



**HAL**  
open science

# Récupération d'énergie aéroacoustique et thermique pour capteurs sans fil embarqués sur avion

Romain Monthéard

► **To cite this version:**

Romain Monthéard. Récupération d'énergie aéroacoustique et thermique pour capteurs sans fil embarqués sur avion. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA Toulouse, 2014. Français. NNT: . tel-01110385

**HAL Id: tel-01110385**

**<https://theses.hal.science/tel-01110385v1>**

Submitted on 28 Jan 2015

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

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



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA de Toulouse)

---

**Présentée et soutenue par :**  
**Romain MONTHEARD**

le jeudi 27 novembre 2014

**Titre :**

Récupération d'énergie aéroacoustique et thermique  
pour capteurs sans fil embarqués sur avion

---

**École doctorale et discipline ou spécialité :**

ED GEET : Micro et Nanosystèmes

**Unité de recherche :**

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

**Directeur(s) de Thèse :**

DILHAC Jean-Marie  
BOITIER Vincent

Pr. INSA Toulouse - LAAS-CNRS  
MdC Univ. Paul Sabatier Toulouse III - LAAS-CNRS

**Jury :**

BASROUR Skandar	Pr. Univ. Joseph Fourier, Grenoble - TIMA	<i>(Rapporteur)</i>
LECLERCQ Didier	Pr. Univ. Lille I - IEMN	<i>(Rapporteur)</i>
SAUVAGE Rose-Marie	DGA	<i>(Examinatrice)</i>
FOURNIOLS Jean-Yves	Pr. INSA Toulouse - LAAS-CNRS	<i>(Examinateur)</i>
PIOT Estelle	ONERA Toulouse	<i>(Invitée)</i>
LAFONTAN Xavier	Intesens	<i>(Invité)</i>



UNIVERSITÉ DE TOULOUSE  
LABORATOIRE D'ANALYSE ET D'ARCHITECTURE DES  
SYSTÈMES – CNRS

# THÈSE

présentée en première version en vue d'obtenir le grade de  
Docteur, spécialité « Micro et Nano Systèmes »

par

Romain Monthéard

## RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE AÉROACOUSTIQUE ET THERMIQUE POUR CAPTEURS SANS FIL EMBARQUÉS SUR AVION

Thèse soutenue le 27 novembre 2014 devant le jury composé de :

M.	BASROUR SKANDAR	Pr. Univ. Joseph Fourier, Grenoble	(Rapporteur)
M.	LECLERCQ DIDIER	Pr. Univ. Lille I	(Rapporteur)
M.	DILHAC JEAN-MARIE	Pr. INSA Toulouse	(Directeur)
M.	BOITIER VINCENT	MdC Univ. Toulouse III	(Co-directeur)
M <sup>me</sup>	SAUVAGE ROSE-MARIE	DGA	(Examinatrice)
M.	FOURNIOLS JEAN-YVES	Pr. INSA Toulouse	(Examinateur)
M <sup>me</sup>	PIOT ESTELLE	ONERA Toulouse	(Invitée)
M.	LAFONTAN XAVIER	Intesens	(Invité)





# AVANT-PROPOS

C E mémoire présente mes travaux de recherche, réalisés au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS. Je souhaite donc remercier Raja CHATILA, Jean-Louis SANCHEZ et Jean ARLAT, directeurs successifs du LAAS-CNRS. J'adresse également mes remerciements à Marise BAFLEUR, responsable de l'équipe *Intégration des Systèmes de Gestion de l'Energie* à mon arrivée, pour m'y avoir accueilli, et pour avoir par la suite porté de l'intérêt à mon travail et m'avoir soutenu à de multiples reprises.

Parce qu'il m'a fait confiance, m'a permis de vivre l'expérience de la thèse, parce que je ne serais peut-être pas en train d'écrire tout ça s'il n'avait pas été là, je tiens à remercier bien chaleureusement Jean-Marie DILHAC, mon guide spirituel s'il en est<sup>1</sup>. Très disponible quand j'en ai eu besoin, prêt à m'avancer des sous lorsque le CNRS oublie de me payer, et bien d'autres choses encore, enfin je lui dois beaucoup.

J'affecte également une bonne dose de gratitude à Vincent BOITIER, tellement il a été volontaire, très impliqué pour suivre ce que je faisais, et ce que je ne faisais pas, faisant tout son possible pour me pousser à m'améliorer, et pour m'aider à me sortir des situations que j'avais peine à gérer.

Mes deux directeurs de thèse ont été très complémentaires dans leur façon d'encadrer mes travaux, je souhaite également les remercier pour la liberté qu'ils m'ont laissée ainsi que pour celle qu'ils ne m'ont pas laissée. Non content d'exprimer ma reconnaissance à ces messieurs, je veux ici les féliciter, parce qu'ils m'ont supporté pendant quatre ans si ce n'est davantage, alors franchement, bravo.

J'adresse mes sincères remerciements à Skandar BASROUR et Didier LECLERCQ pour avoir accepté d'être rapporteurs de mon travail, ainsi qu'à Rose-Marie SAUVAGE pour avoir suivi mon parcours et accepté d'être examinatrice au jury de soutenance. Je remercie particulièrement Jean-Yves FOURNIOLS de m'avoir, non seulement enseigné l'électronique, mais également fait le plaisir, que dis-je, l'honneur de présider le jury. Je sais que le cercle très secret des électroniciens de l'INSA de Toulouse y voient un grand prestige.

Je veux également témoigner ma reconnaissance à Xavier LAFONTAN qui, en acceptant très rapidement et presque à l'aveugle de co-financer ces travaux, a sans doute joué un rôle décisif. Je suis heureux qu'il ait accepté

---

1. « il en met beaucoup là, non ? » s'interrogerait-on, oui, mais bon.

de participer au jury.

Alors que cela n'était pas prévu au démarrage de la thèse, j'ai eu le privilège de travailler en lien avec l'ONERA, en particulier avec Estelle PIOT, une personne agréable et très professionnelle. Elle a témoigné de l'intérêt pour notre thématique de recherche, a mis à notre disposition les bancs de mesures acoustiques et aéroacoustiques dont nous avions besoin, a su me fournir des conseils avisés et des pistes à explorer, et a ainsi beaucoup contribué à l'avancement de mon travail. Merci pour tout cela.

Je remercie également Christophe AIRIAU de l'Institut de Mécanique des Fluides de Toulouse, pour sa participation volontaire à nos travaux sur l'aéroacoustique et pour nous avoir mis en relation avec Estelle.

Je n'oublie pas les autres chercheurs du laboratoire qui se sont intéressés à mon travail, m'ont accordé de leur temps pour des discussions et des manip. Je pense en particulier à Nicolas NOLHIER, qui m'a beaucoup dépanné, et bien amicalement a tenté de ménager mes poumons en me délestant régulièrement d'un peu de tabac. Je pense qu'il a joué un grand rôle.

Je pense aussi à Christophe ESCRIBA<sup>2</sup>, plein d'idées, plein d'enthousiasme, qui m'a poussé à battre mon record de présence nocturne au labo.

« Les gars, les filles, *ett så jävla stort tack till er alla* »<sup>3</sup>, c'est pour tous les joyeux lurons du labo, que j'ai la paresse de nommer ici, avec qui j'ai pu chaque jour passer des bons moments, s'aider, se chamberer, me détendre, apprendre que des *deadline* étaient demain, passer mes nerfs, d'ailleurs je ne l'ai pas écrit au début, mais je remercie également Jean ARLAT d'avoir offert au laboratoire un baby-foot, je crois que cela a contribué à stabiliser l'humeur de certains de ses membres.

Finalement, pour tout leur soutien, je remercie ma famille, mes amis, mes proches.

---

2. je pourrais aussi écrire *Dieu*, pour le cercle très secret déjà évoqué, mais les profanes ne comprendraient pas.

3. j'ai du le coder, désolé, c'est un peu grossier quoique spontané.

# TABLE DES MATIÈRES

AVANT-PROPOS	iii
TABLE DES MATIÈRES	v
LISTE DES FIGURES	viii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1 CAPTEURS SANS FIL AUTONOMES DANS L'AVIATION	7
1.1 CAPTEURS SANS FIL AUTONOMES . . . . .	9
1.1.1 Historique . . . . .	9
1.1.2 Usages et applications . . . . .	10
1.1.3 Autonomie énergétique . . . . .	13
1.2 PROCÉDÉS DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE . . . . .	15
1.2.1 Energie cinétique . . . . .	15
1.2.2 Energie électromagnétique . . . . .	21
1.2.3 Energie thermique . . . . .	24
1.3 MÉTHODES DE STOCKAGE D'ÉNERGIE . . . . .	27
1.3.1 Stockage électrochimique . . . . .	27
1.3.2 Stockage électrostatique . . . . .	29
1.3.3 Micro-dispositifs de stockage . . . . .	31
1.4 STRATÉGIES DE GESTION D'ÉNERGIE . . . . .	32
1.4.1 Conversion AC/DC . . . . .	32
1.4.2 Conversion DC/DC . . . . .	34
1.4.3 Multi-sources . . . . .	39
1.5 CONTEXTE AVIATIONNIQUE ET POSITIONNEMENT DE LA THÈSE	41
1.5.1 Les capteurs autonomes dans le contexte aviationnique . .	41
1.5.2 Positionnement de la thèse . . . . .	43
2 RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE PAR GÉNÉRATION THERMOÉLEC- TRIQUE	45
2.1 PHYSIQUE DE LA THERMOÉLECTRICITÉ . . . . .	47
2.1.1 Effet Seebeck . . . . .	47
2.1.2 Facteur de mérite . . . . .	48
2.2 MODÉLISATION D'UN MODULE THERMOÉLECTRIQUE . . . . .	51
2.2.1 Modèle électrique équivalent . . . . .	51
2.2.2 Rendement . . . . .	53
2.2.3 Influence des contacts thermiques . . . . .	54
2.2.4 Paramètres dimensionnants . . . . .	57
2.3 CONVERTISSEURS THERMOÉLECTRIQUES . . . . .	59
2.3.1 Modules thermoélectriques . . . . .	59

2.3.2	Dissipateurs thermiques . . . . .	64
2.3.3	Convertisseurs DC/DC . . . . .	68
2.4	APPLICATION : ALIMENTATION D'UN DATALOGGER AUTONOME EMBARQUÉ SUR AVION . . . . .	72
2.4.1	Contexte . . . . .	72
2.4.2	Spécifications . . . . .	72
2.4.3	Choix technologiques . . . . .	74
2.4.4	Générateur thermoélectrique . . . . .	75
2.4.5	Circuit de gestion de l'énergie . . . . .	76
2.4.6	Validation du système complet . . . . .	80
2.4.7	Conclusion . . . . .	85
	CONCLUSION . . . . .	86
<b>3</b>	<b>SUPERCONDENSATEURS ET STOCKAGE ADAPTATIF</b>	<b>87</b>
3.1	PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	89
3.1.1	Structure de base . . . . .	89
3.1.2	Extension à un ordre supérieur . . . . .	90
3.1.3	Comportement en charge . . . . .	93
3.1.4	Comportement en décharge . . . . .	97
3.1.5	Choix des seuils de commutation . . . . .	99
3.2	RÉALISATION EN COMPOSANTS DISCRETS . . . . .	101
3.2.1	Maquette expérimentale . . . . .	101
3.2.2	Circuit de commande . . . . .	102
3.2.3	Validation du principe . . . . .	106
3.3	UNE TENTATIVE D'INTÉGRATION . . . . .	108
3.3.1	Un circuit simplifié . . . . .	108
3.3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	112
	CONCLUSION . . . . .	115
<b>4</b>	<b>RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE AÉROACOUSTIQUE</b>	<b>117</b>
4.1	UN ÉTAT DE L'ART . . . . .	119
4.1.1	Récupération d'énergie acoustique . . . . .	119
4.1.2	Récupération d'énergie d'un flux d'air . . . . .	123
4.2	PHÉNOMÈNE AÉROACOUSTIQUE . . . . .	126
4.2.1	Bruit de cavité . . . . .	126
4.2.2	Modèle de Rossiter . . . . .	128
4.3	TESTS SUR CAVITÉS RECTANGULAIRES . . . . .	131
4.3.1	Banc de mesures B2A . . . . .	131
4.3.2	Test de cavités seules . . . . .	131
4.3.3	Ajout d'une membrane piézoélectrique . . . . .	139
4.3.4	Résonateur de Helmholtz . . . . .	144
4.4	CIRCUIT DE GESTION DE L'ÉNERGIE . . . . .	149
4.4.1	Introduction des choix architecturaux . . . . .	149
4.4.2	Convertisseur AC/DC . . . . .	151
4.4.3	Convertisseur DC/DC . . . . .	157
4.4.4	Stockage et étages de protection . . . . .	164
4.5	MISE EN ŒUVRE DU SYSTÈME COMPLET . . . . .	169
4.5.1	Conditions de test . . . . .	169
4.5.2	Résultats expérimentaux . . . . .	172
	CONCLUSION . . . . .	175

CONCLUSION GÉNÉRALE	177
A ANNEXES	181
A.1 DÉTERMINATION DU SEUIL DE COMMUTATION OPTIMAL POUR L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	183
A.2 STRUCTURE DU PROGRAMME VHDL POUR LA COMMANDE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	186
BIBLIOGRAPHIE	193

# LISTE DES FIGURES

1.1	Prototype de <i>Smart Dust</i> . . . . .	9
1.2	Evolution de la performance des circuits électroniques . . .	10
1.3	Exemples d'applications de réseaux de capteurs sans fil . . .	11
1.4	Architecture typique d'un noeud capteur sans fil . . . . .	11
1.5	Différentes topologies de communications réseau . . . . .	12
1.6	Capteurs sans fil commerciaux alimentés par batterie . . . . .	13
1.7	Impact du rapport cyclique sur l'autonomie . . . . .	13
1.8	Evolution des technologies pour l'électronique nomade . . .	14
1.9	Principaux modes piézoélectriques . . . . .	16
1.10	Générateurs piézoélectriques développés en laboratoire . . .	17
1.11	Générateurs piézoélectriques commerciaux . . . . .	17
1.12	Cycles de conversion des générateurs électrostatiques . . . .	18
1.13	Générateurs électrostatiques développés en laboratoire . . .	19
1.14	Générateurs électromagnétiques développés en laboratoire .	19
1.15	Générateurs électromagnétiques commerciaux . . . . .	20
1.16	Système mécanique masse-ressort-amortisseur . . . . .	20
1.17	Modèle électrique d'une cellule solaire idéale . . . . .	22
1.18	Exemples de cellules photovoltaïques . . . . .	22
1.19	Rendements de différentes technologies photovoltaïques . .	23
1.20	Rectenna alimentant une LED . . . . .	24
1.21	Illustration d'un générateur pyroélectrique . . . . .	24
1.22	Bloc de base d'un générateur thermoélectrique . . . . .	25
1.23	Schéma et circuit équivalent d'un TEGs . . . . .	26
1.24	Différentes versions de générateurs thermoélectriques . . . .	26
1.25	Différentes situations d'autonomie énergétique . . . . .	27
1.26	Diagramme de Ragone . . . . .	28
1.27	Densité d'énergie vs. énergie spécifique des batteries . . . .	29
1.28	Illustration d'un supercondensateur . . . . .	30
1.29	Exemples de micro-dispositifs de stockage . . . . .	31
1.35	Convertisseur Boost assisté par une pompe de charge . . . . .	36
1.38	Etage d'entrée du LTC3108 . . . . .	37
1.39	Convertisseurs à capacités commutées . . . . .	38
1.40	Schéma de principe et formes d'ondes de la technique SSHI	38
1.41	Système multi-sources . . . . .	40
1.42	Le SHM, système nerveux d'un avion . . . . .	41
1.43	Thermogénérateur associé à un PCM . . . . .	43
2.1	Illustration des effets thermoélectriques . . . . .	47
2.2	Facteur de mérite $ZT$ pour différents alliages . . . . .	49
2.3	Modèle thermique équivalent d'un TEG (1) . . . . .	51
2.4	Modèle électrique équivalent d'un TEG . . . . .	52

2.5	Modèle thermique équivalent d'un TEG (2) . . . . .	54
2.6	Modèle thermique équivalent d'un TEG (3) . . . . .	55
2.7	Puissance sur charge adaptée en fonction de la conductance $K$ . . . . .	58
2.9	Module micropelt D751 . . . . .	61
2.10	Schéma de principe d'un module réalisé sur substrat souple . . . . .	63
2.11	Exemples de TEGs réalisés à base de couches épaisses . . . . .	63
2.12	Schéma d'un TEG placé sur une paroi . . . . .	64
2.13	Différentes géométries de dissipateur . . . . .	65
2.14	Différentes orientations de dissipateurs . . . . .	66
2.15	Conductivité thermique du cuivre vs. température . . . . .	66
2.16	Résistance thermique vs. vitesse du flux d'air . . . . .	67
2.17	Le modèle Perpetua Power Puck <sup>TM</sup> . . . . .	68
2.18	Puissance fournie par un TEG en fonction de $R_{load}/R$ . . . . .	68
2.19	Puissance en sortie du TEG et du convertisseur boost . . . . .	71
2.20	Localisation de l'Aft Pylon Fairing . . . . .	72
2.21	Environnement thermique de l'APF . . . . .	73
2.22	Schéma bloc du circuit de gestion de l'énergie . . . . .	77
2.23	Schéma du convertisseur DC/DC . . . . .	77
2.25	Thermogénérateur assemblé et circuit de gestion de l'énergie . . . . .	80
2.26	Banc de test . . . . .	80
2.27	Evolution des tensions du circuit de gestion de l'énergie . . . . .	82
2.28	Première heure de test (a) et zoom sur $V_{in}$ (b) . . . . .	82
2.29	Test du « cas pire » . . . . .	83
2.30	Circuit auprès de la plaque chauffante . . . . .	83
2.31	Test du « cas pire + circuit au chaud » . . . . .	84
2.32	Rendement du circuit LTC3105 . . . . .	85
3.1	Etage de base de l'architecture adaptative . . . . .	89
3.2	Etats possibles pour la structure d'ordre 1 . . . . .	90
3.3	Topologies successives pour une structure générique d'ordre $N$ . . . . .	91
3.4	Topologies alternatives pour une structure d'ordre $N > 1$ . . . . .	91
3.5	Charge à puissance constante . . . . .	94
3.10	Taux d'utilisation de l'énergie en fonction de $N$ . . . . .	98
3.11	Evolution de la tension pour différents seuils hauts $V_H$ . . . . .	99
3.20	Circuit employé pour la validation du principe . . . . .	106
3.21	Charge de la structure adaptative . . . . .	106
3.22	Décharge de la structure adaptative . . . . .	107
3.24	Matrice de capacités élémentaires $poly1/poly2$ . . . . .	109
3.29	Echec d'une commutation . . . . .	112
3.30	Zoom sur une commutation impossible, et réussie . . . . .	113
3.31	Zoom sur la seconde commutation réussie . . . . .	113
3.32	Commutations successives réussies lors de la décharge . . . . .	114
4.1	Résonateur de Helmholtz d'après [1] . . . . .	119
4.2	Schéma du tube résonant, d'après [2] . . . . .	120
4.3	Soundcharge T-shirt, par Orange Labs . . . . .	121
4.4	Résonateur et générateur électromagnétique, d'après [3] . . . . .	123
4.5	Résonateur et générateur piézoélectrique, d'après [4] . . . . .	124
4.6	Dispositif aéroacoustique d'après Matveev et al. [5] . . . . .	124



4.7	Dispositifs basés sur l'aeroelastic flutter . . . . .	125
4.8	Phénomène de rayonnement acoustique d'une cavité . . . . .	126
4.9	Photographies du banc B2A de l'ONERA . . . . .	131
4.10	Schéma synoptique du dispositif expérimental . . . . .	132
4.11	Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,2 . . . . .	133
4.12	Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,3 . . . . .	133
4.13	Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,4 . . . . .	134
4.14	Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,5 . . . . .	134
4.15	Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,6 . . . . .	134
4.16	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 1 . . . . .	135
4.17	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 2 . . . . .	136
4.18	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 3 . . . . .	136
4.19	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 4 . . . . .	136
4.20	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 5 . . . . .	137
4.21	Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 6 . . . . .	137
4.23	Cotes de la membrane piézoélectrique . . . . .	139
4.24	Photographie de la cavité rectangulaire avec piézo . . . . .	139
4.25	Schéma synoptique du dispositif expérimental (2) . . . . .	140
4.30	Excitation aéroacoustique d'un résonateur de Helmholtz . . . . .	145
4.31	Schéma coté du résonateur de Helmholtz vu en coupe . . . . .	146
4.32	Photographie et vue 3D en coupe du résonateur . . . . .	147
4.33	Impédance de Rayleigh ( $Z_R$ ) d'une ouverture circulaire . . . . .	147
4.34	Architecture du circuit de gestion de l'énergie . . . . .	149
4.35	Schéma de principe du circuit SSHI parallèle . . . . .	150
4.36	Schéma de principe du convertisseur buck-boost . . . . .	150
4.37	Formes d'onde associées à la technique SSHI parallèle . . . . .	151
4.38	Schéma bloc de principe de la technique SSHI parallèle . . . . .	152
4.39	Schéma électrique des <i>breakers</i> . . . . .	153
4.40	Schéma du montage de test du convertisseur AC/DC . . . . .	154
4.42	Formes d'ondes de $V_p$ et $V_{GS}$ , pour $V_{in}=16 V_{pp}$ . . . . .	155
4.43	Puissance en sortie du convertisseur AC/DC . . . . .	155
4.44	Accrochage et décrochage de l'étage SSHI . . . . .	156
4.46	Schéma électrique du circuit oscillateur astable . . . . .	158
4.47	Formes d'ondes du convertisseur DC/DC . . . . .	159
4.49	Rendement et puissance de sortie pour $V_{in,oc}=6,61 V$ . . . . .	161
4.50	Rendement et puissance de sortie pour $V_{in,oc}=12 V$ . . . . .	161
4.51	Rendement et puissance de sortie pour $V_{in,oc}=18,9 V$ . . . . .	161
4.52	Rendement en fonction de $R_{load}$ à puissance incidente égale . . . . .	162
4.54	Evolution de l'impédance d'entrée $Z_{in}$ . . . . .	163
4.55	Variation de $V_{in}$ et $Z_{in}$ en fonction de $R_{load}$ . . . . .	164
4.57	Schéma du circuit d'équilibrage des supercondensateurs . . . . .	165
4.60	Deux implémentations d'un comparateur à hystérésis . . . . .	167
4.62	Photographie du circuit de gestion de l'énergie . . . . .	168
4.65	Profil du courant consommé par le datalogger . . . . .	171
4.67	Puissance en sortie pour différentes configurations du circuit . . . . .	172
4.68	Tension délivrée par la membrane piézoélectrique seule et avec l'étage SSHI . . . . .	173
4.69	Charge d'un condensateur pour différentes configurations . . . . .	173
4.71	Evolution de la tension de sortie du système complet . . . . .	174

A.1	Mise en évidence du seuil de commutation optimal . . . . .	185
-----	--	-----



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'HISTOIRE de l'aviation<sup>4</sup> nous apprend que cette discipline a fêté ses 110 ans le 17 décembre 2013, anniversaire du premier vol contrôlé d'Orville et de Wilbur Wright. S'il est un moyen de locomotion ayant connu sur cette période un développement spectaculaire, fait de ruptures technologiques majeures, c'est bien celui-là. A titre d'illustration mentionnons pour l'essentiel :

- l'apparition des *plus lourds que l'air*, il y a donc 110 ans,
- les grandes traversées (Manche, Méditerranée, Atlantique Nord et Sud...),
- l'évolution de la propulsion : moteurs à piston, turbopropulseurs, réacteurs, statoréacteurs,
- le passage du *mur du son* (Mach 1), puis du *mur de la chaleur* (Mach 3),
- l'évolution des matériaux de construction : toile et bois, alliages d'aluminium, aciers, plastiques, alliages de titane, matériaux composites, céramiques,
- l'introduction des servomoteurs et de l'Automatique pour le contrôle du vol,
- les commandes de vol électriques et l'introduction de l'ordinateur.

Initialement réservé à quelques pionniers, puis à des groupes restreints, le voyage aérien au long cours est maintenant totalement démocratisé. L'aéronautique commerciale civile – malgré la « crise » – est un domaine dynamique en forte croissance, tant au niveau des constructeurs, que des compagnies aériennes et des aéroports, et peut même être considérée comme un des moteurs de l'économie.

Toutefois, à l'orée du XXI<sup>e</sup> siècle, l'aéronautique est confrontée à de nombreux défis, telles la croissance du trafic, la sécurité et la sûreté, la préservation de l'environnement (émissions de polluants, bruit, recyclage des avions), la crise énergétique à court (renchérissement du carburant) et long terme (épuisement des carburants fossiles<sup>5</sup>). Pour relever ces défis, des actions sont en cours ou envisagées en ce qui concerne :

- la gestion du contrôle aérien (*Air Traffic Management*),
- l'architecture des aéroports,
- les moteurs (*Open Rotor* par exemple),
- les matériaux de construction, l'allègement des aéronefs,

---

4. Introduit au milieu du XIX<sup>e</sup> siècle, du mot latin *avis* (oiseau). Le mot *avion* sera lui proposé vers 1875 par Clément Ader, autre pionnier du domaine.

5. Un tel écart existe en termes de densité énergétique entre le kérosène et ses substituts (y compris électrochimiques pour la propulsion électrique) qu'il est souvent dit sous forme de plaisanterie que la dernière goutte de pétrole sur terre sera brûlée dans un avion (militaire sans doute, américain probablement !).

- l'aérodynamique (*Winglets, Sharklets. . .*),
- l'avion plus électrique (*More Electrical Aircraft – MEA*).

Des programmes de recherche sur ces thèmes sont soutenus par les pouvoirs publics ; citons par exemple le programme européen *Clean Sky*, la plate-forme *EPICE* du CORAC dans le cadre national des *Investissements d'Avenir*, ou le programme *Electra* soutenu par la Région Midi-Pyrénées. Nous avons personnellement œuvré dans ces deux derniers cadres, également soutenus par la DGA.

Le dernier thème de la liste ci-dessus, l'avion plus électrique, est un concept dans lequel les réseaux de puissance traditionnels présents dans un aéronef (mécanique, pneumatique, hydraulique et électrique), tous alimentés en énergie à partir du kérosène brûlé dans les moteurs<sup>6</sup>, seraient progressivement remplacés par un réseau de puissance principalement électrique (hors propulsion<sup>7</sup>, ce cadre-là relevant de *l'avion électrique*). Si le concept du MEA est depuis quelques années un sujet d'étude très actif partagé par beaucoup d'acteurs [6, 7] ce concept existe depuis la deuxième guerre mondiale [8]. Les objectifs depuis toujours poursuivis concernent la réduction de poids, ainsi que celle des coûts de fabrication et de maintenance. Nous retrouverons plus loin ces mêmes objectifs justifiant notre étude. Il n'est par ailleurs pas inintéressant de mentionner que les travaux sur le MEA s'inscrivent dans une démarche large caractérisée par trois étapes :

- *Fly-by-Wire* (commandes de vol électriques, introduites en aviation civile commerciale avec l'A320)
- *Drive-by-Wire* (élimination de liens physiques mécanique, pneumatiques ou hydrauliques entre capteurs et actionneurs)
- *Power-by-Wire* (actionneurs électriques)

Retenons pour l'instant que les développements dans le cadre du MEA induisent une augmentation de la taille et de la complexité des réseaux électriques.

Néanmoins, beaucoup des défis mentionnés plus haut seront sans doute relevés grâce à l'introduction de systèmes cyber-physiques [9] à tous les niveaux concernés (voir figure 1). Par système cyber-physique, il faut entendre réseau numérique permettant mesure de paramètres ou identification d'objets, calcul et transmission vers un point de collecte.

Les systèmes cyber-physiques trouvent et trouveront donc un usage dans le contrôle environnemental de la cabine passagers et la connexion d'équipements électroniques personnels, dans l'aide à la décision au profit des pilotes, dans l'identification du fret et de tous les équipements amovibles (ex : gilets de sauvetage) et charge utile (cargo et ravitaillement) par étiquettes RFID améliorées, dans l'insertion sécurisée et optimisée de l'avion dans son environnement au sol et en vol. Les réseaux de capteurs trouveront également un usage dans le suivi de vieillissement de la structure de l'aéronef et de ses composants. En effet, un avion évolue dans un environnement difficile (variations de températures et de pres-

6. Oubliant par souci de simplification le rôle de l'unité auxiliaire de puissance (*Auxiliary Power Unit – APU*) des diverses batteries, et de l'éolienne de secours parfois présente (*Ram Air Turbine – RAT*).

7. A noter toutefois le *Green Taxiing* dont plusieurs démonstrateurs existent.

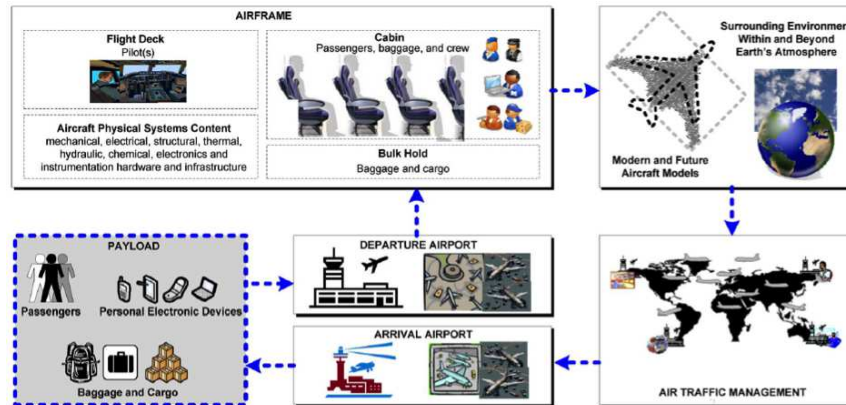


FIGURE 1 – Périmètre d'action des systèmes cyber-physiques lors du transport de la charge utile (d'après [9]).

sion, humidité, vibrations, poussières, chocs aviaires, ...) et les composants le constituant sont de plus pour certains soumis à des contraintes internes supplémentaires (températures en zones moteur et freins, charge acoustique en zone moteur, contraintes et efforts mécaniques, liquides corrosifs, ...). Les opérations d'inspection et de maintenance sont donc essentielles. Elles sont classiquement organisées périodiquement, anticipant sur les défaillances ou les pertes d'efficacité prévisibles. Le suivi de vieillissement (*Health Monitoring*) par réseaux de capteurs installés à demeure (figure 2) permettrait par contre de ne décider d'opérations de maintenance que lorsque cela serait nécessaire, économisant ainsi du temps (en particulier pour les zones difficiles d'accès).

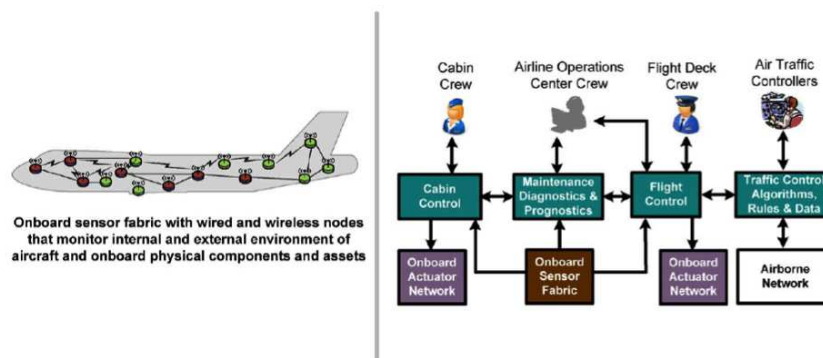


FIGURE 2 – Réseaux de capteurs embarqués sur avion (d'après [9]).

En ce qui concerne le suivi du vieillissement structurel (*Structural Health Monitoring* – SHM), l'utilisation d'un réseau de capteurs autoriserait de surcroît la réduction des marges de sécurité mécaniques aujourd'hui employées dans le cadre d'une maintenance périodique basée sur des intervalles de temps fixes, et conduirait donc à un allègement de la structure et à une économie de carburant par passager transporté. Toutefois, si tous les grands constructeurs aéronautiques mènent des activités de R&D dans ce domaine [10], ces systèmes ne sont pas aujourd'hui très répandus en aéronautique civile<sup>8</sup>.

8. A noter néanmoins la technologie filaire *asis* d'Ultra Electronics, dont le marché principal visé est toutefois militaire.

Les réseaux à déployer pour le SHM peuvent être filaires ou sans fil, utilisant dans ce cas des fréquences dédiées, appuyés par des protocoles éventuellement sophistiqués (multi-saut, agrégation de données, reconfiguration, mesure périodique, ou à la demande, ou sur détection d'évènement). Toutefois, le déploiement d'un réseau filaire se heurte à la complexité des réseaux électriques déjà présents dans les avions commerciaux, réseaux dont la taille est plutôt appelée à croître dans le cadre des projets MEA comme nous l'avons vu. La figure 3 donne quelques valeurs quantitatives de longueurs de câblage pour un avion de ligne, un avion de combat, et une automobile à titre de référence. Pour évaluer la complexité du câblage, nous proposons également la comparaison de la longueur totale de câble par mètre linéaire. Enfin, dans le cas de l'A380 où cette valeur nous était approximativement connue, nous avons fait figurer la longueur *supplémentaire* des câbles déployés lors des essais en vol.

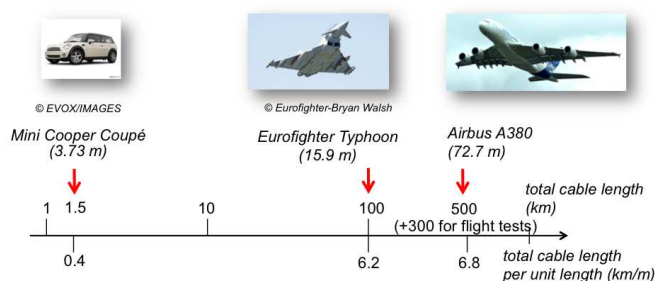


FIGURE 3 – Longueurs de câbles et complexité des réseaux électriques.

D'après la figure 3, il apparaît clairement que la complexité des câblages des avions d'armes et des avions de ligne est élevée, source d'erreurs et de délais (effectivement parfois rencontrés lors des premiers assemblages de nouveaux aéronefs). Le poids du câblage n'est pas non plus à négliger, expliquant l'usage de câbles en aluminium au lieu de cuivre pour une partie du réseau de certains avions. L'instrumentation déployée lors des essais en vol aggrave encore cette complexité, sachant que l'avion n'a pas été conçu pour ce réseau provisoire. De plus, la présence massive de matériaux composites interdit aujourd'hui de percer les cloisons qui font obstacle à ce déploiement provisoire. Sur les avions de combat la contrainte de la place est encore plus forte, et il peut arriver que le logement du canon par exemple soit utilisé pour placer les racks électroniques collectant les données. En conclusion, il est évident que tout concourt à ce que le déploiement d'un réseau de capteurs pour SHM (ou à terme pour essais en vol) passe par un réseau sans fil (*Wireless Sensor Network* – WSN). C'est fort logiquement dans ce cadre que nous avons travaillé.

La conséquence matérielle du choix d'une architecture sans fil est que chaque nœud du réseau se doit d'être autonome en énergie. Les options qui s'offrent alors au concepteur sont résumées sur la figure 4.

Il est tout d'abord loisible d'utiliser des batteries électrochimiques pour stocker l'énergie nécessaire au fonctionnement du nœud. La densité énergétique la plus élevée et les courants d'auto-décharge les plus faibles sont obtenus avec des batteries non rechargeables (*primary batteries*) : densités de 200 à 250 Wh/kg pour les batteries alcalines et lithium, et

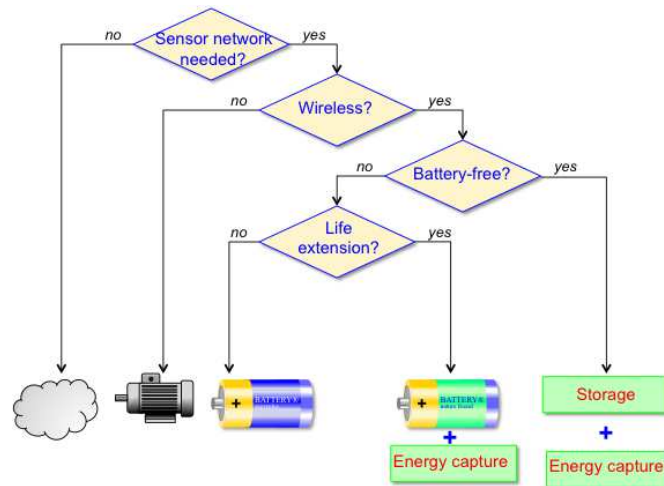


FIGURE 4 – Arbre de décision et autonomie énergétique.

autodécharge inférieure à 1% par an. Toutefois, la nécessité de remplacer les batteries vides annihile une bonne partie des bénéfices apportés par la fonction du WSN. L'alternative est d'utiliser des batteries rechargeables (*secondary batteries*) couplées à un transducteur d'énergie capturant l'énergie présente dans l'environnement du nœud. Les densités d'énergie sont un peu plus faibles : environ 75 à 150 Wh/kg pour les batteries NiMH et Li-ion. Malheureusement, batteries rechargeables ou non partagent une grande sensibilité aux températures extrêmes (froides ou chaudes) rencontrées dans certaines zones d'un avion de ligne, interdisant leur utilisation. Les Li-ion, les plus performantes, sont également particulièrement sensibles aux décharges profondes, ou aux charges mal conduites. Dans les circonstances ci-dessus, la cellule la plus exposée de la batterie peut s'emballer thermiquement, prendre feu, et communiquer cet emballement aux cellules adjacentes. Les déboires qu'a connu le Boeing 787 Dreamliner en 2013 sont là pour en témoigner.

Dans le cadre de notre étude, menée à travers plusieurs partenariats avec la société Airbus, nous nous sommes donc orientés vers une autonomie énergétique basée sur la récupération d'énergie ambiante, couplée avec un stockage capacitif, de faible densité énergétique mais sans risque.

Dans la suite de cette étude, nous développerons tout d'abord le concept et les stratégies énergétiques possibles pour les capteurs sans fil autonomes dans le contexte aéronautique.

Nous présenterons ensuite plus en détails les résultats que nous avons obtenus avec deux sources d'énergie environnementale. La première utilise les gradients thermiques pour produire de l'énergie électrique par l'intermédiaire de thermogénérateurs exploitant l'effet Seebeck. Nous avons opté pour ce principe notamment du fait de l'offre commerciale large, et de la présence dans un avion de nombreux gradients thermiques.

Corrélativement, et en nous appuyant sur les scénarios sur lesquels nous avons travaillé, nous étudierons le stockage d'énergie électrostatique



utilisant des supercondensateurs, développant en particulier une méthode brevetée de stockage adaptatif.

Enfin, et dans un cadre plus exploratoire, nous exposerons les premiers résultats obtenus lors d'essais de récupération d'énergie aéro-acoustique. Bien évidemment nous tenterons d'identifier quelques perspectives de recherche dans la conclusion.

# CAPTEURS SANS FIL AUTONOMES DANS L'AÉRONAUTIQUE

1

## SOMMAIRE

1.1	CAPTEURS SANS FIL AUTONOMES . . . . .	9
1.1.1	Historique . . . . .	9
1.1.2	Usages et applications . . . . .	10
1.1.3	Autonomie énergétique . . . . .	13
1.2	PROCÉDÉS DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE . . . . .	15
1.2.1	Energie cinétique . . . . .	15
1.2.2	Energie électromagnétique . . . . .	21
1.2.3	Energie thermique . . . . .	24
1.3	MÉTHODES DE STOCKAGE D'ÉNERGIE . . . . .	27
1.3.1	Stockage électrochimique . . . . .	27
1.3.2	Stockage électrostatique . . . . .	29
1.3.3	Micro-dispositifs de stockage . . . . .	31
1.4	STRATÉGIES DE GESTION D'ÉNERGIE . . . . .	32
1.4.1	Conversion AC/DC . . . . .	32
1.4.2	Conversion DC/DC . . . . .	34
1.4.3	Multi-sources . . . . .	39
1.5	CONTEXTE AÉRONAUTIQUE ET POSITIONNEMENT DE LA THÈSE . . . . .	41
1.5.1	Les capteurs autonomes dans le contexte aéronautique . . . . .	41
1.5.2	Positionnement de la thèse . . . . .	43

L'INDUSTRIE aéronautique compte parmi les principaux demandeurs de capteurs sans fil. Il s'agit en effet d'un important moteur de l'activité économique et ses acteurs, bien qu'assez peu nombreux, se livrent à une forte concurrence, accentuée par l'émergence de nouveaux protagonistes (Brésil, Chine, Russie, ...). Dans ce contexte, ce secteur est de fait marqué par un fort besoin de ruptures technologiques.

Parallèlement, ces dernières années témoignent d'une rapide évolution dans le domaine des systèmes électroniques sans fil. Cette évolution, notamment en termes de consommation d'énergie, de taille et de coût, permet d'envisager le déploiement en grand nombre de capteurs sans fil autonomes. Leur intégration étroite au sein de systèmes cyber-physiques est considérée comme un moteur majeur des cent prochaines années de croissance du transport aérien [9].

Aujourd'hui, l'autonomie énergétique des capteurs sans fil est à la fois une condition (presque) nécessaire et un verrou technologique considérable. Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse visent à proposer des solutions pour l'alimentation en énergie électrique de capteurs sans fil, essentiellement destinés à être installés à bord d'un avion.

Ce premier chapitre a pour but de situer le contexte de ce travail. Une première partie présentera le cadre général des capteurs sans fil, en s'intéressant à leur évolution, leurs caractéristiques essentielles et leur champ d'application. Nous évoquerons en particulier la question de l'autonomie énergétique qui sous-tend le thème de la récupération d'énergie ambiante.

Par la suite, nous présenterons les aspects scientifiques et technologiques associés à ce thème de recherche selon trois grands axes :

1. la récupération de l'énergie ambiante,
2. le stockage embarqué de l'énergie électrique,
3. la gestion de l'énergie en situation d'autonomie énergétique.

Suivant chacun de ces axes, nous ferons un tour d'horizon des techniques existantes et des dispositifs développés jusqu'à aujourd'hui.

Enfin, nous conclurons ce chapitre en situant le contexte applicatif dans lequel s'inscrivent nos travaux, nous préciserons alors les objectifs poursuivis dans le cadre de cette thèse.

## 1.1 CAPTEURS SANS FIL AUTONOMES

### 1.1.1 Historique

Si la première expérience de réseau de capteurs sans fil (*Wireless Sensor Network*, abrégé WSN) remonte vraisemblablement à l'époque de la guerre froide<sup>1</sup>, ce concept connaît un réel essor depuis l'introduction du projet *Smart Dust* à la fin des années 90. Celui-ci voit le jour à l'université de Berkeley et est associé à l'équipe du Pr. Pister, qui propose en 1997 la description d'objets de taille millimétrique (fig.1.1), organisés en réseau, capables de réaliser des mesures dans leur environnement et de transmettre des informations de façon autonome [12]. Cette vision, concrétisée cinq ans plus tard [13], fait figure de l'événement ayant donné l'élan aux efforts de recherche d'une communauté scientifique grandissante.

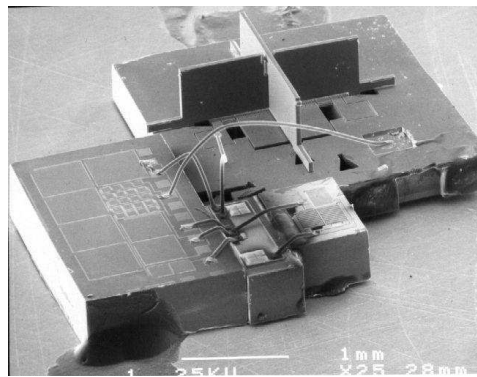


FIGURE 1.1 – Prototype de Smart Dust alimenté par une cellule solaire [13]

L'émergence de ce nouveau sujet de recherche s'inscrit dans le contexte d'importants progrès en microélectronique. L'augmentation de la densité d'intégration, en suivant la loi de Moore, permet la miniaturisation des circuits électroniques. En outre, la réduction de la consommation électrique (suivant une tendance parfois appelée *Koomey's Law* [14], voir fig. 1.2) permet d'étendre leur autonomie et autorise, associée aux progrès réalisés dans le domaine des dispositifs de stockage, une importante réduction du poids et du volume des systèmes embarqués.

Enfin, les nouveaux procédés de micro-fabrication ouvrent la voie à l'intégration de systèmes électro-mécaniques (MEMS) vers les années 80 et, plus récemment à la tendance baptisée *more than Moore*. Cette tendance à intégrer sur une même puce – ou dans un même boîtier – des fonctions diversifiées (circuits RF, capteurs, gestion de l'énergie, protections, ...) contribue à l'émergence de systèmes autonomes totalement intégrés.

C'est au cours des dix dernières années que la convergence de ces avancées technologiques commence à produire des résultats significatifs [15, 13]. Au fur et à mesure que de nouveaux démonstrateurs voient le jour, l'éventail des applications potentielles s'élargit et entraîne la demande des industriels. Un marché se développe et stimule la création de start-ups spécialisées dans les réseaux de capteurs sans fil – d'ailleurs souvent portées par des équipes universitaires – tandis que des acteurs du marché des capteurs industriels tels que MicroStrain, Crossbow, développent leur

<sup>1</sup>. à l'occasion de projets de surveillance électronique de zones d'opérations militaires (cf. [11]).



FIGURE 1.2 – Evolution de la capacité de calcul des circuits électroniques par kWh, d'après [14]

offre autour du sans fil et de la mise en réseau de leurs produits [16, 17]. En 2002, le professeur Pister est co-fondateur de la société Dust Networks, qui propose des solutions WSN pour des applications industrielles variées.

Ainsi, des produits commerciaux sont proposés dès le début des années 2000. La multiplication des différentes solutions commercialisées fait naître le besoin de standardisation afin de rendre les systèmes inter-opérables. C'est dans ce contexte qu'apparaissent le standard IEEE 802.15.4, puis des protocoles sans fil tels que ZigBee, WirelessHART, etc. . .

Dust Networks est rachetée en 2011 par le fondateur Linear Technology, à l'instar de Meshnetics, rachetée par Atmel en 2009, ou encore Ember, rachetée par Silicon Labs en 2012. L'intégration des technologies WSN au portefeuille technologique de grands fabricants de circuits intégrés révèle l'importance du rôle que celles-ci sont amenées à jouer demain. Dans son rapport *Wireless Sensor Networks 2012-2022* [18], la société de veille industrielle IDTechEx affirme que le marché des réseaux de capteurs sans fil pèse aujourd'hui 450 millions de dollars et devrait atteindre 2 milliards de dollars d'ici 2022.

### 1.1.2 Usages et applications

Bien entendu, les réseaux de capteurs sans fil ne se limitent pas à la poussière intelligente des terrains militaires, mais s'étendent aux concepts d'« intelligence ambiante » et d'« Internet des objets ». Ces termes supposent notamment une dissémination à grande échelle et une connectivité accrue des objets et environnements de notre quotidien au réseau informatique planétaire. Un comité d'experts du CNRS affirme ainsi, dans un rapport sur l'intelligence ambiante publié en 2008 [19], que celle-ci « est appelée à devenir un pilier déterminant de l'économie ».

Le champ d'application de cette technologie émergente s'étend ainsi à de nombreux domaines : médical, biologie, défense, génie civil, domo-

tique, transports, ... Les capteurs sans fil sont amenés à assurer des fonctions aussi variées que l'étude d'un milieu naturel [20], la mesure de paramètres physiologiques d'une personne [21], ou encore la surveillance de l'intégrité d'ouvrages de génie civil [22, 23] (voir fig. 1.3).

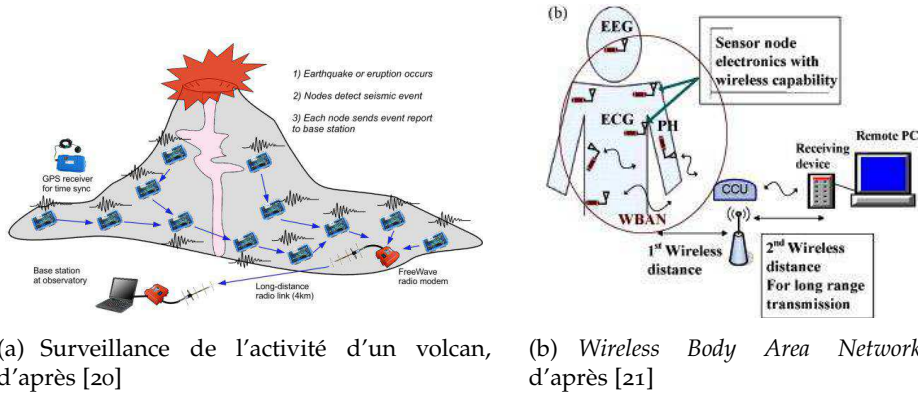


FIGURE 1.3 – Exemples d'applications de réseaux de capteurs sans fil

Lorsque ces capteurs sont organisés en réseau, chaque capteur constitue un « nœud » du réseau. Par essence, un capteur sans fil autonome possède la capacité de mesurer une ou plusieurs grandeurs physiques (température, humidité, concentration d'une espèce chimique, vibration mécanique, ...) et de transmettre une information (résultat d'une mesure, signal d'alerte, ...) par le biais d'un canal de transmission sans fil (radiofréquence, acoustique, optique, ...). La figure 1.4 illustre l'architecture ainsi décrite d'un capteur sans fil autonome. Pour compléter cette illustration par des données concrètes et chiffrées, le tableau 1.1 présente les capacités matérielles du Waspnote de Libelium [24].

