applications. In *NEWCAS Conference (NEWCAS), 2010 8th IEEE International*, pages 177–180, June 2010.
- [156] T. Y. Wang, Y. C. Lin, C. Y. Tai, C. C. Fei, M. Y. Tseng, and C. W. Lan. Recovery of silicon from kerf loss slurry waste for photovoltaic applications. *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, 17(3) :155–163, 2009.
- [157] B. Warneke, M. Last, B. Liebowitz, and K.S.J. Pister. Smart dust : communicating with a cubic-millimeter computer. *Computer*, 34(1) :44–51, January 2001.
- [158] B.A. Warneke and K.S.J. Pister. An ultra-low energy microcontroller for smart dust wireless sensor networks. In *IEEE ISSCC*, volume 1, pages 316–317, February 2004.
- [159] B.A. Warneke, M.D. Scott, B.S. Leibowitz, Lixia Zhou, C.L. Bellew, J.A. Chediak, J.M. Kahn, B.E. Boser, and K.S.J. Pister. An autonomous 16 mm³ solar-powered node for distributed wireless sensor networks. In *Proceedings of IEEE Sensors, 2002*, volume 2, pages 1510 – 1515 vol.2, 2002.
- [160] C.B. Williams and R.B. Yates. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. *Sensors and Actuators A : Physical*, 52(1–3) :8–11, March 1996.

- [161] Xiaochun Wu, A. Khaligh, and Yang Xu. Modeling, design and optimization of hybrid electromagnetic and piezoelectric MEMS energy scavengers. In *IEEE CICC*, pages 177–180, September 2008.
- [162] Chen Xu, Caofeng Pan, Ying Liu, and Z.L. Wang. Hybrid cells for simultaneously harvesting multi-type energies for self-powered micro/nanosystems. *Nano Energy*, 1(2) :259–272, March 2012.
- [163] E.M. Yeatman. Advances in power sources for wireless sensor nodes. In *International Workshop on Body Sensor Networks*, pages 20 –21, April 2004.
- [164] Jianhua Zhao, Aihua Wang, Pietro P. Altermatt, Stuart R. Wenham, and Martin A. Green. 24% efficient perl silicon solar cell : Recent improvements in high efficiency silicon cell research. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 41–42(0) :87–99, June 1996.
- [165] Jianhua Zhao, Aihua Wang, P. Campbell, and M.A. Green. A 19.8% efficient honeycomb multicrystalline silicon solar cell with improved light trapping. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 46(10) :1978–1983, October 1999.
- [166] Jianhua Zhao, Aihua Wang, Martin A. Green, and Francesca Ferrazza. 19.8% efficient honeycomb textured multicrystalline and 24.4% monocrystalline silicon solar cells. *Applied Physics Letters*, 73(14) :1991–1993, 1998.

TITRE

Architecture d'alimentation à récupération d'énergie et gestion événementielle pour les systèmes de capteurs communicants autonomes

RÉSUMÉ

Le développement des réseaux de capteurs sans fil (WSN) profite des progrès récents en consommation énergétique dans les systèmes électroniques et des progrès en technologies de récupération d'énergie pour construire des entités de contrôle intelligentes utilisées dans des domaines variés comme la santé ou l'agriculture. Grâce aux consommations toujours plus faibles des circuits de communication radiofréquence, il est possible de créer des réseaux de systèmes de capteurs capables d'extraire des données de l'environnement et de les transmettre à une entité maîtresse. Les durées de vie limitées des batteries sont un frein au développement de tels réseaux pour des raisons de coût et de difficulté de maintenance. Grâce à la récupération d'énergie dans l'environnement, qu'elle soit solaire, thermique ou mécanique, il est alors envisageable d'alimenter un système de capteurs et sa communication sans fil afin d'accroître l'autonomie globale du réseau. Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse visent à étudier la gestion d'énergie au sein d'un nœud de capteurs communicant sans fil. Grâce à l'utilisation d'une architecture d'alimentation avancée à chemins de puissance multiples, basée notamment sur un chemin direct à haut rendement entre les récupérateurs d'énergie et les charges consommantes, le système peut optimiser son rendement énergétique lorsque l'énergie est récupérée dans l'environnement. Cette architecture d'alimentation requiert néanmoins un contrôle numérique fin afin de déterminer à tout moment le chemin de puissance optimal entre les récupérateurs, les capacités et batterie de stockage, et les charges consommantes. Un contrôleur intégré asynchrone réalise une gestion événementielle de ces chemins de puissance et permet au système d'être robuste face aux variations énergétiques environnementales. Après une modélisation et une analyse des gains de l'architecture avancée de gestion de puissance, un contrôleur événementiel adapté aux systèmes de capteurs communicants est proposé. Ce contrôleur est implémenté en logique asynchrone quasi insensible aux délais (QDI) et offre au système une robustesse intrinsèque forte aux variations environnementales en addition à sa très faible consommation. Un circuit de gestion d'alimentation pour nœud de capteurs communicant est ainsi fabriqué en technologie CMOS 180nm et intègre des innovations tant architecturales que de gestion numérique applicative. Sa consommation globale proche d'1 μ W permet ainsi la réalisation de systèmes de capteurs fonctionnels pour des applications mettant en jeu des puissances de l'ordre du microwatt, autorisant en conséquence la mise en place de réseaux de capteurs ultra faible consommation.

TITLE

Energy harvesting based power supply architecture and event-driven management for autonomous wireless sensor nodes

ABSTRACT

Wireless Sensor Networks (WSN) development leverages recent progress in electronic devices power consumption and in energy harvesting technologies in order to create smart sensing structures useful for improvements in various topics such as health monitoring or farming. Thanks to wireless communication circuits lower power consumption, it becomes possible to create networks of sensing systems capable of extracting information from the environment and of transmitting data through the network to the global intelligence. Because of hard and costly maintenance requirements, limited lifespans batteries are a brake on such networks development. Thanks to environmental energy harvesting on solar, thermal or mechanical sources, a system containing sensors and a wireless communication circuit can be powered. Global energy autonomy is thus improved and the node's life is enhanced. Works done during this PhD aim to study energy management within a sensing wireless communicating node. Thanks to the use of advanced multiple power paths architecture leveraging direct power path between the sources and the power loads, the power management system can optimize its energy efficiency when energy is harvested in the environment. Nevertheless, a precise digital control is mandatory to continuously determine the best power path between the energy harvesters, the energy storing capacitors and batteries, and the power loads. An integrated asynchronous controller implements an event-driven management of the power paths and gives the system robustness to environmental energy variations. After modeling and analyzing the power efficiency gain granted by the advanced architecture, an event-driven controller is proposed to ease implementation of wireless sensing applications. The controller is implemented in asynchronous quasi delay insensitive (QDI) logic and presents high intrinsic robustness to environmental variations while maintaining ultra low power consumption. A power management circuit suited for wireless sensing systems is thus fabricated using 180nm CMOS process and includes both architecture and digital management innovations. Its global power consumption close to 1 μ W allows considering the creation of wireless sensing nodes running for applications in the range of microwatts, consequently enabling development of ultra low power wireless sensor networks.