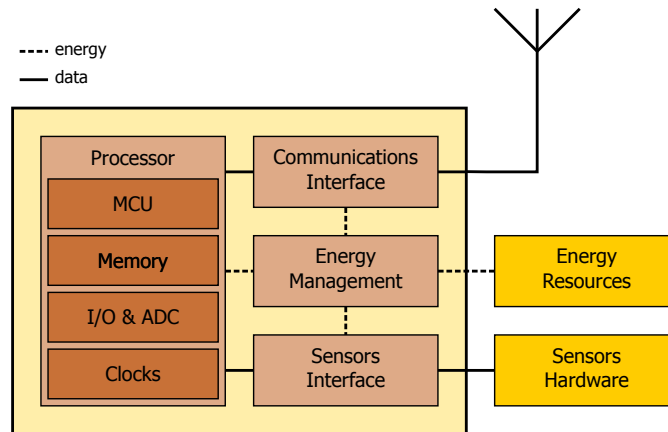


FIGURE 1.4 – Architecture typique d'un nœud capteur sans fil

En outre, un réseau de capteurs peut être déployé puis abandonné à la réalisation de sa mission (*unattended sensors*). Dans ce cas, il est envisageable de doter les nœuds de fonctionnalités supplémentaires comme le positionnement, l'auto-organisation [25, 26], ainsi que d'actionneurs leur permettant de se déplacer, s'orienter, et plus généralement d'interagir avec leur environnement [27, 28].

De façon récurrente, les capteurs sans fil sont conçus spécifiquement de manière à répondre à une certaine mission dans un environnement

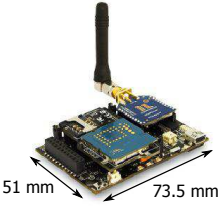
Microcontrôleur	Atmel 8-bit ATmega1281	
Stockage de données	128 kB Flash + 2 GB SD Card	
Horloge	RTC (32 kHz)	
Tension	3.3V - 4.2V	
Capteurs inclus	Température, Accéléromètre	
Entrées/Sorties	7 entrées analogiques, 8 entrées/sorties numériques, 1 PWM 2 UART, 1 I <sup>2</sup> C, 1 USB	
Interfaces de communication sans fil		
Protocole	Bande radio	
802.15.4 - Zigbee	868/900/2400 MHz	
802.11b/g - WiFi	2400 MHz	
Bluetooth	2400 MHz	
GSM/GPRS	850/900/1800/1900 MHz	
Consommation électrique		
Mode ON	9 mA	
Mode Sleep	62 $\mu$ A	
Mode Hibernate	0.7 $\mu$ A	

TABLE 1.1 – Caractéristiques matérielles du nœud sans fil Waspmote [24]

bien défini. Au-delà de son impact sur les capacités matérielles des nœuds du réseau, la diversité des champs d'application conduit à élaborer différentes stratégies de communication [29, 30], comme l'illustre la figure 1.5. Si un réseau de capteurs sans fil comporte typiquement au moins un nœud de collecte (*sink*), celui-ci peut recevoir les informations issues des autres nœuds par une transmission directe (fig. 1.5(a)) ou bien après plusieurs retransmissions de plus courte portée (figs. 1.5(b) et 1.5(c)). A la différence des réseaux câblés, ces différentes manières de router les informations échangées au sein du réseau peuvent impacter de façon notable la durée de vie de celui-ci, du fait du budget énergétique restreint de chacun des nœuds.

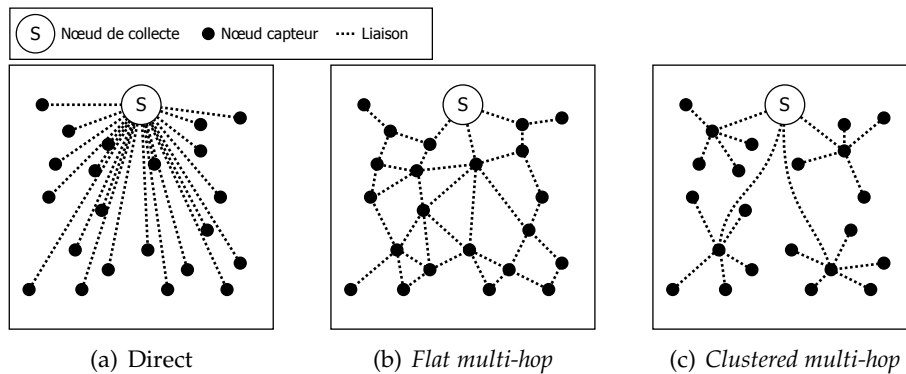


FIGURE 1.5 – Différentes topologies de communications réseau, d'après [31]

Il est aujourd'hui admis que la prise en compte de la consommation d'énergie est une nécessité pour tout protocole de communication ou stratégie de routage dédiés aux WSN [29, 30, 32]. Cela témoigne du fait que la fonctionnalité des nœuds, qui sont d'un point de vue "haut niveau" des agents d'un réseau sans fil, est conditionnée par leur ressource en énergie.

### 1.1.3 Autonomie énergétique

Les capteurs sans fil ne peuvent, par essence, tirer leur énergie d'un réseau câblé. Cela implique *de facto* leur autonomie énergétique. Ainsi, les premiers capteurs sans fil développés (voir figure 1.6), comme la plupart des systèmes électroniques portables, sont alimentés par une batterie, qu'elle soit rechargeable ou non.



FIGURE 1.6 – Capteurs sans fil commerciaux alimentés par batterie

L'emploi de batteries comme ressource d'énergie pose une limite sur la durée de vie du nœud et/ou sur la nature ou le nombre d'actions que celui-ci peut réaliser. Typiquement, les capteurs sans fil sont en veille la plupart du temps et sont activés pendant de courtes durées pour effectuer leur tâche. Le rapport cyclique  $\delta$  entre ces deux modes de fonctionnement impacte fortement l'autonomie du nœud, comme l'illustre la figure 1.7.

En considérant un capteur sans fil doté d'une batterie de capacité  $C_{batt}$  (en mAh), consommant un courant  $I_{ON}$  (en mA) lorsqu'il est activé et  $I_{sleep} \ll I_{ON}$  lorsqu'il est en veille, son autonomie (en h) peut, en première approximation, être exprimée par :

$$autonomie = \frac{C_{batt}}{I_{sleep} + \delta I_{ON}} \quad (1.1)$$

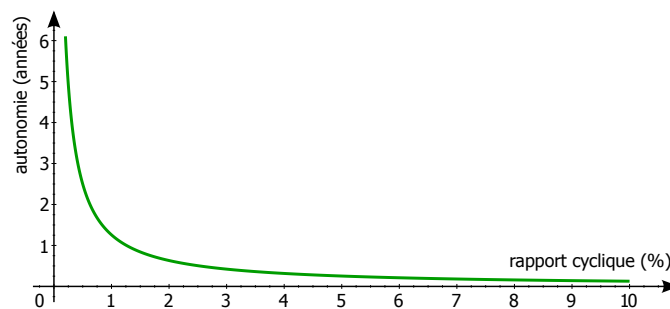


FIGURE 1.7 – Impact du rapport cyclique sur l'autonomie

La courbe de la figure 1.7, tracée d'après les données constructeur du Waspote de Libelium [24], montre qu'une autonomie de 2 ans est théoriquement atteignable à condition de maintenir le rapport cyclique inférieur à 0,6 %. Cela revient à fixer une borne supérieure en ce qui concerne la fréquence de mesure du capteur.

On peut naturellement envisager de remplacer les batteries lorsqu'elles sont épuisées, toutefois cela n'est, en pratique, que très rarement acceptable compte tenu du coût supplémentaire que cela engendre et de la question du recyclage.

En somme, les capteurs sans fil alimentés sur batterie se limitent aujourd'hui aux applications dont la durée de vie espérée est courte, ou dont le paramètre à mesurer évolue lentement. Pour la grande majorité des applications industrielles – pour lesquelles une longue durée de vie



et un faible besoin de maintenance résident parmi les avantages les plus attendus des WSN – le problème de la ressource énergétique constitue le principal frein au déploiement à grande échelle de cette technologie [33].

L'état de l'art des technologies de stockage oblige aujourd'hui à un compromis peu satisfaisant entre autonomie, coûts de maintenance, encombrement et poids des systèmes. Comme le montre la figure 1.8, l'évolution des dispositifs de stockage d'énergie, en terme de densité d'énergie, suit une tendance nettement plus lente que les autres technologies associées aux systèmes électroniques nomades [34].

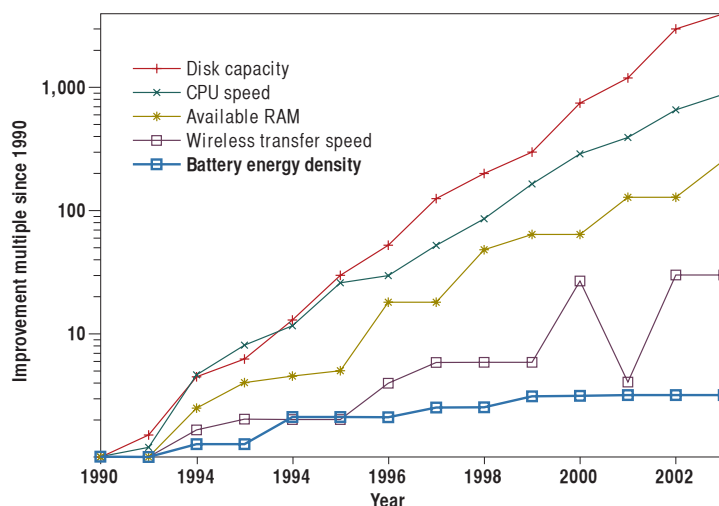


FIGURE 1.8 – Evolution des technologies pour l'électronique nomade, d'après [34]

Cette tendance ne permet pas d'envisager à court terme la rupture nécessaire au développement des WSN, c'est pourquoi la recherche d'une voie alternative s'impose. Le verrou principal étant lié à la trop forte contrainte imposée par le stockage d'énergie comme unique ressource, la récupération d'énergie dans l'environnement du capteur fournit une solution crédible au problème de l'autonomie des capteurs sans fil.

## 1.2 PROCÉDÉS DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE

Dans l'objectif de surpasser les limitations liées à l'autonomie énergétique des capteurs sans fil, la récupération d'énergie ambiante s'affirme progressivement comme une technologie-clé [35, 33, 36]. Celle-ci doit permettre la réduction du poids et du volume occupés par les dispositifs de stockage, supprimer la nécessité de remplacer les batteries (et le coût associé), et allonger l'autonomie de manière significative.

On distingue couramment deux approches : la récupération d'énergie au fil de l'eau (*energy harvesting*) et la récupération d'énergie opportuniste (*energy scavenging*). Dans le premier cas de figure, la ressource est présente et accessible en permanence ; dans le second, la ressource est accessible par intermittence. La disponibilité de la ressource est en effet un facteur important vis-à-vis des besoins de stockage et des stratégies de gestion de l'énergie.

On parle de *récupération d'énergie ambiante* dès lors que l'on met en œuvre un système capable de convertir en énergie électrique une autre forme d'énergie (cinétique, thermique, électromagnétique, etc. . .) présente dans l'environnement du capteur. Hormis l'énergie solaire, les sources d'énergie les plus étudiées résultent d'activités humaines ; citons par exemple les vibrations d'une machine tournante, la chaleur dégagée par un moteur ou encore le rayonnement électromagnétique émis par une antenne radio. Cette production locale d'énergie exploite une ressource qui serait autrement perdue. Néanmoins cela ne peut avoir lieu sans perturber – de façon parfois négligeable – l'environnement en question ; ainsi, la récupération d'énergie de vibrations mécaniques contribue inévitablement à leur amortissement.

Généralement, la connaissance des principes physiques mis en jeu et des technologies associées est déjà établie, notamment du fait de leurs applications dans le domaine des capteurs ou des actionneurs. Les transducteurs employés pour la récupération d'énergie sont souvent issus de l'adaptation et/ou de la miniaturisation de dispositifs traditionnellement développés pour réaliser une mesure. Toutefois, alors qu'un récupérateur d'énergie est optimisé pour extraire un maximum d'énergie, un transducteur destiné à la mesure est en principe optimisé pour être sensible à un paramètre physique en perturbant le moins possible son environnement. Cela justifie le développement de nouveaux dispositifs dont la conception est spécifiquement orientée vers la récupération d'énergie.

### 1.2.1 Energie cinétique

La récupération d'énergie cinétique consiste à convertir l'énergie mécanique ambiante en énergie électrique. Cette ressource est disponible dans bon nombre d'environnements, notamment sous forme de vibrations, d'impacts ou d'autres types de déplacement. La récupération d'énergie cinétique est possible dans des contextes d'applications liés à l'industrie, aux transports, aux structures ou encore au mouvement humain.

Trois principaux types de générateurs sont employés, mettant en œuvre les mécanismes de transduction piézoélectrique, électrostatique et électromagnétique. Ces mécanismes permettent de générer de l'électricité

à partir d'une contrainte mécanique ou du déplacement relatif qui a lieu dans le système.

### Transduction piézoélectrique

Les matériaux piézoélectriques se polarisent lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique. On rencontre cet effet dans des monocristaux (quartz), des céramiques (PZT), des polymères (PVDF) ou encore des oxydes en couche mince (ZnO). Le comportement de ces matériaux est anisotrope, c'est pourquoi il est caractérisé par des constantes qui dépendent de la direction considérée<sup>2</sup>. La figure 1.9 illustre les deux modes les plus couramment employés pour la récupération d'énergie.

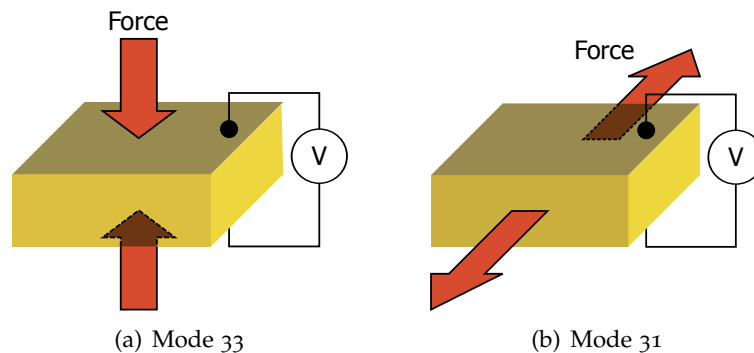


FIGURE 1.9 – Principaux modes piézoélectriques employés pour la récupération d'énergie

Propriété		soft PZT	PVDF	AlN
Type de matériau		céramique	polymère	couche mince
Coefficient de couplage électro-mécanique	$k_{31}$	0,44	0,11	
	$k_{33}$	0,75	0,16	0,3
Constante piézoélectrique ( $10^{12}$ m/V ou C/N)	$d_{31}$	320	20	2,625
	$d_{33}$	650	30	6,83
Température de Curie (°C)	$T_C$	200	~ 150	•

TABLE 1.2 – Coefficients piézoélectriques de quelques matériaux courants [37, 38]

Différentes géométries de récupérateurs ont été proposées [39, 40, 41, 37, 42, 43] : poutre, membrane, « cymbale » ... La disposition qui revient le plus souvent – probablement la plus étudiée – est la poutre encastree à une extrémité, l'autre extrémité étant libre et accueillant généralement une masse sismique permettant notamment d'abaisser la fréquence de résonance mécanique et d'amplifier les déformations subies. Cette configuration permet de convertir le déplacement de la structure en une contrainte dans le matériau piézoélectrique : le récupérateur travaille ainsi en flexion et peut être soumis à des déformations d'amplitude relativement importante. Dans ce cas de figure, la contrainte est appliquée dans une direction perpendiculaire à la direction de polarisation, c'est le mode 31 qui prédomine.

Alternativement, il est possible de faire travailler l'élément piézoélectrique en compression, afin d'exploiter les coefficients 33, sensiblement plus élevés que les coefficients 31 (voir tableau 1.2); toutefois, les contraintes en compression sont typiquement d'amplitude nettement inférieures à celles subies en flexion.

2. La direction 3 indique que les matériaux sont polarisés selon leur épaisseur.

Quelques figures de mérite ont été suggérées [39, 44, 45], sur la base des caractéristiques physiques des matériaux. S. Priya [46] propose de considérer une expression valable à la résonance (éq. 1.2) et une autre expression s'appliquant aux dispositifs fonctionnant hors résonance (éq. 1.3). Dans le cas de dispositifs opérant dans le mode  $31$ , celles-ci s'écrivent :

$$FOM_{\text{on}} = \frac{k_{31}^2 \cdot Q_m}{s_{11}^E} \quad (1.2)$$

$$FOM_{\text{off}} = \frac{d_{31} \cdot g_{31}}{\tan \delta} \quad (1.3)$$

avec :

$Q_m$  : le facteur de qualité mécanique,

$s_{11}^E$  : la compliance élastique ( $\text{m}^2/\text{N}$ ),

$\tan \delta$  : le facteur de pertes diélectriques.

De nombreux exemples de récupérateurs piézoélectriques ont été proposés dans la littérature [47, 48, 49, 50], avec une importante tendance à l'intégration de micro-générateurs sur substrat silicium (fig. 1.10).

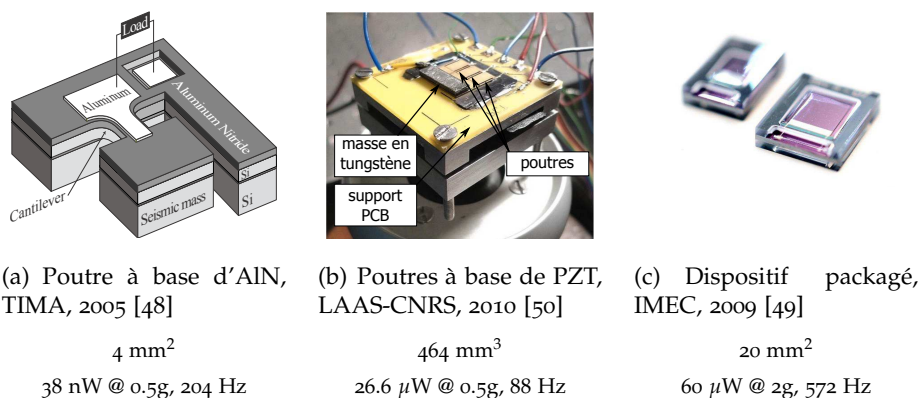


FIGURE 1.10 – Générateurs piézoélectriques développés en laboratoire

Quelques générateurs piézoélectriques sont commercialement disponibles, principalement sous la forme de poutres (fig. 1.11).

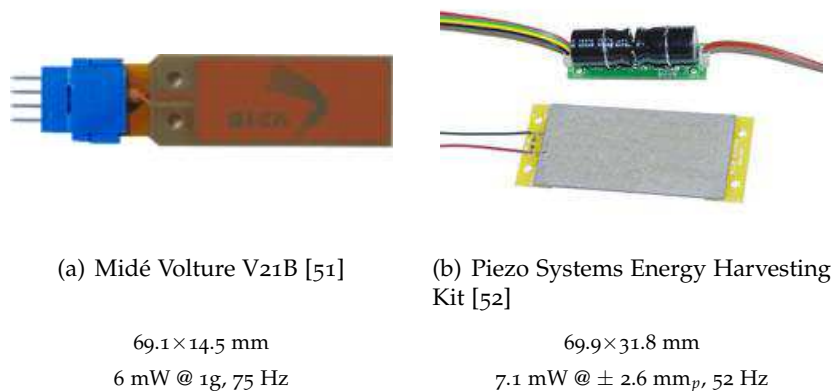


FIGURE 1.11 – Générateurs piézoélectriques commerciaux

### Transduction électrostatique

Ce mécanisme de transduction est basé sur la variation d'une capacité résultant du déplacement d'une armature mobile par rapport à une armature fixe. Ce type de dispositif peut-être opéré de deux façons :

- **charge fixe** : possédant initialement une charge  $Q_a$ , les variations de la capacité induisent à ses bornes une tension variable ; l'énergie produite par la fluctuation de la capacité vaut :

$$E = \frac{1}{2} Q_a^2 \left( \frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) = \frac{1}{2} (C_{max} - C_{min}) V_{max} V_{start}$$

- **tension fixe** : une tension constante  $V_{max}$  est appliquée aux bornes de la capacité, ses variations provoquent alors la circulation de charges entre ses armatures, et l'énergie produite vaut alors :

$$E = \frac{1}{2} (C_{max} - C_{min}) V_{max}^2$$

La figure 1.12 illustre les cycles de conversion correspondant à ces deux modes opératoires. Le cycle à charge fixe correspond au chemin  $ABD$ , le cycle à tension fixe au chemin  $ACD$ . La différence entre les deux aires ainsi décrites témoigne bien de la supériorité du cycle à tension fixe (dans un rapport  $V_{max}/V_{start}$ ) en termes d'énergie produite par cycle.

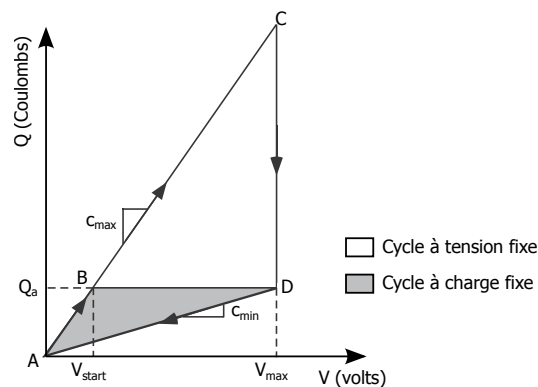


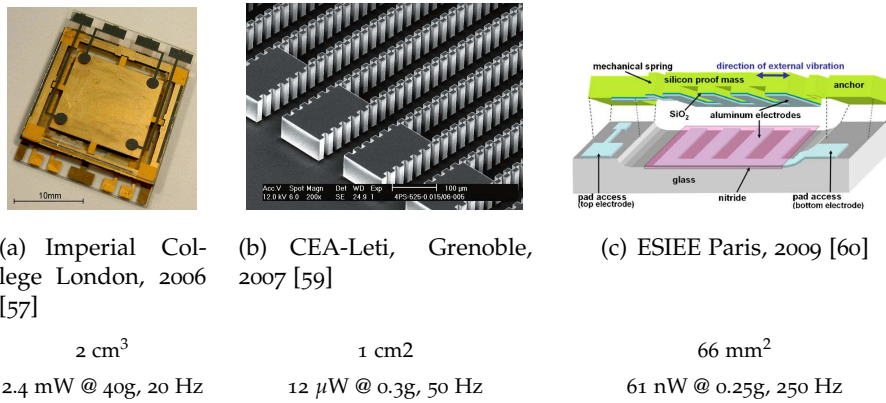
FIGURE 1.12 – Cycles de conversion des générateurs électrostatiques, d'après [53]

Les dispositifs à charge fixe produisent donc moins d'énergie, mais la polarisation initiale requise ( $V_{start}$  sur la figure 1.12) est moins contraignante que dans le cas des dispositifs à tension fixe.

A moins d'utiliser un électret [54], ce mode de transduction nécessite un circuit de polarisation pour être en mesure de générer de l'énergie, ce qui représente un inconvénient notable dans un contexte d'autonomie énergétique.

D'un autre côté, les générateurs électrostatiques possèdent l'atout d'être relativement faciles à intégrer en technologie silicium, ce qui en fait de bons candidats pour des systèmes fortement miniaturisés et bas coût. Bien que cette technologie n'apparaisse pas encore dans des produits commerciaux<sup>3</sup>, plusieurs prototypes en technologie MEMS ont été proposés par des équipes universitaires [47, 56, 57, 58, 59, 60].

3. le Pr. Suzuki de l'Université de Tokyo a cependant contribué au lancement de l'*Electret Energy Harvester Alliance*, qui annonce aujourd'hui être en mesure de commercialiser un micro-générateur à électret [55].



(a) Imperial College London, 2006 [57]

(b) CEA-Leti, Grenoble, 2007 [59]

(c) ESIEE Paris, 2009 [60]

2 cm<sup>3</sup>  
2.4 mW @ 40g, 20 Hz

1 cm<sup>2</sup>  
12 µW @ 0.3g, 50 Hz

66 mm<sup>2</sup>  
61 nW @ 0.25g, 250 Hz

FIGURE 1.13 – Générateurs électrostatiques développés en laboratoire

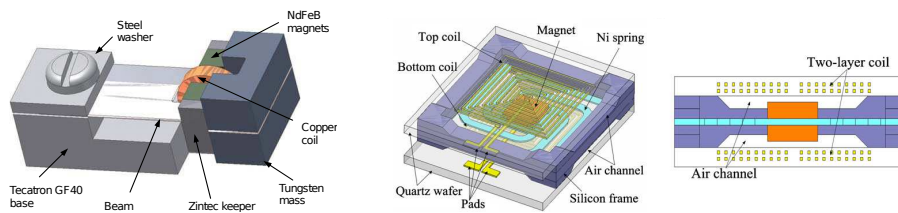
### Transduction électromagnétique

Les générateurs électromagnétiques sont basés sur la loi d'induction électromagnétique de Faraday. Un conducteur électrique soumis à un champ magnétique variable présente à ses bornes une force électromotrice  $E$  proportionnelle à la variation du flux  $\phi$  du champ magnétique :

$$E = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.4)$$

Pour l'essentiel des réalisations pratiques, le champ magnétique provient d'un aimant permanent, en mouvement par rapport à un enroulement de fil conducteur. L'alliage Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) permet aujourd'hui de réaliser les aimants les plus puissants pour un volume donné.

Les générateurs électromagnétiques peuvent s'avérer très efficaces pour convertir l'énergie cinétique, à condition de disposer d'un volume peu contraint. La miniaturisation des éléments inductifs conduit typiquement à d'importantes pertes de rendement [36], ce qui rend l'intégration de ces dispositifs délicate.



(a) University of Southampton, 2007 [61]

(b) Anhui University, 2012 [62]

0.15 cm<sup>3</sup>  
46 µW @ 0.06g, 52 Hz

0.32 cm<sup>3</sup>  
21.2 µW @ 0.82g, 280 Hz

FIGURE 1.14 – Générateurs électromagnétiques développés en laboratoire

La figure 1.14 ci-dessus illustre quelques exemples de dispositifs développés en laboratoire. Dans les exemples présentés, l'aimant permanent sert de masse sismique et peut être attaché à une poutre, une membrane ou quelque structure que ce soit capable de stocker de l'énergie élastique.

Deux sociétés proposent des générateurs électromagnétiques (voir fig. 1.15), principalement destinés à récupérer l'énergie vibratoire de machines alimentées sur le secteur. Bien que ces dispositifs soient capables de produire plusieurs milliWatts dans des conditions standard (accélération  $< 1g$ ), ils présentent toutefois un volume et un poids (entre 430g et  $\approx 1kg$ ) qui les disqualifient pour de nombreuses applications systèmes embarqués.



(a) Perpertuum Ltd, UK [63]	(b) Ferro Solutions, USA [64]
$170 \text{ cm}^3$	$230 \text{ cm}^3$
$5.2 \text{ mW @ } 0.1g, 60 \text{ Hz}$	$25 \text{ mW @ } 0.5g, 50-60 \text{ Hz}$

FIGURE 1.15 – Générateurs électromagnétiques commerciaux

### Modèle masse-ressort

La majorité des générateurs existants sont conçus pour fonctionner sous une sollicitation vibratoire. Ce type de dispositif peut être analysé en le représentant comme un système mécanique masse-ressort-amortisseur attaché à une structure vibrante (figure 1.16).

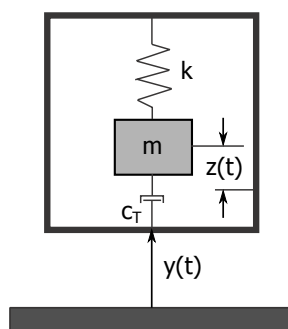


FIGURE 1.16 – Représentation du système mécanique masse-ressort-amortisseur [65]

Cette représentation permet de considérer le système linéaire autour d'un point de fonctionnement – en général, il s'agit de la résonance – et d'en décrire le comportement par un modèle du second ordre.

Williams et Yates [65] ont montré que la puissance fournie par un générateur inertiel excité à la résonance, en reprenant les notations de la figure 1.16, s'exprime :

$$P = \frac{mY_0^2\omega_n^3}{4\zeta_T} \quad (1.5)$$

avec :

$m$  : la masse oscillante (kg),

$Y_0$  : l'amplitude des oscillations mécaniques (m),

$\omega_n$  : la pulsation de résonance (rad.s<sup>-1</sup>), égale à  $\sqrt{k/m}$ ,

$\zeta_T$  : le taux d'amortissement total, tel que  $\zeta_T = c_T/2m\omega_n$ .

Etant donné que les environnements vibratoires sont généralement caractérisés par des valeurs d'accélération, l'équation 1.5 peut être réécrite :

$$P = \frac{mA^2}{2\omega_n\zeta_T} \quad (1.6)$$

où  $A$  est l'amplitude de l'accélération, telle que  $A = \omega_n^2 Y_0$ .

Ainsi, pour un niveau d'accélération donné, la puissance est inversement proportionnelle à la fréquence, c'est pourquoi il est préférable de travailler à la fréquence la plus basse présente dans le spectre des vibrations.

### Bande passante

Les générateurs inertiels possèdent typiquement une bande passante restreinte, notamment du fait de leur caractère résonant. Cela peut s'avérer problématique dans les applications où la fréquence d'excitation n'est pas précisément connue ou bien si celle-ci varie au cours du temps. Différentes approches peuvent être envisagées afin de s'affranchir de cette limitation :

- adapter la fréquence de résonance du générateur, de façon mécanique ou électrique, et suivant des valeurs continues ou discrètes ;
- élargir la bande passante, par exemple en exploitant une raideur non-linéaire [66] ou en mettant en œuvre une « matrice » de générateurs ayant des fréquences de résonance adjacentes [67].

De multiples stratégies permettant d'élargir la bande passante des générateurs inertiels sont présentées et comparées dans [68].

### 1.2.2 Energie électromagnétique

L'énergie véhiculée par une onde électromagnétique peut être récupérée pour alimenter des systèmes autonomes. Dans le contexte des capteurs sans fil, un atout important de cette ressource réside dans le fait que celle-ci est accessible sans contact, à distance. A ce titre, le rayonnement solaire est la source d'énergie ambiante probablement la plus largement connue. L'énergie rayonnée à plus basse fréquence, par exemple par les antennes de télécommunications, peut représenter une alternative pour les systèmes très basse puissance.

#### Solaire photovoltaïque

L'effet photovoltaïque repose sur l'excitation de porteurs de charge au sein d'un matériau semi-conducteur, par des photons issus d'un rayonnement électromagnétique. Cet effet permet de produire de l'énergie élec-



trique, par exemple en utilisant une jonction PN<sup>4</sup>; une cellule solaire est ainsi couramment représentée comme une source de courant en parallèle avec une diode (fig. 1.17(a)).

La caractéristique  $I(V)$  d'une cellule photovoltaïque dépend de l'irradiation incidente (fig. 1.17(b)) et présente un point de puissance maximum. Ce dernier dépend également des conditions d'irradiation, et est en particulier sensible aux faibles irradiations. Sa variation au cours du temps motive la mise en place de systèmes adaptatifs de recherche du point de fonctionnement permettant d'extraire le maximum de puissance (MPPT, pour *Maximum Power Point Tracking*).

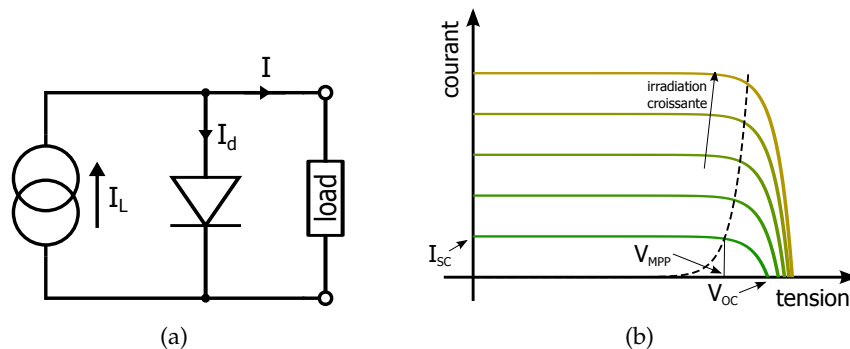


FIGURE 1.17 – Modèle électrique d'une cellule solaire idéale (a) et caractéristique courant-tension pour différentes irradiations (b). La ligne pointillée figure l'évolution du MPP en fonction de l'irradiation (à température constante).

Les cellules solaires peuvent être fabriquées à partir de différents matériaux. On peut classer les cellules solaires parmi trois grandes générations :

- 1<sup>ère</sup> **génération** : jonctions PN à base de silicium cristallin (c-Si) ;
- 2<sup>ème</sup> **génération** : couches minces à base de silicium amorphe (a-Si) ou d'alliages comme les séléniures de cuivre-indium (CIS, CIGS, etc. . .) ;
- 3<sup>ème</sup> **génération** : cellules de Grätzel (organiques), cellules multi-jonctions et à concentration.

La figure 1.18 illustre quelques exemples de réalisations de cellules photovoltaïques.

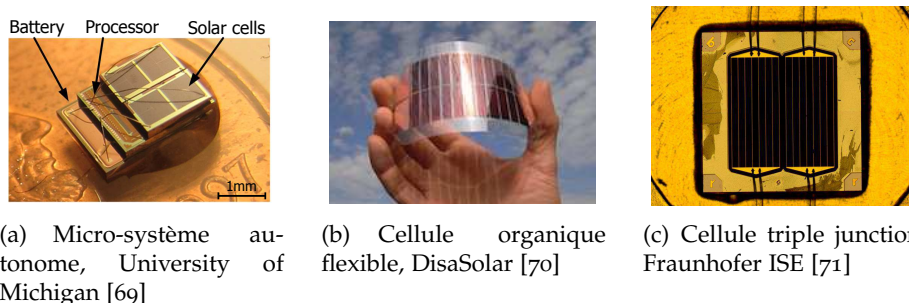


FIGURE 1.18 – Exemples de cellules photovoltaïques

Chaque technologie possède ses atouts et ses faiblesses, en termes de rendement, de coût de fabrication, de possibilité ou non de fabriquer des

4. ce n'est pas le cas des cellules organiques

modules souples, etc... Le graphe de la figure 1.19 présente les rendements de quelques technologies photovoltaïques en extérieur comme en intérieur. On distingue généralement les rendements obtenus en laboratoire de ceux présentés par des cellules fabriquées industriellement, la fabrication en volume induisant généralement des sources de pertes d'efficacité supplémentaires.

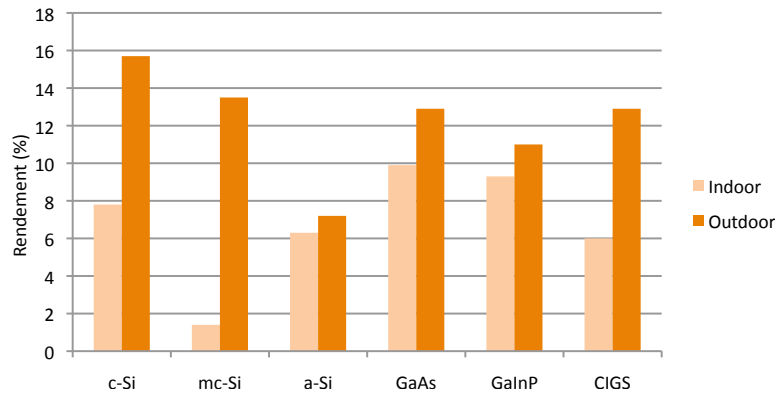


FIGURE 1.19 – Rendements de différentes technologies photovoltaïques en extérieur ( $100 \text{ mW/cm}^2$ ) et en intérieur ( $0,5 \text{ mW/cm}^2$ ), d'après [72]

La forte densité de puissance du rayonnement solaire en fait un très bon candidat pour alimenter des systèmes fortement miniaturisés, en notant toutefois qu'il est par essence une ressource intermittente, requérant par conséquent une bonne capacité à stocker l'énergie récupérée.

### Rayonnement radiofréquence

Les ondes électromagnétiques radiofréquence, émises notamment par les antennes de télécommunications (GSM, GPRS, WiFi, etc...), véhiculent de l'énergie au même titre que les ondes lumineuses, cependant avec une intensité nettement moindre.

E. Yeatman propose une approximation de la densité de puissance récupérable à partir du champ rayonné par une antenne UHF [73]. Celle-ci peut-être approchée grossièrement par  $E^2/Z_0$ , où  $E$  est l'intensité du champ électrique et  $Z_0$  l'impédance en champ libre. Il est montré que pour un champ électrique  $E = 10 \text{ V/m}$ , la densité de puissance vaut  $26 \mu\text{W/cm}^2$ , d'où il est déduit qu'un champ de plusieurs V/m est un minimum pour pouvoir alimenter un nœud autonome. Il rappelle enfin que des champs électriques d'une telle intensité sont rarement disponibles sauf à proximité d'antennes émettrices, ce qui limite de fait l'applicabilité de cette méthode de récupération d'énergie.

Néanmoins, un certain nombre de travaux s'intéressent à cette technologie [74, 75, 76, 77], et portent en particulier sur le développement de *rectenna* (voir fig. 1.20), dispositifs jouant le rôle d'antenne et de redresseur.



FIGURE 1.20 – Rectenna alimentant une LED, le téléphone GSM (1800 MHz) émettant à une puissance crête d'1 W (d'après [75])

### 1.2.3 Energie thermique

La plupart des environnements sont le lieu d'échanges thermiques, où de l'énergie évacuée sous forme de chaleur peut être récupérée et convertie en électricité.

La conversion d'un flux d'énergie thermique est possible grâce à deux propriétés différentes observées chez certains matériaux et alliages : la pyroélectricité et la thermoélectricité.

#### Pyroélectricité

De façon analogue à l'effet piézoélectrique, l'effet pyroélectrique correspond à la propriété qu'un matériau possède de se polariser lorsqu'il est soumis à des variations de température. Le pouvoir pyroélectrique est décrit par un coefficient  $p$  ( $C.m^{-2}.K^{-1}$ ) reliant la variation du champ électrique à la variation de température.

La puissance électrique générée par un PEG (*Pyroelectric generator*) est proportionnelle à la fréquence de variation de la température [78], c'est pourquoi il est généralement peu fréquent de trouver naturellement des environnements favorables à la conversion pyroélectrique.

Néanmoins, parce que la pyroélectricité permet en théorie de convertir l'énergie thermique avec un assez bon rendement, quelques équipes de recherche s'intéressent à ce sujet [79, 80, 78]. En particulier, une équipe de l'IMTEK à l'Université de Freiburg a proposé un microgénérateur pyroélectrique (fig. 1.21) capable de générer  $3 \mu W$  à partir d'un gradient thermique (spatial) de 79,5 K préalablement converti en fluctuations temporelles de température.

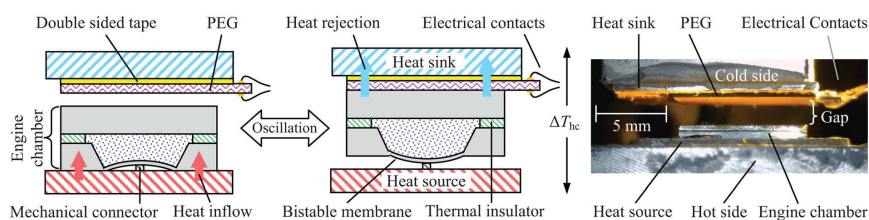


FIGURE 1.21 – Illustration d'un générateur pyroélectrique, IMTEK (d'après [78])

### Thermoélectricité

Alors que la pyroélectricité permet de convertir des gradients *temporels* de température, les gradients de température *spatiaux*, nettement plus fréquents dans divers environnements courants, peuvent être exploités grâce à la thermoélectricité.

L'effet Seebeck permet de produire une tension électrique  $V$  à partir d'un gradient thermique  $\Delta T$  appliqué à une jonction de matériaux de nature différente. Il est caractérisé par un coefficient Seebeck  $\alpha_{ab}$  propre au couple de matériaux employé, tel que :

$$V = \alpha_{ab} \times \Delta T$$

Les dispositifs thermoélectriques utilisés pour la récupération d'énergie sont également appelés *TEG* (*Thermoelectric generator*). La structure de base d'un TEG comprend un élément semi-conducteur dopé N associé à un autre élément dopé P. Ceux-ci sont électriquement connectés en série, mais en parallèle d'un point de vue thermique, c'est-à-dire que chaque élément est soumis au même gradient thermique (fig. 1.22).

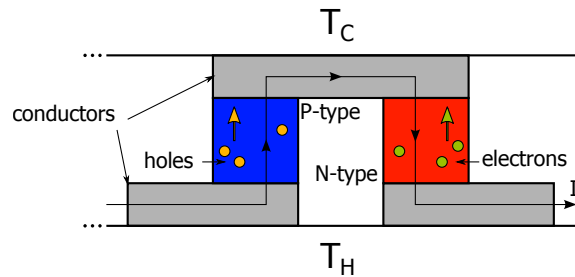


FIGURE 1.22 – Bloc de base d'un générateur thermoélectrique

La mise en série de  $N$  structures de base (plusieurs dizaines ou centaines) permet de réaliser un TEG dont le coefficient Seebeck global  $\alpha$  est égal à  $N$  fois celui d'un thermocouple, on a donc, en circuit-ouvert :

$$V = N\alpha_{ab}\Delta T \quad (1.7)$$

$$= \alpha\Delta T \quad (1.8)$$

Cela permet au TEG de délivrer une tension exploitable (quelques centaines de mV) en étant soumis à un gradient modéré (quelques dizaines de K). Comme illustré sur la figure 1.23(a), ces éléments sont typiquement agencés en une matrice plane et pris en sandwich entre deux plaques isolantes.

Connecté à une charge résistive  $R_L$  (fig. 1.23(b)), la tension générée par un TEG s'exprime ainsi :

$$V = \alpha\Delta T \frac{R_L}{R + R_L} \quad (1.9)$$

où  $R$  est la résistance interne du TEG. Par conséquent, la puissance délivrée à la charge peut, en posant  $s = R_L/R$ , s'écrire :

$$P = \frac{s}{(1+s)^2} \frac{(\alpha\Delta T)^2}{R} \quad (1.10)$$

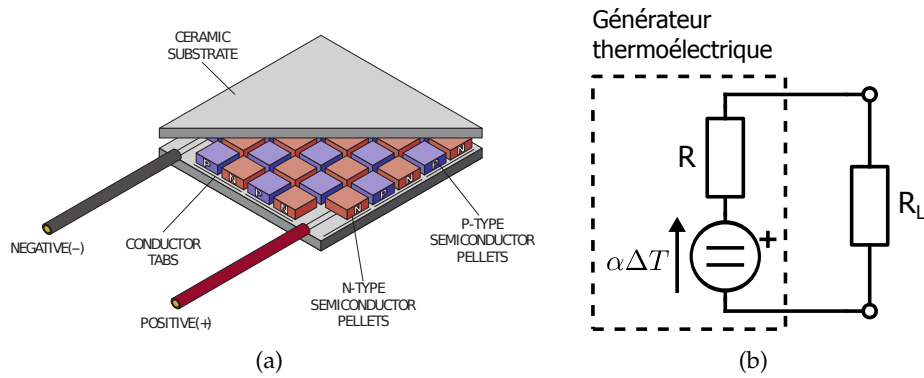
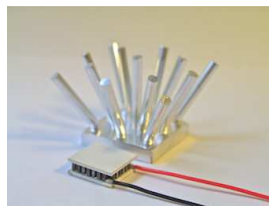


FIGURE 1.23 – Schéma écorché (a) et circuit électrique équivalent (b) d'un générateur thermoélectrique

sa valeur étant maximum dans le cas  $s = 1^5$ . Malgré un rendement de quelques pourcents seulement, un TEG soumis à un  $\Delta T$  de quelques dizaines de degrés fournit typiquement une puissance électrique de l'ordre de quelques mW.

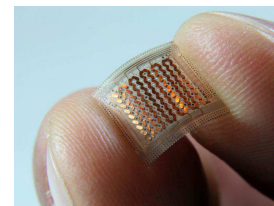
Des générateurs thermoélectriques sont disponibles commercialement depuis un certain nombre d'années déjà. On trouve aujourd'hui des modules très miniaturisés (fig. 1.24(b)), voire réalisés sur substrat souple (fig. 1.24(c)).



(a) Eureka MessTechnik



(b) Micropelt [81]



(c) GreenTEG [82]

FIGURE 1.24 – Différentes versions de générateurs thermoélectriques

La récupération d'énergie par thermoélectricité, des aspects physiques aux dispositifs réels, est abordée plus en détail dans le chapitre suivant.

5. On peut toutefois noter que cette valeur de  $s$  n'est pas optimale du point de vue du rendement de conversion.

### 1.3 MÉTHODES DE STOCKAGE D'ÉNERGIE

Dans la plupart des environnements, l'énergie ambiante est disponible de façon plus ou moins intermittente. Par conséquent, il est nécessaire de disposer d'un réservoir d'énergie afin d'être en mesure d'alimenter un système électronique autonome. La taille de ce réservoir est en principe dictée par la source d'énergie d'une part (la quantité d'énergie récupérable et la fréquence à laquelle celle-ci est disponible), et par la charge d'autre part (la quantité d'énergie requise et la fréquence à laquelle celle-ci est demandée). Dans certaines applications, la puissance récupérable est à tout moment supérieure à la puissance consommée, le stockage d'énergie est alors superflu. Dans d'autres cas de figure, le stockage d'énergie n'est requis que pour répondre aux appels de courant de la charge (fig. 1.25).

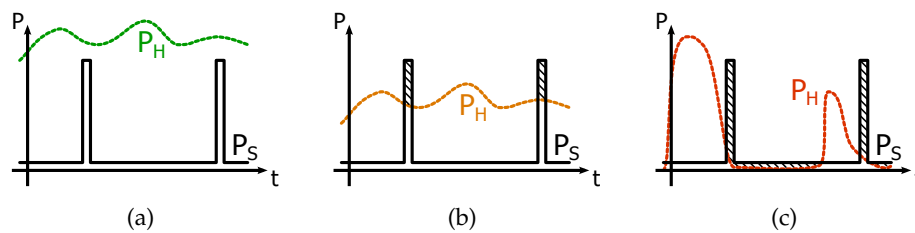


FIGURE 1.25 – Différentes situations d'autonomie énergétique : stockage facultatif (a), stockage nécessaire pour les appels de puissance (b) et pour l'autonomie (c).  $P_H$  désigne la puissance récupérée,  $P_S$  désigne la puissance consommée, et les zones hachurées figurent l'énergie à fournir par le réservoir.

Actuellement, la source d'énergie qui prévaut parmi les plate-formes WSN est la batterie primaire, non rechargeable [36]. Dans le contexte des systèmes autonomes, récupérant l'énergie dans leur environnement, cette solution est exclue.

Les accumulateurs rechargeables (stockage électrochimique) et les condensateurs (stockage électrostatique) sont connus de longue date et sont en constante évolution. Ces types de dispositifs sont à même de jouer le rôle de stockage tampon pour un système autonome, bien qu'ils ne possèdent pas les mêmes caractéristiques. Du seul point de vue de leur aptitude à stocker et à restituer l'énergie électrique, on considère que ces deux modes de stockage favorisent plutôt la densité d'énergie (Wh/kg) ou bien la densité de puissance (W/kg), comme l'illustre la figure 1.26.

Les batteries électrochimiques sont *a priori* le choix correspondant le mieux aux systèmes fortement contraints en termes de poids et/ou de volume et ne consommant que peu de puissance. Cependant, elles souffrent de défauts dont les condensateurs peuvent permettre de s'affranchir, c'est pourquoi les deux technologies co-existent dans l'éco-système des capteurs sans fil autonomes.

#### 1.3.1 Stockage électrochimique

Les batteries électrochimiques offrent une densité d'énergie relativement élevée, c'est pourquoi elles sont le plus couramment utilisées dans les systèmes électroniques nomades.

Une batterie est essentiellement constituée d'un électrolyte associé à une électrode positive et une électrode négative. Lors de la décharge ou

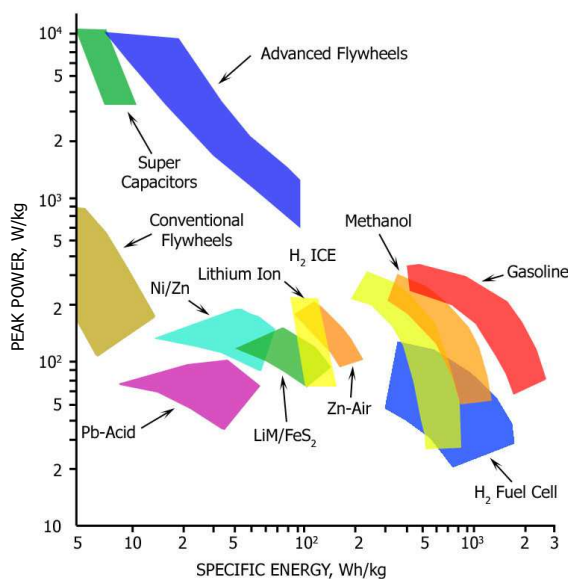


FIGURE 1.26 – Densité de puissance vs. densité d'énergie (massique) pour quelques technologies de stockage d'énergie [83]

de la recharge, des réactions électrochimiques au niveau des électrodes permettent de fournir de l'énergie électrique ou bien d'en stocker.

Les différentes technologies de batteries reposent principalement sur les matériaux employés. Le tableau 1.3 résume les caractéristiques des principales technologies. La figure 1.27 compare leur densité d'énergie massique et volumique.

	NiCd	Plomb Acide	NiMH	Li-ion	Alcaline rechargeable	Li-ion polymère
Energie spécifique (Wh/kg)	45-80	30-50	60-120	110-160	80 (initiale)	100-130
Nb. de cycles <sup>a</sup>	1500	200-300	300-500	500-1000	50	300-500
Tolérance à la surcharge	moyenne	bonne	mauvaise	très mauvaise	moyenne	mauvaise
Tension nominale (V)	1.25	2	1.25	3.6	1.5	3.6
Courant max. <sup>b</sup> (A)	20C	5C	5C	> 2C	0.5C	> 2C
Gamme de température (°C)	-40 - +60	-20 - +60	-20 - +60	-20 - +60	0 - +65	0 - +60

TABLE 1.3 – Caractéristiques des principales technologies de batteries [33, 84].

<sup>a</sup> à 80% de la capacité initiale.

<sup>b</sup> 1C correspond au courant que peut délivrer une batterie donnée pendant une heure.

De nos jours, les batteries plomb-acide sont principalement utilisées dans les véhicules automobiles, tandis que les batteries Ni-Cd souffrent des restrictions liées à l'usage du Cadmium<sup>6</sup>. Les accumulateurs au li-

6. elles sont toutefois utilisées pour le stockage de forte énergie en aéronautique ; le Boeing 787 Dreamliner est le premier aéronef civil à être passé – avec difficulté – au Lithium.



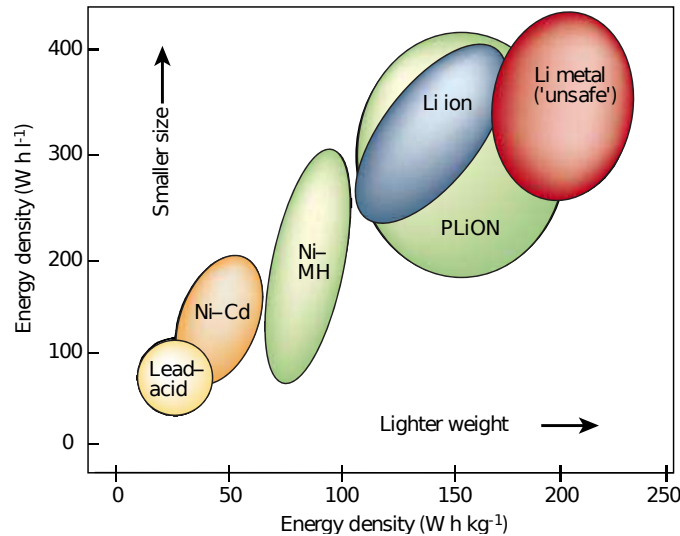


FIGURE 1.27 – Densité d'énergie vs. énergie spécifique des batteries [85]

thium sont ainsi les plus représentés pour un grand nombre d'applications.

Les réactions chimiques qui permettent ce stockage d'énergie ont toutefois tendance à dégrader progressivement l'électrolyte, la surface des électrodes et des collecteurs de courant. Par conséquent, le nombre de cycles de charge/décharge que peut endurer la batterie est limité à environ un millier de cycles, si les conditions sont favorables. Si cela demeure un progrès comparé aux batteries jetables, il reste que cela pose une limite sur la durée de vie du nœud.

Par ailleurs, les batteries récentes requièrent des conditions de charge strictes et sont très intolérantes aux surcharges. Ceci, associé aux fortes densités d'énergie mises en jeu, soulève un risque d'explosion inacceptable pour certaines applications, par exemple en aéronautique.

### 1.3.2 Stockage électrostatique

Un condensateur est un dispositif comprenant deux armatures de surface  $S$ , séparées par un diélectrique d'épaisseur  $e$  et de permittivité  $\epsilon$ . La capacité ainsi obtenue est égale à :

$$C = \epsilon \frac{S}{e} \quad (1.11)$$

Ce type de composant permet ainsi de transformer l'énergie électrique en énergie potentielle électrostatique. A l'opposé des batteries électrochimiques, les condensateurs possèdent une énergie spécifique plus modeste mais une densité de puissance supérieure. De même, contrairement aux batteries, la tension d'une cellule varie fortement en fonction de l'état de charge. Bien que cela donne l'avantage d'être plus aisément en mesure de connaître l'état de charge d'un élément, cela requiert une régulation de tension plus importante.

Afin de pallier à la trop modeste énergie spécifique des condensateurs classiques, les supercondensateurs représentent une alternative intéressante avec des propriétés énergétiques intermédiaires entre les condensateurs et les batteries électrochimiques.



Un supercondensateur possède deux électrodes poreuses baignant dans un électrolyte et séparées par une membrane qui laisse passer les ions contenus dans la solution. Lorsqu'on applique une différence de potentiel entre les électrodes, une double couche électrochimique se forme au niveau de l'interface électrode-électrolyte, de telle façon qu'on peut représenter un supercondensateur comme deux condensateurs en série.

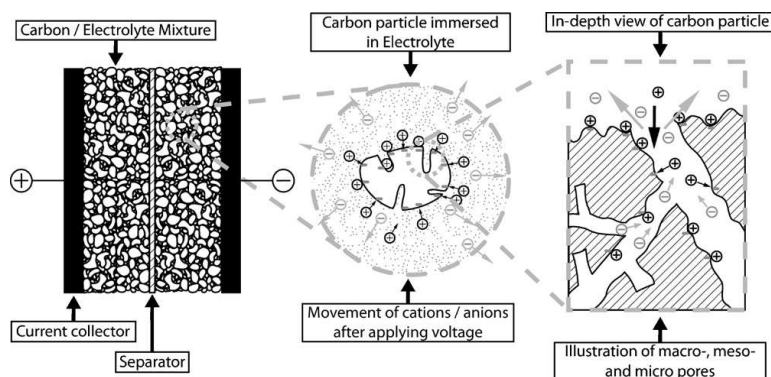


FIGURE 1.28 – Illustration des principaux éléments et de la structure poreuse des supercondensateurs (d'après [86]). Les flèches indiquent le déplacement des ions.

Le caractère poreux des électrodes (cf. fig. 1.28), typiquement réalisées en charbon actif, permet d'obtenir une grande surface d'échange et donc des valeurs élevées de capacité. D'autres matériaux comme le graphite, les oxydes de ruthénium ( $\text{RuO}_2$ ) ou de manganèse ( $\text{MnO}_2$ ), sont également utilisés pour réaliser les électrodes [87]. Le choix de ces matériaux, comme celui de la solution électrolytique, impacte notamment la fenêtre de potentiel du dispositif, autrement dit la « tenue en tension ». Ainsi, contrairement aux condensateurs classiques présentant des tensions de claquage de plusieurs dizaines de Volts, les supercondensateurs se limitent typiquement à une tension de 2,5-2,7 Volts. Il reste possible d'associer plusieurs cellules en série afin d'augmenter la tension totale, en veillant à ce que les tensions restent équilibrées entre les différents éléments.

Enfin, les supercondensateurs présentent une auto-décharge non négligeable. Il a été montré que celle-ci est fortement impactée par le profil de charge [86, 88].

	Maxwell PC-10 [89]	CAP-XX HS106F [90]	AVX Bestcap BZ125A105ZLB [91]
Capacité (F)	10.0	1.2	1.0
Tension nom. (V)	2.5	2.9	5.5
ESR ( $m\Omega$ )	180	38	35
Courant de fuite ( $\mu A$ )	40	3	120
Nb. de cycles	> 500k	> 500k	$\infty$
Dimensions (mm)	29.6 × 23.6 × 4.8	39.0 × 17.0 × 1.2	48.0 × 30.0 × 6.9
Gamme de température ( $^{\circ}C$ )	-40 - +85	-40 - +70	-20 - +70

TABLE 1.4 – Caractéristiques de super-condensateurs disponibles commercialement.

De nombreuses références sont commercialement disponibles, pour des capacités allant de quelques mF à plusieurs centaines de F. Nous avons recensé les caractéristiques de quelques références représentatives dans le tableau 1.4.

### 1.3.3 Micro-dispositifs de stockage

Les dispositifs de stockage d'énergie suivent également la tendance de la miniaturisation. Les micro-batteries, analogues aux batteries conventionnelles du point de vue de leur fonctionnement, possèdent généralement un électrolyte solide, éventuellement déposé en couche mince. Ce procédé permet de réaliser des dispositifs extrêmement fins – voire flexibles – et surtout limite les problèmes liés à la sécurité d'usage. Plusieurs modèles de micro-batteries sont d'ores et déjà disponibles commercialement (fig. 1.29(a)), les caractéristiques de quelques références sont présentées dans le tableau 1.5.

	IPS Thinergy MEC201 [92]	ST Microelectronics EFL700A39 [93]	Cymbet Enerchip CBC050 [94]
Capacité (mAh)	1.0	0.7	0.05
Tension nom. (V)	3.9	3.9	3.8
Nb. de cycles	100k <sup>a</sup>	> 5k <sup>b</sup>	1k <sup>a</sup>
Dimensions (mm)	25.4 × 25.4	25.4 × 25.4	8 × 8
Épaisseur (μm)	170	200	900
Gamme de température (°C)	-40 – +85	-40 – +60	-20 – +70

TABLE 1.5 – Caractéristiques de micro-batteries disponibles commercialement.

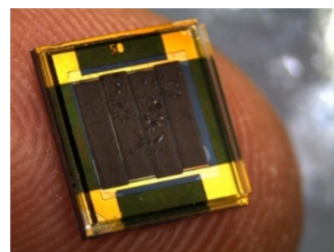
<sup>a</sup> cycles à 10% de profondeur de décharge.

<sup>b</sup> cycles à 50% de profondeur de décharge.

De même, l'intégration de *micro-supercondensateurs* est une voie suivie par plusieurs équipes de recherche [95, 96, 97]. Cette technologie semble prometteuse, même si elle reste pour l'instant au stade du laboratoire. On peut citer en particulier la réalisation par Durou et al. [97] d'un micro-supercondensateur intégré sur substrat silicium (fig. 1.29(b)) présentant une densité d'énergie de 257 mJ.cm<sup>-2</sup>.



(a) IPS MEC201 [92], mesure 170 μm d'épaisseur et pèse moins d'1g.



(b) Micro-supercondensateur, d'après [97]

FIGURE 1.29 – Exemples de micro-dispositifs de stockage d'énergie

## 1.4 STRATÉGIES DE GESTION D'ÉNERGIE

L'énergie ambiante est, par nature, le plus souvent disponible de façon intermittente. Par conséquent, lorsque la ressource est disponible, il est opportun d'extraire le maximum d'énergie possible. Cette considération permet d'affirmer que privilégier le rendement des transducteurs n'est en soi pas prioritaire, d'autant plus que l'énergie est pour ainsi dire « gratuite ». Autrement dit, on privilégie la *quantité* (transfert d'énergie) à la *qualité* (rendement de conversion). L'essentiel est d'assurer un transfert d'énergie maximum depuis la source ambiante vers le système autonome (charge + stockage).

Les systèmes électroniques ont besoin d'une tension d'alimentation continue – généralement supérieure au Volt – pour fonctionner. Les dispositifs de récupération d'énergie fournissent une tension électrique qui peut être alternative ou continue, d'amplitude importante ou très faible, et possèdent une impédance de sortie qui peut aller de quelques  $\Omega$  à plusieurs dizaines de  $M\Omega$ . Dans la grande majorité des cas, il est donc nécessaire, ou du moins pertinent, d'employer un circuit électronique chargé de faire l'interface entre le récupérateur d'énergie d'une part, et la charge et le stockage d'autre part (fig. 1.30). La gestion de l'énergie dans un système autonome doit ainsi remplir plusieurs fonctions :

- interfacier le (ou les) récupérateur, notamment en présentant une impédance d'entrée adaptée permettant de maximiser l'énergie récupérée ;
- stocker l'énergie, pour pallier à l'intermittence de la source et fournir à la charge une puissance adéquate ;
- réguler la tension ou le courant fournis à la charge.

A ces fonctions essentielles peuvent être associées des problématiques sous-jacentes telles que la gestion du démarrage, l'hybridation de plusieurs sources, ...

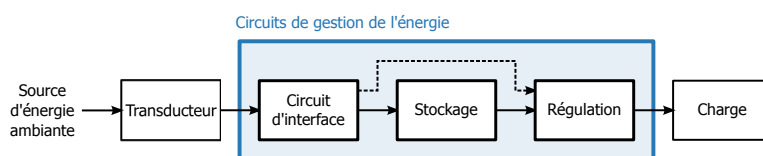


FIGURE 1.30 – Gestion de l'énergie dans un système autonome

Nous proposons ici un tour d'horizon des techniques de conversion AC/DC et DC/DC, d'adaptation d'impédance et de régulation appliquées aux systèmes autonomes en énergie.

### 1.4.1 Conversion AC/DC

Certains dispositifs, comme par exemple ceux récupérant l'énergie des vibrations, délivrent une tension de sortie alternative qu'il est nécessaire de redresser.

**Pont de Graëtz** La méthode de redressement la plus largement employée met en œuvre un pont de diodes associé à un condensateur de lissage (fig.

1.31). Ce circuit est passif et permet un redressement double alternance. Les seuils des diodes induisent toutefois des pertes et peuvent représenter une barrière difficile à franchir pour les transducteurs délivrant une faible tension de sortie. En effet, la tension en sortie du redresseur vaut ici :

$$V_{DC} = |V_{AC}| - 2V_T \quad (1.12)$$

où  $V_T$  est la tension de seuil d'une diode. Les valeurs typiques de  $V_T$  se situent autour de 0,6 V pour une diode silicium jusqu'à 0,25 V pour une diode Schottky.

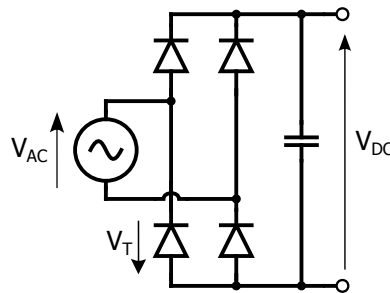


FIGURE 1.31 – Redressement passif double alternance

**Doubleur de tension** Alternativement, la conversion AC/DC peut être réalisée par un doubleur de tension (ou de façon plus générique, un multiplicateur de tension, si plusieurs étages sont mis en cascade). Ce circuit remplit le double rôle de redresser la tension et de l'élever d'un facteur déterminé par le nombre d'étages mis en cascade. Un exemple est donné sur la figure 1.32. La tension de sortie vaut dans ce cas :

$$V_{DC} = 2 \times N \times (|V_{AC}| - V_T) \quad (1.13)$$

où  $N$  est le nombre d'étages en cascade.

Cette façon d'élever la tension n'est pas des plus efficaces à cause des multiples seuils de diodes, mais elle possède l'avantage d'être facilement intégrable de par l'absence d'élément magnétique. Ce circuit peut être avantageusement utilisé comme circuit de démarrage (d'un convertisseur à découpage, par exemple).

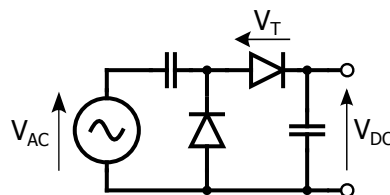


FIGURE 1.32 – Circuit doubleur de tension

**Redressement actif** Une version active de ces circuits de redressement peut être réalisée en remplaçant les diodes par des transistors. L'objectif est de réduire la chute de tension et les pertes associées aux diodes classiques. Les transistors peuvent être commandés soit par un circuit de contrôle extérieur, soit individuellement par un circuit comparant la différence de

potentiel entre la source et le drain (fig. 1.33), il s'agit dans ce cas de *diodes actives*. Ce type de circuit, nettement plus complexe que la version passive, présente surtout un intérêt lorsque la tension d'entrée est très faible, comme c'est notamment le cas des récupérateurs d'énergie d'ondes RF et certains transducteurs électromagnétiques. Il peut être employé pour un redresseur en pont [98] comme pour un doubleur de tension [99, 100].

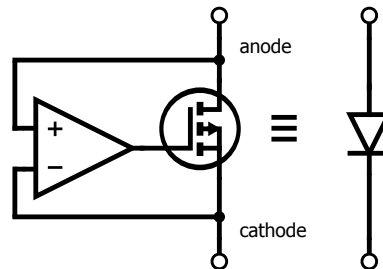


FIGURE 1.33 – Diode active pour redressement à faible seuil

#### 1.4.2 Conversion DC/DC

Un étage de conversion DC/DC est, dans la majorité des situations, nécessaire à une gestion correcte de l'énergie récupérée. Ce type de circuit permet d'élever ou d'abaisser la tension délivrée par le générateur et permet surtout, dans une certaine mesure, d'adapter l'impédance vue par celui-ci. Cette adaptation d'impédance joue un rôle essentiel quant à la performance du transducteur, compte tenu du fait que son point de fonctionnement optimal peut varier au cours du temps, et que s'écarter de ce point optimal peut faire chuter rapidement la puissance récupérée<sup>7</sup>. La charge directe désigne le fait de connecter l'élément de stockage directement après l'étage de redressement, et n'est guère envisageable hormis pour les applications très bas coût et/ou très miniaturisées.

**Convertisseurs à découpage** De nombreuses approches proposées dans la littérature sont basées sur des convertisseurs à découpage. Le fonctionnement de ces convertisseurs est basé sur la commutation du courant entre des éléments de stockage, inductances et condensateurs. Abaisseurs ou élévateurs, ceux-ci possèdent l'avantage de permettre le réglage du rapport entre tension de sortie et tension d'entrée, ce qui se traduit par une impédance d'entrée contrôlable. En effet, le transistor utilisé pour la commutation est typiquement contrôlé par un signal PWM dont le rapport cyclique  $\delta$  est ajustable. Le contrôle du rapport cyclique de commutation permet ainsi un ajustement dynamique de l'impédance d'entrée du convertisseur.

Ces architectures permettent généralement d'obtenir un rendement élevé, à la condition que la puissance récupérée soit nettement supérieure à la puissance requise pour opérer la commutation. Dans les gammes de faible puissance (< 10 mW), la diode de roue libre et la génération de la commande du transistor sont susceptibles de représenter les principales sources de pertes. Les pertes par conduction dans la diode peuvent être limitées en utilisant une diode à faible seuil (par exemple de type Schottky),

7. C'est notamment le cas des générateurs inertiels à fort facteur de qualité

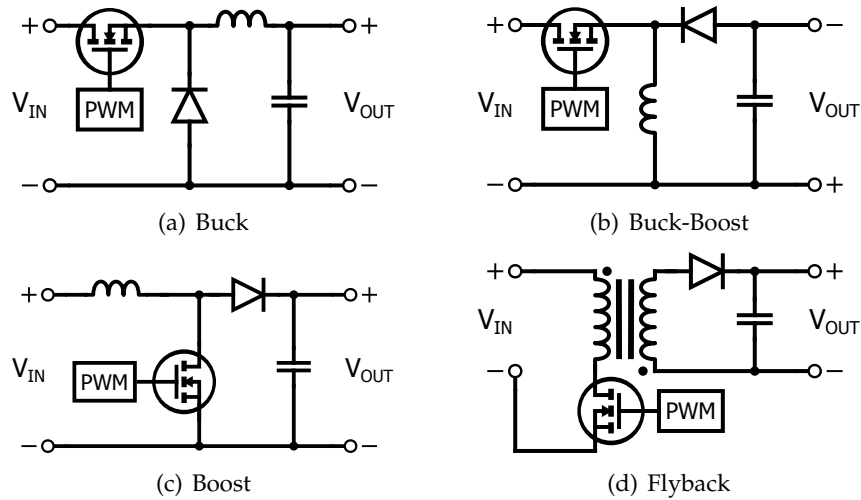


FIGURE 1.34 – Principales topologies de convertisseurs DC/DC à découpage

ou encore en la remplaçant par un transistor, mais cette dernière approche suppose une commande plus complexe. La puissance consommée par la génération du signal de commande du transistor peut être maîtrisée en réduisant la fréquence de découpage, ce qui conduit toutefois à augmenter la taille de l'inductance<sup>8</sup>. Il convient donc de trouver un compromis entre le rendement du convertisseur et le volume que celui-ci occupe.

De multiples contributions exploitant ces différentes topologies ont été publiées, pour l'interfaçage de générateurs piézoélectriques, thermoélectriques ou photovoltaïques ; nous abordons ici quelques unes d'entre elles.

Ottman et al. ont proposé une architecture associant un redresseur et un convertisseur Buck, permettant de charger une batterie à partir d'un transducteur piézoélectrique [101, 102]. La mesure du courant de charge de la batterie est utilisée pour définir le rapport cyclique qui maximise la puissance récupérée. Dans ce cas de figure un convertisseur DC/DC abaisseur est approprié car le transducteur fournit une tension supérieure à 30 V en circuit ouvert, tandis que la gamme de puissance considérée s'étend de 1 à 100 mW. Les auteurs montrent une amélioration de 325 % de la puissance récupérée, comparée au cas d'une charge directe.

Travaillant avec de plus faibles tensions, Kasyap et al. [103] puis Le-feuvre et al. [104] ont proposé une architecture similaire où le convertisseur DC/DC est un Buck-Boost. Ces auteurs tirent parti du fait qu'en mode de conduction discontinue, l'impédance d'entrée d'un convertisseur Buck-Boost (de même que celle d'un Flyback) peut être assimilée à une résistance indépendante de la tension et du courant de sortie [105]. Celle-ci peut être exprimée par :

$$R_{in} = \frac{2L f_{sw}}{\delta^2} \quad (1.14)$$

Ainsi la connaissance de l'inductance employée et de la fréquence de découpage permet le contrôle de l'impédance d'entrée *via* la modulation du rapport cyclique.

Dans ces approches, le convertisseur travaille en mode de conduction

8. Pour des puissances inférieures au mW, il n'est pas rare que celle-ci occupe un volume bien supérieur au reste du circuit.

discontinue (DCM), d'une part pour s'affranchir du problème de recouvrement inverse de la diode [106], et d'autre part parce que le contrôle s'en trouve simplifié [102]. En contrepartie, les pertes en conduction sont plus importantes qu'en mode de conduction continue, mais cela est acceptable compte tenu des faibles puissances mises en jeu.

**Démarrage très basse tension** Certains générateurs électromagnétiques, de même que les générateurs thermoélectriques soumis à de faibles gradients thermiques, posent le problème du démarrage du convertisseur DC/DC à partir de tensions très faibles (quelques dizaines de mV). Il faut en effet disposer d'une tension suffisante pour commander le transistor du convertisseur, le seuil de la tension de grille  $V_{GS,th}$  valant au minimum plusieurs centaines de mV. Le convertisseur Boost proposé par Carlson et al. [107] fonctionne ainsi avec une tension d'entrée de 20 mV seulement, mais le condensateur de sortie doit être pré-chargé à 650 mV avant que celui-ci ne puisse fonctionner.

Becker et al. proposent une architecture où la tension de démarrage est fournie grâce à une pompe de charge (fig. 1.35), qui est désactivée une fois que le convertisseur Boost a démarré [108]. Cette solution permet de diminuer la tension  $V_{IN}$  minimum requise pour le démarrage, celle-ci reste toutefois contrainte par le seuil des diodes de la pompe de charge.

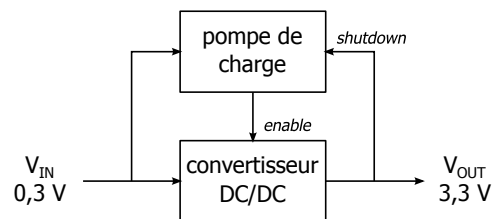


FIGURE 1.35 – Démarrage d'un convertisseur Boost assisté par une pompe de charge (adapté d'après [108])

D'autres auteurs proposent d'utiliser un *wake-up switch*, c'est-à-dire un interrupteur activé par une sollicitation extérieure. Ramadass et al. [109] démontrent ainsi un convertisseur Boost démarrant avec une tension d'entrée de 35 mV, où la première commutation est rendue possible par un interrupteur activé par des vibrations mécaniques. Une alternative proposée par une équipe japonaise [110] consiste à activer un interrupteur en présence d'un son. Le capteur acoustique est sélectif en fréquence, ce qui permet, outre le démarrage d'un convertisseur, d'activer le système sur détection d'une signature acoustique caractéristique d'un évènement (fig. 1.36).

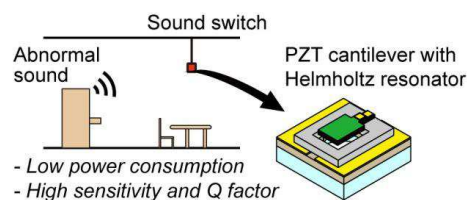


FIGURE 1.36 – Wake-up switch acoustique, d'après [110]

Enfin, le problème du démarrage à très basse tension a été adressé par la conception de topologies résonantes. Pollak et al. [111] ont proposé

une topologie basée sur un convertisseur Boost modifié, où l'inductance d'entrée est couplée à un enroulement secondaire. Celui-ci est associé avec une capacité pour former un circuit résonant chargé de commander la grille d'un transistor JFET (fig. 1.37). Le circuit est capable de démarrer à partir de  $V_{IN}=70$  mV.

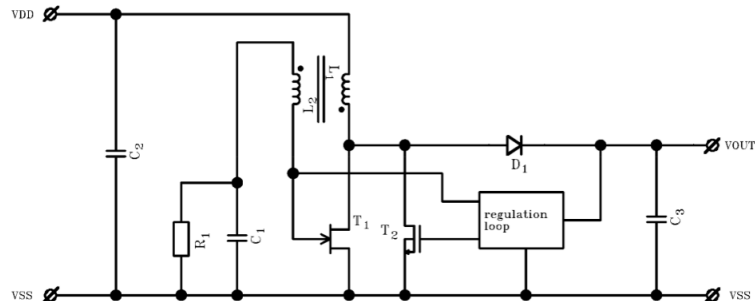


FIGURE 1.37 – Topologie de convertisseur Boost, d'après [111]

Un circuit intégré, le LTC3108, est commercialisé depuis 2009 par Linear Technology, qui annonce notamment un démarrage dès 20 mV de tension d'entrée, grâce à un transistor MOSFET à déplétion, passant dès le démarrage. Ici l'étage d'entrée produit une tension oscillante délivrée à un redresseur synchrone (fig. 1.38). Toutefois, le rendement n'excède pas les 40% [112], là où les versions proposées dans [109] et [111] atteignent les 60% voire 70%.

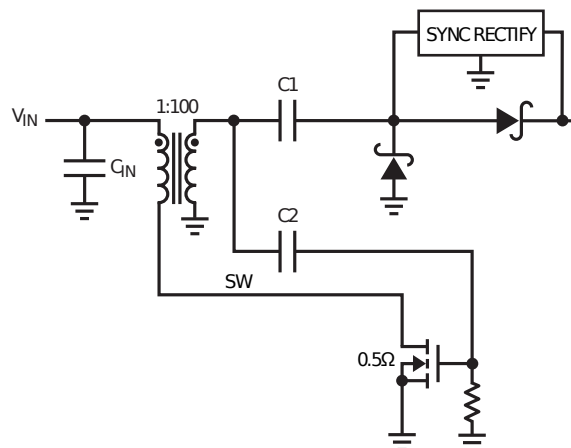


FIGURE 1.38 – Etage d'entrée du circuit intégré LTC3108 (adapté d'après [112])

**Convertisseurs à capacités commutées** Dépourvus d'éléments magnétiques et donc plus facilement intégrables, les topologies à capacités commutées constituent une alternative intéressante aux convertisseurs à découpage, même s'ils possèdent généralement un rendement inférieur. Maurath et al. ont proposé une technique d'adaptation d'impédance adaptative reposant sur l'utilisation de deux matrices de capacités commutées (fig. 1.39), intercalées entre un pont redresseur et un condensateur de stockage [113, 114]. Pendant que la première matrice de capacités est connectée au redresseur, la seconde se décharge dans le condensateur de stockage, puis les rôles sont inversés. Le caractère adaptatif vient du fait que



les seuils d'inversion des rôles dépendent de la tension fournie par le générateur. Les auteurs affirment obtenir un rendement maximum de 48% pour des puissances inférieures au mW.

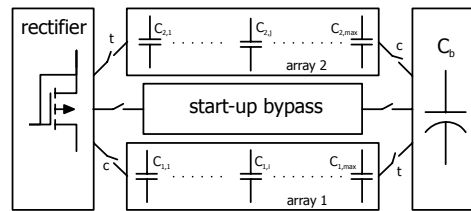


FIGURE 1.39 – Convertisseurs à capacités commutées (d'après [113])

Une comparaison entre deux topologies de convertisseurs DC/DC est donnée dans [115], sur une gamme de puissance allant de 0,1 à 15 mW. Le premier est un convertisseur inductif de type Boost et le second un convertisseur capacitif (pompe de charge), et la source considérée est un générateur thermoélectrique. Les auteurs obtiennent un meilleur rendement avec le convertisseur inductif, en soulignant néanmoins le fait que ce dernier requiert une inductance occupant un volume conséquent, nettement supérieur au volume occupé par la solution capacitive.

**Synchronized Switch Harvesting** Issu de travaux sur la récupération d'énergie à l'aide d'éléments piézoélectriques, le concept de *Synchronized Switch Harvesting* a été proposé par Guyomar et al. [116]. Le principe de base, issu de recherches sur l'amortissement de vibrations, est relativement simple : un transducteur piézoélectrique – dont l'impédance est essentiellement capacitive – est connecté pendant de courts instants à une inductance. Le circuit résonant LC ainsi formé amplifie la tension produite et permet d'importants gains sur la puissance extraite (fig. 1.40). Les commutations ont lieu lorsque la tension connaît un maximum ou un minimum et durent une demi-période propre du circuit oscillant.

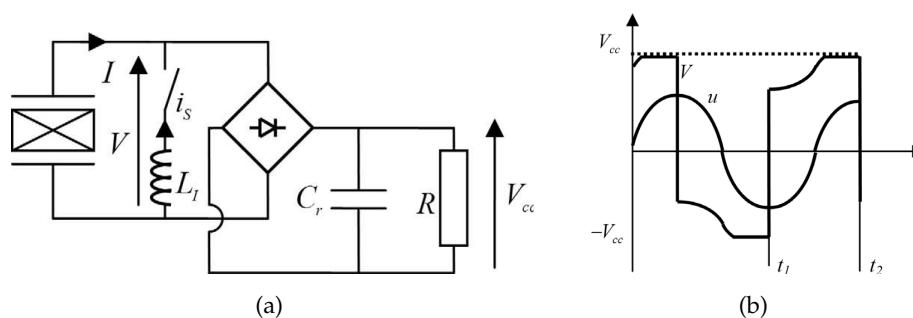


FIGURE 1.40 – Schéma de principe (a) et formes d'ondes (b) de la technique SSHI, d'après [116]

Dans sa version originale, la technique SSHI relève plutôt de la conversion AC/AC. Par la suite, les auteurs ont proposé de multiples améliorations et variantes de ce circuit [117, 118, 119, 120, 121, 122], dont une synthèse est donnée dans [123]. Par ailleurs, Ramadass et al. ont proposé une technique similaire, baptisée *bias-flip rectifier* [124], de même que Dicken et al. avec le concept de *pre-biasing* [125].

### 1.4.3 Multi-sources

La combinaison de plusieurs sources d'énergie, lorsque l'environnement le permet, peut apporter de sérieux avantages :

- par l'augmentation de la puissance totale accessible, elle permet d'activer un nombre de fonctions plus important, plus régulièrement, et de réduire potentiellement la taille de l'élément de stockage ;
- par la diversification des sources, elle offre davantage de résilience au système autonome, ainsi qu'un degré supérieur de tolérance aux fautes, le système pouvant continuer de fonctionner en cas de défaillance d'un transducteur par exemple.

Par ailleurs, il est possible de tirer parti de la *complémentarité* des sources d'énergie présentes. Une architecture conçue par une équipe du LAAS exploite ainsi l'énergie récupérée par un transducteur piézoélectrique, afin de polariser un circuit chargé de convertir l'énergie produite par un générateur thermoélectrique [126].

La conception de systèmes *multi-sources* pose également de nouveaux défis en matière de gestion d'énergie. Si l'architecture classique de la figure 1.30 est communément adoptée pour les dispositifs alimentés par un seul transducteur, la gestion des chemins de puissance dans les systèmes multi-sources appelle des architectures plus avancées dans l'objectif d'un meilleur rendement global. Un exemple de plate-forme multi-sources a été proposé en 2008 par une équipe du CEA-LETI, dans le cadre du projet MANAGY [127]. Lhermet et al. ont proposé une architecture permettant de gérer la récupération d'énergie depuis deux sources différentes [128], toutefois celle-ci permet de récupérer l'énergie depuis un seul transducteur (celui fournissant la puissance instantanée la plus élevée). L'architecture de Guilar et al. propose « d'ajouter » les tensions de sortie de plusieurs transducteurs [129], mais cette méthode reste sous-optimale.

Les convertisseurs DC/DC *Multi Input Multi Output* (MIMO) représentent une solution permettant de combiner efficacement différentes sources, éventuellement avec différentes sorties, tel que proposé dans [130]. L'idée est d'utiliser une seule inductance afin de réduire la taille totale du système de gestion de l'énergie. Des interrupteurs sont utilisés pour aiguiller le courant provenant de chacune des sources. Ramond et al. ont ainsi proposé un convertisseur Buck à une seule inductance, capable de gérer deux récupérateurs piézoélectriques et une cellule photovoltaïque, en incluant un algorithme de recherche du point de puissance maximum [131, 132]. D'autre part, une équipe du MIT a démontré l'efficacité d'une plate-forme capable de gérer trois sources différentes (photovoltaïque, thermoélectrique et piézoélectrique) [133], en utilisant également une unique inductance et un algorithme de MPPT (fig. 1.41).

Plusieurs produits commerciaux orientés vers le multi-sources sont aujourd'hui disponibles. On peut notamment mentionner les convertisseurs proposés par Linear Technology (LTC3330) et Maxim Integrated (MAX17710), qui permettent tous deux d'interfacer à la fois une source à

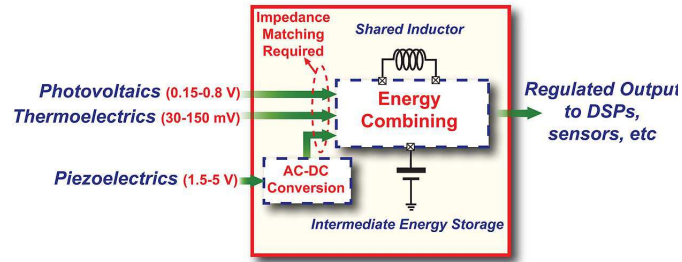


FIGURE 1.41 – Système multi-sources, d'après Bandyopadhyay et al. [133]

courant continu et une source à courant alternatif [134, 135].

Nous avons vu que de multiples stratégies de gestion d'énergie peuvent être appliquées aux systèmes récupérant l'énergie ambiante. Différentes topologies de convertisseurs permettent d'interfacer efficacement un ou plusieurs transducteurs en observant des principes fondamentaux : assurer une bonne adaptation d'impédance et limiter les pertes intrinsèques.

## 1.5 CONTEXTE AÉRONAUTIQUE ET POSITIONNEMENT DE LA THÈSE

Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art des techniques existantes en matière de récupération d'énergie ambiante, de stockage d'énergie embarqué, de circuits de gestion de l'énergie pour les systèmes électroniques autonomes.

Dans le prolongement de l'introduction générale, où nous avons présenté les liens – présents ou à venir – entre les réseaux de capteurs sans fil et l'industrie aéronautique, nous nous intéressons ici plus en détail aux applications concrètes pour lesquelles les capteurs sans fil sont de potentiels candidats.

### 1.5.1 Les capteurs autonomes dans le contexte aéronautique

#### Applications

La réduction du poids des appareils, de leur consommation en carburant, et des coûts associés à la maintenance, constituent ainsi une part essentielle des problématiques aujourd'hui connues par les avionneurs.

En particulier, l'utilisation de structures en matériaux composites est une approche importante vers la réduction du poids [136], toutefois cela soulève de nouvelles problématiques quant au vieillissement des structures. Traditionnellement, certains assemblages mécaniques structurels fortement contraints, comme les systèmes de propulsion et l'APU (*Auxiliary Power Unit*), sont des éléments critiques dont la surveillance automatisée est fortement désirée [137].

La détection précoce de l'apparition de défauts structurels représente donc un défi majeur pour l'industrie aéronautique. Celle-ci doit notamment permettre de réduire significativement les opérations de maintenance non planifiées, qui pèsent le plus lourdement sur les coûts de maintenance [138]. Le *Structural Health Monitoring* représente ainsi une des applications clés envisagées pour les WSN. La vision du SHM vise, à l'instar du corps humain, à doter un appareil d'un système nerveux capable de détecter l'apparition de défauts, de les localiser et d'en suivre l'évolution (cf. figure 1.42).

En outre, l'implémentation de systèmes sans fil possède un avantage certain dans le cadre du *retrofit* sur des appareils déjà en service.

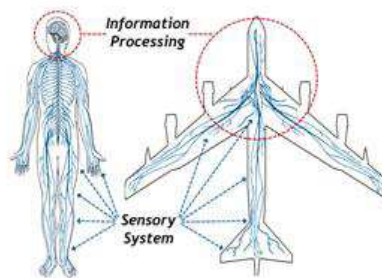


FIGURE 1.42 – Le SHM, système nerveux d'un avion [139]

Les travaux publiés dans [50, 99, 136, 140] concernent ainsi la conception de solutions de récupération d'énergie en ciblant explicitement le SHM en aéronautique.

Bien qu'il paraisse être une application très prometteuse, le SHM n'est à ce jour pas une technologie suffisamment mature, sa mise en œuvre dans un contexte aéronautique demande vraisemblablement encore quelques années d'étude et de mise au point.

A plus court terme, les capteurs sans fil suscitent un vif intérêt pour la réalisation de mesures *temporaires* (voir par exemple la thèse de D. Mee-khun [141]). Les essais en vol<sup>9</sup> comprennent en effet un grand nombre de campagnes de mesures sur lesquels pèsent également les problèmes liés au temps d'installation, complexité du câblage, etc. . . Le recours à des systèmes de mesure sans fil permettrait de réduire les coûts associés à ces essais, et par la même occasion offrirait un avantage concurrentiel en écourtant les délais de mise sur le marché.

### Ressource énergétique

L'environnement énergétique d'un avion, du décollage à l'atterrissage, permet d'envisager diverses méthodes de récupération d'énergie. En termes de ressources, on peut notamment mentionner :

- le rayonnement solaire, notamment sur les ailes et le dessus du fuselage,
- l'éclairage en cabine,
- les vibrations de structure,
- les gradients thermiques, qu'ils soient transitoires ou permanents,
- les variations de températures et de pression,
- les ondes acoustiques, en particulier près des groupes propulseurs,
- le vent relatif.

Cependant, il faut bien garder à l'esprit le fait que les différentes formes d'énergie ne sont pas distribuées uniformément, que ce soit dans le temps ou dans l'espace de l'avion.

Une des meilleures démonstrations de génération d'énergie photovoltaïque sur les ailes d'un avion réside sans doute dans la réalisation d'un avion autonome totalement alimenté par cette source d'énergie (cf. *Sky Sailor* [142]). En 2007, le projet SACER (comptant parmi ses partenaires, l'avionneur Airbus) se fixe notamment comme objectif la conception d'un réseau de capteurs sans fil autonomes tirant leur énergie de cellules solaires déployées sur les ailes [141], ce réseau devant être déployé pendant les essais en vol.

Egalement lancé en 2007, en collaboration avec Airbus, le projet AUTOSENS visait l'intégration de capteurs autonomes dédiés au SHM. Le cahier des charges prévoyait alors l'alimentation des capteurs par récupération d'énergie des vibrations mécaniques d'une part [50], et des gradients thermiques transitoires d'autre part [126].

En ce qui concerne la génération d'énergie à partir de gradients thermiques, il est possible de compter sur des gradients permanents [140], mais cela concerne un nombre potentiellement restreint de localisations.

---

9. Les essais au sol sont également concernés, dans une moindre mesure.

D'un autre côté, l'exploitation de gradients transitoires est envisageable, ceux-ci étant provoqués par les changements d'altitude d'un aéronef. Il s'agit dans ce cas de convertir une fluctuation temporelle en gradient thermique, par l'intermédiaire de matériaux possédant des inerties thermiques différentes. En particulier, on peut mentionner le recours aux matériaux à changements de phase (PCM, pour *Phase Change Materials*) : par exemple, embarquer un petit volume d'eau (voir fig. 1.43) permet d'« amplifier » un gradient thermique grâce à sa forte capacité calorifique, associée aux chaleurs latentes de fusion et de cristallisation. Cette approche a été proposée par plusieurs auteurs, notamment une équipe du LAAS en partenariat avec Airbus et Thalès Alenia Space [99, 126], et un peu plus tard par une équipe d'EADS Innovations Works en Allemagne, associée à plusieurs universités européennes [143, 144].

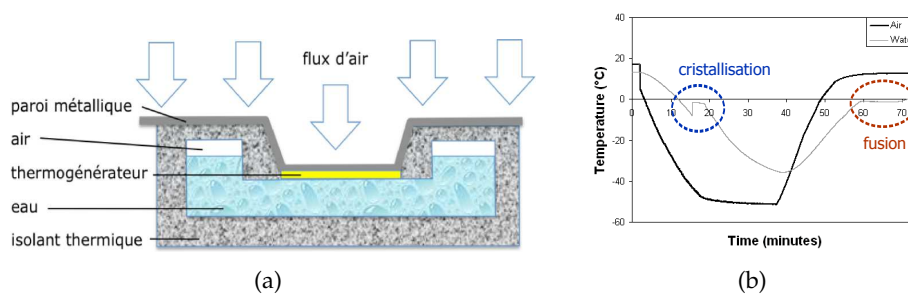


FIGURE 1.43 – Schéma de principe (a) et évolution des températures (b) pour un thermogénérateur associé à un PCM (d'après [99, 126])

### 1.5.2 Positionnement de la thèse

L'objectif général poursuivi par les travaux présentés dans ce mémoire consiste au développement et à la mise en œuvre de solutions de récupération d'énergie ambiante dans un contexte applicatif aéronautique. Ces solutions doivent naturellement être en mesure de générer une puissance électrique compatible avec celle requise par un capteur sans fil. Cet objectif contient une importante composante *système*, c'est-à-dire que nous nous intéressons à la mise en œuvre de systèmes autonomes complètement opérationnels.

Financées conjointement par la DGA et la société Intesens, nos activités se sont inscrites dans différents cadres contractuels. Nous avons ainsi débuté, dans le cadre d'un contrat direct avec Airbus, par une étude sur la récupération d'énergie thermique, dans le but d'alimenter un système de capteurs sans fil voué à la détection d'impacts lorsque l'avion est au sol.

Les travaux que nous avons réalisés sur la génération thermoélectrique – et que nous présentons au chapitre 2 – se placent dans le cadre collaboratif qui nous a associé à un projet de récupération d'énergie dans la zone du mât réacteur d'appareils Airbus. Cette étude a été financée par l'Etat et la région Midi-Pyrénées, dans le cadre du programme ELECTRA portant sur le thème de l'avion plus électrique. Son objectif consiste essentiellement à la mise au point d'un démonstrateur.

Ces travaux ont également préparé d'autres études en cours – notamment le projet CORALIE, financé par le programme d'Investissements

d'Avenir – qui ne seront toutefois pas détaillées dans ce mémoire.

C'est un peu « accidentellement » que ces premiers travaux nous ont conduit à nous tourner vers le développement d'une solution de stockage adaptatif à base de supercondensateurs, et qui fait l'objet du troisième chapitre.

D'autre part, la diversité – et la disparité – de la ressource énergétique dans l'environnement d'un avion nous a entraîné dans une voie plus exploratoire, celle de la récupération d'énergie du vent relatif. Ce choix est motivé par l'originalité de la technique envisagée pour y parvenir (voir chapitre 4), de même que par l'occasion qu'il représente de s'aventurer dans des domaines physiques relevant de multiples disciplines. A cela s'ajoute la complémentarité de cette étude avec les travaux déjà réalisés au LAAS ces dernières années, ciblant également pour la plupart des applications aéronautiques, et portant notamment sur la génération thermoélectrique avec PCM, le photovoltaïque, la récupération d'énergie vibratoire et le stockage sur micro-supercondensateurs.

# RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE PAR GÉNÉRATION THERMOÉLECTRIQUE

*Hot can be cool, and cool can be hot,  
and each can be both.*  
— Louis Armstrong

## SOMMAIRE

2.1	PHYSIQUE DE LA THERMOÉLECTRICITÉ . . . . .	47
2.1.1	Effet Seebeck . . . . .	47
2.1.2	Facteur de mérite . . . . .	48
2.2	MODÉLISATION D'UN MODULE THERMOÉLECTRIQUE . . . . .	51
2.2.1	Modèle électrique équivalent . . . . .	51
2.2.2	Rendement . . . . .	53
2.2.3	Influence des contacts thermiques . . . . .	54
2.2.4	Paramètres dimensionnants . . . . .	57
2.3	CONVERTISSEURS THERMOÉLECTRIQUES . . . . .	59
2.3.1	Modules thermoélectriques . . . . .	59
2.3.2	Dissipateurs thermiques . . . . .	64
2.3.3	Convertisseurs DC/DC . . . . .	68
2.4	APPLICATION : ALIMENTATION D'UN DATALOGGER AUTONOME EMBARQUÉ SUR AVION . . . . .	72
2.4.1	Contexte . . . . .	72
2.4.2	Spécifications . . . . .	72
2.4.3	Choix technologiques . . . . .	74
2.4.4	Générateur thermoélectrique . . . . .	75
2.4.5	Circuit de gestion de l'énergie . . . . .	76
2.4.6	Validation du système complet . . . . .	80
2.4.7	Conclusion . . . . .	85
	CONCLUSION . . . . .	86

UNE part significative de nos travaux concerne la récupération d'énergie à partir de gradients thermiques. En effet, plusieurs études avec des partenaires industriels nous ont mené à concevoir un système de récupération d'énergie capable de rendre autonome un capteur sans fil.



En particulier, l'environnement du capteur se trouvant près de la zone « moteur » d'un aéronef, offre potentiellement des gradients thermiques intéressants. Dans ce contexte, nous avons proposé un récupérateur d'énergie thermique et un circuit électronique de gestion de l'énergie.

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord les fondements permettant de comprendre la génération thermoélectrique. Dans une deuxième partie nous nous intéressons aux modèles électriques et thermiques, ceux-ci permettant d'identifier les paramètres dimensionnants d'un système thermoélectrique dans son environnement. Puis, nous abordons dans une troisième partie la question des dispositifs entrant dans la réalisation d'un générateur thermoélectrique : modules thermoélectriques, échangeurs thermiques, et circuits électroniques associés. Finalement, la dernière partie présente la conception et le dimensionnement d'un tel système dans un contexte applicatif concret, et sa validation expérimentale.

## 2.1 PHYSIQUE DE LA THERMOÉLECTRICITÉ

La thermoélectricité est fondée sur le couplage d'un transport de chaleur et d'un déplacement de charges électriques. Nous détaillons dans cette première partie les principes physiques qui régissent ce couplage, car ils fournissent une base à la compréhension des systèmes de génération thermoélectrique et de leur modélisation.

### 2.1.1 Effet Seebeck

La génération d'électricité à partir d'énergie thermique repose sur l'effet Seebeck, phénomène physique connu depuis le XIX<sup>e</sup> siècle [145]. Plus généralement, les travaux de Lord Kelvin ont permis d'établir le fait que trois effets indissociables coexistent au sein de tout dispositif thermoélectrique :

**l'effet Seebeck :** apparition d'une différence de potentiel  $V$  aux bornes de deux jonctions soumises à un gradient de température  $\Delta T = T_H - T_C$ , tel que :

$$V = \alpha_{ab} \Delta T$$

où  $T_H$  désigne la température côté chaud,  $T_C$  la température côté froid, et  $\alpha_{ab}$  le coefficient Seebeck relatif au couple de matériaux considéré (fig. 2.1(a)) ;

**l'effet Peltier :** flux de chaleur  $\dot{Q}_P$  (absorbée ou dissipée) provoqué par la circulation d'un courant électrique  $I$  dans une jonction, tel que :

$$\dot{Q}_P = \pi_{ab} I$$

où  $\pi_{ab}$  désigne le coefficient Peltier relatif au couple de matériaux considéré (fig. 2.1(b)) ;

**l'effet Thomson :** flux de chaleur  $\dot{Q}_T$  (absorbée ou dissipée) résultant de l'action *simultanée* d'un gradient de température  $\Delta T$  et de la circulation d'un courant électrique  $I$ , tel que :

$$\dot{Q}_T = \beta_{ab} I \Delta T$$

où  $\beta_{ab}$  désigne le coefficient Thomson relatif au couple de matériaux considéré (fig. 2.1(c)).

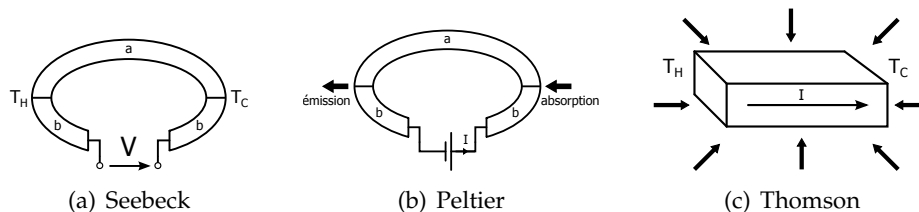


FIGURE 2.1 – Illustration des effets thermoélectriques

Ces effets sont décrits par des coefficients  $\alpha_{ab}$  ( $V.K^{-1}$ ),  $\pi_{ab}$  ( $W.A^{-1}$ , ou  $V$ ) et  $\beta$  ( $W.A^{-1}.K^{-1}$ , ou  $V.K^{-1}$ ) qui dépendent des propriétés physiques et chimiques des matériaux considérés. Ainsi, le signe de  $V$  et le sens des flux  $\dot{Q}$  et  $\dot{Q}_T$  dépendent du signe des coefficients thermoélectriques.

L'interaction entre ces trois effets est décrite par les relations de Kelvin :

$$\pi_{ab} = \alpha_{ab}T \quad (2.1)$$

$$\frac{d\alpha_{ab}}{dT} = \frac{\beta_a - \beta_b}{T} \quad (2.2)$$

Les effets Peltier et Seebeck, propres aux jonctions de deux matériaux, traduisent l'existence du couplage entre transport de chaleur et d'électricité. En étudiant dans le matériau considéré, les variations de l'énergie interne en fonction du gradient de température  $\vec{\nabla}T$  et du champ électrique  $\vec{E}$ , on peut établir [146] les expressions locales du flux de chaleur  $\vec{J}_q$  et de la densité de courant électrique  $\vec{J}$ , tel que :

$$\begin{bmatrix} \vec{J} \\ \vec{J}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma & \alpha\sigma \\ \alpha\sigma T & \alpha^2\sigma T + \kappa \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{E} \\ -\vec{\nabla}T \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

où  $\sigma$  et  $\kappa$  désignent respectivement la conductivité électrique ( $S.m^{-1}$ ) et thermique ( $W.m^{-1}.K^{-1}$ ).

L'équation 2.3 décrit les relations entre forces et flux thermiques et électriques. En particulier, celle-ci fait apparaître le fait que le couplage entre le domaine thermique et le domaine électrique se fait à travers le seul coefficient Seebeck  $\alpha$ .

En l'absence de gradient thermique, l'équation 2.3 traduit la loi d'Ohm et l'effet Peltier ; en l'absence de champ électrique, celle-ci traduit l'effet Seebeck et la loi de conduction de la chaleur de Fourier.

L'effet Seebeck décrit ainsi l'apparition d'un champ électrique le long d'un matériau soumis à un gradient thermique. Ce champ électrique résulte de la migration des porteurs de charge de la zone chaude vers la zone froide.

Dans un matériau semi-conducteur<sup>1</sup>, le champ électrique est dirigé dans le sens du gradient thermique s'il est de type P, et dans le sens inverse s'il est de type N. Ainsi, le bloc de base tel qu'illustré sur la figure 1.22 permet de produire une force électro-motrice qui est la somme des champs électriques générés dans l'élément de type N et dans celui de type P, en autorisant des connexions électriques de chaque côté (i.e. chaud et froid) de la structure.

### 2.1.2 Facteur de mérite

Le choix des matériaux thermoélectriques résulte d'un compromis entre un bon coefficient Seebeck, une faible résistivité électrique et une faible conductivité thermique. Physiquement, il est naturellement délicat d'obtenir un matériau à la fois bon conducteur électrique et bon isolant thermique [147]. Depuis les travaux menés par Ioffe dans les années 1950 [148], la performance des matériaux thermoélectriques est qualifiée

<sup>1</sup>. Les matériaux semi-conducteurs, bien qu'étant plus résistifs que les métaux, possèdent un coefficient Seebeck  $\alpha$  largement supérieur, de l'ordre de quelques centaines de  $\mu V.K^{-1}$

dans la littérature selon la valeur de leur facteur de mérite  $Z$ , défini tel que :

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

où  $\rho$  est la résistivité électrique ( $\Omega.m$ ).

Ce facteur  $Z$  varie en fonction de la température (voir fig. 2.2), c'est pourquoi les matériaux sont choisis selon la gamme de température visée. Le tellure de bismuth  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  est ainsi l'alliage le plus populaire pour les applications aux températures proches de l'ambient. Le produit  $Z\bar{T}$ , facteur de mérite adimensionnel, possède typiquement une valeur maximum située autour de 1 ( $\bar{T} = (T_H + T_C)/2$  est la température moyenne).

Dans des gammes de températures supérieures, on obtient un facteur de mérite intéressant avec des composés à base de Plomb, de Tellure ou d'Antimoine. Pour les très hautes températures ( $T$  voisin de  $1000^\circ\text{C}$ ), le Silicium et le Germanium permettent d'obtenir un  $Z\bar{T}$  également voisin de 1.

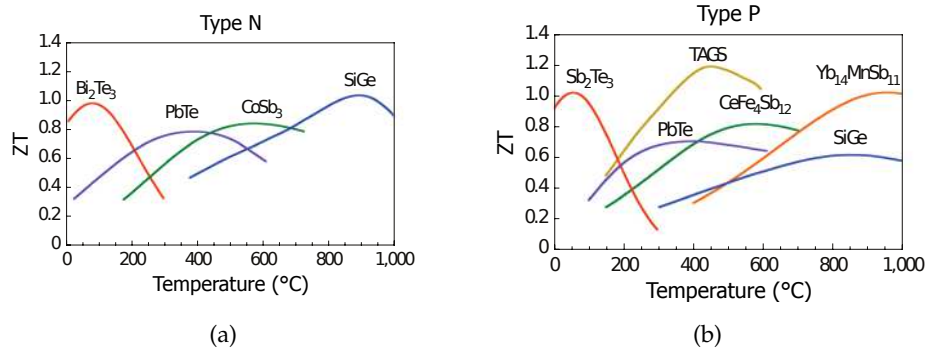


FIGURE 2.2 – Evolution du facteur de mérite  $ZT$  de différents alliages thermoélectriques de type N (a) et de type P (b) en fonction de la température, d'après [149].

On peut montrer qu'un produit  $Z\bar{T}$  maximal conduit à un rendement de conversion  $\eta$  maximal [150], d'où l'adoption du paramètre  $Z$  comme *facteur de mérite* thermoélectrique. La notion de facteur de mérite thermoélectrique peut être étendue au cas d'un module thermoélectrique, composé de  $N$  thermocouples. Dans sa définition macroscopique, ce facteur de mérite permet de qualifier la performance du module, et est défini par :

$$Z = \frac{(N\alpha_{ab})^2}{RK}$$

où  $R$  est la résistance électrique ( $\Omega$ ) et  $K$  la conductance thermique ( $\text{W.K}^{-1}$ ). Notons que le coefficient Seebeck du module, ici défini par  $N\alpha_{ab}$ , est dans la suite du document et par souci de légèreté d'écriture, simplement noté  $\alpha$ .

Remarquons que ce facteur de mérite a été introduit en considérant un module thermoélectrique parfaitement couplé à des réservoirs de chaleur thermostatiques [148]. Plusieurs auteurs discutent de la pertinence

du facteur  $Z\bar{T}$  comme unique critère qualifiant un système thermoélectrique [151], notamment en considérant des conditions aux limites différentes (flux thermique constant [152], couplage thermique non parfait [151], etc. . .).

## 2.2 MODÉLISATION D'UN MODULE THERMOÉLECTRIQUE

Nous nous intéressons dans cette partie à la modélisation thermique et électrique d'un module thermoélectrique. En particulier, certaines analogies entre le domaine thermique et le domaine électrique permettent de représenter le modèle thermique par un schéma électrique. Cette modélisation permet d'identifier les paramètres dimensionnants d'un module, l'influence des conditions extérieures au module, et d'évaluer la puissance électrique récupérable dans un environnement donné.

### 2.2.1 Modèle électrique équivalent

On peut modéliser le comportement thermique d'un générateur thermoélectrique par un modèle électrique équivalent, où les températures sont figurées par des tensions tandis que les flux de chaleur sont représentés par des courants. Les résistances thermiques sont alors analogues à des résistances électriques.

#### Comportement thermique

Nous nous intéressons dans un premier temps au TEG seul, de telle sorte que les limites du système sont les températures  $T_H$  et  $T_C$  sur chacune des faces du module. De cette façon, le gradient  $\Delta T$  est imposé aux bornes du module et ne dépend pas de l'environnement. Nous détaillons par la suite les raisons pour lesquelles cette hypothèse conduit à un raisonnement erroné quant au dimensionnement.

Le TEG est caractérisé par sa conductance thermique  $K$ , sa résistance électrique  $R$  et son coefficient Seebeck  $\alpha$ . Nous reprenons le modèle thermique proposé dans [153, 154]. Ce modèle tient compte de la conduction thermique, de l'effet Peltier et de l'effet Joule (voir fig. 2.3).

Des modèles prenant en compte l'effet Thomson ont été proposés [155, 156], celui-ci peut cependant être omis car sa contribution au flux de chaleur est négligeable.

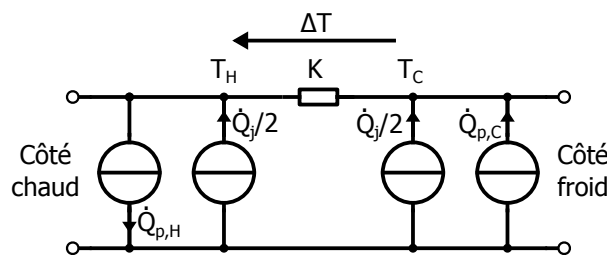


FIGURE 2.3 – Modèle thermique équivalent d'un TEG seul

La conduction thermique est représentée par la conductance thermique du module thermoélectrique  $K$ . L'effet Peltier est représenté par deux sources de courant  $\dot{Q}_{p,H}$  et  $\dot{Q}_{p,C}$ , avec :

$$\dot{Q}_{p,H} = \alpha T_H I \quad (2.4)$$

$$\dot{Q}_{p,C} = \alpha T_C I \quad (2.5)$$

La contribution de l'effet Joule est répartie symétriquement de part et d'autre du module, et représenté par les sources de courant  $\dot{Q}_j/2$ , où :

$$\dot{Q}_j = RI^2$$

Bien qu'une paramétrisation conduisant à une répartition asymétrique des flux de chaleur par effet Joule soit discutée dans [154], on peut montrer que l'hypothèse d'une répartition symétrique est raisonnable [148, 153].

Le schéma de la figure 2.3 suppose un modèle en régime permanent. Ce point de vue est le plus largement adopté étant donné que les sources de température varient généralement lentement, relativement aux constantes de temps thermiques d'un système thermoélectrique. On peut noter que des modèles prenant en compte les phénomènes transitoires sont proposés dans [153, 157].

### Comportement électrique

D'un point de vue électrique, le TEG peut dans un premier temps être représenté par une source de tension  $V_{oc} = \alpha\Delta T$  associée à une résistance interne  $R$  (fig. 2.4). Le circuit est fermé par une résistance de charge  $R_L$ . On note  $m = R_L/R$  le rapport entre la résistance de charge et la résistance interne du TEG.

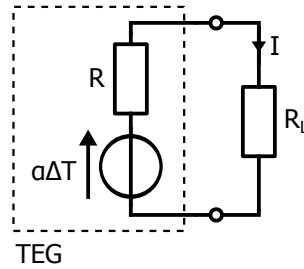


FIGURE 2.4 – Modèle électrique équivalent d'un TEG

Puisque le gradient  $\Delta T$  est considéré comme fixé et indépendant de l'environnement extérieur, le TEG peut ici être considéré comme un générateur de Thévenin. Par conséquent, la puissance électrique extraite s'exprime simplement :

$$P_e = V_{oc}^2 \frac{R_L}{(R + R_L)^2} = \frac{(\alpha\Delta T)^2}{R} \frac{m}{(1 + m)^2} \quad (2.6)$$

Dans ces conditions, le maximum de puissance est obtenu pour un rapport  $m_{max(P)} = 1$ , soit le cas d'adaptation d'impédance classique ( $R = R_L$ ), et vaut :

$$P_{e,max} = \frac{(\alpha\Delta T)^2}{4R}$$

Ce résultat est largement répandu, mais correspond à l'approximation – souvent non précisée – que le gradient thermique est directement appliquée au TEG via des contacts thermiques dont la résistance est négligée. Nous revenons sur ce point dans la partie 2.2.3.

### 2.2.2 Rendement

Le rendement de conversion d'un générateur thermoélectrique correspond au rapport entre la puissance électrique générée  $P_e$  et le flux de chaleur absorbée côté chaud  $\dot{Q}_H$  [148]. L'expression de la puissance  $P_e$  correspond simplement à la puissance dissipée dans la résistance de charge  $R_L$ . L'expression de la chaleur absorbée côté chaud  $\dot{Q}_H$  intègre trois termes afin de prendre en compte l'effet Peltier, l'effet Joule et la conduction de chaleur [148, 150]. Le rendement s'exprime alors sous la forme :

$$\eta = \frac{P_e}{\dot{Q}_H} = \frac{R_L I^2}{\alpha T_H I + K \Delta T - \frac{1}{2} R I^2} \quad (2.7)$$

D'après la figure 2.4, on peut exprimer le courant  $I$  par :

$$I = \frac{\alpha \Delta T}{R + R_L} \quad (2.8)$$

ce qui permet de réécrire l'équation 2.7 ainsi :

$$\eta = \frac{\Delta T}{T_H} \times \frac{\frac{R_L}{R}}{1 + \frac{R_L}{R} + \frac{RK}{\alpha^2 T_H} \left(1 + \frac{R_L}{R}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T_H}} \quad (2.9)$$

$$= \eta_C \times \eta_{th} \quad (2.10)$$

où  $\eta_C$  est le rendement Carnot et  $\eta_{th}$  est le rendement thermoélectrique. On peut ainsi noter que le rendement global  $\eta$  est fortement limité par le rendement de Carnot. En effet, pour une température moyenne donnée, celui-ci diminue d'autant que le gradient  $\Delta T$  est petit. De plus, pour un gradient  $\Delta T$  donné,  $\eta_C$  diminue à mesure que la température moyenne augmente.

En remplaçant  $R_L/R$  par la notation  $m$  et en identifiant l'expression du facteur de mérite  $Z$ , l'expression du rendement (équation 2.9) peut alors s'écrire :

$$\eta = \eta_C \times \frac{m}{(1 + m) + \frac{1}{Z T_H} (1 + m)^2 - \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T_H}}$$

On voit ainsi que plus  $Z$  – et donc  $Z \bar{T}$  – est grand, plus le rendement de conversion est élevé et s'approche du rendement de Carnot.

Rappelons qu'ici  $\Delta T$  est considéré comme étant une condition aux limites. Suivant cette hypothèse, on peut montrer [150] qu'il existe un rapport  $m_{max(\eta)}$  qui maximise le rendement de conversion, tel que :

$$m_{max(\eta)} = \sqrt{1 + Z \bar{T}} \quad (2.11)$$

Dans ces conditions, le rendement maximisé vaut alors :

$$\eta_{max} = \eta_C \times \frac{\sqrt{1 + Z \bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z \bar{T}} + \frac{T_C}{T_H}}$$

Ainsi, alors que le rapport  $m = 1$  permet de maximiser la puissance électrique délivrée à la charge  $R_L$ , celui-ci n'est pas optimal du point de



vue du rendement de conversion, et c'est d'autant moins le cas que  $Z\bar{T}$  est grand.

Néanmoins, remarquons que pour  $Z\bar{T} = 1$ , l'adaptation d'impédance électrique ( $m = 1$ ) conduit à un rendement de conversion égal à 97 % du rendement optimal  $\eta_{max}$ . De même, pour  $Z\bar{T} = 1$ , la puissance électrique obtenue pour  $m_{max(\eta)}$  vaut 97 % de  $P_{e,max}$ .

### 2.2.3 Influence des contacts thermiques

Le fait de négliger la résistance thermique liée à l'environnement dans lequel on insère le TEG comporte des sources d'erreur quant à l'optimisation de son dimensionnement. Cette démarche laisse en effet croire que la maximisation de la puissance électrique passe par une maximisation du gradient thermique  $\Delta T$  et une condition d'adaptation d'impédance électrique telle que  $m = 1$ .

Nous présentons ici un modèle thermique prenant en compte l'influence des contacts thermiques. Nous considérons le système modélisé sur la figure 2.5, où le module thermoélectrique est relié à deux réservoirs aux températures  $T_{H,s}$  et  $T_{C,s}$ . Le couplage entre le module et ces réservoirs se fait via des conductances thermiques *finies*  $K_{hot}$  et  $K_{cold}$ . De cette façon, le gradient thermique auquel le TEG est soumis n'est plus une borne du système mais dépend des conditions de fonctionnement et de la conductance thermique du module, de sorte que :

$$\Delta T < \Delta T_s = T_{H,s} - T_{C,s}$$

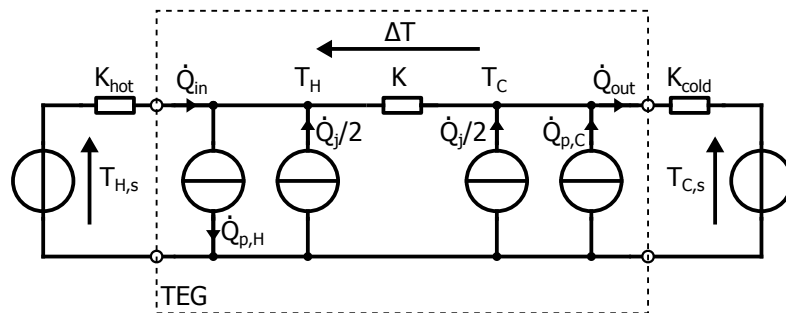


FIGURE 2.5 – Modèle thermique équivalent d'un TEG dans son environnement

### Retour sur le modèle thermique

Il existe une manière analytique d'exprimer  $\Delta T$  en fonction des conditions extérieures tout en tenant compte de l'effet Peltier et de l'effet Joule [154], cette expression est toutefois lourde à manipuler, notamment parce qu'il faut considérer des flux thermiques entrant et sortant distincts.

Une manière approchée permet d'exprimer  $\Delta T$  en fonction du gradient extérieur  $\Delta T_s$  et des différentes conductances thermiques [158]. Celle-ci repose sur l'hypothèse que le flux thermique est constant dans tout le module thermoélectrique, il s'agit alors de déterminer un flux moyen  $\dot{Q}_{moy}$ .

D'après la figure 2.5, on peut exprimer le flux entrant :

$$\dot{Q}_{in} = \dot{Q}_{p,H} + K\Delta T - \frac{\dot{Q}_j}{2} \quad (2.12)$$

$$= \alpha T_H I + K\Delta T - \frac{1}{2} R I^2 \quad (2.13)$$

et le flux sortant :

$$\dot{Q}_{out} = \dot{Q}_{p,C} + K\Delta T + \frac{\dot{Q}_j}{2} \quad (2.14)$$

$$= \alpha T_C I + K\Delta T + \frac{1}{2} R I^2 \quad (2.15)$$

On peut montrer [158] qu'on obtient alors un flux moyen :

$$\dot{Q}_{moy} = \alpha \bar{T} I + K\Delta T \quad (2.16)$$

D'après l'expression du courant  $I$  (équation 2.8), on peut réexprimer le flux  $\dot{Q}_{moy}$  :

$$\dot{Q}_{moy} = \left( \frac{\alpha^2 \bar{T}}{R + R_L} + K \right) \Delta T \quad (2.17)$$

$$= K_{TE} \Delta T \quad (2.18)$$

Ce flux moyen tient compte des contributions Peltier et Joule, bien que celles-ci n'apparaissent plus explicitement. Le modèle thermique tel que décrit sur la figure 2.5 peut alors être représenté par le schéma simplifié de la figure 2.6.

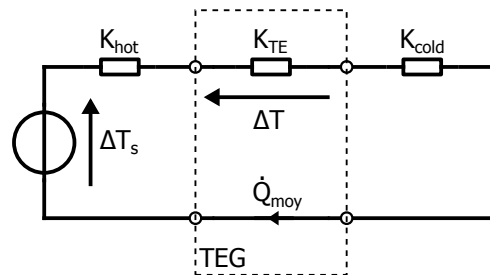


FIGURE 2.6 – Modèle thermique simplifié d'un TEG dans son environnement

Ce modèle permet d'exprimer simplement le gradient  $\Delta T$  par l'analogie thermique du pont diviseur de tension :

$$\Delta T = \Delta T_s \times \frac{K_{TE}^{-1}}{K_{TE}^{-1} + K_{hot}^{-1} + K_{cold}^{-1}} \quad (2.19)$$

Remarquons que le TEG est désormais représenté par une conductance thermique effective  $K_{TE}$ , définie comme la somme de la conductance intrinsèque  $K$  et d'un terme<sup>2</sup> dépendant de la résistance de charge  $R_L$ . Par conséquent, la prise en compte de l'effet Peltier, dans le modèle thermique

2. Ce terme reflète la contribution de l'effet Peltier.

tenant compte des résistances thermiques des contacts, conduit à observer que le gradient  $\Delta T$  vu par le TEG dépend du point de fonctionnement électrique, fixé par le paramètre  $m = R_L/R$ .

La conséquence de ce résultat est une altération des conditions d'adaptation d'impédance. En effet, le modèle électrique équivalent de la figure 2.4 ne peut plus être considéré comme un modèle de Thévenin [158], puisque la valeur de la force électro-motrice n'est plus indépendante du courant débité.

### Maximisation de la puissance électrique

Les relations 2.17 et 2.18 permettent d'établir la relation suivante :

$$K_{TE} = K \left( 1 + \frac{Z\bar{T}}{1+m} \right) \quad (2.20)$$

D'autre part, on peut introduire un rapport noté  $s$ , entre la conductance intrinsèque du TEG et la conductance équivalente de l'environnement, tel que :

$$s = \frac{(K_{hot}^{-1} + K_{cold}^{-1})^{-1}}{K} \quad (2.21)$$

Le gradient thermique peut alors être exprimé en fonction du gradient externe  $\Delta T_s$ , des paramètres  $m$  et  $s$  et du facteur de mérite  $Z\bar{T}$ , tel que :

$$\Delta T = \Delta T_s \frac{s}{1 + s + \frac{Z\bar{T}}{1+m}} \quad (2.22)$$

En insérant la nouvelle expression de  $\Delta T$  (éq. 2.22) dans l'expression de la puissance électrique donnée précédemment (éq. 2.6), on peut montrer que cette dernière s'exprime alors :

$$P_e = \frac{(\Delta T_s)^2 Z}{K_{hot}^{-1} + K_{cold}^{-1}} \frac{ms}{[(1+m)(1+s) + Z\bar{T}]^2} \quad (2.23)$$

Il est remarquable de constater que cette dernière expression se comporte de la même façon quant aux variations des paramètres  $m$  et  $s$ . Par conséquent, la démarche de maximisation de la puissance électrique, en calculant les solutions de  $\frac{dP_e}{dm} = 0$  et  $\frac{dP_e}{ds} = 0$ , donne des résultats très similaires :

$$m_{max(P)} = 1 + \frac{Z\bar{T}}{1+s} \quad (2.24)$$

$$s_{max(P)} = 1 + \frac{Z\bar{T}}{1+m} \quad (2.25)$$

Il faut toutefois souligner ici qu'on suppose disposer d'un facteur  $Z\bar{T}$  constant. Cela est justifié par le fait qu'il existe plusieurs combinaisons des paramètres  $\alpha$ ,  $R$  et  $K$  permettant d'obtenir le même facteur de mérite<sup>3</sup>. Cette explication permet ainsi de justifier qu'il existe, pour un

3. voir par exemple le tableau 2.1 ci-après.

environnement donné – caractérisé par  $\Delta T_s$ ,  $K_{hot}$  et  $K_{cold}$  – un rapport de conductances thermiques optimal.

Suivant ce modèle thermique, la puissance électrique dépend de *deux* conditions d'adaptation d'impédance. Celles-ci sont fournies par la résolution du système que forment les relations 2.24 et 2.25. La puissance électrique  $P_e$  est maximale lorsque ces deux conditions sont remplies simultanément [158, 159] :

$$m_{max(P)} = \sqrt{1 + Z\bar{T}} \quad (2.26)$$

$$s_{max(P)} = \sqrt{1 + Z\bar{T}} \quad (2.27)$$

où :

- $m_{max(P)}$  traduit l'adaptation d'impédance *électrique*,
- $s_{max(P)}$  traduit l'adaptation d'impédance *thermique*.

Le maximum de puissance extractible est alors donné par :

$$P_{e,max} = \frac{(\Delta T_s)^2}{4\bar{T}(K_{hot}^{-1} + K_{cold}^{-1})} \frac{Z\bar{T}}{(1 + \sqrt{1 + Z\bar{T}})^2} \quad (2.28)$$

#### 2.2.4 Paramètres dimensionnants

La modélisation d'un module thermoélectrique permet d'identifier les paramètres-clés qui conditionnent la performance d'un système de récupération d'énergie thermique. En particulier, il est clair que la démarche de dimensionnement dépend des hypothèses que l'on fait à propos des contacts thermiques dans l'environnement du module.

**Contacts idéaux** Lorsque l'on néglige les résistances thermiques de contact, c'est-à-dire à la fois  $K_{hot} \rightarrow \infty$  et  $K_{cold} \rightarrow \infty$ , le dimensionnement d'un système de génération thermoélectrique consiste à maximiser le rapport  $\alpha^2/R$ , parfois dénommé « facteur de puissance ». Cela revient à dire, à  $Z\bar{T}$  fixé, que la conductance thermique  $K$  peut être prise arbitrairement grande; c'est ce qu'illustre la courbe (cas *ideal*) de la figure 2.7. Dans cette démarche, la maximisation de la puissance électrique est soumise à la condition d'adaptation d'impédance électrique  $m = 1$ .

**Contacts non idéaux** Au contraire, lorsque l'on tient compte de contacts thermiques non idéaux<sup>4</sup>, la démarche de dimensionnement consiste à maximiser le facteur  $Z$ . A  $Z\bar{T}$  fixé, il existe une valeur optimale de la conductance thermique du TEG qui réalise l'adaptation d'impédance thermique avec l'environnement, comme l'illustre le cas *finite* de la figure 2.7.

<sup>4</sup> Cette démarche est pertinente, par exemple, dans le contexte de récupération de la chaleur du corps humain (cf. [160]).

La maximisation de la puissance électrique est ainsi soumise à deux conditions d'adaptation d'impédance, la condition *électrique* étant différente de celle correspondant au cas idéal.

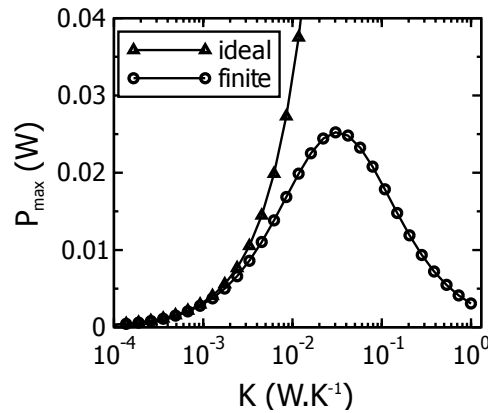


FIGURE 2.7 – Puissance sur charge adaptée en fonction de la conductance  $K$  du module, dans le cas idéal et dans le cas de contacts à conductance thermique finie, d'après [158]. Le tracé correspond au cas d'une conductance thermique des contacts égale à  $40.5 \text{ mW.K}^{-1}$ .

En pratique, il existe une synthèse entre ces deux cas de figure. C'est le cas des applications pour lesquelles les contacts thermiques dans l'environnement du module possèdent effectivement une conductance élevée, comparée à celle que l'on peut typiquement espérer pour un TEG standard (cf. données de la section suivante). On se trouve alors dans la zone située à gauche du « pic » sur la figure 2.7. On peut ainsi remarquer que l'une ou l'autre approche de modélisation (i.e. contacts considérés parfaits ou non) conduit de la même façon à chercher à obtenir une conductance thermique  $K$  la plus élevée possible.

## 2.3 CONVERTISSEURS THERMOÉLECTRIQUES

Nous abordons ici la question des dispositifs employés pour la récupération d'énergie électrique à partir d'un gradient thermique. Un tel dispositif est typiquement constitué de plusieurs éléments jouant un rôle thermique ou bien électrique. Cela inclut d'une part les modules thermoélectriques à proprement parler, et d'autre part les dissipateurs thermiques, utilisés pour améliorer le couplage thermique avec l'environnement. Une partie est également consacrée aux convertisseurs DC/DC compatibles avec les contraintes liées aux générateurs thermoélectriques.

### 2.3.1 Modules thermoélectriques

Un module thermoélectrique constitue le cœur d'un système de génération thermoélectrique. Plusieurs générations de modules existent à ce jour. Celles-ci se distinguent notamment par leurs méthodes de fabrication, alors que les matériaux thermoélectriques employés sont communs, et possèdent des niveaux de maturité variables. Tandis que les premiers modules réalisés – cela remonte à plusieurs décennies – appartiennent à la catégorie des modules dits *massifs*, les technologies récentes de dépôt et de micro-fabrication ont permis la réalisation de modules miniaturisés, en *couches minces* ou en *couches épaisses*. Cette partie dresse un bref état de l'art des technologies existantes en matière de modules thermoélectriques.

#### Modules massifs

Sous leur forme la plus courante, les TEGs sont formés par assemblage de « plots » de quelques centaines de micromètres de côté. Ces plots, constitués du matériau thermoélectrique, sont typiquement pris en sandwich entre deux fines plaques de céramique et reliés par de fines connexions métalliques. Les modules ainsi constitués possèdent une résistance électrique relativement faible, au prix d'une résistance thermique relativement faible elle aussi. Leurs dimensions – entre 1 et 5 centimètres de côté – ne les rend guère compatibles avec des applications très miniaturisées.

Il s'agit d'une technologie mature, en effet de tels modules étaient déjà employés dans les années 1970 au sein de générateurs thermoélectriques à radioisotope (RTG), notamment dans le cadre de missions spatiales [161]. En outre, ces modules sont semblables aux modules conçus pour le refroidissement par effet Peltier. Par conséquent, l'offre commerciale est relativement développée, bien que les différents fabricants aujourd'hui présents sur le marché proposent des produits très similaires. Pour cause, la quasi-totalité des TEGs massifs disponibles sont constitués du même alliage, le tellurure de bismuth ( $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ ), du fait de ses bonnes performances à température ambiante.

A titre d'exemple, le tableau 2.1 présente un échantillon représentatif de la gamme proposée par Eureka Messtechnik GmbH [162], où sont précisées les dimensions des modules et la puissance électrique maximum.

Ces TEGs supportent une température maximale de 200 °C. Soumis à un gradient de 10 °C, ils délivrent une puissance – sur charge adaptée – comprise entre 1 et 100 mW, pour une tension à vide comprise entre 270 et 540 mV.

	$\alpha$ (V/K)	$R$ ( $\Omega$ )	$K$ (W/K)	$Z$ ( $10^{-3} \text{ K}^{-1}$ )	$P_{\Delta T=10^\circ\text{C}}$ (mW)	$L \times l \times h$ (mm)
TEG1-9.1-9.9-0.8/200	0,027	9,0	0,03	2,7	2,0	9,1 × 9,9 × 2,3
TEG1-30-30-8.5/200	0,054	3,4	0,3	2,9	21,4	30 × 30 × 3,6
TEG1-40-40-19/200	0,054	1,5	0,7	2,8	48,6	40 × 40 × 3,4
TEG2-50-50-40/200	0,052	0,7	1,9	2,0	96,6	50 × 50 × 3,4

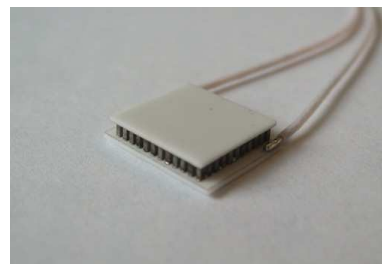
TABLE 2.1 – Caractéristiques de quelques TEGs Eureka Messtechnik [162]

Au vu de ces caractéristiques, on peut affirmer que ce type de module est adapté à une assez large palette d'applications. Le niveau de tension de sortie (qui appelle un convertisseur DC/DC capable de démarrer sous de faibles tensions d'entrée) ainsi que les dimensions de ces modules constituent leurs principales faiblesses.

En outre, on notera que les plots de certains TEGs sont « moulés » dans un isolant thermique<sup>5</sup>, alors que d'autres ne le sont pas. Cette propriété est intéressante car elle constitue d'une part une protection face à de potentielles agressions ou pollutions de l'environnement extérieur, d'autre part elle améliore la résistance mécanique du module.



(a)



(b)

FIGURE 2.8 – Module moulé (a) et module non moulé (b)

### Modules en couches minces

L'essor des techniques de micro-fabrication permet aujourd'hui de réaliser des modules aux dimensions très inférieures aux modules massifs [164, 165, 166]. Outre la possibilité offerte de cibler des applications impliquant des objets plus compacts, cette technologie présente l'intérêt d'intégrer des plots avec une densité très importante. En effet, là où un module massif comporte en moyenne quelques dizaines de paires de plots par centimètre carré, un module en couche mince peut intégrer plus d'une centaine de paires par millimètre carré [81, 167]. Par conséquent, ce type de TEG délivre des tensions exploitables à partir de gradients thermiques relativement faibles. En contrepartie, le grand nombre d'éléments thermoélectriques confère au module une résistance électrique comparativement élevée (à surface équivalente), ce qui limite sensiblement la puissance générée.

5. voir par exemple, les modules proposés par Hi-Z Technology, Inc. [163]

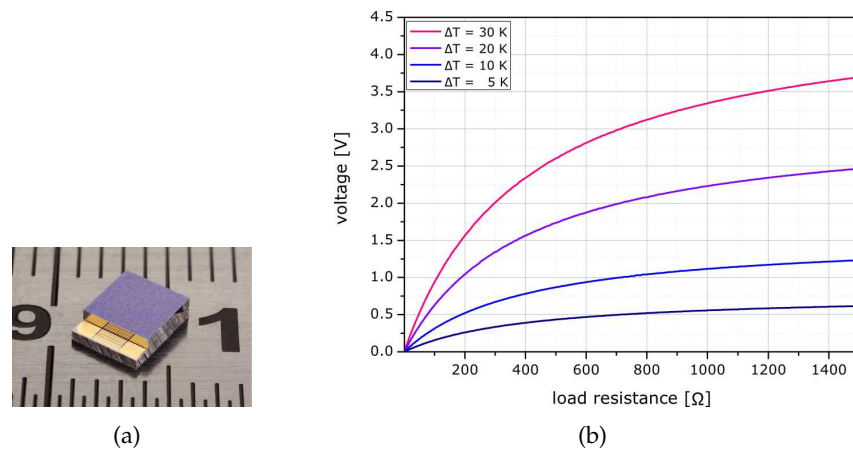


FIGURE 2.9 – Le module micropelt D751 (a) délivre une tension exploitable (b) à partir de faibles gradients thermiques [81].

La société micropelt est aujourd’hui le principal acteur en ce qui concerne le développement et la production de modules en couches minces. Leur procédé de fabrication implique l’élaboration des matériaux de type N sur un premier substrat et ceux de type P sur un substrat séparé. Après découpe, les puces sont reportées l’une sur l’autre pour former un module thermoélectrique. Le tableau 2.2 donne les caractéristiques principales des modules micropelt disponibles commercialement.

Notons que le secteur des micro-générateurs thermoélectriques est également occupé par les sociétés américaines Nextreme et Thermo Life Corp. Les modules Nextreme sont semblables aux modules micropelt, tandis que les modules Thermo Life ont un format proche de celui d’une pile bouton [168].

	$\alpha$ (V/K)	$R$ ( $\Omega$ )	$K$ (W/K)	$Z$ ( $10^{-3} \text{ K}^{-1}$ )	$P_{\Delta T=10^{\circ}\text{C}}$ (mW)	$L \times l \times h$ (mm)
MPG-D651	0,075	185	0,045	0,67	0,8	$3,4 \times 2,5 \times 1,1$
MPG-D751	0,140	300	0,08	0,82	1,6	$4,2 \times 3,4 \times 1,1$

TABLE 2.2 – Caractéristiques des TEGs micropelt [81]

Les modules micropelt fonctionnent jusqu’à 200 °C comme la plupart des modules massifs. Leur facteur de mérite  $Z$  est trois à quatre fois inférieur aux valeurs typiques des modules massifs, et la puissance générée pour un même gradient est également inférieure. En revanche, un module massif requiert un  $\Delta T$  d’au moins 20 °C pour obtenir 1 Volt de tension à vide, tandis que le module MPG-D751 présente la même tension à vide avec un  $\Delta T$  de seulement 8 °C. Cette propriété offre une certaine souplesse quant au choix du convertisseur DC/DC à connecter en aval, et la possibilité pour ce dernier de travailler à un bon rendement sur une large plage de gradients thermiques.

Ainsi, les micro-TEGs réalisés à partir de couches minces de matériau thermoélectrique, présentent des performances globalement inférieures à celles des modules massifs. Leur avantage réside essentiellement dans leur taille réduite et leur fonctionnalité sous de faibles gradients. Ces mo-



dules sont donc particulièrement bien adaptés pour les applications fortement contraintes d'une part en termes d'encombrement (poids, volume), et d'autre part en termes de ressource (gradients thermiques).

### Technologies de laboratoire

Motivées par l'intérêt croissant pour les applications de récupération d'énergie thermique, de nouvelles technologies de modules thermoélectriques sont actuellement en cours de développement. Si la performance des prototypes réalisés n'est généralement pas encore à la hauteur des modules disponibles commercialement, le potentiel d'innovation paraît toutefois prometteur.

**Couches épaisses** Tandis que les procédés de couches minces sont relativement coûteux et se limitent à des épaisseurs de l'ordre de  $10^{-5}$  m, la fabrication des modules massifs requiert des étapes de découpe et d'assemblage limitant les possibilités d'automatisation et de production de masse [169, 170]. Ainsi, l'épaisseur des éléments thermoélectriques est limitée à environ  $50 \mu\text{m}$  pour les couches minces, et supérieure à  $500 \mu\text{m}$  pour les modules massifs [170].

S'inscrivant dans une recherche de procédés de fabrication alternatifs, le développement de TEGs basés sur des couches épaisses permet d'obtenir des épaisseurs intermédiaires, de l'ordre de  $10^{-4}$  m. Les modules réalisés dans cette gamme d'épaisseur permettent potentiellement une meilleure adaptation thermique pour certains environnements (par exemple, pour l'alimentation de dispositifs médicaux [169]).

Par ailleurs, les modules en couches épaisses peuvent être fabriqués par des procédés d'impression [169, 170, 171], comme l'illustre la figure 2.11(a). Ce type de procédé autorise une production de masse à plus faible coût que les modules en couches minces.

**Modules plans** Au delà des nouveaux procédés de fabrication, l'innovation porte également sur l'architecture des modules. En particulier, une part de la recherche sur la génération thermoélectrique s'intéresse aux modules plans.

Ces modules sont constitués d'éléments thermoélectriques dont l'épaisseur n'est plus une dimension caractéristique comme c'est le cas des modules classiques (dits 3-D, ou à géométrie verticale). L'objectif est vraisemblablement d'impliquer une quantité réduite de matériau thermoélectrique (rare et coûteux) dans la fabrication d'un TEG, ainsi que d'augmenter la densité d'éléments thermoélectriques par rapport aux modules massifs [172].

L'architecture plane peut être utilisée dans deux configurations différentes :

- sous un flux thermique *vertical*, comme pour les modules classiques ; le flux est alors redirigé dans le plan du module par un arrangement de micro-cavités situées au-dessus ou au-dessous de chaque jonction [173] ;

- sous un flux thermique *latéral*, c'est-à-dire dans le même plan que le module (voir figure 2.10).

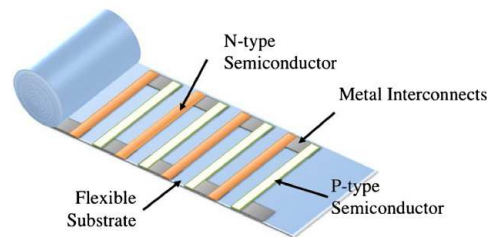
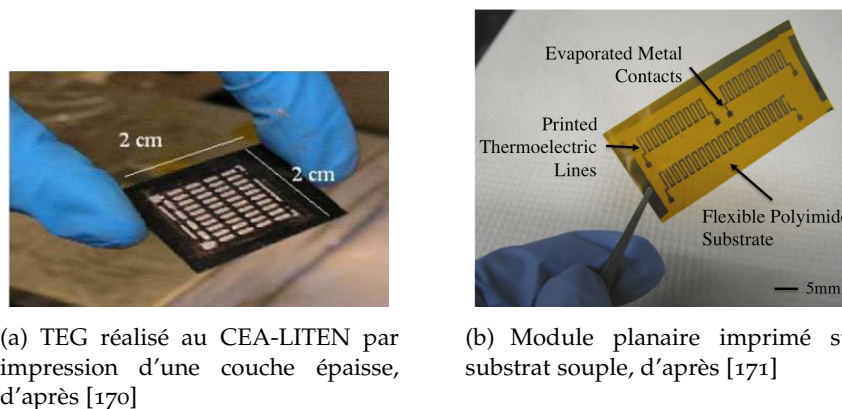


FIGURE 2.10 – Schéma de principe d'un module réalisé sur substrat souple, d'après ??

Enfin, ces filières technologiques émergentes permettent d'envisager la fabrication de modules flexibles [171, 172, 174], promettant une plus grande facilité d'intégration (voir figure 2.11(b)). Notons que la start-up allemande greenTEG propose d'ores et déjà des TEGs flexibles, dont la commercialisation est annoncée pour 2014 [82].



(a) TEG réalisé au CEA-LITEN par impression d'une couche épaisse, d'après [170]

(b) Module planaire imprimé sur substrat souple, d'après [171]

FIGURE 2.11 – Exemples de TEGs réalisés à base de couches épaisses

**Nouveaux matériaux** L'amélioration de la performance des matériaux thermoélectriques passe par le contrôle de la mobilité des phonons, qui transportent la plupart de la chaleur, et des électrons, qui transportent l'électricité ainsi qu'une petite part de chaleur [175]. Historiquement, la valeur du facteur  $ZT$  des meilleurs matériaux massifs est ainsi restée cantonnée autour de 1, de par la difficulté à augmenter la conductivité électrique sans augmenter la conductivité thermique. De nos jours, la recherche de nouveaux matériaux thermoélectriques suit deux voies principales : premièrement l'exploration de matériaux massifs complexes [149], et deuxièmement l'exploitation des propriétés remarquables des matériaux nanostructurés [176, 177]. L'idée directrice est de chercher à réduire la conductivité thermique sans impacter les propriétés électroniques (coefficient Seebeck et conductivité thermique), de façon à améliorer le facteur  $ZT$ . Bien que des facteurs de mérite supérieurs à 1 aient déjà été obtenus [178], la possibilité de disposer de modules basés sur ces nouveaux matériaux demeure cependant éloignée.

### Critères de choix

Le passage en revue des différentes technologies de TEGs permet d'énoncer un certain nombre de critères à étudier en vue de sélectionner un module pour une application donnée. Il s'agit somme toute de degrés de liberté que la diversité des gammes disponibles commercialement permet d'identifier.

Le tableau 2.3 synthétise les différences notables entre les deux principales technologies disponibles sur étagère.

	ZT	flux thermique	dimensions	$V_{oc} @ \Delta T < 10K$
massif	+	important	-	-
couche mince	-	faible	+	+

TABLE 2.3 – Comparaison des caractéristiques de modules thermoélectriques

Une fois effectué le choix de la technologie la mieux adaptée, la sélection d'un module au sein d'une gamme donnée repose sur d'autres critères. On peut admettre que lorsque la technologie de fabrication est invariante, le facteur ZT varie de façon négligeable d'un module à l'autre. Il convient alors de choisir le module dont la conductance thermique est la mieux adaptée à l'environnement, et qui vérifie les contraintes éventuelles imposées par l'application (e.g. température maximum, dimensions maximum, choix d'un module moulé, etc. .).

### 2.3.2 Dissipateurs thermiques

Généralement, une application de génération thermoélectrique consiste à exploiter la différence de température entre une paroi chaude – ce peut tout aussi bien être une source froide – et l'air extérieur. Dans ce cas de figure, la configuration adoptée revient toujours à mettre une face du TEG en contact avec la paroi d'une part, l'autre face du module étant d'autre part orientée vers l'air extérieur (cf. schéma figure 2.12).

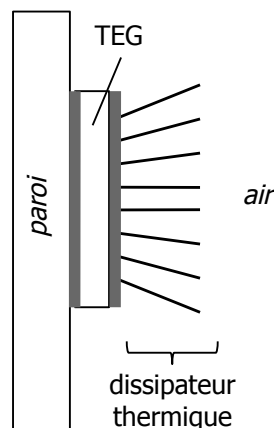


FIGURE 2.12 – TEG sur une paroi solide, échangeant avec l'air via un dissipateur thermique.

Un dissipateur thermique placé à l'interface avec l'air, en permettant au TEG d'échanger avec ce dernier un flux de chaleur plus important, améliore l'adaptation thermique du module avec son environnement. Cet

élément joue par conséquent un rôle crucial quant à la puissance produite par le TEG, c'est pourquoi nous nous intéressons dans cette partie aux différents paramètres à considérer dans le choix d'un dissipateur thermique.

### Caractéristiques importantes

**Géométrie** La géométrie est un facteur essentiel qui impacte à la fois la surface d'échange et l'écoulement d'air. La plupart des dissipateurs thermiques possèdent une structure à ailettes disposées sur une plaque de base. La figure 2.13 illustre quelques géométries courantes. Il existe ainsi différentes configurations qui se distinguent par l'épaisseur, la hauteur et la forme des ailettes, de même que leur espacement [179].

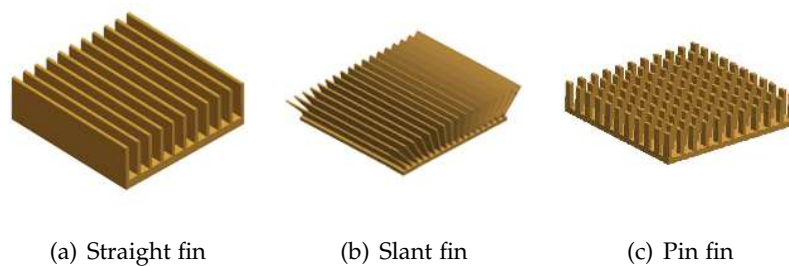


FIGURE 2.13 – Différentes géométries de dissipateur

De larges ailettes, ou un grand nombre d'ailettes, améliorent la surface d'échange, néanmoins elles peuvent également induire des pertes de charge et/ou une dérivation de flux [179], qui ont des effets négatifs sur la circulation d'air.

Les ailettes rectangulaires ont tendance à avoir de meilleures performances pour les écoulements laminaires, tandis que les ailettes cylindriques sont mieux adaptées aux écoulements turbulents ou indéterminés.

**Orientation** La convection, qu'elle soit naturelle ou forcée, implique la circulation d'un fluide subissant un transfert de chaleur. En considérant le cas de l'air, plus celui-ci est chaud et moins il est dense, par conséquent l'air chaud a tendance à « monter » de même que l'air froid a tendance à « descendre ».

Pour cette raison, il est préférable que le dissipateur thermique favorise la circulation d'air, ou du moins qu'il l'empêche le moins possible. Dans le même temps, il est clair que la surface d'échange doit être la plus importante possible. Ceci est illustré sur la figure 2.14, en prenant l'exemple d'un modèle à ailettes inclinées de chez Advanced Thermal Solutions Inc., monté sur un module micropelt.

**Couleur et condition de surface** Plus un matériau est sombre, plus celui-ci absorbe de l'énergie dans le spectre électromagnétique, et plus il rayonne cette énergie sous la forme de chaleur. La mesure de l'aptitude d'un matériau à rayonner l'énergie est son émissivité  $\epsilon$ , dont la valeur maximale est 1 dans le cas d'un corps noir.

De plus, la surface d'un dissipateur peut être traitée afin de présenter une surface encore supérieure à l'échelle microscopique. L'anodisation est

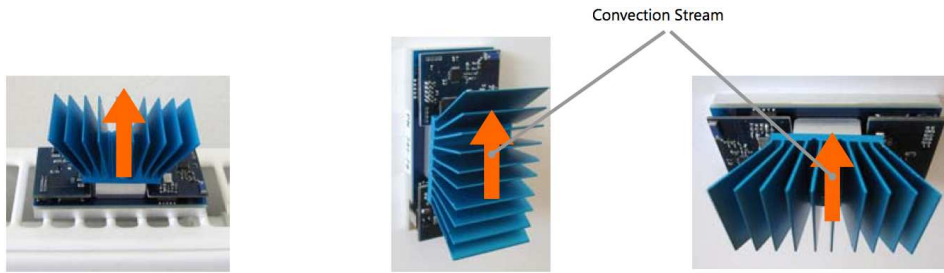


FIGURE 2.14 – Comparaison de différentes orientations de dissipateurs : inefficace (gauche), médiocre (milieu), idéale (droite)

couramment employée afin d'améliorer l'émissivité<sup>6</sup> et par conséquent le transfert de chaleur par rayonnement. Alors que cela joue un rôle mineur sous des conditions de convection forcée, le transfert de chaleur peut être jusqu'à 45% supérieur en convection naturelle, pour des dissipateurs relativement petits et un gradient thermique élevé. [180]. Aux dissipateurs en métal brillant, poli, il vaut donc mieux préférer une finition noire anodisée.

**Conductivité thermique** Il s'agit d'une propriété intrinsèque d'un matériau ou alliage, qui caractérise son aptitude à conduire la chaleur (voir tableau 2.4). Alors que pour un TEG celle-ci doit être la plus faible possible, la conductivité thermique doit être la plus grande possible dans le cas d'un dissipateur thermique.

Aluminium (99,9 %)	237
Cuivre	401

TABLE 2.4 – Conductivités thermiques [ $\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ ] de métaux couramment utilisés dans la fabrication de dissipateurs thermiques (à 20 °C)

En outre, la conductivité thermique d'un matériau est fonction de sa température, comme l'illustre la figure 2.15 en prenant l'exemple du cuivre.

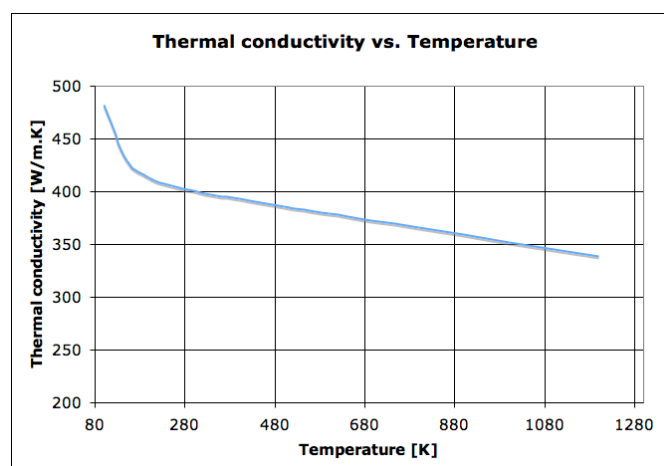


FIGURE 2.15 – Évolution de la conductivité thermique du cuivre en fonction de la température

6. L'anodisation est particulièrement utilisée pour l'aluminium, matériau pour lequel celle-ci est plus facile à réaliser que pour le cuivre.

### Critères de sélection

La sélection d'un dissipateur thermique prend en compte non seulement les divers paramètres mentionnés précédemment, mais également les contraintes liées à l'application visée.

**Résistance thermique** La résistance thermique (en K/W) est la principale caractéristique habituellement fournie par les fabricants, car celle-ci indique directement la chute de température provoquée par un flux thermique donné. Sa valeur est égale à l'inverse de la conductance thermique, et celle-ci est donnée pour le dissipateur en entier, en prenant en compte sa géométrie. Ainsi, elle n'est pas directement reliée à la conductivité thermique, qui est propre au matériau utilisé.

**Flux d'air** La circulation d'air a une influence considérable sur la performance d'un échangeur thermique. Le graphe de la figure 2.16 illustre la relation entre le flux d'air et la résistance thermique d'un dissipateur.

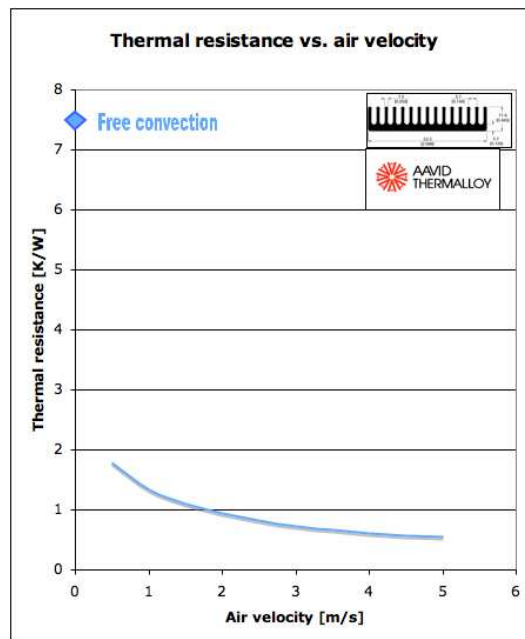


FIGURE 2.16 – Evolution de la résistance thermique en fonction de la vitesse du flux d'air. Tracé d'après les caractéristiques du modèle Aavid oS587 [181].

En outre, la performance d'un dissipateur dépend également de la direction dans laquelle circule l'air autour de celui-ci. Quand cette donnée n'est pas bien connue lors de la phase de conception, il est prudent de se tourner vers une géométrie possédant plusieurs plans de symétrie. La figure 2.17 montre à titre d'exemple, un modèle de thermogénérateur de la société Perpetua. Grâce à sa forme cylindrique et ses ailettes également cylindriques, celui-ci offre une plus grande souplesse quant à son positionnement vis-à-vis du flux d'air, comparé à un modèle à ailettes rectangulaires.

**Altitude** La densité de l'air diminue au fur et à mesure que l'altitude augmente, et cela réduit l'efficacité du transfert de chaleur par convection.



FIGURE 2.17 – Le modèle Perpetua Power Puck™ laisse un important degré de liberté quant à son positionnement.

Afin de prendre en compte cet effet, il convient de diviser la résistance thermique spécifiée par un facteur qui varie en fonction de l'altitude [182], comme mentionné dans le tableau 2.5.

Altitude (m)	0, sea level	1000	1500	2000	3000	3500
Facteur	1.00	0.95	0.90	0.86	0.80	0.75

TABLE 2.5 – Facteur modifiant la résistance thermique en fonction de l'altitude [182]

Il est évident que la prise en compte de ce facteur est particulièrement pertinente dans les applications aéronautiques.

### 2.3.3 Convertisseurs DC/DC

Le troisième élément constituant un système de génération thermoélectrique doit jouer le rôle d'interface entre le convertisseur et la charge à alimenter. Sa présence est requise pour deux raisons principales : d'une part, la tension typiquement fournie par un TEG est insuffisante pour alimenter une charge, d'autre part une adaptation d'impédance électrique est, comme l'illustre la figure 2.18, incontournable si l'on souhaite optimiser la puissance générée pour un dimensionnement donné.

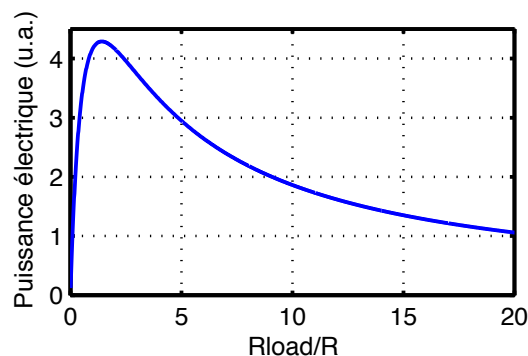


FIGURE 2.18 – Puissance électrique fournie par un TEG en fonction du rapport entre la résistance de charge et sa résistance interne (d'après l'éq. 2.23).

Comme il est mentionné au chapitre 1, cette interface est réalisée, dans le cas d'un générateur thermoélectrique, par un convertisseur DC/DC qui doit répondre aux problématiques soulevées dans ce type d'application.

### Problématiques spécifiques

**Démarrage basse tension** Les données des tableaux 2.1 et 2.2 laissent envisager la possibilité de générer une puissance électrique de l'ordre de  $100 \mu\text{W}$  à partir d'un gradient de 2 ou 3 °C seulement. Dans ces conditions, la puissance est suffisante pour alimenter un capteur sans fil autonome. En revanche, la tension produite en circuit ouvert vaut typiquement quelques centaines – voire quelques dizaines – de mV tout au plus. Un tel niveau de tension ne permet pas de faire démarrer un convertisseur DC/DC classique, du fait du seuil (typiquement 500-700 mV [183]) imposé par l'élément de commutation.

Pour contourner cet écueil, l'approche généralement suivie consiste à doter un convertisseur classique d'un circuit de démarrage. Ce dernier est capable de fonctionner avec une tension d'entrée inférieure à celle requise par le convertisseur principal, toutefois cet avantage est contrebalancé par un rendement moindre. Deux éléments peuvent être combinés pour permettre ce démarrage basse tension :

- un transformateur inductif, dont on exploite le comportement élévateur ;
- un transistor *normally on*, capable de conduire du courant au démarrage, lorsqu'aucune charge n'est stockée.

L'architecture proposée en 1997 par J. Damaschke [184] repose sur une telle combinaison. L'auteur précise que le transistor du circuit de démarrage (un JFET) possède une résistance à l'état passant nettement supérieure à celle d'un MOSFET habituellement utilisé dans un convertisseur DC/DC ; les pertes par conduction sont donc relativement importantes et c'est la raison pour laquelle deux circuits distincts sont employés. Le convertisseur ainsi proposé démarre à 300 mV et possède un rendement supérieur à 75%. Plus tard, Pollak et al. ont proposé une architecture plus compacte mais basée sur la même association JFET/transformateur [111], capable de démarrer dès 70 mV. Une alternative au JFET (en tant que dispositif *normally on*) est le MOSFET à déplétion tel qu'employé dans l'étage d'entrée du circuit commercial LTC3108 [112].

D'autres architectures ont été proposées dans la littérature, nous ne développons pas davantage cet aspect déjà abordé au chapitre 1. Néanmoins, ces dernières années ont vu un certain développement de l'offre commerciale en matière de circuits dédiés à la récupération d'énergie. Outre le LTC3108, qui au demeurant a fait une sortie remarquable, de nouveaux circuits commerciaux capables de démarrer avec une faible tension d'entrée ont fait leur apparition sur le marché. Quelques références sont ainsi listées dans le tableau 2.6.

**Extraction du maximum de puissance** Le volume relativement important occupé par un convertisseur thermoélectrique (en incluant le dissipateur) diminue sensiblement les possibilités d'intégration d'un tel convertisseur dans des environnements fortement contraints. Dans ce contexte, la maximisation de la puissance produite par un TEG donné représente alors une méthode privilégiée de minimisation du volume et



du poids du convertisseur.

L'extraction du maximum de puissance passe par le contrôle de la tension aux bornes du TEG lorsqu'il est connecté au convertisseur DC/DC. Notons que la plupart des convertisseurs du commerce régulent leur tension de sortie mais ne permettent aucun contrôle sur leur tension d'entrée. Il est possible d'implémenter cette fonctionnalité avec un convertisseur commercial en y ajoutant une boucle d'asservissement [185], mais cette méthode, qui requiert l'identification préalable de la fonction de transfert interne du convertisseur, demeure délicate à mettre en œuvre.

Dans le cas d'un convertisseur *custom*, le contrôle du rapport cyclique – ou plus rarement, de la fréquence – de découpage permet d'asservir la tension d'entrée. Plusieurs solutions dédiées à la thermogénération ont été proposées.

Mateu et al. ont adapté l'architecture résonante présentée dans [111] en y adjoignant une boucle de contrôle analogique [186]. Leur approche correspond à une méthode MPPT du type *Perturb & Observ*, et consiste à maximiser le courant de sortie. Également basée sur un circuit de contrôle analogique, la solution proposée dans [187] consiste à réguler directement la tension d'entrée autour d'une consigne fixée à la moitié de la tension de circuit ouvert du TEG. Cette dernière est mesurée périodiquement de sorte que la consigne est ajustée de façon dynamique.

Bien que l'approche de *recherche* du maximum de puissance puisse être relativement robuste, celle-ci est surtout justifiée soit lorsque l'environnement est mal connu, soit lorsque les conditions varient sensiblement dans le temps<sup>7</sup>. Ainsi, un environnement qui présente un gradient relativement stable et connu à l'avance permet de substituer à la *recherche* du point de puissance maximum, un *contrôle* du point de fonctionnement. Cette méthode est parfois nommée *MPPC (Maximum Power Point Control)*, par opposition à MPPT. Elle est naturellement plus simple à mettre en œuvre et plus économe en énergie, puisqu'il s'agit de fixer une fois pour toutes le point de fonctionnement souhaité. Notons que cette dernière fonctionnalité est incluse dans quelques circuits commerciaux récents (cf. tableau 2.6).

**Gestion de la polarité** Certains environnements imposent un gradient thermique dont le signe varie dans le temps; c'est notamment le cas des applications exploitant la chaleur latente d'un matériau à changement de phase [99, 143]. Bien qu'il s'agisse d'une problématique relativement marginale, le changement de signe de la tension aux bornes du TEG pose une contrainte certaine. Mentionnons le fait que dans [126] le TEG est ainsi connecté à un redresseur, tandis que dans [188] il est simplement proposé d'utiliser deux convertisseurs. Notons également que Linear Technology propose le LTC3109, une déclinaison du LTC3108 qui, au prix d'un transformateur supplémentaire, permet de gérer ce changement de polarité [189].

---

7. comme c'est le cas du solaire photovoltaïque, par exemple.

Les principaux circuits commerciaux répondant aux problématiques spécifiques soulevées par la génération thermoélectrique sont recensés dans le tableau 2.6.

Référence	Fabricant	$V_{IN}$ min.	MPPC	Bipolarité	$\eta$ max.
LTC3108 [112]	Linear Technology	20 mV <sup>a</sup>	non	non	60%
LTC3109 [189]	Linear Technology	30 mV <sup>a</sup>	non	oui	35%
ECT310 [190]	enOcean	20 mV	non	non	30%
LTC3105 [191]	Linear Technology	250 mV	oui	non	90%
TPS61200 [192]	Texas Instruments	300 mV	non	non	92%
BQ25504 [193]	Texas Instruments	330 mV	oui	non	94%

TABLE 2.6 – Convertisseurs DC/DC commerciaux adaptés aux générateurs thermoélectriques.

<sup>a</sup> Cette valeur se vérifie assez mal expérimentalement, et se situe plutôt autour de 60-100 mV.

### Optimisation globale

L'asservissement d'un convertisseur DC/DC par une consigne relative à la tension d'entrée permet *a priori* d'optimiser la puissance produite par un générateur thermoélectrique. Toutefois, cette démarche suppose que le convertisseur DC/DC fonctionne sur une plage où son rendement ne dépend que faiblement du courant de sortie.

Lorsque cette hypothèse n'est pas vérifiée, il se peut que la puissance en sortie du convertisseur DC/DC soit sous-optimale, alors même que le TEG produit le maximum de puissance (cf. figure 2.19). Ainsi, Lossec et al. ont vérifié expérimentalement que dans de telles conditions, l'optimisation de la puissance en sortie du DC/DC passe par une *désadaptation* du point de fonctionnement imposé au TEG [185]. Dans ce cas, le maximum de puissance du TEG ne coïncide pas avec le maximum du système TEG+DC/DC.

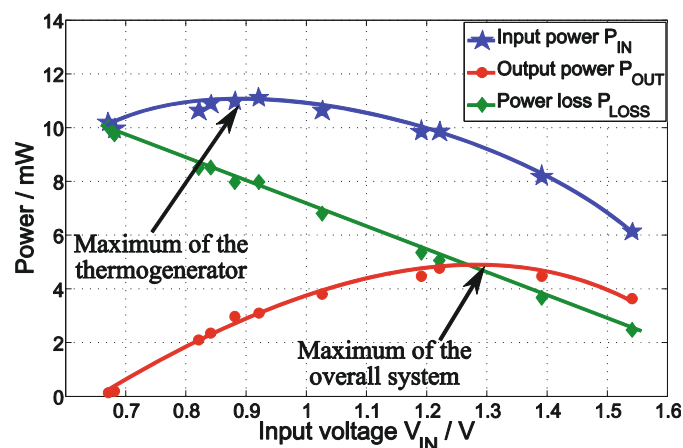


FIGURE 2.19 – Puissance en sortie du TEG et en sortie du convertisseur boost LTC3537, d'après [185].

## 2.4 APPLICATION : ALIMENTATION D'UN DATALOGGER AUTONOME EMBARQUÉ SUR AVION

### 2.4.1 Contexte

Dans le cadre d'un projet industriel associant Airbus, Intesens, Aero Experts et le LAAS, il est prévu de réaliser des mesures dans le carénage de l'attache d'un réacteur (ou APF, pour *Aft Pylon Fairing*), à l'aide d'un datalogger fabriqué par la société Intesens, porteur du projet. Celui-ci doit être auto-alimenté grâce à la récupération d'énergie ambiante, en particulier en exploitant les gradients thermiques.

L'Aft Pylon Fairing est une pièce mécanique critique située dans une zone proche des réacteurs (voir fig. 2.20). L'APF joue notamment un rôle de bouclier thermique, en ce sens qu'il est conçu pour éviter l'exposition des zones supérieures du mât réacteur aux températures extrêmes dues aux réacteurs. En outre, il doit résister aux fortes contraintes mécaniques induites notamment par les vibrations de la masse du groupe propulseur, de même qu'à une importante fatigue d'origine acoustique. La criticité de l'APF justifierait ainsi l'installation de capteurs<sup>8</sup>, dont le rôle serait de surveiller l'apparition et la progression de défauts de structure.

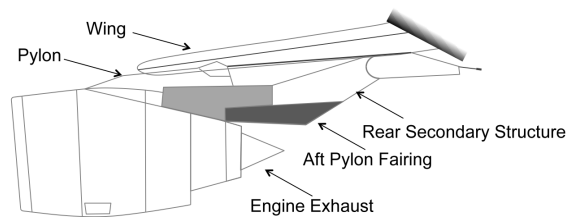


FIGURE 2.20 – Localisation de l'Aft Pylon Fairing

### 2.4.2 Spécifications

L'objectif est de fournir en énergie électrique un datalogger pendant une campagne de mesures. Plusieurs paramètres contribuent à définir les spécifications pour le système de récupération d'énergie :

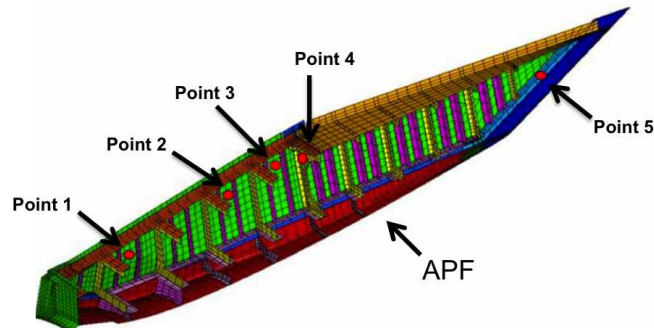
- environnement thermique,
- consommation électrique du datalogger,
- caractéristiques de la campagne de mesures.

#### Environnement thermique

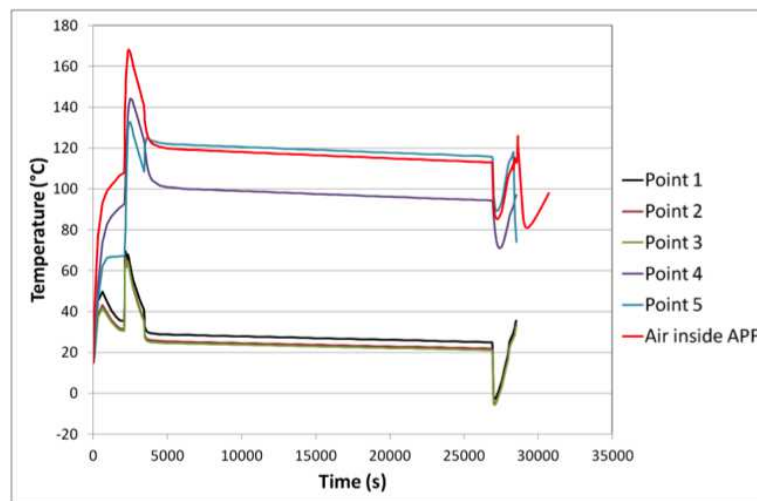
L'environnement thermique a été partiellement caractérisé par des mesures réalisées en plusieurs points de l'APF lors d'essais en vol (voir fig. 2.21), complétées par des simulations. Celles-ci ont permis de retenir une localisation potentiellement avantageuse pour y installer un récupérateur d'énergie thermique. Toutefois cet environnement reste incertain, étant donné que la température de l'air dans l'APF n'a pas été mesurée mais

8. Dans la continuation de ce projet, les capteurs seraient des pistes métalliques sur substrat souple, conçues par EADS-IW

calculée numériquement. La température de l'air à l'intérieur de l'APF (ou température du nœud d'air) est calculée en prenant en compte les échanges avec les parois par convection naturelle seulement (pas d'écoulement).



(a) Localisation des points de mesure



(b) Profils de température (données Airbus)

FIGURE 2.21 – Environnement thermique de l'APF

Ces résultats d'essais en vol laissent à penser qu'il existe au niveau des points 1 à 3, c'est-à-dire dans la partie « avant » de l'APF, un gradient de température de l'ordre de 90 °C pendant toute la durée d'un vol. La température des points les plus chauds vaut au maximum, entre 130 °C et 170 °C.

### Consommation du datalogger

Intesens fournit les données de consommation électrique de son datalogger Intelog. Celui-ci possède 3 principaux modes de fonctionnement : le mode *mesure*, le mode *veille* et le mode *transmission radio*. Ces données sont résumées dans le tableau 2.7.

Il est important de préciser ici que l'Intelog est prévu pour stocker en mémoire les données de mesure et les transmettre à la fin d'une campagne, suite à une interrogation de l'utilisateur.

Tension nominale (V)	$V_{nom}$	3,6
Courant mode veille (mA)	$I_{stdby}$	0,066
Courant mode mesure (mA) <sup>a</sup>	$I_{mes}$	3,41
Durée mesure (s) <sup>a</sup>	$t_{mes}$	3,7
Consommation mode radio (mAh) <sup>b</sup>	$c_{radio}$	$0,00009555 * X + 0,012$

TABLE 2.7 – Caractéristiques électriques de l'Intellog.

<sup>a</sup> Cas pire, tous capteurs activés.

<sup>b</sup> X représente le nombre de trames à envoyer (on considère 1 trame/mesure).

### Caractéristiques d'une campagne type

La durée de la campagne ainsi que la fréquence des mesures conditionne la quantité de données à enregistrer et surtout à rapatrier sans fil depuis l'Intellog, et par conséquent celles-ci impactent la quantité d'énergie à stocker en vue de cette transmission de données.

Comme la progression des défauts structurels dans l'APF est un phénomène relativement lent (inspection recommandée toutes les 1000 heures), il n'est pas nécessaire d'employer une fréquence d'échantillonnage élevée.

On choisit de se fixer les valeurs suivantes :

- durée de la campagne :  $t_{camp} = 2h$
- période de mesure :  $T_{mes} = 100s$

### 2.4.3 Choix technologiques

#### Générateur thermoélectrique

Compte tenu de la gamme de température ( $T_{max} = 170 \text{ °C}$ ,  $\Delta T_{moy} = 90 \text{ °C}$ ), il vaut mieux préférer un module TEG à base de tellurure de bismuth  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  dont la température maximum d'utilisation peut atteindre  $200 \text{ °C}$ , voire  $250 \text{ °C}$ . L'encombrement du système n'étant pas très contraint, on peut se tourner vers un module massif.

Il est prévu d'employer un dissipateur thermique pour améliorer le gradient thermique appliqué au TEG. Etant donné l'absence supposée de flux d'air dans l'APF, sa géométrie doit favoriser la convection naturelle. En outre, celui-ci doit résister aux multiples contraintes inhérentes à l'environnement de l'APF (vibratoires, acoustiques, etc.).

#### Circuit de gestion de l'énergie

Les courbes de température de la figure 2.21 montrent que les localisations potentielles pour le datalogger sont à  $25 \text{ °C}$ , hormis lors d'un bref échauffement jusqu'à environ  $70 \text{ °C}$ . Un tel environnement autorise, du moins du point de vue thermique, la mise en œuvre d'une électronique dans une technologie courante.

Le rôle du circuit électronique est de conditionner et stocker l'énergie récupérée de façon à fournir à l'Intellog une alimentation fiable sous une tension supérieure à 3 Volts. Les données thermiques du cahier des

charges permettent, en considérant les valeurs typiques de coefficient Seebeck des modules sur étagère, de s'attendre à obtenir une tension de l'ordre du Volt aux bornes du TEG. On doit donc essentiellement employer un circuit DC/DC élévateur.

En ce qui concerne le stockage d'énergie, la température, de même que les questions de facilité d'usage et de sécurité, interdisent les accumulateurs électrochimiques ; on aura donc recours aux supercondensateurs. Ce choix doit favoriser la tolérance à de nombreux cycles de charge/décharge et un fonctionnement sur une large gamme de température.

#### 2.4.4 Générateur thermoélectrique

##### Approche

Un système de récupération d'énergie par gradients thermiques repose notamment sur l'utilisation d'un TEG accompagné d'un dissipateur thermique. Le dimensionnement de ces deux éléments revient à choisir 4 paramètres déterminants : TEG :

- coefficient Seebeck  $\alpha$  (V/K)
- résistance électrique  $R$  ( $\Omega$ )
- résistance thermique  $R_{th,TEG}$  (K/W)

Dissipateur thermique :

- résistance thermique  $R_{th,hs}$  (K/W)

Ces 4 paramètres sont suffisants pour déterminer en première approximation la puissance que peut fournir le système, en connaissant les conditions de température. Toutefois, comme la spécification des besoins en énergie ne suffit pas à fixer ces 4 paramètres en même temps, l'approche utilisée consiste à choisir un TEG et un dissipateur associé selon d'autres critères, relatifs à la technologie employée : par exemple, encombrement, robustesse mécanique, tenue en température. On doit ensuite vérifier que la puissance fournie par les éléments choisis est supérieure aux besoins.

##### Dimensionnement

Pour le dimensionnement du récupérateur d'énergie, on peut se ramener à une puissance moyenne consommée par l'Intellog (pour le stockage en revanche, il faudra prendre en compte les aspects transitoires). Cette puissance moyenne  $P_{moy}$  peut être calculée en rapportant l'énergie totale consommée à la durée de la campagne, soit  $P_{moy} = \frac{E_{tot}}{t_{camp}}$ .

Pour évaluer l'énergie totale, nous calculons dans un premier temps le courant moyen consommé  $I_{moy}$  en excluant la part due à la transmission radio (qui a lieu en fin de campagne). Il s'agit donc de la moyenne entre les phases de mesures et les phases de repos, que l'on peut calculer ainsi :

$$I_{moy} = [I_{mes}t_{mes} + (T_{mes} - t_{mes})I_{stdby}] \times \frac{1}{T_{mes}}$$

L'énergie totale (exprimée en Wh) peut alors être déterminée de la façon suivante :

$$E_{tot} = (c_{radio} + I_{moy}t_{camp}) \times V_{nom}$$

Il s'avère ainsi, en utilisant les données du tableau 2.7, que la puissance moyenne consommée par l'Intellog, pour réaliser 1 mesure toutes les 100 secondes pendant un vol de 2 heures, est de l'ordre de 1 mW. La plupart des modules thermoélectriques en  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  disponibles sur étagère sont capables de fournir une telle puissance sans difficulté.

### Assemblage Intesens

Dans le cadre ce projet, Intesens propose de fournir un module déjà assemblé comprenant :

- un TEG *Eureca Messtechnik* TEG1-30-30-8.5/200,
- un dissipateur thermique *Cool Innovations* 3-202020G,
- une pièce d'assemblage réalisée en téflon.

On peut alors vérifier que ce module convient pour l'application visée. Les principales caractéristiques de cet assemblage sont listées dans les tableaux 2.8 et 2.9.

coefficient Seebeck $\alpha$ (V/K)	0,0537
résistance électrique $R$ ( $\Omega$ )	3,41
résistance thermique $R_{th,TEG}$ (K/W)	3,205
température max ( $^{\circ}\text{C}$ )	225
facteur de mérite $ZT$ à 300K	0,74
dimensions (L x l x h) (mm)	30,0 $\times$ 30,0 $\times$ 3,6
masse (g)	15

TABLE 2.8 – Caractéristiques du module TEG1-30-30-8.5/200

résistance thermique $R_{th,hs}$ en convection naturelle (K/W)	2,6
dimensions (L x l x h) (mm)	50.8 $\times$ 50.8 $\times$ 50.8
masse (g)	93

TABLE 2.9 – Caractéristiques du dissipateur thermique 3-202020G

Pour un gradient thermique  $\Delta T_{ext} = 90$   $^{\circ}\text{C}$ , cet assemblage doit générer une puissance électrique  $P = 500$  mW, pour une tension en circuit ouvert supérieure à 2,5 V. Il convient donc très bien d'un point de vue énergétique; toutefois, il serait possible de générer la même puissance avec un module plus petit afin de disposer d'un assemblage plus léger, moins encombrant, et moins coûteux, étant donné qu'il n'y a pas de contrainte sur le temps de démarrage du système. En outre, on sait qu'on dispose d'une marge confortable pour le cas où l'environnement présenterait des gradients thermiques moins favorables que prévu.

#### 2.4.5 Circuit de gestion de l'énergie

Nous avons conçu un circuit de gestion de l'énergie pour faire l'interface entre le générateur thermoélectrique et le datalogger. Celui-ci est articulé comme illustré sur la figure 2.22.

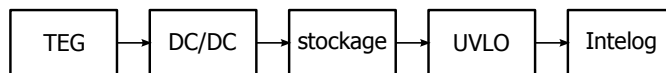


FIGURE 2.22 – Schéma bloc du circuit de gestion de l'énergie

Le circuit comprend :

- un convertisseur DC/DC chargé d'élever la tension fournie par le générateur électrique,
- un élément de stockage d'énergie,
- un circuit (UVLO) chargé de déclencher la phase de consommation d'énergie.

Chacun de ces blocs est décrit dans les paragraphes suivants.

### Convertisseur DC/DC

Le circuit que nous proposons repose sur un convertisseur DC/DC élévateur pris sur étagère. En accord avec la gamme de tension fournie par le TEG, nous avons choisi la référence LTC3105 (voir fig. 2.23), en particulier pour son aptitude à démarrer avec une tension d'entrée de 250 mV et la possibilité de fixer la tension d'entrée (MPPC). Il est capable de délivrer jusqu'à 400 mA, il est donc compatible avec la puissance générée par le TEG.

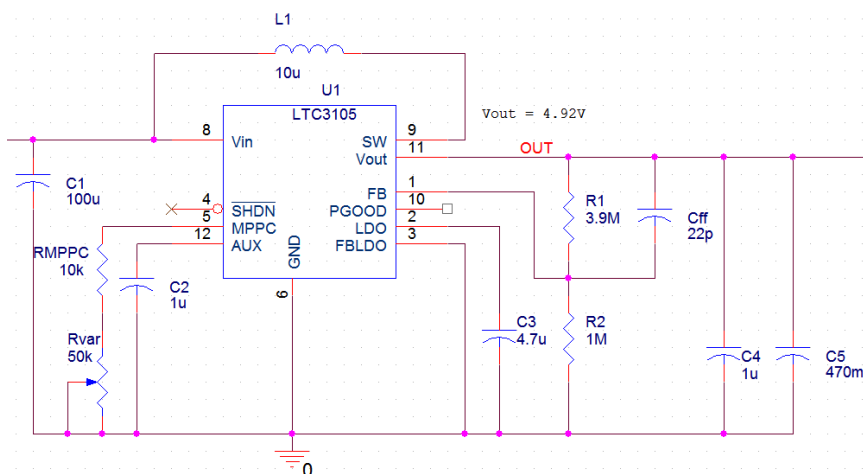


FIGURE 2.23 – Schéma du convertisseur DC/DC

Un régulateur LDO<sup>9</sup> est situé en entrée de l'Intellog. Sa tension de sortie est programmée à 3 V, et sa tension de déchet vaut typiquement 130 mV. Il faut donc fournir une tension d'au moins 3,2 V.

Comme il est expliqué dans les paragraphes suivants, l'énergie récupérée est stockée dans un supercondensateur dont la tension maximum vaut 5,0 V. Le DC/DC est donc configuré<sup>10</sup> pour délivrer une tension légèrement inférieure afin de protéger le composant de stockage; ici,  $V_{out} = 4,92 V$ .

Le circuit LTC3105 comprend également une fonctionnalité permettant de programmer un point de puissance maximum (broche MPPC); ce dernier peut être ajusté en jouant sur le trimmer  $R_{var}$ , qu'il convient de régler

9. Texas Instruments TPS780250300DRVR.

10. via la tension ramenée sur la broche FB par le pont diviseur  $R_1/R_2$ .



de façon à réaliser une adaptation d'impédance avec le TEG. Dans notre cas,  $R_{var}$  est réglée de sorte que la tension en entrée du convertisseur est égale à la moitié de la tension à vide du TEG. Naturellement, ce réglage n'est optimal que pour un gradient thermique donné.

### Stockage

L'Intelog consomme de l'énergie principalement pour effectuer des mesures et pour émettre des trames radio. L'élément de stockage doit être dimensionné pour être capable de fournir les appels de courant dans ces deux cas de figure (on considère qu'en dehors du mode veille, toute l'énergie consommée par l'Intelog provient de ce qui a été stocké).

D'après les données de consommation électrique fournies par Intesens (cf. tableau 2.7), on peut déduire les coûts énergétiques correspondant à un cycle de mesure d'une part, et à l'émission radio des données de mesure d'autre part. L'énergie associée à un cycle de mesure (en J) peut être calculée ainsi :

$$E_{mes} = I_{mes} \times V_{nom} \times t_{mes}$$

L'énergie nécessaire pour effectuer la transmission des données de mesure est une fonction de  $c_{radio}$  (en mAh), qui dépend du volume de données à transmettre. Étant donné que l'on considère une trame par mesure, le nombre de trames est égal au produit de la fréquence de mesure et de la durée de la campagne, tels que spécifiées précédemment :

$$N_{trames} = f_{mes} \times t_{camp}$$

On peut alors déterminer l'énergie associée (en J) par :

$$E_{radio} = c_{radio} \times V_{nom} \times 3600$$

Ces deux calculs aboutissent aux résultats suivants :

— un cycle de mesure :  $E_{mes} = 45,4$  mJ

— émission radio :  $E_{radio} = 245$  mJ

Il est ainsi clair que c'est la consommation de la partie transmission radio qui prédomine pour le dimensionnement du réservoir d'énergie. Ce dernier doit ainsi être capable de fournir l'énergie  $E_{radio}$  sans que la tension à ses bornes ne chute en-deçà de la valeur  $V_{min}$  imposée par le LDO.

En prenant comme tension nominale  $V_{nom}=3,6$  V (tension de la pile lithium que ce circuit remplace) et  $V_{min}=3,2$  V, on peut calculer simplement la capacité minimum  $C_{min}$  nécessaire pour fournir l'énergie  $E_{radio}$  avec la formule suivante :

$$C_{min} = \frac{2 \times E_{radio}}{V_{nom}^2 - V_{min}^2} = 0,18 \text{ F}$$

Au vu des modèles commercialement disponibles, le modèle choisi<sup>11</sup> est un supercondensateur de 0,47 F avec une tension maximum de 5,0 V, un courant de fuite de 7  $\mu$ A et une résistance série (ESR) de 1  $\Omega$ . On se dote ainsi d'une certaine marge en ce qui concerne le budget énergétique

11. Cooper Bussmann PB-5RoV474-R

pour la transmission radio, ce qui peut couvrir une éventuelle surconsommation due à une mauvaise qualité du signal radio, des retransmissions, etc... D'autre part, ce dimensionnement garantit que le datalogger peut effectuer une communication radio dès sa première mise sous tension.

### Undervoltage Lockout

Il arrive que l'étage situé en aval d'un DC/DC commence à tirer un courant largement supérieur à sa valeur nominale lorsque la tension qui lui est fournie est inférieure au minimum requis. Si ce courant est supérieur au courant de charge du supercondensateur, cela empêche le convertisseur d'atteindre sa tension de régulation [194]. Afin de s'affranchir de ce phénomène, le convertisseur est ici associé à un circuit UVLO (*Under-voltage Lock Out*). Il s'agit d'un comparateur à hystérésis chargé de commander un interrupteur (Q1, Q2 et R3, voir fig. 2.24) en sortie du DC/DC, une fois que la tension de sortie a atteint un niveau suffisant.

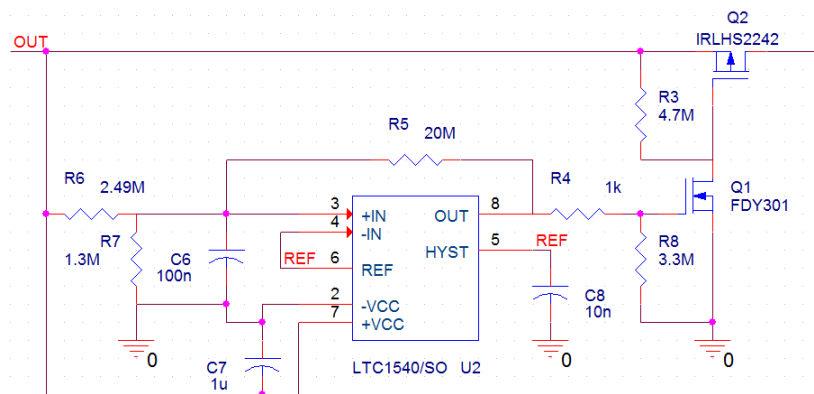


FIGURE 2.24 – Schéma du circuit UVLO

La tension de seuil haut est réglée sur  $V_H=3,6$  V, ainsi dès son activation l'Intellog est capable d'effectuer des communications radio (initialisation, configuration, ...). Ce choix n'est vraisemblablement pas optimal en ce qui concerne le temps nécessaire au démarrage du système, mais apporte en contrepartie de la robustesse en ce qui concerne la fonctionnalité.

La tension de seuil bas est réglée sur  $V_L=3,2$  V, tension minimum à fournir au LDO situé en aval. Il serait possible de régler cette tension plus bas et laisser le circuit se couper quand le LDO cesse de fonctionner, mais ce peut être un mauvais choix dans la mesure où le LDO peut se mettre à consommer beaucoup plus de courant dès que sa tension d'entrée approche de la limite ( $V_{out}+V_{DO}=3,13$  V).

Le comparateur LTC1540 est choisi pour son très faible courant d'alimentation ( $0,35 \mu\text{A}$  typ.), sa tension de référence intégrée ( $V_{ref}=1,182$  V) et son aptitude à fonctionner avec une faible tension d'alimentation.

On peut noter que le comparateur est alimenté directement par la tension de sortie du DC/DC. Le courant consommé par ce circuit vaut entre 2 et 3  $\mu\text{A}$ .

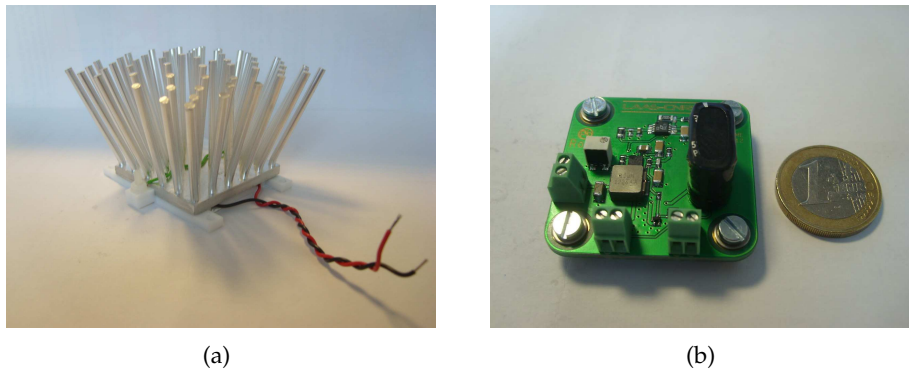


FIGURE 2.25 – Thermogénérateur assemblé (a) et circuit de gestion de l'énergie (b)

La figure 2.25 présente ainsi les éléments constituant le système de récupération d'énergie thermique conçu dans le cadre du projet.

#### 2.4.6 Validation du système complet

La fonctionnalité du système complet a été vérifiée au LAAS. Cette partie décrit les conditions expérimentales et présente les résultats de test.

##### Conditions expérimentales

La photo ci-dessous (fig. 2.26) montre le banc de test.

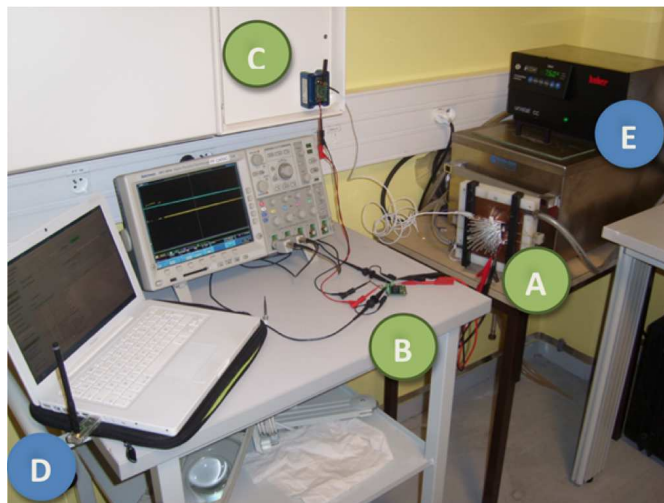


FIGURE 2.26 – Banc de test

Le thermogénérateur assemblé (A) est fixé verticalement sur une plaque chauffante; de la graisse thermique est appliquée à l'interface. Celui-ci est connecté au circuit de gestion de l'énergie (B) qui comporte un élément de stockage. La sortie de ce dernier fournit l'énergie électrique au datalogger Intelog (C). Un logiciel dédié permet au PC de communiquer avec le datalogger via un dongle (D), et permet de configurer l'Intelog et de rapatrier les données enregistrées.

La plaque chauffante en cuivre est reliée à un circuit d'eau chauffée à 75 °C dans un bain thermostaté (E). L'air ambiant est à environ 22 °C ;

avec un gradient de 53 °C maximum, on se place ainsi dans des conditions moins favorables que ce qui a été spécifié.

Il faut souligner le fait que, dans ces conditions, le gradient thermique est inversé par rapport à l'application visée ; en effet, dans l'APF c'est la paroi qui constitue la source froide, tandis que le dissipateur est en contact avec l'air qui constitue la source chaude. Cette inversion n'a aucun impact sur le comportement du thermogénérateur, si ce n'est d'inverser sa polarité.

Toutefois, la dégradation du coefficient d'échange thermique du dissipateur – due à une plus faible densité de l'air en altitude de croisière – n'a pas été prise en compte pour la réalisation du banc de test.

### Campagne de 2h

Le système complet a été testé conformément aux caractéristiques exposées dans la partie spécifications. Celui-ci passe ainsi par les étapes suivantes :

- *initialisation* : le système est thermalisé et complètement déchargé ;
- *allumage du bain thermostaté* : la température de l'eau augmente progressivement (cela prend environ 10 minutes) et un gradient s'établit avec l'air ambiant ;
- *démarrage du convertisseur DC/DC* : lorsque la tension aux bornes du TEG a atteint un niveau suffisant, le supercondensateur commence à se charger ;
- *activation de l'Intellog* : dès que le supercondensateur est chargé à 3,6V, l'Intellog est alimenté ;
- *configuration de l'Intellog* : via l'interface PC, on programme le datalogger pour effectuer une mesure de température toutes les 100s ;
- *campagne de mesures* : l'Intellog réalise des mesures périodiques pendant 2 heures ;
- *extinction du bain et (re-)configuration de l'Intellog* : le gradient thermique disparaît progressivement ; via l'interface PC, on récupère les données enregistrées, puis on programme le datalogger pour stopper les mesures, celui reste alors en mode veille ;
- *extinction de l'Intellog* : lorsque la tension de charge descend sous le seuil de 3,2V, la sortie est désactivée, l'Intellog n'est plus alimenté ; le système s'auto-décharge.

La figure 2.27 illustre cette campagne de mesure de 2 heures suivie de 22 heures de veille puis auto-décharge. Sur la Figure 2.28, on voit plus précisément le démarrage (la première heure, à gauche) ainsi que l'évolution de la tension d'entrée Vin lorsque le DC/DC est en régulation (à droite).

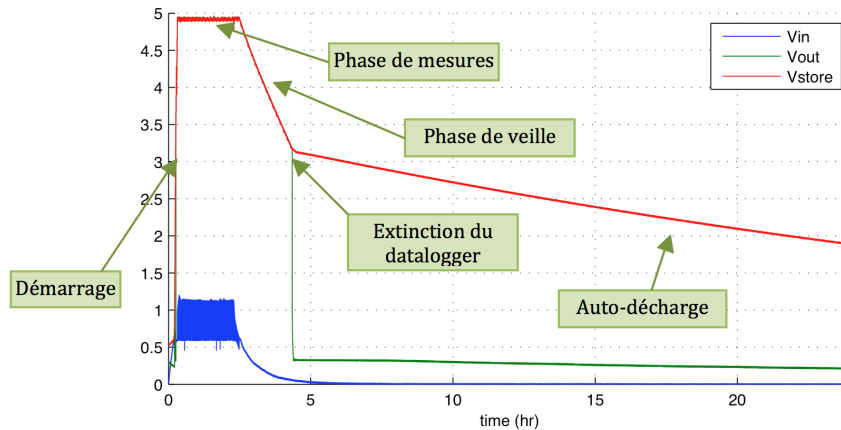


FIGURE 2.27 – Evolution des tensions d'entrée ( $V_{in}$ ), de sortie ( $V_{out}$ ) et état de charge ( $V_{store}$ ) du circuit de gestion de l'énergie

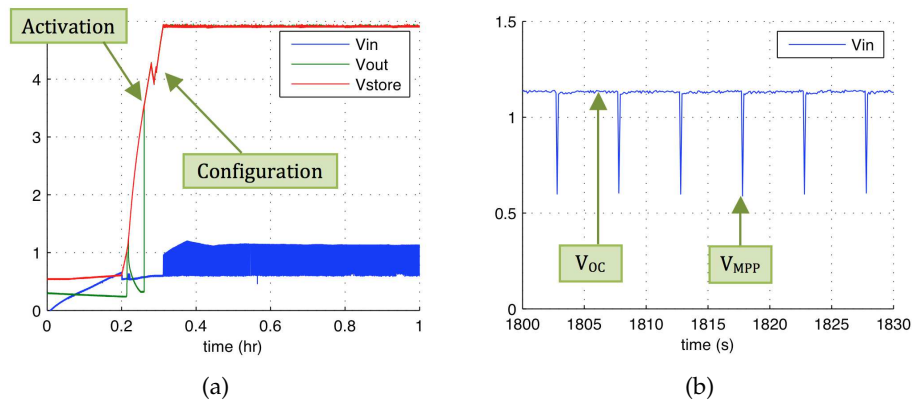


FIGURE 2.28 – Première heure de test (a) et zoom sur  $V_{in}$  (b)

On constate que le système démarre en 15 minutes et par la suite fonctionne sans problème. Une fois la source d'alimentation coupée, il est ensuite capable de rester en veille pendant 2 heures. L'allure de  $V_{in}$  (fig. 2.28(b)) montre que lorsque le système est en régulation, la source est déconnectée ( $V_{in} = V_{OC}$ ) la plupart du temps car l'élément de stockage est pleinement chargé. Lorsque celui-ci se décharge en-dessous du seuil de régulation, la source est connectée ( $V_{in} = V_{MPP}$ ) brièvement afin de le recharger. Remarquons que le faible rapport cyclique entre ces deux états atteste de l'importante marge dont dispose le système en termes de puissance fournie par la source.

Dans les conditions de l'expérience ( $\Delta T_{ext}=53\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), la puissance maximum récupérable vaut théoriquement  $P_{th}=180\text{ mW}$ . La puissance effectivement générée, quand  $V_{in} = V_{MPP}$  peut être évaluée ainsi :

$$P_{exp} = V_{in} \times \frac{V_{OC} - V_{in}}{R}$$

Ici, la puissance générée est proche du point maximum (car  $V_{MPP} \approx V_{OC}/2$ ) et vaut  $P_{exp}=93\text{ mW}$ . L'écart important avec la puissance calculée théoriquement souligne l'imprécision du modèle d'échanges thermiques statique et unidimensionnel, et valide dans le même temps l'emploi d'une marge d'erreur pour le dimensionnement.

### Cas pire

- Le système a également été testé dans le « cas pire », c'est-à-dire avec :
- toutes les mesures activées (température + accéléromètre sur 3 axes)
  - la période d'échantillonnage la plus courte autorisée ( $T_s = 5s$ )

Environ 35 minutes après le lancement, le datalogger est configuré pour fonctionner avec ces paramètres de mesure ; on le voit au petit décrochage sur  $V_{store}$  (voir figure 2.29, à  $t=2300$  s). Même dans ces conditions, le thermogénérateur fournit suffisamment d'énergie, de telle sorte que le convertisseur DC/DC parvient toujours à réguler sa sortie.

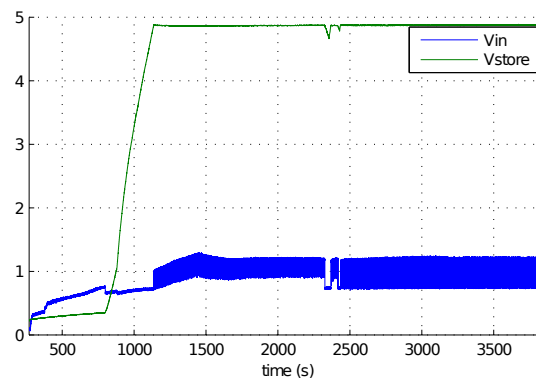


FIGURE 2.29 – Test du « cas pire »

### Cas pire + circuit au chaud

Le même cas que précédemment a été testé une nouvelle fois, en plaçant le circuit électronique auprès de la plaque chauffante (voir figure 2.30). Le but est de voir si cela impacte sa performance de façon notable ou non.

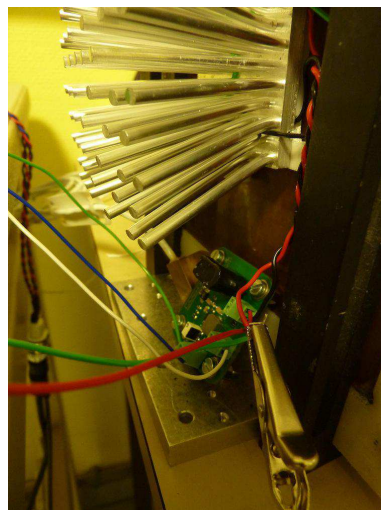


FIGURE 2.30 – Circuit auprès de la plaque chauffante

L'évolution des tensions (entrée du circuit, supercondensateur, sortie du circuit) est représentée sur la figure 2.31. On observe que l'Intellog démarre au bout de 17 minutes environ, ce qui est comparable aux résultats vus précédemment.

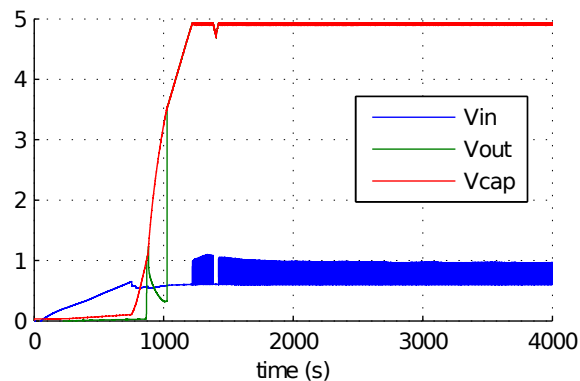


FIGURE 2.31 – Test du « cas pire + circuit au chaud »

### Rendement

Pour les deux dernières sessions de mesures (« cas pire »), on mesure la tension et le courant en entrée et en sortie du circuit de gestion de l'énergie<sup>12</sup>, afin d'évaluer son rendement. Toutefois, comme les phases d'accumulation d'énergie et de consommation d'énergie (quand la sortie du convertisseur est en régulation) ne sont pas synchronisées, il est délicat de tracer directement l'évolution du rendement en fonction du temps. En revanche, on calcule facilement un rendement moyen sur la phase de charge du supercondensateur. Nous avons calculé ce rendement moyen sur deux intervalles de temps différents : premièrement l'intervalle délimité par le démarrage de l'Intellog, deuxièmement l'intervalle (plus long) délimité par le passage du convertisseur en mode régulation.

Ce calcul revient à évaluer la formule suivante :

$$\eta_{\text{moy}} = \frac{\frac{1}{2}C(V_{\text{cap}}^2(T_f) - V_{\text{cap}}^2(T_i)) + \int_{T_i}^{T_f} V_{\text{out}}(t)I_{\text{out}}(t) dt}{\int_{T_i}^{T_f} V_{\text{in}}(t)I_{\text{in}}(t) dt}$$

La distinction entre les deux intervalles correspond à deux valeurs de  $T_f$  différentes ; l'instant initial  $T_i$  correspond à l'allumage du bain thermostaté. On remarque que le second terme du numérateur peut être négligé en ce qui concerne le premier intervalle de temps. Les valeurs calculées sont consignées dans le tableau 2.10 ci-dessous.

	→ démarrage de l'Intellog	→ régulation
Circuit à T° ambiante	50 %	62 %
Circuit au chaud	53 %	60 %

TABLE 2.10 – Rendements moyens du circuit de gestion de l'énergie pendant la charge du supercondensateur

On constate que le rendement du circuit n'évolue pas de façon significative qu'il soit à température ambiante ou à 70 °C. D'autre part, l'amélioration du rendement après le démarrage de l'Intellog est due à l'augmentation du courant de sortie du convertisseur DC/DC, dont le rendement chute lorsque son courant de sortie est trop faible (voir figure 2.32).

12. convertisseur DC/DC + stockage + UVLO

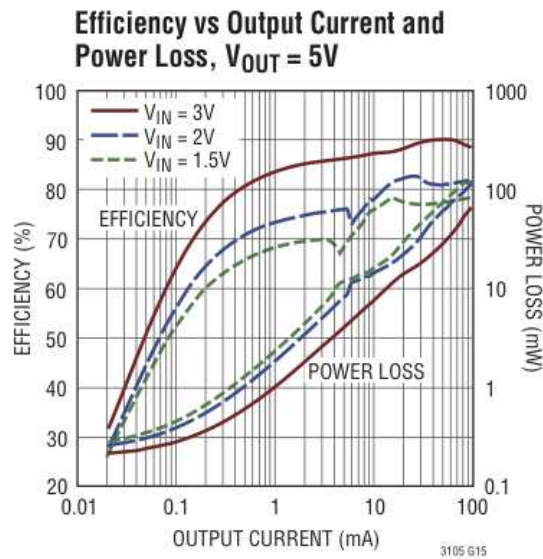


FIGURE 2.32 – Rendement du circuit LTC3105 en fonction du courant de sortie [191]

### 2.4.7 Conclusion

Ce projet industriel a fourni un contexte applicatif concret pour la mise en œuvre d'un système autonome de mesure et de transmission sans fil. Il a permis d'aborder les problématiques multiples posées par la conception d'un système de récupération d'énergie ambiante en environnement sévère : choix du procédé de récupération d'énergie, dimensionnement d'un générateur thermoélectrique, conception d'un circuit de gestion de l'énergie approprié et dimensionnement de l'étage de stockage d'énergie.

Nous avons ainsi proposé et validé un système complet répondant au cahier des charges du projet, en nous appuyant sur un modèle simplifié mais néanmoins compatible avec l'application visée, et garantissant la fonctionnalité du capteur sans fil.



## CONCLUSION DU CHAPITRE

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à donner une vue détaillée de la génération thermoélectrique. Nous avons vu que la compréhension des modèles mis en jeu permet d'identifier les paramètres dimensionnants les plus pertinents dans différents cas de figure.

Nous avons dressé un état de l'art concernant les différents éléments constitutifs d'un système de génération thermoélectrique, en dégagant des critères de choix pour chacun; ce travail doit permettre de maîtriser la conception d'un tel système.

Nous avons présenté la conception d'un système de génération thermoélectrique dans un contexte applicatif concret. Bien que notre travail n'ait pas été validé en situation réelle, ce projet a permis de fournir à nos partenaires industriels une démonstration tangible de la réponse que peut apporter la génération thermoélectrique à une problématique réelle dans un contexte aéronautique, et de fait a conduit à une redéfinition du cahier des charges d'une application SHM pour le mât réacteur de l'A380.

Ainsi, si la position des capteurs est inchangée car dictée par des considérations « mécaniques », il a été décidé de déplacer le récupérateur d'énergie dans la partie avant du mât. Là l'environnement thermique est mieux connu par les thermiciens d'Airbus, et les performances du TEG peuvent être plus précisément prédites. Toutefois, la température moyenne y est un peu plus élevée et impose un nouveau choix du module thermoélectrique. Par ailleurs, le circuit de gestion de l'énergie sera éloigné du TEG et placé au plus près du datalogger, réalisé *in fine* par EADS-IW.

Ce travail se poursuit donc dans le cadre du projet coopératif CORALLIE (programme Investissements d'Avenir) et les essais en vol sont prévus en août 2015, sur le moteur extérieur gauche d'un A380.

# SUPERCONDENSATEURS ET STOCKAGE ADAPTATIF

## SOMMAIRE

3.1	PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	89
3.1.1	Structure de base . . . . .	89
3.1.2	Extension à un ordre supérieur . . . . .	90
3.1.3	Comportement en charge . . . . .	93
3.1.4	Comportement en décharge . . . . .	97
3.1.5	Choix des seuils de commutation . . . . .	99
3.2	RÉALISATION EN COMPOSANTS DISCRETS . . . . .	101
3.2.1	Maquette expérimentale . . . . .	101
3.2.2	Circuit de commande . . . . .	102
3.2.3	Validation du principe . . . . .	106
3.3	UNE TENTATIVE D'INTÉGRATION . . . . .	108
3.3.1	Un circuit simplifié . . . . .	108
3.3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	112
	CONCLUSION . . . . .	115

**L**E contexte aéronautique, nous l'avons mentionné précédemment, tend à guider le choix du dispositif de stockage vers la solution des supercondensateurs, mieux adaptés pour des durées de vie importantes et plus tolérants quant aux températures extrêmes.

Face aux accumulateurs électrochimiques, le prix à payer réside d'une part dans la forte dépendance entre la tension aux bornes de l'élément de stockage et l'énergie stockée. Cela se traduit par une contrainte plus forte pour maintenir la fonctionnalité du nœud lorsque la quantité d'énergie stockée est faible, ce qui prend tout son sens lors de la phase de démarrage du système (la quantité d'énergie initialement stockée est nulle), ainsi que lors des phases de fonctionnement en autonomie (l'énergie consommée provient essentiellement de l'élément de stockage). Le stockage sous forme électrostatique implique d'autre part une densité d'énergie plus faible, ce qui conduit à un encombrement supérieur<sup>1</sup> pour fournir une autonomie équivalente.

---

1. La part considérable du poids et du volume des systèmes autonomes allouée au stockage d'énergie reflète toute l'importance de cet aspect.

La proposition d'une architecture adaptative de l'élément de stockage est une réponse aux faiblesses que nous venons de mentionner. Cette proposition résulte de la question que nous nous sommes posée, à l'occasion du dimensionnement du supercondensateur dans l'application présentée au chapitre précédent : comment réduire le temps d'initialisation du système tout en garantissant l'autonomie requise? En effet, il est clair<sup>2</sup> que ce dimensionnement aboutit, de fait, à un compromis entre temps de démarrage et autonomie du système, parfois de façon peu satisfaisante.

Notre démarche consiste donc à tenter d'améliorer ce compromis, en nous focalisant sur l'élément de stockage. L'idée fondatrice consiste à « découper » ce dernier en plusieurs sous-éléments de façon à constituer une matrice reconfigurable, accompagnée d'un circuit de commande. Dans un premier temps, nous présentons dans ce chapitre le principe de base selon lequel nous proposons de scinder une capacité de stockage élémentaire, et les propriétés remarquables qui y sont associées. Les deux parties suivantes concernent la réalisation concrète d'une telle architecture : la première version repose essentiellement sur des composants discrets, tandis que la seconde version repose sur une partie commande plus intégrée. Nous terminerons ce chapitre par une discussion sur les limitations liées à la solution que nous proposons et sur ses perspectives d'évolution.

---

2. même si cela n'apparaît pas explicitement dans le chapitre 2, puisque le cahier des charges du projet ne spécifiait pas de limite sur le temps de démarrage.

### 3.1 PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE

En matière de capture d'énergie ambiante, l'utilisation d'architectures adaptatives de capacités de stockage n'est pas nouvelle [195, 114, 196, 197]. Les méthodes présentées dans [195, 114] tombent dans l'écueil, lors des changements de topologie, du transfert de charges entre capacités, avec pour conséquence des pertes significatives dans les résistances séries parasites. De plus, les structures présentées ne traitent souvent qu'une seule des phases de fonctionnement (charge [114] ou décharge [196, 197]) réduisant d'autant l'impact sur les performances globales de l'étage de stockage. Enfin, certaines publications [195, 197] n'abordent pas la question des circuits de commande internes, question incontournable dans une structure que nous voulons auto-adaptative.

Le principe proposé ici consiste à mettre en œuvre une matrice de (super-) condensateurs dont l'agencement est modifié en fonction de l'état de charge global de la structure. Des interrupteurs sont utilisés pour modifier l'association des (super-) condensateurs, ceci dans des topologies successives qui garantissent l'absence d'échange de charges entre capacités lors des commutations (commutation adiabatique). Ce n'est qu'à cette condition qu'aucune énergie n'est perdue lors des commutations. Passant d'un agencement « tout parallèle », à un agencement « tout série », ou inversement, avec des états discrets intermédiaires, le fonctionnement de l'architecture adaptative peut être vu comme étant analogue à celui d'une boîte de transmission d'un véhicule : la capacité équivalente (*moment d'inertie*) présentée à la source de tension (*moteur*) est adaptée à l'énergie électrostatique (*cinétique*) emmagasinée, la tension équivalente (*régime moteur*) oscillant autour d'une valeur relativement constante.

#### 3.1.1 Structure de base

La structure adaptative est basée sur un étage de base simple, qui peut être répété afin d'augmenter l'ordre de la structure globale (autrement dit, le nombre de *vitesses*), qui caractérise le degré de finesse de discrétisation de la capacité totale.

Cet étage de base est obtenu en scindant la capacité totale  $C_{tot}$  en deux parties égales, dont la capacité vaut chacune  $C = C_{tot}/2$ . Les deux condensateurs résultants sont inter-connectés par trois interrupteurs (voir fig. 3.1).

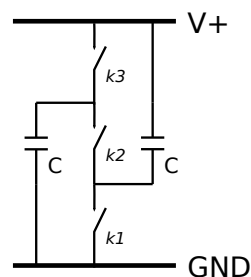


FIGURE 3.1 – Etage de base de l'architecture adaptative

Cet étage de base correspond à une structure d'ordre 1. Suivant l'état des interrupteurs notés  $k_1, k_2, k_3$ , celui-ci peut se trouver dans deux états différents :

- les condensateurs sont en série, la capacité équivalente vaut  $C_{eq} = \frac{C}{2} = \frac{C_{tot}}{4}$  ( $k_1, k_3$  ouverts,  $k_2$  fermé) ;
- les condensateurs sont en parallèle, la capacité équivalente vaut  $C_{eq} = 2 \times C = C_{tot}$  ( $k_1, k_3$  fermés,  $k_2$  ouvert).

Les interrupteurs  $k_1$  et  $k_3$  reçoivent le même signal de commande  $b_0$ , tandis que l'interrupteur  $k_2$  reçoit le signal de commande complémentaire  $\overline{b_0}$ . Dans ces conditions, un seul bit de commande permet de gérer les deux états de la structure.

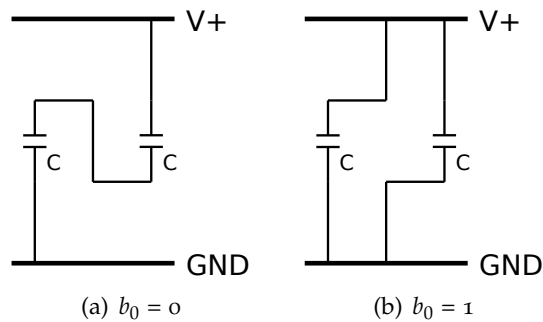


FIGURE 3.2 – Etats possibles pour la structure d'ordre 1, selon l'état du bit de commande  $b_0$

Lors d'un changement de topologie, la cellule de base permet ainsi une évolution de la capacité équivalente dans un rapport quatre, et par suite, de la tension de charge dans un rapport deux. Rappelons que, puisque les condensateurs sont de même valeur, aucun transfert de charge n'a lieu à la suite d'une commutation.

A l'ordre 1, nous disposons donc de deux valeurs de capacités, de telle sorte qu'il est possible de diviser par quatre la capacité totale. Lors de la charge, cela doit naturellement permettre de réduire d'autant le temps nécessaire pour atteindre un niveau de tension donné. A la décharge, il devient possible de multiplier par deux la tension, et par suite de prolonger le temps durant lequel celle-ci est supérieure à une valeur donnée. Ce second point se traduit, lorsque la valeur de tension en question est donnée par la valeur minimum de la tension d'entrée requise par l'étage situé en aval (par ex : un LDO, un convertisseur Boost, ...), par une extension de la durée de fonctionnement en autonomie du système. Ces aspects seront illustrés par la suite, pour une structure d'ordre supérieur.

### 3.1.2 Extension à un ordre supérieur

La structure à l'ordre 1 étant obtenue en divisant par deux la capacité totale, il est possible de scinder une nouvelle fois en deux chacun des condensateurs qui la composent, l'on obtient alors une structure à l'ordre deux. Par récurrence, la structure à l'ordre  $N$  est obtenue en divisant la capacité totale en  $2^N$  sous-éléments.

La figure 3.3 illustre la succession des  $N + 1$  configurations possibles pour une structure générique d'ordre  $N$ . Sur cette figure, les changements de configuration *vers la droite* ont lieu lors de la *charge*, tandis que la *décharge* conduit à une évolution de la configuration *vers la gauche*.

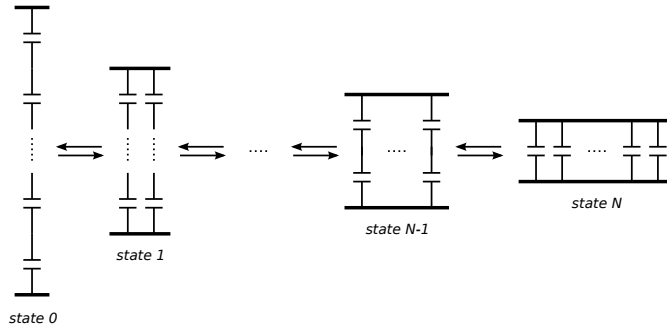


FIGURE 3.3 – Topologies successives pour une structure générique d'ordre  $N$

Dès lors que  $N$  est supérieur à 1, il existe plusieurs façons d'interconnecter les condensateurs élémentaires. Dans la perspective de réaliser un circuit de stockage adaptatif d'ordre supérieur à 1, nous avons envisagé deux approches possibles : une approche *fractale* et une approche *cascadée*. Ces deux alternatives sont représentées sur la figure 3.4, pour une structure d'ordre 2. Notons que ces deux alternatives permettent chacune d'obtenir les configurations illustrées sur la figure 3.3.

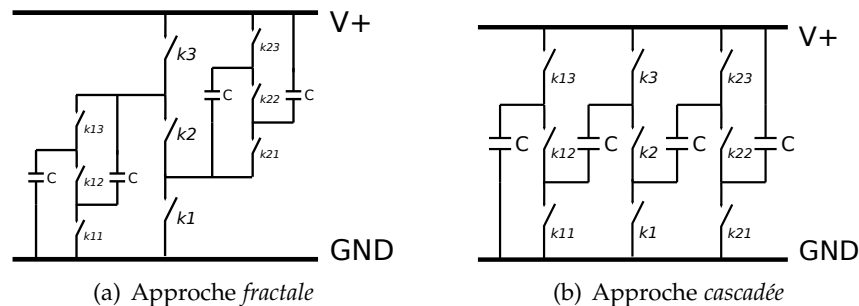


FIGURE 3.4 – Topologies alternatives pour une structure d'ordre  $N > 1$

**Approche fractale** Selon cette première approche (fig. 3.4(a)), la structure d'ordre  $N$  est construite en remplaçant, dans la structure d'ordre  $N - 1$ , chaque condensateur élémentaire par le dipôle que constitue l'étage de base (celui de la fig. 3.1).

Cette approche, qui donne à la structure adaptative une organisation semblable à celle des végétaux, des bronches des poumons, ou encore des pores dont sont constituées les électrodes des supercondensateurs, semble la plus « naturelle ». Toutefois, elle accuse une faiblesse liée au référencement des interrupteurs : en effet, les deux terminaux de tous les interrupteurs « intermédiaires » sont flottants, ce qui risque de dégrader leur commande. Dans l'exemple de la figure 3.4(a), c'est le cas de  $k_2$ , de  $k_{12}$  et  $k_{22}$ , de même que  $k_{13}$  et  $k_{21}$ .

**Approche cascadée** La seconde alternative que nous avons envisagée (fig. 3.4(b)) consiste essentiellement à connecter en cascade  $2^{N-1}$  étages

de base, à ceci près que seuls les condensateurs situés aux « extrémités » de la structure sont effectivement reliés aux bornes positive et négative de celle-ci.

Cette approche confère à la structure adaptative une organisation « plane », basée sur un motif régulier où chaque condensateur élémentaire est intercalé entre deux branches de trois interrupteurs. Cette organisation est partiellement affranchie de l'écueil de l'approche fractale mentionné précédemment, puisque seul l'interrupteur intermédiaire de chaque branche reste flottant (notés  $k_2$ ,  $k_{12}$  et  $k_{22}$  sur la figure 3.4(b)). Ainsi, le ratio du nombre d'interrupteurs ayant leurs deux terminaux flottants, en comparant les deux approches, est de  $3/5$  à l'ordre 2, de  $7/15$  à l'ordre 3, de  $15/37$  à l'ordre 4, etc. . . Ce ratio tend vers une valeur asymptotique égale à  $1/3$  à mesure que  $N$  augmente ; autrement dit, l'approche cascadée comporte jusqu'à 3 fois moins d'interrupteurs flottants.

La comparaison que nous venons de présenter nous a logiquement conduit à opter pour une organisation cascadée. Une étude de cette structure d'un point de vue générique permet d'apprécier l'évolution de ses caractéristiques suivant la valeur de  $N$  (voir tableau 3.1). Notons qu'une analyse théorique de plusieurs variantes d'architectures adaptatives de stockage capacitif, dans laquelle les auteurs s'intéressent notamment à l'évolution en fonction de  $N$  du nombre d'interrupteurs et du taux d'utilisation de l'énergie stockée, a été publiée par Fang et al. [197].

<b>ordre</b>	$N$
<b>nombre de condensateurs</b>	$2^N$
<b>plage de variation de la capacité équivalente <math>\frac{C_{max}}{C_{min}}</math></b>	$4^N$
<b>nombre d'états différents</b>	$N + 1$
<b>nombre d'interrupteurs</b>	$3 \times (2^N - 1)$
<b>nombre de bits de commande <math>b_i</math></b>	$N$

TABLE 3.1 – Caractéristiques de la structure générique (ordre  $N$ )

Naturellement, la complexité du circuit augmente avec la valeur de  $N$ , en particulier le nombre d'interrupteurs. De plus, la mise en série de  $x$  condensateurs a pour effet de multiplier par  $x$  la valeur de la résistance série équivalente (ESR)<sup>3</sup>. Ces aspects contribuent à poser une limite sur la valeur pratique de l'ordre de la structure, de telle sorte qu'une augmentation arbitraire de  $N$  conduit inévitablement à une dégradation des performances.

En outre, nous verrons dans ce qui suit que le gain apporté par une augmentation de l'ordre  $N$  diminue d'autant que celui-ci est grand. Cela amène à conclure qu'il existe un ordre optimal, pour lequel nous n'avons

3. toutefois, l'ESR des supercondensateurs ayant une valeur typique de l'ordre de la centaine de milliohms, cet effet reste négligeable pour des valeurs de  $N$  raisonnables

pas déterminé d'expression analytique, mais qui doit nécessairement dépendre d'une part de la consommation de la partie commande, et d'autre part des divers paramètres caractérisant les éléments parasites du circuit.

Comme évoqué en introduction, l'objectif poursuivi par le recours à une architecture adaptative de stockage de l'énergie consiste à améliorer le compromis entre temps de démarrage et autonomie. Si ces deux points ont tous deux trait à l'efficacité énergétique du dispositif stockage, le premier concerne la *charge* tandis que le second est davantage lié à la *décharge*. Nous avons étudié le comportement de la structure adaptative en distinguant ces deux cas de figure. Par souci de simplicité, nous avons réalisé des simulations basées sur des composants idéaux, c'est-à-dire :

- des condensateurs dépourvus de résistance série, et ayant un courant de fuite nul ;
- des interrupteurs parfaits ( $R_{on} = 0\Omega$ ,  $R_{off} = \infty$ ).

Nous aurons l'occasion d'évaluer la validité de ces hypothèses dans la section suivante.

### 3.1.3 Comportement en charge

Les simulations que nous avons réalisées portent sur une structure d'ordre  $N = 3$ . Cette valeur représente un compromis qui permet de produire des résultats suffisamment illustratifs sans rendre la structure trop complexe.

En ce qui concerne le comportement en charge, nous avons étudié deux cas de figure :

- la charge à puissance constante,
- la charge par un générateur de Thévenin.

Pour chaque cas de figure, nous nous sommes intéressés à l'évolution temporelle de la tension aux bornes de l'ensemble de la structure, ainsi que de la puissance électrique reçue et de l'énergie électrique stockée.

Puisque la structure est d'ordre 3, elle est composée de huit condensateurs élémentaires et possède quatre états distincts. La commutation d'un état vers un autre a lieu lorsque la tension franchit un seuil égal aux deux tiers de la tension maximum ; ce choix est motivé dans la suite de cette partie.

Les résultats de simulation obtenus sont ici confrontés avec 2 cas correspondant à des condensateurs de capacité fixe : le premier correspond à la plus petite valeur de capacité équivalente (notée *Fixed C/64*), le second à la valeur la plus élevée (notée *Fixed C*).

**Charge à puissance constante** Bien que la puissance électrique délivrée par un convertisseur d'énergie soit généralement dépendante de la tension à ses bornes, si celui-ci est suivi d'un étage d'adaptation d'impédance, alors on peut considérer l'ensemble – au moins sur une plage de fonctionnement relativement large – comme une source de puissance constante. C'est par exemple le cas d'une cellule solaire associée à un étage MPPT.

La figure 3.5 montre l'évolution de la tension aux bornes de la structure adaptative, dans le cas d'une charge à puissance constante (ici,  $P=0,5\text{mW}$ ,  $V_{max}=3\text{V}$ ,  $C_{tot}=0,4\text{F}$ ). Son allure en dents de scie laisse apparaître clairement les commutations successives. A chaque commutation, la capacité



équivalente est multipliée par quatre, par conséquent la tension évolue quatre fois plus lentement que dans l'état précédent.

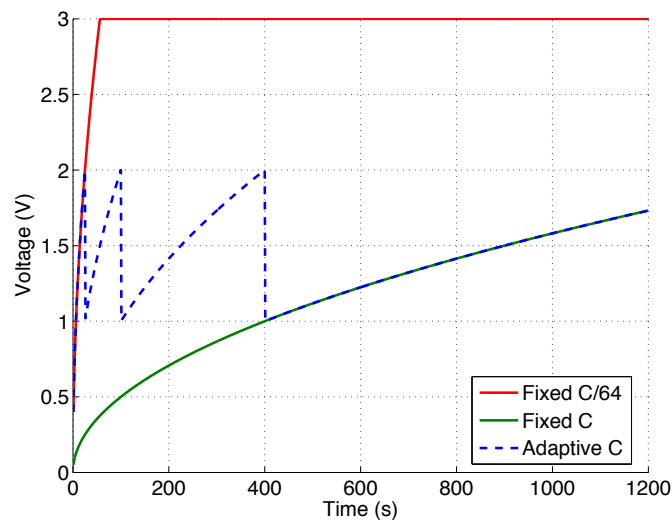


FIGURE 3.5 – Evolution de la tension pour une charge à puissance constante

Dans l'état initial, la capacité équivalente de la structure adaptative est 64 fois inférieure à sa valeur maximale. La tension à ses bornes évolue aussi rapidement que celle aux bornes du condensateur fixe de même capacité.

Dans l'état final (ici, à partir de  $t=400$  s), la tension aux bornes de la structure adaptative est égale à la tension aux bornes du condensateur fixe de même capacité; ce qui va de soi, puisque la puissance incidente est constante (donc indépendante de la capacité) et que les composants sont considérés idéaux.

On observe ainsi que la structure adaptative permet, dans ces conditions de charge, de stocker autant d'énergie qu'un condensateur de capacité fixe. Initialement, l'évolution de la tension à ses bornes est cependant nettement plus rapide.

**Charge par un générateur de Thévenin** Dans un deuxième temps, nous considérons la situation où la source d'énergie connectée à l'élément de stockage peut être représentée par une source de tension idéale associée à une résistance série. La puissance électrique délivrée par la source est alors fortement dépendante de l'état de charge de l'élément qui y est connecté. Cette situation est représentative des architectures dépourvues d'étage d'adaptation d'impédance entre le générateur et l'étage de stockage.

Les figures 3.6 et 3.7 illustrent le comportement de la structure adaptative connecté à un générateur de Thévenin, dont la f.é.m. vaut  $E=3$  V et la résistance série équivalente  $R_s=10$  k $\Omega$ . Comme précédemment les résultats sont confrontés aux cas de condensateurs fixes, ainsi qu'au cas d'une charge adaptée (résistance égale à  $R_s$ ).

L'évolution de la tension (figure 3.6) présente une allure en dents de

scie, semblable au cas de la charge à puissance constante. Dans l'état initial, la structure adaptative se comporte de la même façon que le condensateur fixe de faible valeur ( $C/64$ ). Dans son état final, la tension à ses bornes converge vers la courbe correspondant au condensateur fixe ( $C$ ) ayant la même capacité.

Ainsi, comme pour le cas d'une charge à puissance constante, c'est surtout sur le transitoire que la structure adaptative fait la différence. La tension à ses bornes évolue rapidement et, en particulier, s'approche rapidement de la valeur de tension ( $E/2$ ) correspondant au cas de la charge adaptée. Dans les états intermédiaires, la tension oscille autour de cette valeur pour laquelle le transfert d'énergie est maximum. On remarque en outre qu'à  $t=936$  s, la tension vaut 1 V aux bornes de la structure adaptative et 0,63 V aux bornes du condensateur fixe de même capacité ( $C$ ), ce qui traduit une quantité d'énergie stockée environ 2,5 fois supérieure dans le cas de la structure adaptative.

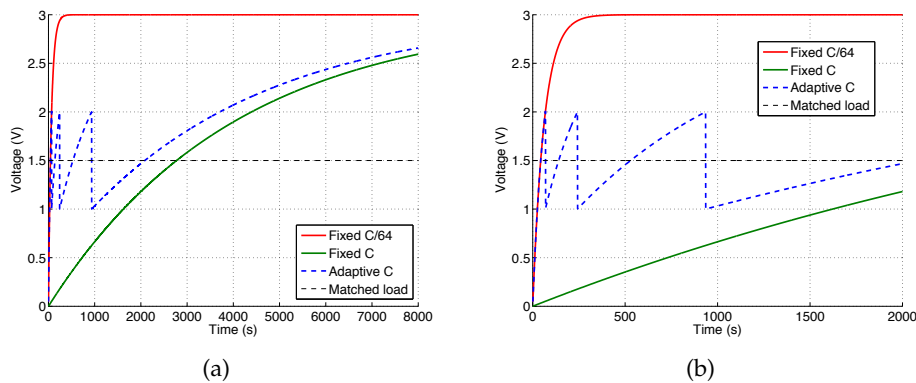


FIGURE 3.6 – Evolution de la tension (a) et zoom (b) pour une charge par un générateur de Thévenin

La figure 3.7 présente l'évolution de la puissance instantanée reçue par l'élément de stockage. Dans le cas d'une charge résistive adaptée, la puissance est maximale et constante ( $P_{max}$ ). Les courbes correspondant aux condensateurs de valeur fixe montrent que si la puissance reçue évolue rapidement, l'intégrale est comparativement faible, et inversement. La courbe correspondant au cas de la structure adaptative montre quant à elle que cette dernière permet une synthèse des deux précédents cas :

- d'une part, la puissance reçue atteint rapidement sa valeur maximale (comme  $C/64$ ),
- d'autre part, celle-ci reste proche de cette valeur pendant une durée significative (comme  $C$ ).

Chaque commutation a pour effet d'inverser la dérivée de la puissance reçue de façon à la rapprocher de nouveau de  $P_{max}$ . Par conséquent, le transfert d'énergie subit une amélioration significative lors des phases transitoires de charge de la structure adaptative. Ce résultat est conditionné par le choix du seuil de commutation dont il est question dans la partie suivante.

Finalement, l'évolution de l'énergie stockée est présentée sur la figure 3.8. Ces courbes corroborent les observations faites précédemment : jusqu'à ce qu'elle atteigne son état final, la structure adaptative permet de stocker une quantité d'énergie (zoomJ) significativement supérieure au cas

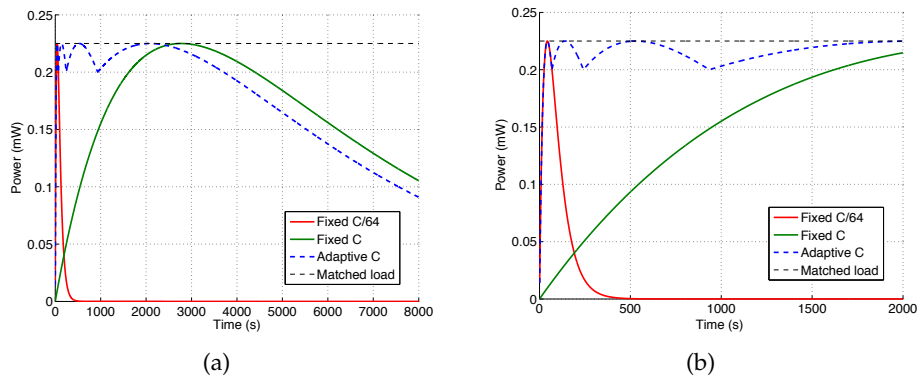


FIGURE 3.7 – Evolution de la puissance reçue (a) et zoom (b) pour une charge par un générateur de Thévenin

du condensateur de valeur fixe (78mJ). A  $t=936s$ , instant de la dernière commutation, cette quantité d'énergie est supérieure à 95% de l'énergie qui aurait été dissipée dans une charge résistive adaptée, qui nous sert ici encore de référence.

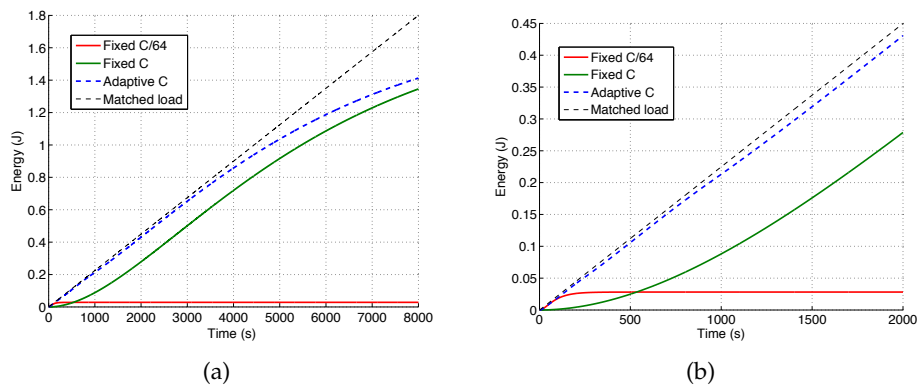


FIGURE 3.8 – Evolution de l'énergie stockée (a) et zoom (b) pour une charge par un générateur de Thévenin

Nous avons ainsi constaté qu'à la charge, l'apport de la structure adaptative consiste d'une part à accélérer l'évolution de la tension à ses bornes, quelles que soient les hypothèses faites sur la source d'énergie. Cette tension peut donc atteindre plus rapidement une valeur suffisante pour alimenter l'étage connecté en aval de l'étage de stockage, et ainsi réduire le temps de démarrage du système.

D'autre part, nous avons vu que si la source d'énergie peut être modélisée comme un générateur de Thévenin, alors la structure adaptative permet de plus – à condition d'avoir des seuils de commutation appropriés – de réaliser une adaptation d'impédance sous une forme dégradée<sup>4</sup>. L'amélioration du transfert d'énergie qui en résulte contribue à réduire davantage le temps de démarrage du système.

4. cette considération est bien sûr étrangère à la situation d'une charge à puissance constante.

### 3.1.4 Comportement en décharge

Nous avons étudié la décharge de la structure adaptative en employant le même modèle de simulation que celui utilisé pour la charge. Nous présentons ici un scénario de décharge à puissance constante, considérant ainsi que le système alimenté par l'énergie stockée consomme une puissance qui peut être réduite à sa valeur moyenne.

**Décharge à puissance constante** Le comportement de la structure adaptative est comparé à celui d'un condensateur de capacité fixe comme précédemment. A la décharge, la structure commute dans le sens inverse par rapport à la charge : un nouveau seuil de commutation est employé ici, celui-ci est fixé à la moitié de la tension maximale aux bornes de l'élément de stockage,  $V_{max}/2$ . Par ailleurs, il convient de fixer une valeur de tension limite (notée  $V_{min}$ ) en-deçà de laquelle la décharge s'arrête.

La figure 3.9 illustre ainsi le comportement à la décharge (à  $P=1mW$ ), pour deux valeurs de  $V_{min}$  différentes : en trait plein  $V_{min}=0,9V$  et en trait pointillé  $V_{min}=1,2V$ . Dans les deux cas, on peut voir que la tension aux bornes de la structure adaptative est supérieure à  $V_{min}$  pendant une durée plus longue que le condensateur fixe de même capacité. Cette observation traduit le fait que la reconfiguration de la matrice de condensateurs permet une décharge plus profonde que celle du condensateur fixe. En termes de durée de fonctionnement, le gain est ici de 9,8% pour  $V_{min}=0,9V$  et de 18,8% pour  $V_{min}=1,2V$ .

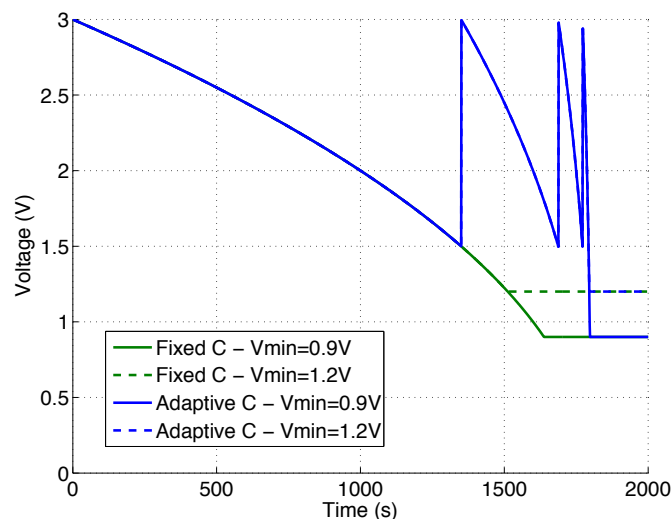


FIGURE 3.9 – Evolution de la tension pour une décharge à puissance constante

A la décharge, la reconfiguration de la structure adaptative conduit à repousser l'instant auquel la tension franchit la limite  $V_{min}$ . En un sens, cela revient à étendre l'autonomie du système. Naturellement, plus la valeur de cette limite est élevée, plus le gain est important en comparaison d'un condensateur de capacité fixe.

**Taux d'utilisation de l'énergie** Pour un (super-)condensateur de stockage, on peut évaluer un taux d'utilisation de l'énergie, défini comme le rapport entre la quantité d'énergie effectivement consommée et la quantité d'énergie initialement stockée, tel que :

$$\begin{aligned}\tau &= \frac{W_{utile}}{W_{init}} \\ &= \frac{\frac{1}{2}C(V_{max}^2 - V_{min}^2)}{\frac{1}{2}CV_{max}^2} \\ &= 1 - \left(\frac{V_{min}}{V_{max}}\right)^2\end{aligned}$$

Pour la structure adaptative, cette relation doit être adaptée car la valeur de  $C$  est variable. Celle-ci devient alors :

$$\begin{aligned}\tau_N &= \frac{\frac{1}{2}(C_0V_{max}^2 - C_NV_{min}^2)}{\frac{1}{2}C_0V_{max}^2} \\ &= 1 - \frac{C_N}{C_0}\left(\frac{V_{min}}{V_{max}}\right)^2 \\ &= 1 - 4^N\left(\frac{V_{min}}{V_{max}}\right)^2\end{aligned}$$

Outre le fait que  $\tau_N > \tau$  pour tout  $N > 1$ , la dernière relation met en avant le fait que  $\tau$  peut tendre vers 100% pour une structure adaptative d'ordre  $N$  suffisamment grand, quel que soit le rapport  $\frac{V_{min}}{V_{max}}$ .

Les courbes de la figure 3.10 ci-dessous représentent l'influence de l'ordre  $N$  sur la valeur du taux d'utilisation d'énergie, pour deux valeurs de  $\frac{V_{min}}{V_{max}}$ . Le cas  $N=0$  sert de point de comparaison puisqu'il correspond à une capacité fixe. Ce graphe confirme que le gain apporté par une augmentation de  $N$  est d'autant plus important que  $\frac{V_{min}}{V_{max}}$  est grand. On peut remarquer avec l'aide des relations précédentes que ce gain est borné à  $\frac{\tau_N}{\tau} = 2, \frac{V_{min}}{V_{max}}$  valant au maximum  $\frac{1}{2}$ .

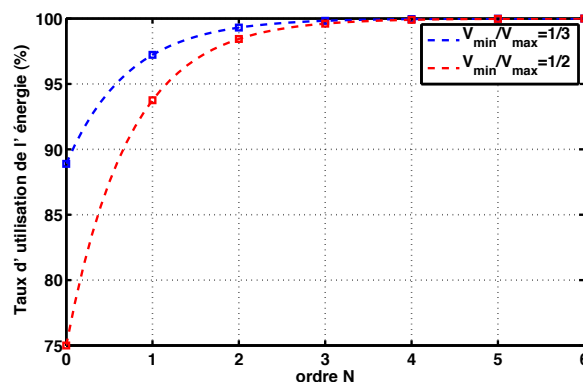


FIGURE 3.10 – Taux d'utilisation de l'énergie en fonction de l'ordre  $N$  de la structure adaptative (ici pour  $\frac{V_{min}}{V_{max}} = \frac{1}{3}$ )

De plus, le différentiel du gain apporté est, comme nous l'avons mentionné précédemment, de moins en moins significatif à mesure que  $N$

augmente. Cette propriété contribue à réduire l'intérêt présenté par une architecture adaptative d'ordre élevé. En considérant les cas illustrés ici, et seulement du point de vue de la décharge, il semble vain d'envisager une structure d'ordre supérieur à 2 ou 3.

Ces considérations sur le taux d'utilisation de l'énergie sont valables quelles que soient les valeurs des seuils de commutation et le mode de décharge (par ex : puissance constante, courant constant, etc. . .); ce n'est toutefois pas le cas en ce qui concerne le gain apporté en termes d'autonomie.

### 3.1.5 Choix des seuils de commutation

Nous avons déjà évoqué le fait que la matrice de condensateurs est reconfigurée suivant l'évolution de son état de charge, c'est-à-dire de la tension à ses bornes. Nous souhaitons préciser ici la question des seuils de commutation et de leur influence sur le fonctionnement de la structure.

Dans une version simple, l'architecture adaptative requiert la définition de deux seuils de commutation<sup>5</sup>  $V_H$  et  $V_L$ , dont le franchissement constitue l'évènement qui déclenche la reconfiguration de la structure. Si l'on numérote de 0 à  $N$ , les états de *tout série* à *tout parallèle* (comme le suggère la figure 3.3), alors l'état de la structure est incrémenté (resp. décrémenté) lorsque la tension à ses bornes franchit le seuil haut  $V_H$  (resp. seuil bas  $V_L$ ).

Puisque  $V_H$  intervient lors d'une phase de charge et  $V_L$  lors d'une phase de décharge, la définition de ces deux seuils répond à des objectifs distincts.

**Charge : seuil haut** Nous avons simulé le comportement de la structure adaptative pour plusieurs valeurs du seuil  $V_H$  et pour les deux modes de charge déjà évoqués. La figure 3.11 montre les résultats de ces simulations confrontés au cas d'un condensateur de capacité fixe.

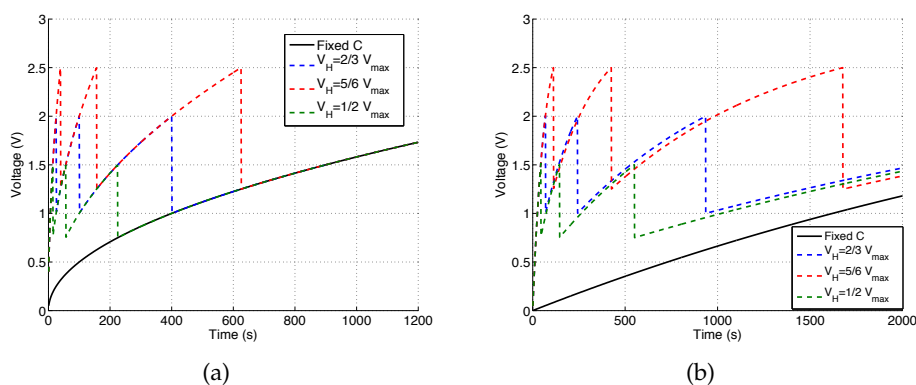


FIGURE 3.11 – Evolution de la tension pour différents seuils hauts  $V_H$ , pour une charge à puissance constante (a) et par un générateur de Thévenin (b)

Pour une charge à puissance constante (fig. 3.11(a)), on observe que la valeur du seuil de commutation n'a d'effet que sur la plage sur laquelle

5. on peut toutefois imaginer une commande qui soit elle-même adaptative, dont les seuils seraient ajustés dynamiquement.

varie la tension, principalement pour les états intermédiaires. Dans l'état final, la tension – et par conséquent l'énergie stockée – est la même quelle que soit la valeur de  $V_H$ .

Dans le cas d'une charge par un générateur de Thévenin (fig. 3.11(b)), la valeur du seuil de commutation a le même effet que dans le cas précédent, mais elle joue également un rôle, puisque les courbes ne sont plus superposées à partir de l'état 1, quant au transfert d'énergie. A partir de  $t=1678s$ , c'est-à-dire lorsque la structure est dans son état final pour chacune des valeurs de  $V_H$ , la tension à ses bornes n'est pas la même suivant la valeur de ce seuil. Nous avons ainsi mis en avant le fait qu'il existe, dans ces conditions de charge, une valeur du seuil de commutation qui optimise le transfert d'énergie. Nous démontrons dans l'annexe A.1 que cette valeur ne dépend que de la tension à vide du générateur de Thévenin, tel que :

$$V_{H,opt} = \frac{2}{3}E$$

En outre, cette valeur est valable quel que soit l'état dans lequel se trouve la structure et quel que soit son ordre. Ce résultat fait notamment partie des revendications d'un brevet européen [198] auquel nous avons contribué.

**Décharge : seuil bas** Plusieurs contraintes pèsent sur le choix du seuil de décharge  $V_L$ . Premièrement, ce dernier doit être supérieur à  $V_{min}$ , tension en-deçà de laquelle la décharge est interrompue. Par ailleurs, afin d'éviter tout risque de surtension au moment d'une commutation,  $V_L$  doit être inférieur à  $\frac{V_{max}}{2}$ .

D'autre part, le choix de  $V_L$  peut être dicté par les conditions de décharge. Pour une décharge à puissance constante, le choix de  $V_L$  est, comme dans le cas de  $V_H$ , plutôt indifférent. En revanche, si la décharge est à courant constant, ou bien encore si la charge est une résistance fixe, alors il convient, afin de minimiser la puissance extraite, de maintenir la tension dans une plage de valeurs la plus basse possible : la solution la plus efficace consiste alors à choisir  $V_L$  le plus bas possible, en d'autres termes proche de  $V_{min}$ .

Enfin, il peut être souhaitable, du point de vue de l'étage chargé de détecter le franchissement des seuils, de fixer ceux-ci de telle sorte que  $V_H > 2V_L$ . Lorsque cette condition est respectée, il est possible de mettre en œuvre un étage de détection relativement simple, basé seulement sur des montages comparateurs. Dans le cas contraire, ce dernier risque de dysfonctionner : en effet, la commutation engendrée par le franchissement du seuil haut conduit à diviser la tension par deux, et par suite à franchir le seuil bas. Le système rentrerait alors dans un cycle limite, à moins de concevoir un étage de détection plus sophistiqué (qui soit capable, par exemple, d'ignorer les franchissements de seuils consécutifs à une commutation).

*L'architecture adaptative que nous proposons peut donc constituer une réponse au problème du compromis entre autonomie et temps de démarrage. Par une analyse théorique, nous avons évalué dans quelle mesure celle-ci est profitable selon les conditions de charge et de décharge.*

## 3.2 RÉALISATION EN COMPOSANTS DISCRETS

Après avoir étudié son principe de fonctionnement, nous nous sommes attachés à réaliser une version de test d'une architecture adaptative de stockage capacitif. Bien entendu, l'objectif de cette réalisation n'est pas de proposer directement une alternative crédible aux supercondensateurs classiques, mais de valider expérimentalement le concept et les hypothèses que nous avons faites jusqu'ici, ainsi que d'identifier les éventuels problèmes susceptibles de survenir lors du passage à une réalisation concrète.

Dans cette partie, nous détaillons dans un premier temps la conception de la maquette de test, en particulier du circuit de commande, aspect que n'avons pour le moment pas évoqué. Nous exploitons ensuite les résultats expérimentaux pour valider le principe que nous proposons.

### 3.2.1 Maquette expérimentale

La maquette que nous avons réalisée permet de tester le comportement d'une structure adaptative d'ordre 3 au maximum, et de le comparer à celui d'un supercondensateur de capacité fixe. Ce dernier a une capacité de 400 mF, tandis que chaque supercondensateur élémentaire a une capacité égale à 50 mF (voir figure 3.12).

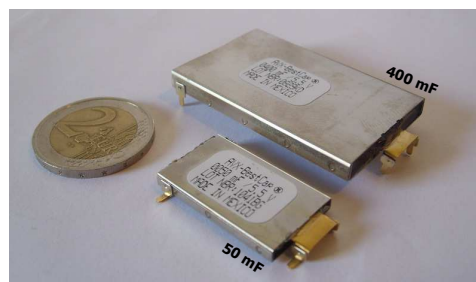


FIGURE 3.12 – Supercondensateurs de la maquette de test (AVX)

Les supercondensateurs que nous avons choisis affichent une ESR très basse et un courant de fuite relativement faible (voir tableau 3.2) ; de surcroît la gamme du fabricant permet de disposer de deux valeurs de capacité dans un rapport 8 (donc une puissance entière de 2), ce qui affranchit la comparaison que nous souhaitons faire d'éventuelles disparités liées à la technologie de fabrication.

	50 mF <sup>a</sup>	400 mF <sup>b</sup>
<b>Tension maximum</b>	5,5 V	
<b>ESR (max.)</b>	0,192 Ω	0,042 Ω
<b>Courant de fuite (max.)</b>	5 μA	40 μA

<sup>a</sup> AVX BestCap BZ015A503ZLB

<sup>b</sup> AVX BestCap BZ025A404ZAB

TABLE 3.2 – Caractéristiques des supercondensateurs de la maquette de test [91]

Les supercondensateurs de la structure adaptative sont interconnectés par des interrupteurs analogiques<sup>6</sup>, dont la résistance à l'état passant a une valeur typique de 0,25 Ω [199].

6. Analog Devices ADG801



La matrice reconfigurable ainsi constituée est contrôlée par un circuit de commande basé sur un circuit numérique programmable, dont l'architecture est décrite ci-après. La figure 3.13 montre une photographie de l'ensemble de la maquette de test.

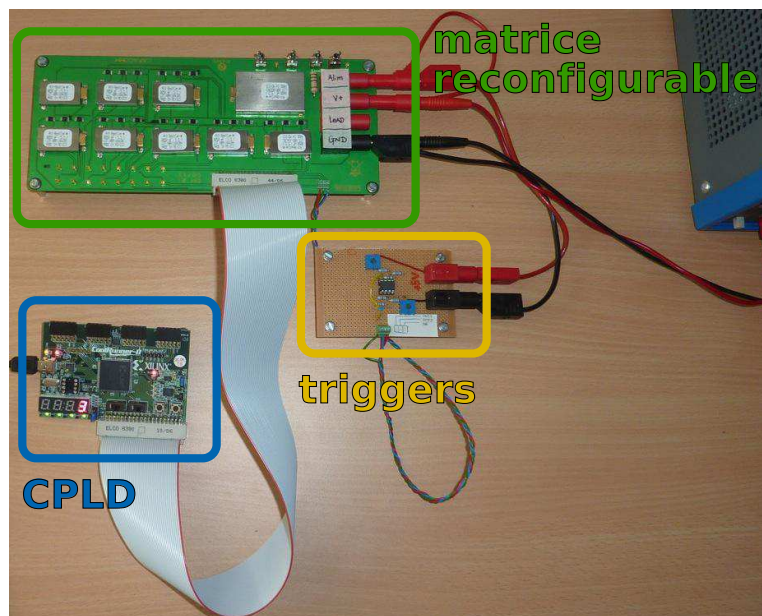


FIGURE 3.13 – Photographie de la maquette de test

### 3.2.2 Circuit de commande

L'architecture générale du circuit de commande est illustrée par le schéma de la figure 3.14. Celui-ci comporte deux sous-parties : un étage de détection et un circuit logique. Il faut noter qu'ici la partie commande est alimentée par une source de tension auxiliaire, non représentée sur ce schéma.

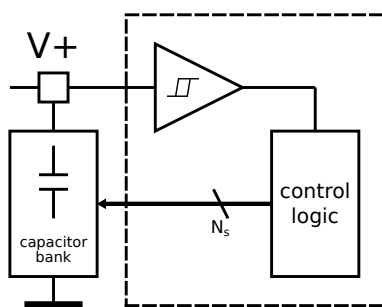


FIGURE 3.14 – Architecture générale du circuit de commande

C'est la tension aux bornes de la matrice de supercondensateurs (notée  $V+$ ) qui constitue l'unique variable d'entrée du circuit de commande, représenté dans la zone en pointillés. Cette tension est comparée aux seuils de commutation à l'aide de comparateurs à hystérésis, dont les signaux de sortie font évoluer l'état d'un circuit logique séquentiel. Ce dernier fournit les signaux logiques servant à commander les interrupteurs analogiques de la matrice reconfigurable, l'ensemble formant ainsi un système bouclé.

**Triggers** Deux comparateurs à hystérésis (triggers de Schmitt) sont utilisés pour la détection du franchissement des seuils. Ils jouent le rôle d'interface entre les supercondensateurs et la logique de commande. Chaque trigger est construit autour d'un amplificateur opérationnel<sup>7</sup>, les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  permettant d'ajuster la valeur des seuils (voir figure 3.15(a)).

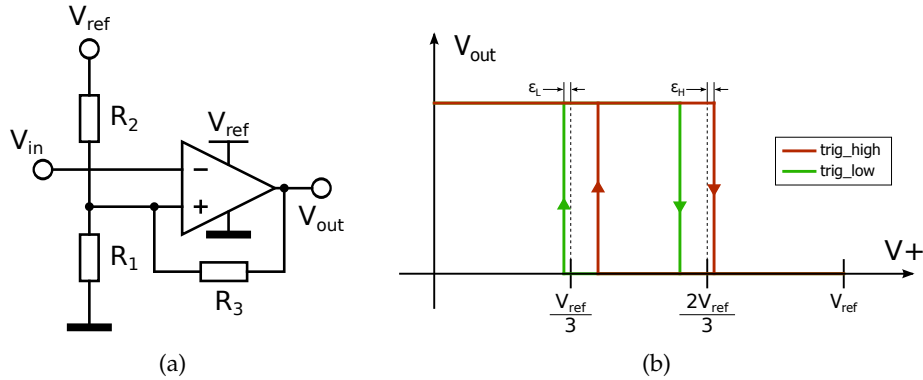


FIGURE 3.15 – Schéma électrique (a) et courbes de réponse (b) des triggers de Schmitt

L'entrée  $V_{in}$  est reliée à la borne positive de la matrice de supercondensateurs ( $V_+$ ), tandis que la référence de tension  $V_{ref}$  est choisie égale à la tension de circuit ouvert de la source. Les deux sorties  $trig\_high$  et  $trig\_low$  constituent les signaux logiques présentés en entrée du circuit logique séquentiel.

La figure 3.15(b) illustre la réponse des triggers selon l'évolution de la tension  $V_+$ . La valeur des seuils a été ajustée de façon à garantir que  $V_H > 2V_L$ , pour les raisons explicitées précédemment, et l'on a donc :

$$V_H = \frac{2}{3}V_{ref} + \epsilon_H$$

$$V_L = \frac{1}{3}V_{ref} - \epsilon_L$$

On remarque que les triggers ont une large fenêtre d'hystérésis : la raison en est que ces deux fenêtres doivent se chevaucher afin de rendre cet étage de détection compatible avec le circuit logique qu'il précède. En particulier, cette méthode permet d'opérer la détection des seuils haut et bas en n'utilisant que deux triggers, quel que soit l'ordre de la structure.

**Circuit logique séquentiel** Nous avons avancé, dans le tableau 3.1, que le nombre de bits de commande nécessaires est égal à l'ordre de la structure. En effet, le passage de l'état  $i$  à l'état  $i+1$  correspond au passage à '1' du bit  $b_i$  (voir figure 3.16). D'autre part, comme nous l'illustrons sur la figure 3.17, la matrice reconfigurable peut être représentée de façon à identifier des « branches » composée de trois interrupteurs<sup>8</sup>.

7. Analog Devices AD8032

8. comme nous l'avons mentionné plus tôt, tous les interrupteurs d'une branche reçoivent le même signal de commande, ou son complément.

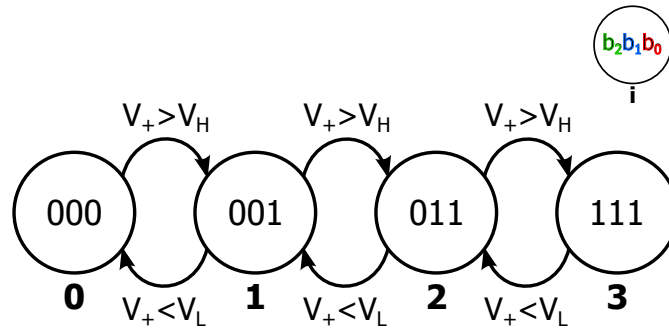


FIGURE 3.16 – Machine à états basique du circuit de commande

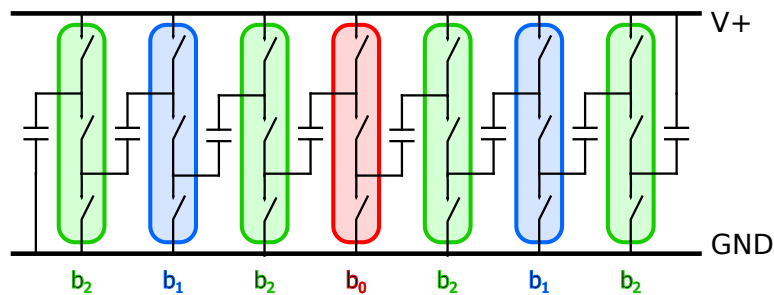


FIGURE 3.17 – Matrice reconfigurable et « branches » d'interrupteurs

Dans notre configuration, il se trouve ainsi que plus  $i$  est grand, plus le nombre de branches concernées par  $b_i$  (égal à  $2^i$ ) l'est également<sup>9</sup>. On vérifie bien sur la figure 3.17 que 3 bits sont nécessaires pour commander la structure entière.

Par ailleurs, le graphe de la figure 3.16 correspond à la machine à états partielle d'un compteur de Johnson. C'est pour cette raison que nous avons basé la conception du circuit logique sur ce type de compteur. La figure 3.18 représente ainsi le schéma de la partie commande. Celle-ci repose donc sur un compteur de Johnson bidirectionnel à 3 bits, doté d'une entrée  $up/\overline{down}$  indiquant le sens de comptage ainsi que d'une entrée  $clock$ . Ces deux signaux d'entrée sont élaborés à partir des signaux de sortie des triggers de Schmitt que nous avons déjà évoqués et de quelques portes logiques.

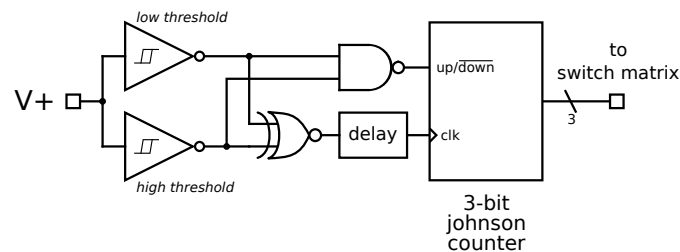


FIGURE 3.18 – Schéma du circuit logique de commande

9. Notons par cette occasion que pour cette organisation cascadée, il existe plusieurs séquences de topologies intermédiaires (c'est-à-dire plusieurs chemins) menant de l'état 0 à l'état  $N$ ; celle que nous employons ici possède cette relation liant le nombre de branches et l'état  $i$ . Le chemin alternatif implique  $2^{N-i-1}$  branches, ce qui nous paraît défavorable puisqu'alors le nombre de commutations requises est d'autant plus grand que la quantité d'énergie stockée est faible.

**Implémentation sur CPLD** Le circuit logique ainsi décrit a été implémenté sur un circuit numérique programmable. Il s'agit d'un kit de développement basé sur le CPLD Xilinx CoolRunner II, programmable en VHDL. Une description plus détaillée du programme implémenté est donnée dans l'annexe A.2.

En sortie du circuit de la figure 3.18, nous avons ajouté un bloc chargé de propager les 3 bits de sortie du compteur vers les 21 interrupteurs à commander. Son rôle consiste donc premièrement à traduire la sortie du compteur en signaux de commande, tel que l'illustre la figure 3.19. Il s'agit essentiellement d'appliquer à chaque branche le vecteur  $[b_i \ \overline{b_i} \ b_i]$ .

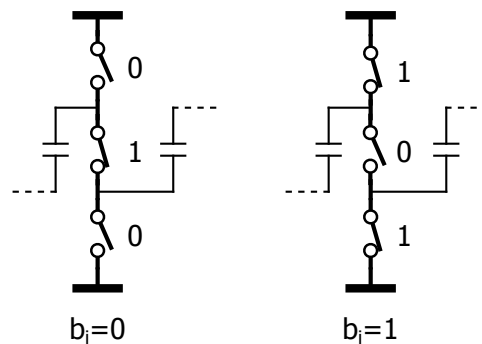


FIGURE 3.19 – Commande des interrupteurs d'une branche selon l'état de  $b_i$

Toutefois, un changement d'état sur un seul bit de sortie du compteur conduit à plusieurs changements simultanés sur le vecteur de signaux de commande appliqué à une branche d'interrupteurs. Cela comporte un risque d'arriver sur un état non désiré, en particulier lors du passage à '1' de  $b_i$  : si les interrupteurs haut et bas se ferment alors que l'interrupteur du milieu n'est pas encore ouvert, la structure est mise en court-circuit. Pour pallier à ce risque, nous avons ajouté des états intermédiaires sur la commande des interrupteurs, de telle sorte que lorsqu'un bit  $b_i$  change de valeur, les interrupteurs sont tous ouverts momentanément, avant d'effectivement appliquer le vecteur de signaux de commande adéquat. Remarquons que puisque l'élément de stockage se trouve ainsi, par instants, temporairement déconnecté, il devient nécessaire d'adjoindre un petit condensateur en sortie pour éviter toute discontinuité quant à l'énergie fournie à la charge.

### 3.2.3 Validation du principe

L'architecture proposée a été testée en charge et en décharge et comparée à une capacité équivalente de valeur fixe. Les résultats expérimentaux sont également comparés au comportement prédit en simulation. Ces tests ont été réalisés en mettant en œuvre le circuit de la figure 3.20.

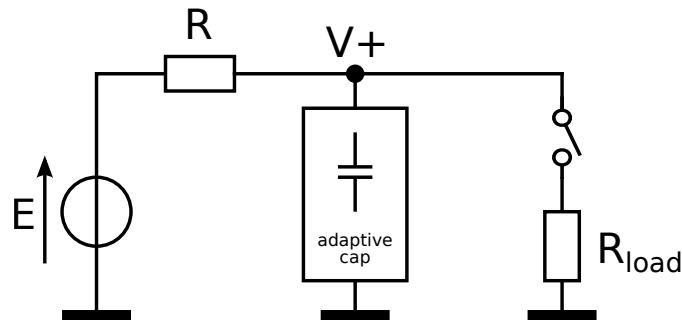


FIGURE 3.20 – Circuit employé pour la validation du principe

**Charge** La charge est réalisée à l'aide d'une source de Thévenin de f.e.m.  $E=5,5$  V et de résistance série  $1$  k $\Omega$ . La figure 3.21 ci-dessous montre que les résultats sont en bonne adéquation avec le modèle utilisé.

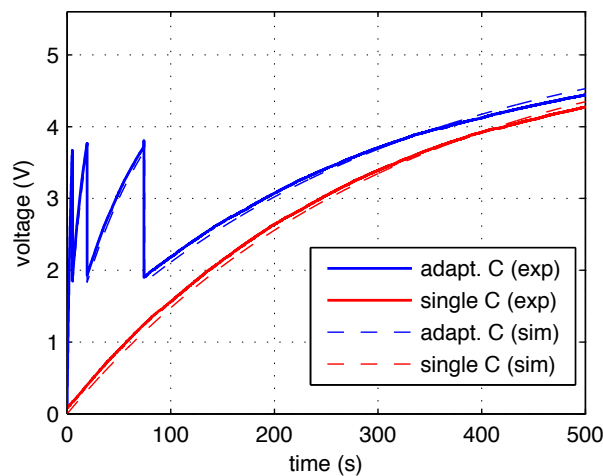


FIGURE 3.21 – Charge de la structure adaptative et comparaison avec un supercondensateur de capacité fixe

On vérifie notamment que la structure adaptative atteint bien plus rapidement un niveau de tension fonctionnellement exploitable ; de plus, lorsque celle-ci atteint son dernier état, la tension à ses bornes vaut  $1,9$  V contre  $1,24$  V pour le supercondensateur de capacité fixe. Ceci correspond à un niveau d'énergie stockée plus important de  $134\%$ , au bout de la même durée, ce qui valide également l'amélioration du transfert d'énergie grâce à cette structure.

**Décharge** La décharge est réalisée sur une simple résistance fixée à  $R_{load}=1$  k $\Omega$ . L'interrupteur reliant  $R_{load}$  est fermé à  $t=0$  s, puis ouvert lorsque la tension atteint  $V_{min}=1,7$  V. Les résultats expérimentaux (fig. 3.22)

sont une nouvelle fois bien corrélés au comportement simulé. On observe que l'autonomie dans le cas du condensateur de capacité fixe est de 375 s contre 425 s pour la version adaptative, soit une amélioration d'environ 13%. Ce résultat mérite néanmoins d'émettre une réserve, la consommation du circuit de commande n'étant ici pas prise en compte.

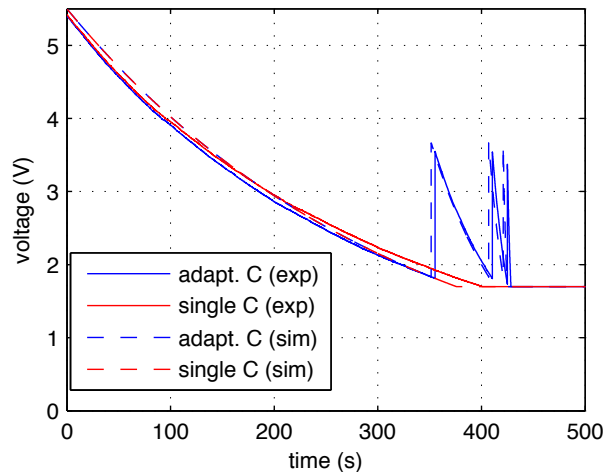


FIGURE 3.22 – Décharge de la structure adaptative et comparaison avec un supercondensateur de capacité fixe

Rappelons par ailleurs que le modèle de simulation employé suppose des composants parfaits, en particulier, des interrupteurs parfaits ( $R_{ON}=0\Omega$ ) et des condensateurs dépourvus de résistance série. De la bonne adéquation entre ce modèle et les résultats expérimentaux, on peut alors conclure que les multiples résistances série introduites dans le cas de l'architecture adaptative contribuent de façon négligeable aux pertes totales, pour le moins lorsque des courants relativement faibles sont mis en jeu.

*La réalisation concrète d'une architecture de stockage adaptatif nous a ainsi permis de valider expérimentalement le concept que nous avons proposé et, dans une certaine mesure, de valider les hypothèses faites dans le cadre de l'étude théorique. En outre, celle-ci a permis d'identifier des limites pratiques à l'implémentation d'une telle structure.*

### 3.3 UNE TENTATIVE D'INTÉGRATION

Pour valider le concept de notre circuit sous forme d'une seule puce, nous avons entrepris d'en réaliser une version intégrée sur silicium. Cette démarche a été motivée par l'opportunité qui s'est présentée à nous à la veille d'un run initié dans notre équipe de recherche. Dans ce contexte, et contraints par des délais courts, nous avons opté pour une version simplifiée du circuit de stockage adaptatif, dont nous présentons ici la conception et la caractérisation. La technologie choisie est une technologie CMOS  $0,8\mu\text{m}$  sur SOI, *SMARTIS1*, accessible via un run multi-projets à Telefunken.

#### 3.3.1 Un circuit simplifié

Cette version du circuit de stockage adaptatif a vocation à être entièrement intégrée, en prévoyant néanmoins la possibilité de connecter des condensateurs externes.

Il s'agit d'une structure d'ordre 2, composée ainsi de 4 condensateurs et 9 interrupteurs. Celle-ci peut être contrôlée par 2 bits de commande ; en nous basant sur le circuit de commande implémenté sur la version discrète, nous avons adapté la conception des triggers de Schmitt afin de supprimer le bloc de logique séquentielle. Les triggers générant eux-mêmes 2 bits, sont ici voués à commander directement les interrupteurs de la matrice reconfigurable. Le circuit est alors réduit à celui décrit par la figure 3.23.

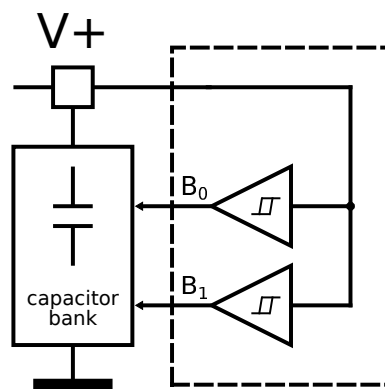


FIGURE 3.23 – Schéma de principe du circuit intégré de stockage adaptatif

**Matrice reconfigurable** La capacité disponible sur la technologie *SMARTIS1* est une capacité *poly1/poly2* dont la capacité par unité de surface est de  $1,25 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ . Afin d'avoir un réservoir de charges suffisant mais compatible avec une surface raisonnable, nous avons choisi une capacité unitaire de  $500 \text{ pF}$  réalisée par une matrice  $5 \times 10$  de capacités élémentaires de  $10 \text{ pF}$  (voir figure 3.24). Chaque capacité élémentaire est isolée et son substrat Pwell est connecté à l'électrode négative de la capacité (*poly2*).

Les interrupteurs sont réalisés à l'aide de portes de transmission CMOS de façon à ne pas avoir de pertes liées au seuil du transistor. Chaque transistor a une largeur de  $1000 \mu\text{m}$  répartie sur 10 doigts. La

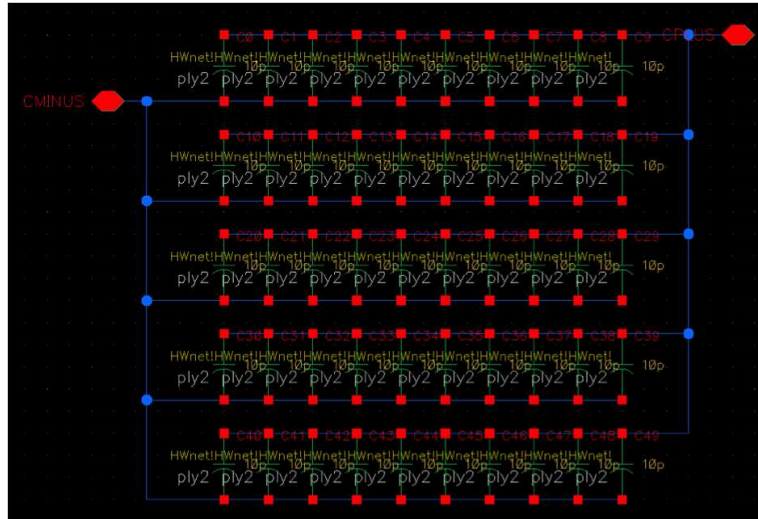


FIGURE 3.24 – Matrice de capacités élémentaires poly1/poly2

matrice reconfigurable dans sa version intégrée est telle que représentée sur la figure 3.25.

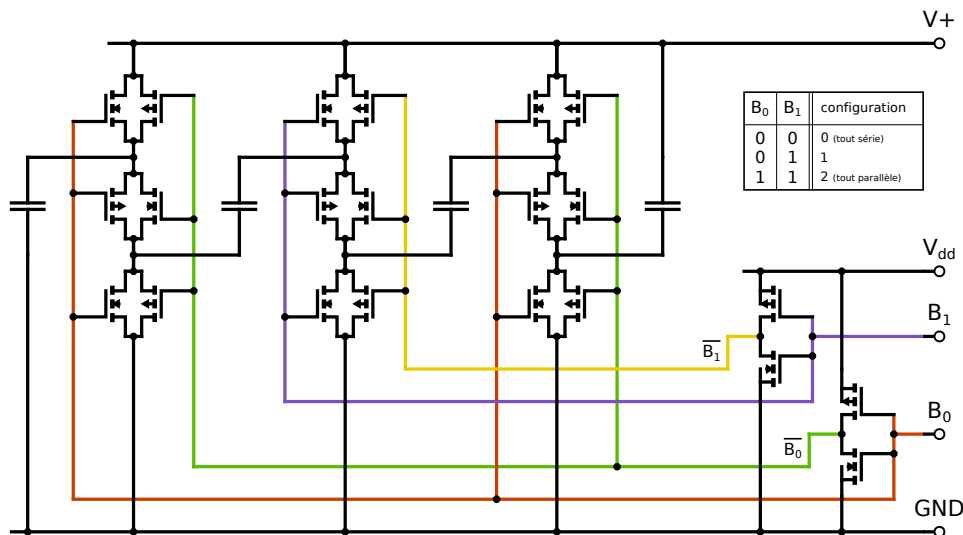


FIGURE 3.25 – Schéma de la matrice reconfigurable d'ordre 2 en version intégrée

**Triggers** Les signaux de commande des portes de transmission sont générés par deux triggers de Schmitt dont le signal d'entrée est la tension  $V_+$  aux bornes de la matrice. Celle-ci est comparée aux seuils de commutation  $V_L$  et  $V_H$ , fixés à un tiers et deux tiers de la tension d'alimentation respectivement.

En technologie CMOS, un trigger de Schmitt peut être réalisé avec six transistors, selon le schéma de la figure 3.26. Pour améliorer la lisibilité, les connexions des substrats ne sont pas représentées.

Le dimensionnement des transistors dépend, outre la valeur des seuils  $V_{low}$  et  $V_{high}$  du trigger, de la tension d'alimentation  $V_{dd}$  et des valeurs des tensions de seuil des transistors  $V_{TN}$  et  $V_{TP}$ , ces dernières étant définies par la technologie.



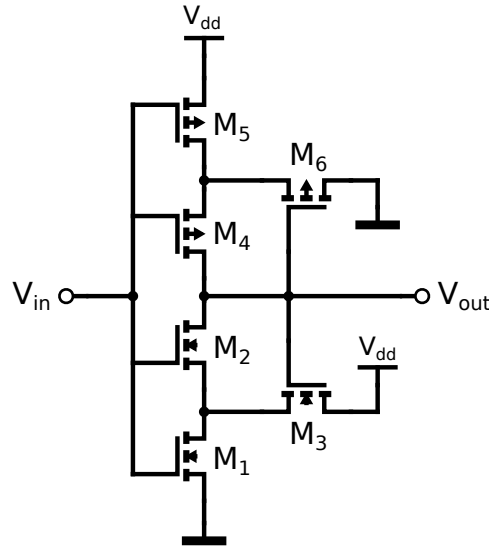


FIGURE 3.26 – Schéma de l'implémentation CMOS d'un trigger de Schmitt

La moitié supérieure (constituée des transistors à canal P :  $M_4$ ,  $M_5$  et  $M_6$ ) fixe le seuil bas  $V_{low}$  du trigger, tel que :

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_5}{\left(\frac{W}{L}\right)_6} = \left(\frac{V_{low}}{V_{dd} - V_{low} - |V_{TP}|}\right)^2$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_4 \geq \left(\frac{W}{L}\right)_5 \quad \text{ou} \quad \left(\frac{W}{L}\right)_6$$

La moitié inférieure (constituée des transistors à canal N :  $M_1$ ,  $M_2$  et  $M_3$ ) fixe le seuil haut  $V_{high}$  du trigger, tel que :

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} = \left(\frac{V_{dd} - V_{high}}{V_{high} - V_{TN}}\right)^2$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 \geq \left(\frac{W}{L}\right)_1 \quad \text{ou} \quad \left(\frac{W}{L}\right)_3$$

Comme dans le cas de la réalisation en composants discrets, le seuil bas du premier trigger est en réalité légèrement inférieur au tiers de l'alimentation, tandis que le seuil haut du second trigger est légèrement supérieur aux deux tiers de l'alimentation. Comme illustré sur la figure 3.27, la fenêtre d'hystérésis a été modifiée pour s'adapter au fait que les triggers commandent directement les interrupteurs. Sur cette figure, *trig\_high* (resp. *trig\_low*) correspond au trigger générant  $B_0$  (resp.  $B_1$ ).

La tension d'alimentation a été fixée  $V_{dd}=5V$ , et les valeurs typiques des paramètres technologiques sont données telles que  $V_{TN}=0.98V$  et  $|V_{TP}|=0.99V$ . Les triggers ont ainsi été dimensionnés en s'appuyant sur ces valeurs, puis les dimensions des transistors ont été ajustées après simulation sous l'environnement Cadence. Le tableau 3.3 consigne les dimen-

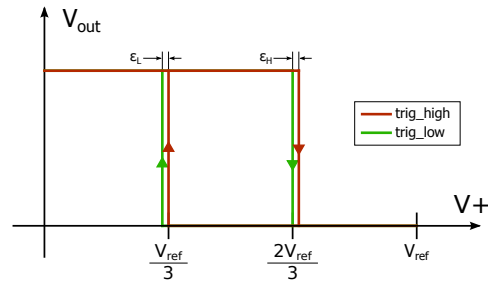


FIGURE 3.27 – Réponse des triggers de Schmitt intégrés

sions des transistors pour chaque trigger ainsi que les valeurs des seuils associées.

	W/L ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )						seuils (V)	
	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	M <sub>3</sub>	M <sub>4</sub>	M <sub>5</sub>	M <sub>6</sub>	V <sub>low</sub>	V <sub>high</sub>
Trigger B <sub>0</sub>	2.0/2.0	2.0/0.8	2.0/0.8	2.0/0.8	3.2/2.0	2.0/0.8	1,63	3,54
Trigger B <sub>1</sub>	1.6/2.4	2.0/0.8	2.0/0.8	2.0/0.8	2.4/2.0	2.0/0.8	1,47	3,32

TABLE 3.3 – Dimensions des transistors et valeurs des seuils des triggers de Schmitt

A la sortie de chaque trigger de Schmitt, le signal est mis en forme par un circuit buffer composé de 4 inverseurs qui propagent les signaux B<sub>0</sub> ou B<sub>1</sub> de commande des portes de transmission.

**Circuit complet** La figure 3.28 est une vue du layout du circuit complet. Les blocs se situant entre chaque capacité sont les portes de transmission, chaque bloc en comportant 3. Les triggers de Schmitt se trouvent entre les plots C<sub>1\_MINUS</sub> et B<sub>1</sub>. Le deuxième buffer pour les signaux de commande des portes de transmission se situe en bas à droite de chaque capacité. Deux étaient seulement nécessaires, mais puisque le circuit est composé de trois blocs identiques, il se retrouve répété trois fois. Cette répétition n'est pas inutile vu les longueurs de pistes métalliques entre deux capacités. La taille du circuit complet est de 2720  $\mu\text{m}$   $\times$  1561  $\mu\text{m}$ .

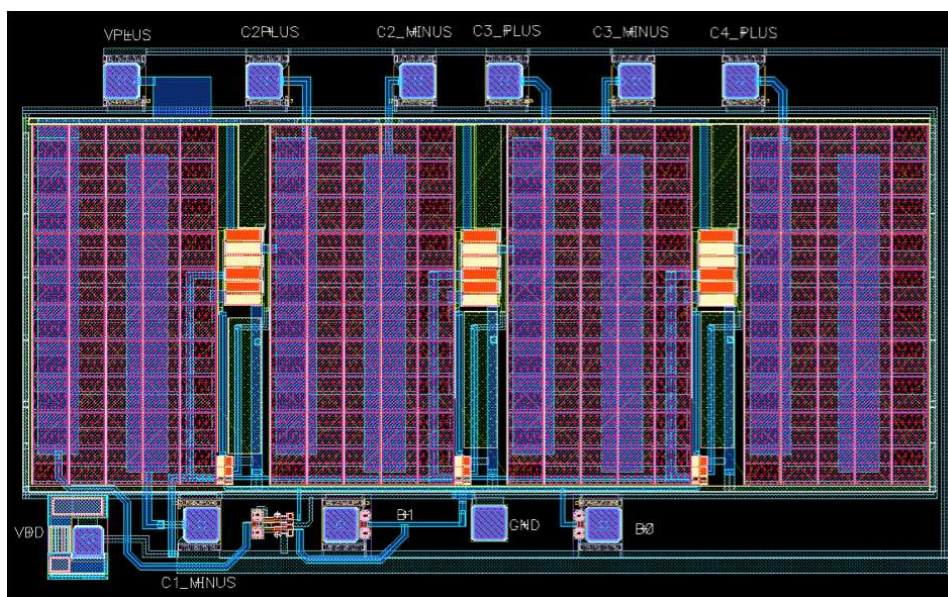


FIGURE 3.28 – Vue du layout du circuit complet

### 3.3.2 Résultats expérimentaux

Le circuit a été testé avec des condensateurs externes d'une capacité égale à  $100 \mu\text{F}$  afin d'augmenter significativement les constantes de temps, de telle sorte que les phénomènes transitoires soient aisément observables.

La tension d'alimentation a été fixée à  $V_{dd}=5,0 \text{ V}$  dans un premier temps; la source de tension permettant de charger les capacités a également été fixée à  $5,0 \text{ V}$  et dotée d'une résistance série de  $100 \text{ k}\Omega$ .

**Charge** Dans un premier temps, on constate que le système échoue au moment de la commutation, et rentre dans un cycle infini d'oscillations, comme le montre la figure 3.29.

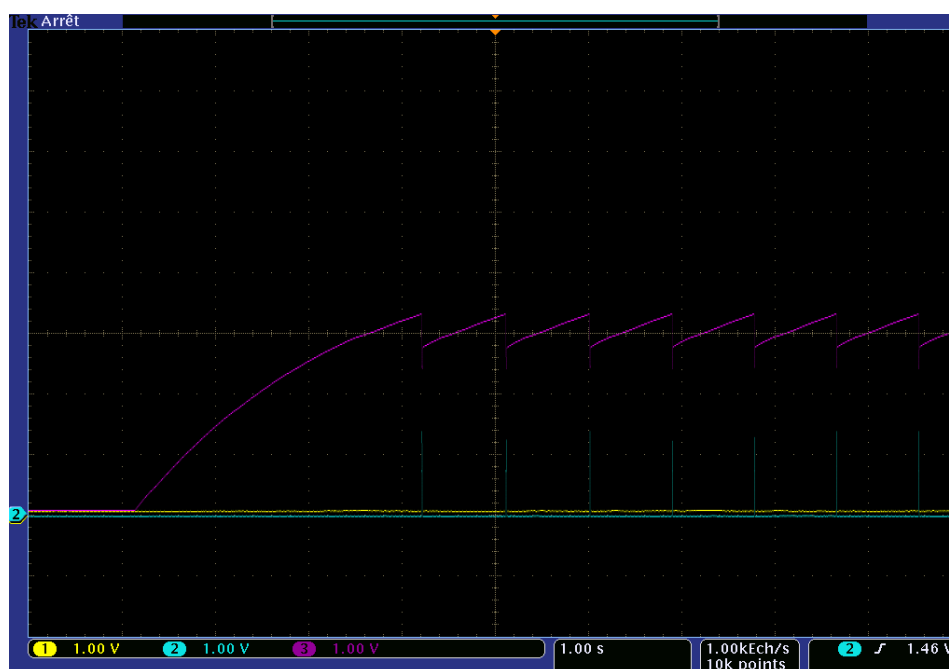


FIGURE 3.29 – Echéec d'une commutation.  
( $B_1$  en bleu,  $B_0$  en jaune,  $V_+$  en magenta)

Ce phénomène inattendu dénote une mauvaise gestion des seuils de commutation. En effet, il faut remarquer que l'on a affaire à un système bouclé tel que décrit sur la figure 3.23. Ce que l'on observe ici, c'est qu'une modification des signaux de commande provoque un retour à un état qui précède le déclenchement de cette modification : le système est alors bloqué dans une boucle infinie. La figure 3.30(a) montre un zoom de l'échéec cette commutation.

En augmentant légèrement la tension d'alimentation des triggers ( $V_{dd}=5,2 \text{ V}$ ), on modifie également leurs seuils, et en particulier on augmente la *différence* entre ces deux seuils. Dans ce cas de figure, la première commutation fonctionne bien (voir figure 3.30(b)) tandis que la deuxième commutation échoue.

Cette expérience conduit donc à conclure que dans le cas initialement prévu ( $V_{dd}=5,0 \text{ V}$ ), le passage de la tension  $V_+$  au-delà du seuil haut du premier trigger provoque le passage à '1' du bit  $B_1$ , or ceci induit une baisse de la tension  $V_+$  en deçà du seuil bas du premier trigger si rapide

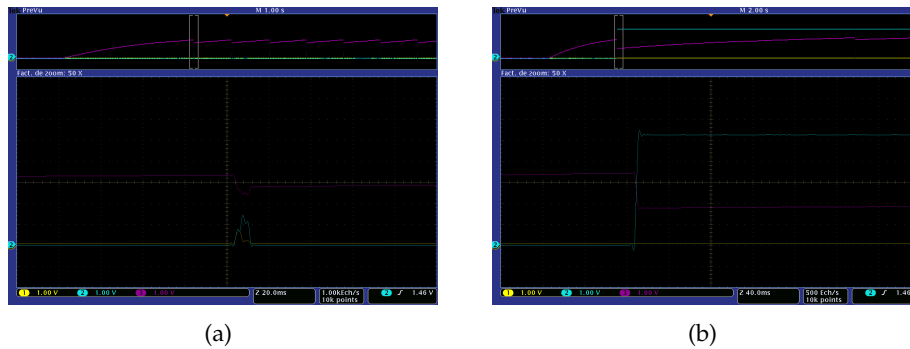


FIGURE 3.30 – Zoom sur une commutation impossible (a) et réussie (b). ( $B_1$  en bleu,  $B_0$  en jaune,  $V_+$  en magenta)

que le signal logique  $B_1$  repasse à '0' avant même d'avoir eu le temps de passer à '1'. En effet, lorsque le signal  $B_1$  monte légèrement, deux interrupteurs se ferment légèrement tandis qu'un autre s'ouvre, mais plus lentement car ce dernier n'est référencé ni à la masse ni à  $V_{dd}$ . Ceci provoque une mise en court-circuit temporaire qui décharge les capacités jusqu'au seuil bas du premier trigger, et la boucle reprend indéfiniment.

De la même façon, la seconde commutation échoue à  $V_{dd}=5,2$  V mais fonctionne à  $V_{dd}=5,8$  V (voir figure 3.31). Cette différence s'explique par le fait que plus les capacités sont en parallèle, plus il faut de commutations simultanées pour les mettre « encore plus en parallèle », ce qui accentue le risque de mise en court-circuit décrit ci-dessus.

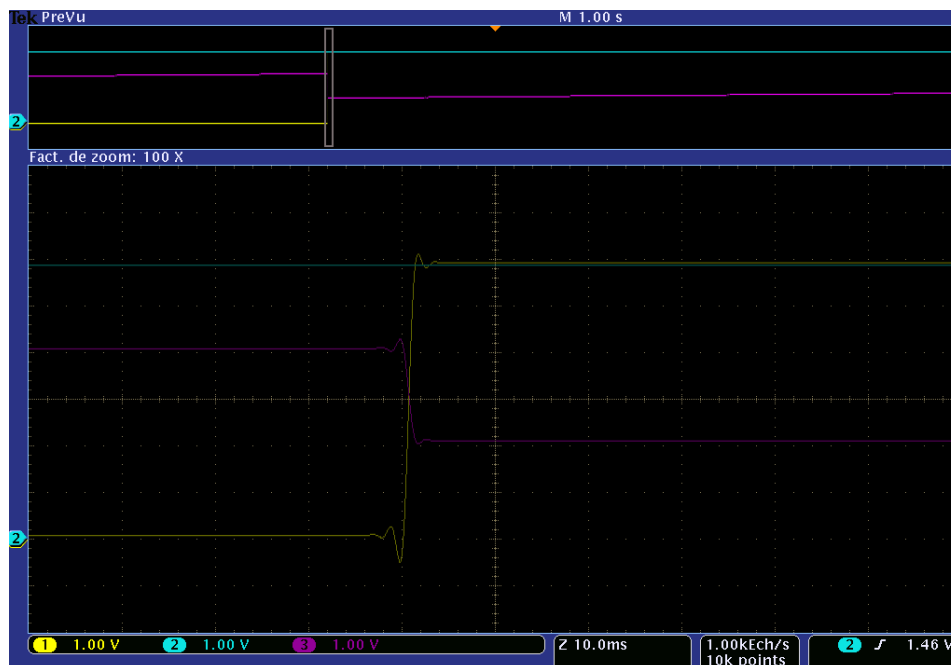


FIGURE 3.31 – Zoom sur la seconde commutation réussie. ( $B_1$  en bleu,  $B_0$  en jaune,  $V_+$  en magenta)

**Décharge** Les commutations à la décharge fonctionnent bien (voir figure 3.32) même à  $V_{dd}=5,0$ V, ce qui est cohérent avec l'explication des problèmes

sus-mentionnés. En effet, les interrupteurs correctement référencés (c'est-à-dire qui commutent plus rapidement), passent cette fois de *fermé* à *ouvert*, ce qui dissipe tout risque de court-circuit.

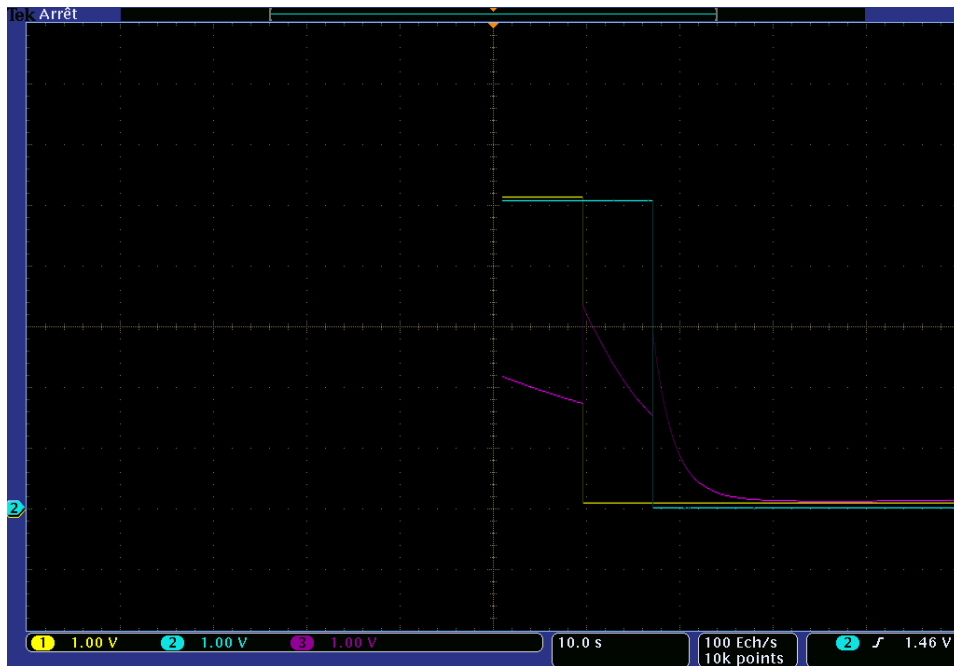


FIGURE 3.32 – Commutations successives réussies lors de la décharge ( $R_{load}=220\ \Omega$ ). ( $B_1$  en bleu,  $B_0$  en jaune,  $V_+$  en magenta)

Nous avons ainsi présenté la conception et la réalisation d'une structure de stockage adaptatif sous forme de circuit intégré. Réalisée en peu de temps, cette implémentation – certes non fonctionnelle – est néanmoins un pas vers l'intégration du stockage d'énergie capacitif sur silicium.

## CONCLUSION DU CHAPITRE

Dans une démarche visant à compenser les faiblesses des supercondensateurs face aux batteries électrochimiques, nous avons proposé une architecture adaptative de stockage d'énergie sous forme capacitive. Son principe repose sur le fractionnement d'une capacité en de multiples sous-éléments, organisés en une matrice reconfigurable, dont la capacité équivalente, variable, s'adapte à son propre état de charge<sup>10</sup>.

Dans ce chapitre, nous avons démontré tout l'intérêt à disposer d'un dispositif de stockage capacitif adaptatif dont la capacité équivalente, à la manière d'une boîte de vitesse mécanique, s'adapte à l'énergie à stocker, optimisant en permanence la constante de temps, l'énergie stockable, et la tension de stockage. Nous avons montré qu'il était possible de concevoir un dispositif auto-adaptatif ne nécessitant pas de commande externe, et nous avons entrepris plusieurs modes de réalisation afin de valider l'intérêt pratique d'une telle solution. En outre, nous avons identifié une valeur de seuil de commutation qui, sous certaines conditions de charge, optimise le transfert d'énergie. Bien qu'illustré dans le cadre des réseaux de capteurs sans fil, il est à noter que ce concept est transposable à d'autres contextes, impliquant en particulier des puissances plus élevées.

Si les apports d'une telle architecture ont été clairement identifiés, ceux-ci connaissent également des limites. En termes de performance d'une part, notamment du fait de la consommation du circuit de commande et des pertes associées aux éléments parasites (ESR, ...). D'autre part, il est clair que l'attractivité de la solution dépend du contexte d'utilisation, en particulier de la nature de la source d'énergie et de la charge à alimenter : profil de consommation, caractéristiques du convertisseur connecté en aval, ...

Il reste à mener une évaluation fine des pertes liées en particulier aux interrupteurs, des imperfections induites par la dispersion des caractéristiques des capacités, de l'impact de l'auto-décharge, à identifier les différents compromis à considérer pour définir la finesse de discrétisation de la topologie, et à vérifier la généralité des lois de commande provisoirement choisies.

De plus, la consommation de la partie commande demande à être réduite significativement : ramener le courant consommé à une valeur du même ordre que le courant de fuite des supercondensateurs (typiquement 1-10  $\mu\text{A}$ ) nous paraît être un objectif pertinent.

A plus long terme et dans un objectif de miniaturisation du nœud du réseau de capteurs, ce principe de supercondensateur auto-adaptatif pourrait être intégré sur silicium puisque la faisabilité de l'intégration de supercondensateurs sur silicium a récemment été démontrée [96].

---

10. On peut d'ailleurs noter qu'un supercondensateur auto-adaptatif en version *mécanique* a été proposé récemment [200] ; la capacité est rendue variable par l'ajustement de la distance inter-électrodes au moyen d'un moteur électrique, afin de conserver aux bornes du supercondensateur une tension constante.



# RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE AÉROACOUSTIQUE

*Sifflez en travaillant,  
et le balai paraît léger.*  
— Blanche-Neige

## SOMMAIRE

4.1	UN ÉTAT DE L'ART . . . . .	119
4.1.1	Récupération d'énergie acoustique . . . . .	119
4.1.2	Récupération d'énergie d'un flux d'air . . . . .	123
4.2	PHÉNOMÈNE AÉROACOUSTIQUE . . . . .	126
4.2.1	Bruit de cavité . . . . .	126
4.2.2	Modèle de Rossiter . . . . .	128
4.3	TESTS SUR CAVITÉS RECTANGULAIRES . . . . .	131
4.3.1	Banc de mesures B2A . . . . .	131
4.3.2	Test de cavités seules . . . . .	131
4.3.3	Ajout d'une membrane piézoélectrique . . . . .	139
4.3.4	Résonateur de Helmholtz . . . . .	144
4.4	CIRCUIT DE GESTION DE L'ÉNERGIE . . . . .	149
4.4.1	Introduction des choix architecturaux . . . . .	149
4.4.2	Convertisseur AC/DC . . . . .	151
4.4.3	Convertisseur DC/DC . . . . .	157
4.4.4	Stockage et étages de protection . . . . .	164
4.5	MISE EN ŒUVRE DU SYSTÈME COMPLET . . . . .	169
4.5.1	Conditions de test . . . . .	169
4.5.2	Résultats expérimentaux . . . . .	172
	CONCLUSION . . . . .	175

**L**A ressource énergétique dans l'environnement d'un avion, à la fois diverse et disparate, laisse libre cours à l'exploration de techniques variées de récupération d'énergie ambiante. Motivés par l'opportunité de proposer une solution alternative et complémentaire à celles déjà existantes (photovoltaïque, vibratoire, thermique, ...), nous avons envisagé d'exploiter la ressource – abondante – associée au vent relatif.

La plus ancienne méthode connue pour extraire de l'énergie à partir d'un écoulement d'air repose sur l'utilisation d'éoliennes. Bien que



celles-ci soient efficaces à grande échelle, leur performance est grandement impactée lorsqu'il s'agit de s'adapter à l'échelle d'un capteur miniature [44].

Nous avons ainsi choisi d'explorer une technique originale reposant sur le phénomène aéroacoustique, c'est-à-dire la génération de bruit acoustique causée par l'interaction d'un écoulement d'air avec une surface présentant des irrégularités. L'objectif principal des travaux présentés dans ce chapitre consiste à démontrer l'éligibilité du vent relatif en tant que ressource d'énergie ambiante pour un capteur sans fil autonome.

Bien que les travaux antérieurs dans ce domaine soient tout à fait rares, nous débutons ce chapitre par un état de l'art élargi à des techniques connexes à notre problème. Dans la seconde partie, nous posons les bases théoriques (ou empiriques) qui sous-tendent l'étude du phénomène aéroacoustique, et sur lesquelles nous nous sommes appuyés. La section suivante introduit les premiers prototypes que nous avons réalisés. Ceux-ci ont permis de mener différents tests montrant qu'il est possible, à partir d'un écoulement dont la vitesse est comparable à celle du vent relatif, de générer un sifflement acoustique de forte intensité et par suite, de produire une puissance électrique compatible avec un système autonome. Ces résultats ont motivé la conception d'un circuit de gestion de l'énergie dédié, que nous présentons dans la quatrième partie. La démonstration d'un système complet, rendu autonome par récupération d'énergie aéroacoustique, fait l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

## 4.1 UN ÉTAT DE L'ART

A ce jour, les travaux en matière de récupération d'énergie aéroacoustique sont relativement rares. Nous avons considéré que ce sujet de recherche comporte deux volets : d'une part celui-ci implique la conversion de l'énergie véhiculée par les ondes acoustiques, d'autre part il s'inscrit dans une démarche de récupération d'énergie d'un flux d'air. Nous avons donc dressé un état de l'art en distinguant ces deux aspects.

### 4.1.1 Récupération d'énergie acoustique

Les travaux portant sur la récupération d'énergie acoustique sont relativement récents, les premières contributions datant du début des années 2000. Nous les avons recensées en mettant l'accent dans un premier temps sur les travaux les plus précurseurs et que nous jugeons les plus aboutis ; nous passons ensuite en revue les autres approches proposées dans la littérature.

#### Résonance de Helmholtz

Les premiers développements dans ce domaine ont été présentés dès 2002 par une équipe américaine de l'université de Floride, Gainesville, USA [201, 202]. L'équipe *Interdisciplinary Microsystems Group*, menée par T. Nishida et M. Sheplak, a cherché à concevoir un système actif de suppression du bruit destiné aux réacteurs d'avion (*active jet liner*). La version passive du système consistait en un résonateur de Helmholtz, que ses concepteurs souhaitaient rendre automatiquement accordable en fréquence. L'idée était donc de profiter de l'environnement extrêmement bruyant pour rendre ces systèmes autonomes en énergie. Un résonateur de Helmholtz a été conçu et adapté pour permettre la récupération d'énergie. Il s'agit d'une cavité possédant un orifice plus étroit, dont la spécificité réside dans la paroi du fond qui est une membrane élastique surmontée d'un disque en matériau piézoélectrique (fig. 4.1). La variation de pression dans la cavité met en mouvement la membrane, ce qui provoque une sollicitation mécanique du matériau piézoélectrique.

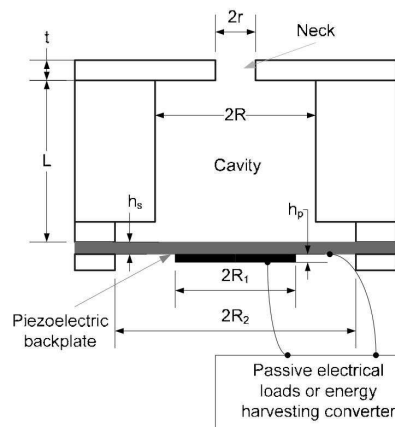


FIGURE 4.1 – Résonateur de Helmholtz d'après [1]

Le diamètre et la hauteur du transducteur réalisé mesurent environ 25 mm, et la pastille piézoélectrique possède une épaisseur de 0,12 mm. La conception s'appuie sur une modélisation fine du système dont les différents paramètres physiques sont représentés en éléments discrets (*lumped-element modelling*), à l'aide d'analogies acoustique-électrique. Cette approche de modélisation est valide lorsque les dimensions des objets considérés sont faibles devant la longueur d'onde acoustique mise en jeu [203]. Celle-ci est commode en ce qu'elle permet de simuler les effets de différents phénomènes physiques sous un unique environnement de simulation électrique.

Par ailleurs, un convertisseur DC/DC *flyback* a été conçu et optimisé pour extraire au mieux l'énergie de ce dispositif [204]. Celui-ci permet une augmentation d'environ 260% de la puissance électrique disponible en sortie, par rapport à la méthode dite « standard » (charge connectée directement en aval d'un pont redresseur). Ainsi, la puissance avoisine les 30 mW, pour une pression acoustique incidente de l'ordre de 156 dB.

Par la suite, ces travaux ont poursuivi la voie de la miniaturisation et débouché sur une version MEMS [205, 206], analogue d'un point de vue proportions géométriques à la version mésoscopique d'origine. Le résonateur a été amélioré afin notamment de pouvoir ajuster sa fréquence de résonance [207, 208, 209].

Ces travaux sont basés sur l'emploi de deux principales techniques dont la combinaison est sensée favoriser la conversion d'énergie acoustique :

- l'amplification acoustique par la résonance de Helmholtz,
- la transduction mécano-électrique par l'effet piézoélectrique.

Alors que l'usage d'un résonateur de Helmholtz apporte une contrainte supplémentaire du fait de sa sélectivité en fréquence, la transduction par effet piézoélectrique s'avère être le dénominateur commun de l'ensemble des études sur le sujet.

Ainsi en 2011, une autre équipe américaine a proposé d'utiliser un résonateur acoustique basé sur la théorie de Helmholtz [2]. Toutefois, il s'agit cette fois d'un simple tube, c'est-à-dire un résonateur de Helmholtz particulier puisque la cavité et l'orifice forment un seul et même volume. A l'intérieur de ce tube, les auteurs proposent de placer plusieurs poutres en PVDF (fig. 4.2) afin d'augmenter la quantité d'énergie totale.

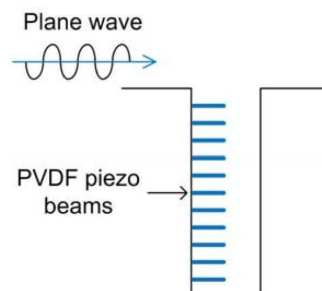


FIGURE 4.2 – Schéma du tube résonant, d'après [2]

En 2013, une équipe japonaise a également publié les résultats de travaux sur un récupérateur d'énergie acoustique [210], lui aussi basé sur une membrane en PZT et un résonateur de Helmholtz ayant la forme d'un cône ; la puissance générée sous une excitation de 110 dB est inférieure au picowatt.

### Autres approches

Quelques autres tentatives de récupérer l'énergie acoustique ont été publiées ces dernières années. Celles-ci sont pour la plupart une transposition de techniques employées à l'origine dans des disciplines connexes, notamment la récupération d'énergie vibratoire.

**Une cavité dans un cristal sonore** Des travaux menés par une équipe taïwanaise proposent d'exploiter la résonance d'une cavité créée au sein d'un cristal sonore, à l'intérieur de laquelle une poutre piézoélectrique est placée [211, 212]. Cette poutre en polyfluorure de vinylidène (PVDF) est mise en vibration lorsque le réseau cristallin est excité à sa résonance.

**Vibration des nanofils** En 2007, une équipe du Georgia Institute of Technology démontre un prototype d'un générateur basé sur des nanofils d'oxyde de zinc (ZnO), capable de générer de l'électricité à partir d'ondes ultrasonores [213]. Ce nanogénérateur est destiné à être encapsulé et immergé dans un fluide.

Plus récemment, une équipe coréenne a rapporté dans la revue *Advanced Materials* la réalisation d'un mécanisme basé sur une matrice de nanofils d'oxyde de zinc pris en sandwich entre deux substrats, capable de transformer l'énergie acoustique en énergie électrique. Ils revendiquent notamment le potentiel de ce dispositif pour récupérer l'énergie reçue au niveau du microphone d'un téléphone portable pour recharger sa batterie [214].

**Un T-Shirt pour recharger son téléphone** Orange Labs a lancé, pour l'édition 2011 du festival de Glastonbury en Angleterre, un T-shirt muni d'un film piezoélectrique (PVDF) de la taille d'une feuille A4 (fig. 4.3), et qui permettrait de recharger son téléphone pendant les concerts.



FIGURE 4.3 – Soundcharge T-shirt, par Orange Labs

### Membrane piezoélectrique et optimisation de l'énergie électrique

D'autres travaux sur la récupération d'énergie acoustique ont été effectués au laboratoire LGEF de l'Université de Lyon [215]. Si le dispositif expérimental est relativement basique, l'étude analytique est intéressante en ce qu'elle compare deux méthodes d'extraction de l'énergie : une approche de redressement standard et l'approche baptisée *SSH1*, qui permet d'améliorer significativement le rendement de conversion des transducteurs piézoélectriques. Les travaux présentés dans [215] sont donc essentiellement une transposition de la technique *SSH1* au cas d'une sollicitation mécanique d'origine acoustique.

### Synthèse

Le tableau 4.1 présente une synthèse des caractéristiques essentielles de l'ensemble des travaux portant sur la récupération d'énergie acoustique.

	puissance crête ( $\mu\text{W}$ )	densité de puissance ( $\mu\text{W.cm}^{-2}$ )	fréquence (kHz)	rendement (%)	type de convertisseur
Horowitz [201]	7400	1150	2,18	0,3	HR <sup>a</sup> +piezo
Horowitz [206]	$\sim 2$	0,34	5,2 ; 13,6	0,012	HR <sup>a</sup> +piezo
Z.L. Wang [213]	$\sim \text{qq nW}$	$\sim 10^{-5}$	ultrasons	?	nanofils ZnO
Liu [1]	$\sim 30000$	$\sim 10000$	2,646	1,5 - 6	HR <sup>a</sup> +piezo
Wu [211]	0,04	?	$\sim 4$	?	cristal sonique
W.-C. Wang [212]					+poutre PVDF
Lallart [215]	55	0,7	$\sim 0,24$	32 (?)	piezo
J.H. You [2]	?	?	0,4 - 4	?	HR <sup>a</sup>
					+poutres PVDF
Nishioka [210]	$6,8.10^{-7}$	$1,4.10^{-8}$	6,28	$1,4.10^{-7}$	HR <sup>a</sup> +piezo

<sup>a</sup> HR=Helmholtz Resonator

TABLE 4.1 – Synthèse des principaux travaux sur la récupération d'énergie acoustique

Cette synthèse permet de constater que les multiples investigations sur la récupération d'énergie acoustique possèdent plusieurs caractéristiques communes.

En premier lieu, le recours à un matériau piézoélectrique en tant que transducteur semble être un dénominateur commun indiscutable. Cette caractéristique commune s'accorde avec le fait que la transduction par effet piézoélectrique a été identifiée comme la plus efficace pour convertir l'énergie de vibrations mécaniques en énergie électrique [47]. En particulier, le PZT reste le matériau le plus représenté.

On remarque également que la plupart des dispositifs imaginés comportent un résonateur de Helmholtz, utilisé pour « amplifier » la pression acoustique sur une bande de fréquence. Ce choix de concevoir un dispositif résonant, centré sur une fréquence particulière, est comparable à la démarche fréquemment adoptée dans un contexte de récupération d'énergie vibratoire.

Enfin, les niveaux de puissance électrique générée sont relativement modestes, même si les dispositifs présentés dans [1, 201] parviennent à générer plusieurs milliwatts avec une excitation acoustique avoisinant les 160dB.

### 4.1.2 Récupération d'énergie d'un flux d'air

La conversion de l'énergie véhiculée par un flux d'air en électricité est pratiquée depuis longtemps, l'éolienne en est un exemple bien connu. Son application à des systèmes embarqués miniatures, quant à elle, est toutefois aussi peu étudiée que la récupération d'énergie acoustique. Nous avons distingué dans la littérature plusieurs travaux basés sur le phénomène aéroacoustique, ainsi que d'autres approches basées sur la mise en vibration directe d'une membrane sous l'effet du flux d'air.

#### Aéroacoustique

L'exploitation du phénomène aéroacoustique pour convertir l'énergie d'un flux d'air implique d'utiliser le domaine acoustique comme intermédiaire, et suppose ainsi de partager certaines des caractéristiques rencontrées chez les dispositifs de récupération d'énergie acoustique.

En 2009, une équipe du *Georgia Institute of Technology* a proposé un dispositif basé sur un résonateur de Helmholtz [3], au fond duquel est disposée une membrane en Mylar de  $50\ \mu\text{m}$  d'épaisseur (fig. 4.4). Cette membrane, mise en vibration par la résonance acoustique à l'intérieur du résonateur, est reliée à un générateur électromagnétique composé d'une bobine et d'un aimant permanent. Les auteurs affirment que le choix de la transduction électromagnétique est motivé par une mise en œuvre plus simple et une plus grande facilité d'accord entre les fréquences de résonances de la membrane et du résonateur acoustique. Deux dispositifs ont été fabriqués : l'un mesure  $19\ \text{mm}$  de diamètre et résonne à  $1,7\ \text{kHz}$ , l'autre mesure  $9\ \text{mm}$  de diamètre et résonne à  $4,7\ \text{kHz}$ . Les auteurs montrent que ces dispositifs génèrent jusqu'à  $15\ \text{mV}_{p-p}$ , mais ne donnent pas plus d'indications sur la puissance générée.

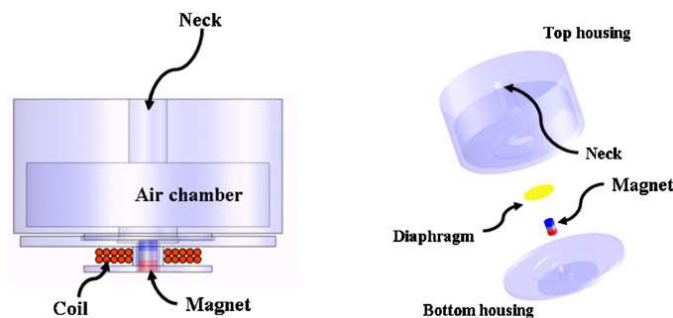


FIGURE 4.4 – Résonateur de Helmholtz et générateur électromagnétique, d'après [3]

Une équipe de l'imec a proposé en 2010 un récupérateur d'énergie également basé sur un résonateur de Helmholtz, associé à un micro-générateur piézoélectrique encapsulé [4]. Alors que ce dernier est d'un niveau de maturité relativement abouti (voir [216, 49]), le résonateur est davantage à l'état de prototype. Le dispositif mesure  $20\ \text{mm}$  de diamètre et résonne autour de  $300\ \text{Hz}$ ; la puissance générée atteint  $2\ \mu\text{W}$  (voir fig. 4.5).

On note également une étude publiée en 2011 par des chercheurs de l'université de l'état de Washington [5]. Les auteurs proposent de perturber un écoulement d'air dans une canalisation (de  $5,3\ \text{cm}$  de diamètre) à l'aide de simples déflecteurs, ce qui génère une source acoustique localisée dont l'amplitude peut s'élever à  $170\ \text{Pa}$  soit environ  $138\ \text{dB}$ . Une

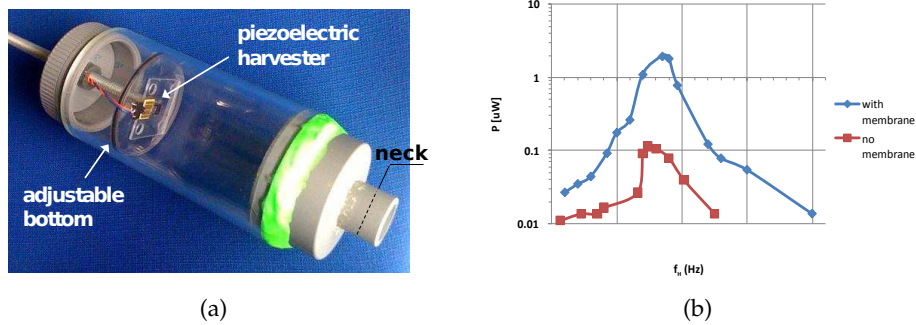


FIGURE 4.5 – Résonateur de Helmholtz et générateur piézoélectrique, d'après [4]

pastille piézoélectrique en PZT est placée au fond d'une cavité (de 7 cm de profondeur et de même diamètre), située à proximité des déflecteurs (fig. 4.6). Une puissance électrique de 0,55 mW a été mesurée aux bornes d'une résistance connectée directement aux électrodes de l'élément piézoélectrique.

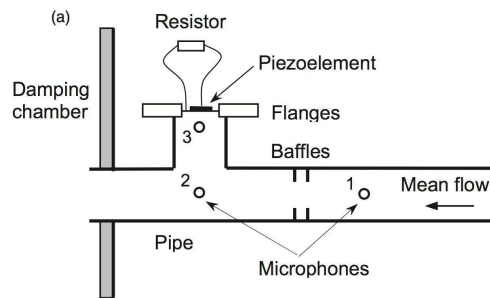


FIGURE 4.6 – Dispositif aéroacoustique d'après Matveev et al. [5]

### Autres approches

Nous évoquons ici quelques autres approches de récupération d'énergie d'un flux d'air. Ces dernières sont basées sur la mise en vibration d'une membrane directement par le flux d'air, à la manière d'un drapeau flottant au vent. Le phénomène sous-jacent, parfois nommé *aeroelastic flutter*, implique une vitesse d'écoulement minimale (*cut-in airflow speed*) pour la mise en vibration de la membrane, et vraisemblablement une vitesse d'écoulement limite au-delà de laquelle le battement de la membrane est dégradé.

Citons les travaux de Li et al. [?], où les auteurs proposent un dispositif basé sur une membrane en PVDF (fig. 4.7(b)), et étudient sa performance selon deux orientations différentes par rapport à l'écoulement. Celui-ci mesure environ 7 cm de long et génère une puissance électrique atteignant 600  $\mu$ W.

Un dispositif exploitant le même principe, le *microWindbelt*, a été développé puis commercialisé par la société Humdinger wind energy (fig. 4.7(a)). Avec une membrane de 12 cm de long, celui-ci est capable de produire plusieurs milliwatts pour des vitesses d'écoulement inférieures à 10 m/s [217].

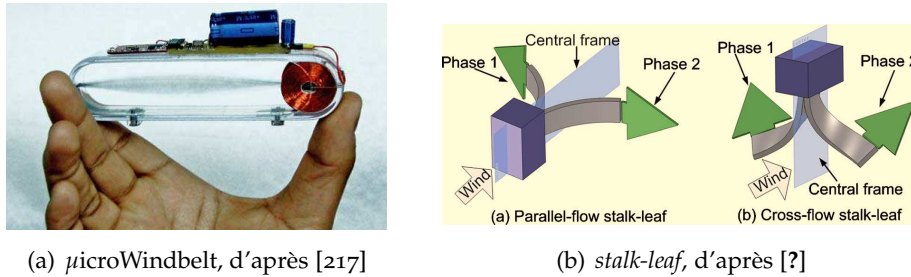


FIGURE 4.7 – Dispositifs basés sur l'aéroélasticité flutter

## Synthèse

Le tableau 4.2 reprend les caractéristiques principales des dispositifs de récupération d'énergie d'un écoulement d'air que nous venons de mentionner. Nous y incluons seulement les contributions basées sur le phénomène aéroacoustique, les autres approches étant plus éloignées du sujet auquel nous nous intéressons, et difficilement comparables.

	puissance crête ( $\mu\text{W}$ )	fréquence (kHz)	vitesse d'écoulement ( $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ )	type de convertisseur
Kim [3]	?	1,7; 4,7	160	HR <sup>a</sup> +electromag.
Matova [4]	2	0,3	13	HR <sup>a</sup> +piezo
Matveev [5]	550	$\sim 0,5$	2,6	cavité+piezo

<sup>a</sup> HR=Helmholtz Resonator

TABLE 4.2 – Synthèse des principaux travaux sur la récupération d'énergie d'un écoulement d'air

Nous pouvons ici faire des constats similaires à ceux faits pour les dispositifs de récupération d'énergie acoustique : la transduction piézo-électrique et l'emploi d'un résonateur de Helmholtz tiennent là encore une place importante.

Notre démarche s'inscrit dans ce contexte de génération d'énergie grâce au phénomène aéroacoustique. Comparativement aux autres approches, nous estimons que cette voie mène à des dispositifs plus simples à fabriquer, moins sujets à l'usure, bien que leur aptitude à générer de l'énergie électrique soit *a priori* moindre.

Guidés par les contributions antérieures, nous nous sommes orientés vers le choix d'un transducteur piézoélectrique. Comme nous le décrivons par la suite, nous avons principalement axé la conception de notre dispositif sur une géométrie simple, à savoir une cavité rectangulaire ; néanmoins, sous l'influence des travaux déjà publiés, nous avons également exploré la conception d'un résonateur de Helmholtz.

A la différence des dispositifs déjà proposés par d'autres auteurs, nous avons pour objectif de générer une puissance électrique supérieure au milliwatt, en considérant des vitesses d'écoulement très largement supérieures, puisque nous nous intéressons à la récupération d'énergie dans un contexte aéronautique, et en particulier sur des surfaces exposées au vent relatif.



## 4.2 PHÉNOMÈNE AÉROACOUSTIQUE

La génération de bruit acoustique par l'interaction d'une structure et d'un écoulement d'air résulte de phénomènes relativement délicats à appréhender. Nous développons donc dans cette partie les aspects théoriques qui permettent de décrire le phénomène aéroacoustique et de l'exploiter à des fins de conversion d'énergie, en nous focalisant sur des cavités de géométrie rectangulaire.

### 4.2.1 Bruit de cavité

#### Description du phénomène

Lorsque l'air s'écoule le long d'une surface, il se forme au voisinage de la surface une couche limite où la vitesse de l'écoulement est réduite par rapport à  $U_\infty$ , valeur de la vitesse de l'écoulement non perturbé. Une cavité soumise à un écoulement d'air a tendance à provoquer un décollement de la couche limite et la formation de tourbillons ou *vortex*.

Le décollement a lieu au niveau de l'arête *amont* de la cavité, il en résulte une couche de cisaillement (au-dessus de la cavité) dans laquelle se forment des tourbillons [218]. L'impact des tourbillons avec le bord *aval* produit une onde acoustique qui, dans le cas classique d'une cavité rectangulaire, est plutôt orientée vers l'amont de l'écoulement, à l'extérieur de la cavité (voir fig. 4.8). De plus, les ondes de pression qui se forment à l'intérieur de la cavité se propagent vers l'amont; elles ont tendance à venir exciter la couche de cisaillement et ainsi, entretenir la formation de tourbillons au coin amont de la cavité. C'est pourquoi on parle d'oscillations auto-entretenues.

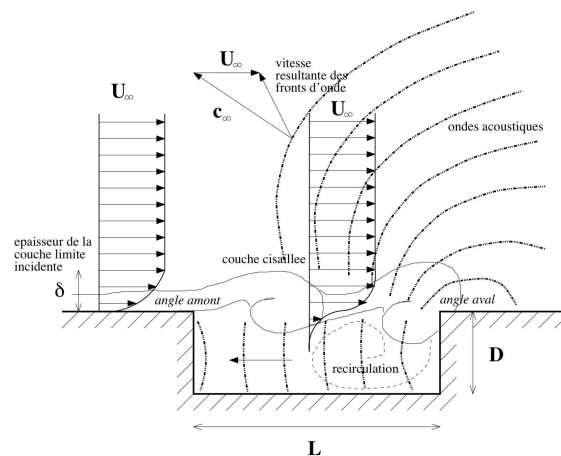


FIGURE 4.8 – Illustration du phénomène de rayonnement acoustique d'une cavité soumise à un écoulement (d'après [218])

#### Quelques définitions

**Pression acoustique** L'amplitude des oscillations de la pression autour de la pression ambiante est caractérisée par la valeur instantanée de la pression acoustique  $p$ , exprimée en Pascal.

Le niveau de pression acoustique  $L_p$  est usuellement exprimé en décibels, de sorte que :

$$L_p = 20 \times \log \left( \frac{p}{p_{ref}} \right) \quad (4.1)$$

où  $p_{ref}$  est la pression acoustique de référence, définie par le seuil de l'audition humaine, égale à  $20 \mu\text{Pa}$ .

Le niveau  $L_p$  est ici exprimé en dB SPL (pour *Sound Pressure Level*) ; les niveaux acoustiques donnés dans l'ensemble de ce document respectent cette définition, et nous les notons simplement en dB. Le tableau 4.3 donne quelques repères afin de situer l'ordre de grandeur des niveaux en dB.

0 dB	seuil de l'audition humaine
60 dB	conversation normale
100 dB	marteau-piqueur à 1 mètre
120 dB	seuil de douleur
180 dB	décollage de la fusée Ariane V

TABLE 4.3 – Quelques repères de niveaux acoustiques en dB

**Puissance acoustique** La puissance  $P$  (en Watts) véhiculée par une onde acoustique à travers une surface  $S$  (en  $\text{m}^2$ ) est proportionnelle au carré de la pression acoustique, tel que :

$$P = S \times \frac{p^2}{\rho c} \quad (4.2)$$

avec :

- $\rho$  : masse volumique de l'air ( $\text{kg}/\text{m}^3$ ),
- $c$  : célérité du son dans l'air ( $\text{m}/\text{s}$ ).

En utilisant l'expression de  $L_p$  donnée précédemment (éq. 4.1), l'équation 4.2 peut être reformulée afin d'exprimer une densité de puissance :

$$\frac{P}{S} = \frac{p_{ref}^2}{\rho c} \times 10^{\frac{L_p}{10}} \quad (4.3)$$

Aux conditions normales de température et de pression, les valeurs de  $\rho$  et  $c$  sont telles<sup>1</sup> que l'équation 4.3 peut être réécrite ainsi :

$$\frac{P}{S} = 10^{-12} \times 10^{\frac{L_p}{10}} \quad (4.4)$$

Ainsi par exemple, un niveau de pression acoustique  $L_p=150$  dB correspond à une densité de puissance de l'ordre de  $100 \text{ mW}/\text{cm}^2$ .

1. A  $T=20 \text{ }^\circ\text{C}$  et  $p_{amb}=1013,25 \text{ hPa}$ , on a  $\rho=1,2 \text{ kg}/\text{m}^3$  et  $c=343 \text{ m}/\text{s}$ .

**Nombre de Strouhal** Le nombre de Strouhal est utilisé pour décrire les mécanismes d'oscillation qui résultent de l'interaction entre une structure et un écoulement. Sans dimension, celui-ci est défini par :

$$\text{St} = \frac{fL}{U_\infty} \quad (4.5)$$

où :

- $f$  représente la fréquence de formation des tourbillons,
- $L$  correspond à la longueur caractéristique du dispositif étudié,
- $U_\infty$  est la vitesse de l'écoulement non perturbé.

La vitesse de l'écoulement non perturbé  $U_\infty$  est reliée au nombre de Mach  $Ma$  par la célérité  $c$  du son dans le milieu considéré :

$$U_\infty = c \times Ma \quad (4.6)$$

Dans l'étude de la génération de bruit aéroacoustique, le nombre de Strouhal peut prendre plusieurs valeurs correspondant aux différents modes.

**Rapport d'aspect** Une cavité rectangulaire est caractérisée par une longueur  $L$  et une profondeur  $D$ ; la longueur  $L$  correspond à la longueur de la cavité dans la même direction que l'écoulement. Pour cette cavité, on peut alors définir un rapport d'aspect  $\lambda$ , tel que :

$$\lambda = \frac{L}{D} \quad (4.7)$$

Celui-ci joue un rôle déterminant quant à l'apparition ou non d'un sifflement d'origine aéroacoustique, quant à la fréquence du sifflement engendré, et quant à la validité même des modèles utilisés pour calculer cette fréquence.

#### 4.2.2 Modèle de Rossiter

Le modèle développé par Rossiter dans les années 1960 [219] vise à prédire les fréquences excitées par un écoulement affleurant une cavité. Il suppose que la période fondamentale des ondes acoustiques générées est donnée par la somme du temps de convection des tourbillons par l'écoulement et du temps de propagation des ondes de pression à l'intérieur de la cavité.

Le temps de convection des tourbillons vaut  $\frac{L}{U_c}$ , où  $U_c$  est la vitesse de l'écoulement dans la couche cisailée. Le temps de propagation des ondes de pression en fond de cavité s'exprime par  $\frac{L}{c_0}$ . Alors, les fréquences  $f$  excitées vérifient la relation suivante :

$$\frac{L}{U_c} + \frac{L}{c_0} = \frac{n - \alpha}{f} \quad (4.8)$$

Il s'ensuit :

$$\text{St} = \frac{fL}{U_\infty} = \frac{n - \alpha}{Ma + \frac{1}{\kappa}} \quad (4.9)$$

qui est la formule de Rossiter classique, où :

- $n$  équivaut au nombre moyen de tourbillons sur la longueur  $L$  de la cavité,
- $\kappa = \frac{U_c}{U_\infty}$  est le rapport entre la vitesse de convection des tourbillons et celle de l'écoulement non perturbé,
- $\alpha$  est un terme de déphasage empirique.

En pratique,  $\alpha$  et  $\kappa$  sont pris dans une table en fonction du rapport d'aspect  $\lambda$  (voir tableau 4.4). Par expérience, la formule de Rossiter se vérifie bien pour des rapports d'aspects allant de 4 à 10 [219].

L/D	1	4	6	8	10
$\alpha$	0.25	0.25	0.38	0.54	0.58
$\kappa$	0.61	0.57	0.57	0.57	0.57

TABLE 4.4 – Coefficient  $\alpha$  en fonction du rapport d'aspect [219]

Il faut remarquer que ce modèle présente certaines limites, notamment :

- pas de prise en compte de l'état de la couche limite (laminaire/turbulente, épaisseur  $\delta$ , ...),
- pas de prise en compte directe des autres dimensions de la cavité (profondeur  $D$ , largeur  $W$ );
- pas d'information sur le mode dominant,
- pas d'information sur le niveau acoustique.

En particulier, ce dernier point rend délicate l'évaluation *a priori* de l'énergie acoustique générée et donc, en ce qui nous concerne, de l'aptitude d'un dispositif donné à produire une puissance électrique suffisante.

**Loi de East** La loi de East permet de tenir compte de la possible coïncidence entre un mode aéro-acoustique et un mode propre de résonance de la cavité [220], pour des écoulements de faible vitesse ( $Ma < 0.4$ ) et des cavités de rapport d'aspect  $L/D \leq 1$  (cavités profondes). Le mode dominant est celui coïncidant le mieux avec le mode "quart d'onde" de la cavité. D'après East, on a :

$$\text{St}_{1/4} = \frac{1}{4(1 + 0.65(\frac{L}{D})^{0.75})} \times \frac{1}{Ma} \quad (4.10)$$

Cette relation permet de déterminer le mode pour lequel le phénomène est le plus important : le mode au nombre de Strouhal le plus proche de celui donné par la relation précédente doit en principe être le mode dominant. En particulier, pour un rapport d'aspect  $L/D=1$ , cette loi peut s'écrire :

$$\text{St}_{1/4} = \frac{0.15}{Ma} \quad (4.11)$$

**Modèle de Block** Afin de prendre en compte la profondeur de la cavité dans la détermination des modes acoustiques, une amélioration de la formule de Rossiter est proposée par Block :

$$\text{St} = \frac{n}{\alpha Ma + \frac{1}{\kappa}} \quad (4.12)$$

La constante  $\kappa$  est déterminée de la même façon que pour la formule de Rossiter. En revanche, le terme  $\alpha$  est dans ce cas défini par :

$$\alpha = 1 + \frac{0.514}{\lambda} \quad (4.13)$$

Par contraste avec la formule de Rossiter, celle proposée par Block s'applique à des cavités dont le rapport d'aspect vaut de 1 à 10, c'est-à-dire à des cavités plus profondes.

**Influence du rapport longueur/hauteur** Comme mentionné précédemment, le rapport  $\lambda = \frac{L}{D}$  joue un rôle important sur le comportement de la cavité [218]. Ainsi :

- pour  $\lambda < 1$  : possibilité de résonance acoustique (type Helmholtz) ;
- pour  $\lambda > 1$  : le couplage aérodynamique domine ;
- pour  $\lambda \geq 7$  : réattachement de la couche cisailée.

De plus, l'épaisseur de la couche limite  $\delta$  a un effet sur les gradients de vitesse. Pour les cas où  $\frac{\delta}{D} \gg 1$ , la profondeur joue un rôle mineur.

**Influence du rapport longueur/largeur** Le rapport  $L/W$  entre longueur et largeur de la cavité impacte le nombre de dimensions mises en jeu :

- pour  $L/W < 1$ , on considère une couche cisailée bidimensionnelle,
- pour  $L/W > 1$ , apparition d'effets tridimensionnels.

**Lien entre fréquence et vitesse** En prenant le cas de la formule de Rossiter, on voit que la relation 4.9 permet d'exprimer la fréquence :

$$f = \frac{cMa(n - \alpha)}{L(Ma + \frac{1}{\kappa})} \quad (4.14)$$

On note que, hors mis les cas pour lesquels  $\kappa Ma \gg 1$  (c'est-à-dire des écoulements super- voire hypersoniques), la fréquence de sifflement est fonction du nombre de Mach, et par conséquent de la vitesse d'écoulement. En outre, elle est dans tous les cas dépendante de la célérité du son  $c$ , qui varie notamment avec les conditions de température et de pression.

*Nous avons vu que le bruit de cavité peut être décrit grâce à des modèles semi-empiriques relativement simples, dont la validité dépend plus ou moins fortement des paramètres considérés. En particulier, il faut souligner que si ces modèles simples ont pour but de prédire le contenu fréquentiel du bruit acoustique généré, ils ne donnent pas d'information précise sur les amplitudes.*

### 4.3 TESTS SUR CAVITÉS RECTANGULAIRES

Nous avons entrepris la réalisation de dispositifs dédiés à la récupération d'énergie par transduction aéroacoustique, en nous intéressant d'abord et principalement à la géométrie la plus simple possible, à savoir une cavité 2D rectangulaire.

Nous avons eu l'opportunité d'accéder au banc de mesures aéroacoustiques à l'ONERA de Toulouse, ce qui nous a permis de réaliser des essais calibrés à des vitesses d'écoulement dans la gamme qui nous intéresse. Après une présentation de ce banc de mesures, nous détaillons ici les différents tests que nous avons réalisés sur des cavités rectangulaires, d'abord seules, puis dotées d'une membrane piézoélectrique. Une partie est également consacrée à notre tentative de réalisation d'un résonateur de Helmholtz.

#### 4.3.1 Banc de mesures B2A

Le banc B2A de l'ONERA de Toulouse est un équipement permettant de réaliser des mesures aéroacoustiques et thermoacoustiques. Il est composé d'une arrivée d'air capable de débiter jusqu'à 600 g/s et débouchant sur un conduit de section carrée de 5 cm de côté (voir fig. 4.9). La veine d'air peut être instrumentée de différentes manières, notamment à l'aide de microphones. Le banc B2A nous permet ainsi de réaliser des expérimentations avec un Mach débitant dans la veine compris entre 0,2 et 0,6 voire 0,7. L'air est ensuite évacué dans une chambre puis vers l'extérieur du bâtiment.

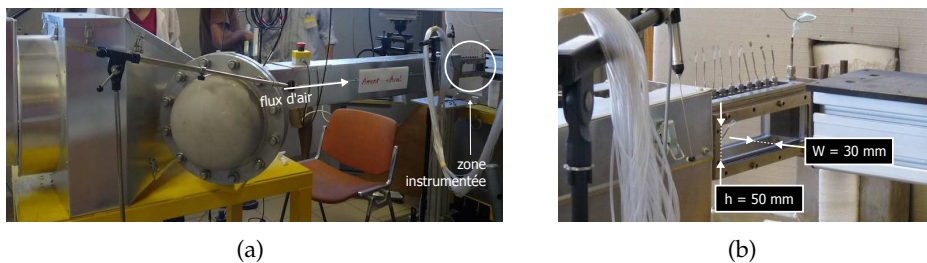


FIGURE 4.9 – Photographies du banc B2A de l'ONERA : vue d'ensemble (a) et vue de la zone instrumentée (b)

La largeur des échantillons placés dans la zone instrumentée doit être égale à 30 mm. Les microphones utilisés sont par ailleurs reliés à une chaîne d'acquisition de signaux dont la bande passante s'étend jusqu'à environ 13 kHz. Ces deux aspects placent des contraintes sur le dimensionnement des dispositifs qu'il est possible de tester.

#### 4.3.2 Test de cavités seules

L'objectif principal des mesures sur le banc aéroacoustique de l'ONERA est d'observer la réponse acoustique de cavités simples soumises à un écoulement d'air. Cela doit permettre de quantifier l'énergie acoustique récupérable avec un tel dispositif. En particulier, nous avons tenté d'étudier l'influence des dimensions de la cavité, de son rapport d'aspect et bien sûr de la vitesse d'écoulement.

### Protocole expérimental

La figure 4.10 illustre le dispositif expérimental employé pour cette première série de mesures. Chaque cavité testée est placée dans la veine de sorte que l'écoulement est affleurant à celle-ci. Un microphone 1/4" Brüel& Kjør type 4938A est placé au fond de la cavité.

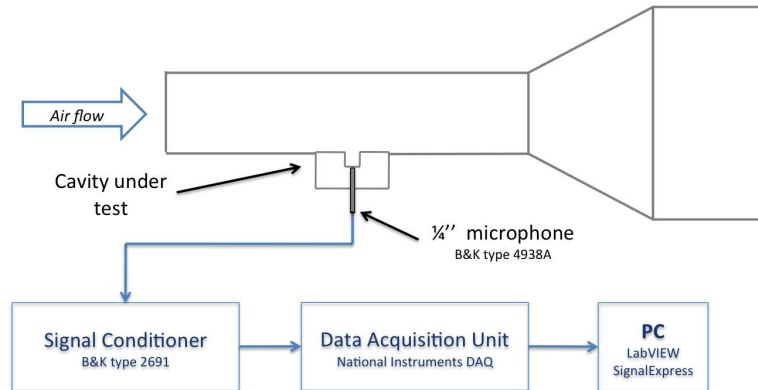


FIGURE 4.10 – Schéma synoptique du dispositif expérimental

Chaque cavité est soumise à un écoulement d'air dont on fait varier la vitesse entre Mach 0,2 et Mach 0,6 avec un pas de Mach 0,1. Pour chaque vitesse, une fois l'écoulement « stabilisé », on mesure le spectre d'amplitude de la pression acoustique exprimée en décibels. Cela représente ainsi cinq relevés de spectre par cavité.

### Cavités testées

Six cavités différentes ont été mises à l'épreuve. Nous avons fait varier trois paramètres :

- la longueur  $L$  (*length*) ;
- la profondeur  $D$  (*depth*) ;
- le rapport d'aspect  $L/D$ .

Les dimensions des différentes cavités testées sont consignées dans le tableau 4.5. Ces dimensions ont été choisies suffisamment grandes pour réduire les erreurs liées aux tolérances sur les cotes, tout en étant suffisamment petites pour être compatibles avec le banc B2A.

# cavité	1	2	3	4	5	6
$L$ (mm)	9	18	27	18	36	54
$D$ (mm)	9	18	27	9	18	27

TABLE 4.5 – Dimensions des différentes cavités rectangulaires testées

Les cavités 1 à 3 présentent ainsi un rapport d'aspect égal à 1, tandis que les cavités 4 à 6 présentent un rapport d'aspect égal à 2. La largeur de la cavité, dimension invariante pour chaque cas, vaut  $W = 30\text{mm}$  ; cette valeur est contrainte par les dimensions de la veine. On peut noter que cette contrainte implique que l'hypothèse de cavités bidimensionnelles n'est pas respectée pour la plupart de nos cavités.

### Influence de la géométrie

Nous présentons ici les graphiques correspondant à un nombre de Mach donné ; sur chaque graphique apparaissent autant de courbes que de cavités. Ceux-ci sont gradués en fréquence (Hertz) d'une part, en Strouhal d'autre part.

Les graphiques gradués en Strouhal font également apparaître la position fréquentielle des quatre premiers modes de Rossiter (en trait plein), ainsi que celle des modes calculés avec le modèle de Block (en trait pointillé). La position colorée en rouge représente le mode dominant, déterminé d'après la loi de East.

#### Mach 0,2

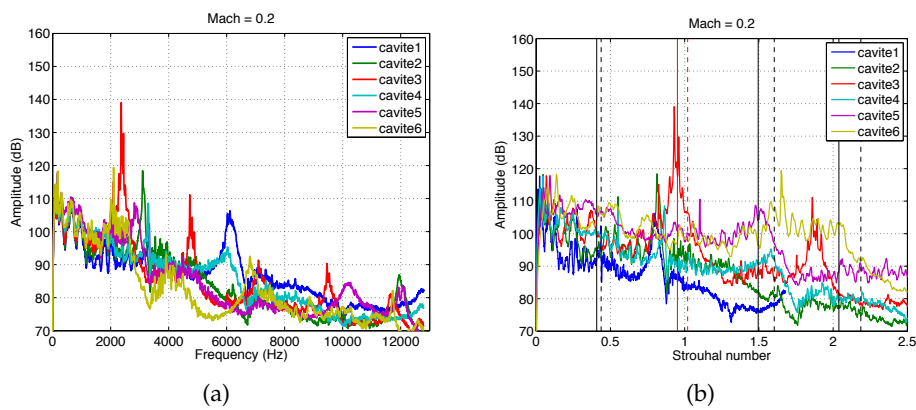


FIGURE 4.11 – Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,2 gradués en Hertz (a) et en Strouhal (b).

#### Mach 0,3

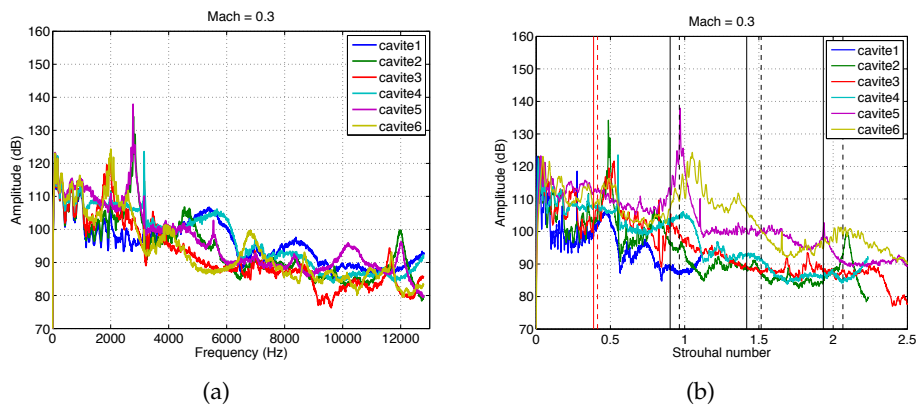


FIGURE 4.12 – Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,3 gradués en Hertz (a) et en Strouhal (b).



## Mach 0,4

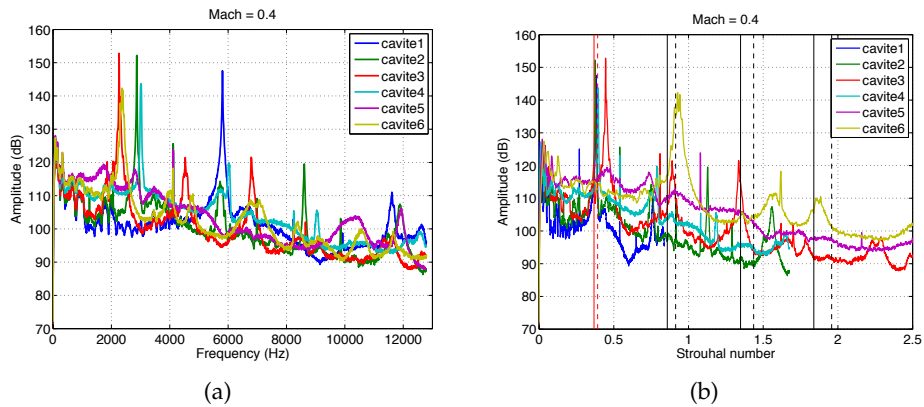


FIGURE 4.13 – Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,4 gradués en Hertz (a) et en Strouhal (b).

## Mach 0,5

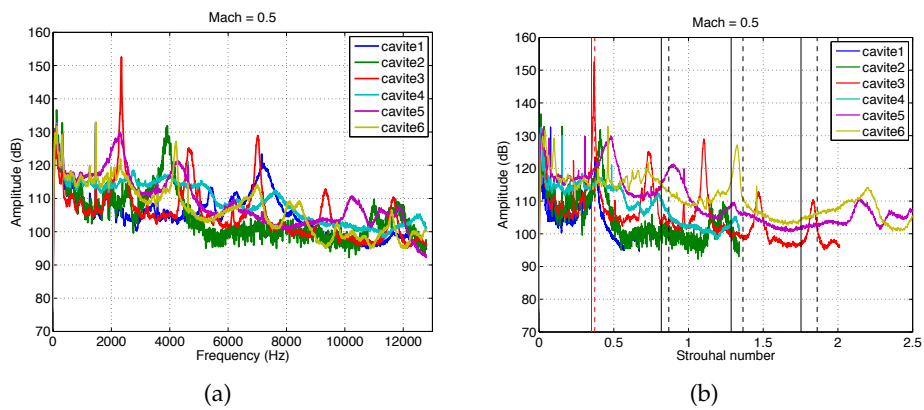


FIGURE 4.14 – Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,5 gradués en Hertz (a) et en Strouhal (b).

## Mach 0,6

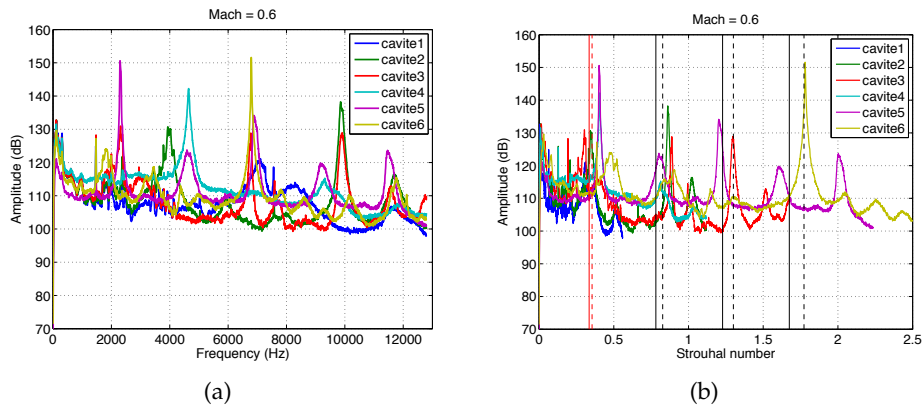


FIGURE 4.15 – Spectres d'amplitude acoustique à Mach 0,6 gradués en Hertz (a) et en Strouhal (b).

A la lecture de ces résultats, on remarque qu'il n'est pas rare d'observer une amplitude avoisinant les 140 dB voire 150 dB. La formule de Rossiter donne rarement la position exacte des modes excités, mais en fournit toutefois une approximation correcte. La loi de East donne à chaque fois le premier mode comme mode dominant, hormis le cas à Mach 0,2. Dans la plupart des cas cette loi est vérifiée, mais on voit notamment pour la cavité 6 que le mode dominant est souvent d'ordre supérieur à celui donné par East.

Il est somme toute difficile de dégager une tendance en observant ces différents graphiques. On note que la géométrie joue un rôle évident puisqu'elle semble conditionner la position ainsi que l'amplitude des modes, y compris sur les courbes graduées en Strouhal. On observe aussi que des cavités différentes excitent le même mode, notamment dans le cas à Mach 0,4.

### Influence de la vitesse d'écoulement

Nous présentons maintenant les graphiques correspondant à une cavité (donc une géométrie) donnée ; plutôt que de représenter les résultats sous forme de spectres d'amplitude, nous avons relevé la fréquence (Strouhal) et l'amplitude (SPL) des « pics » présents sur chaque spectre et avons représenté leur évolution en fonction du Mach.

Ces graphes permettent d'une part de mieux voir la position des pics expérimentaux par rapport aux modes théoriques de Rossiter, et d'autre part de voir l'évolution de l'amplitude de ces modes en fonction du Mach (cela permet en outre de vérifier l'adéquation avec la loi de East).

#### Cavité # 1 ( $L=9\text{mm}$ , $D=9\text{mm}$ )

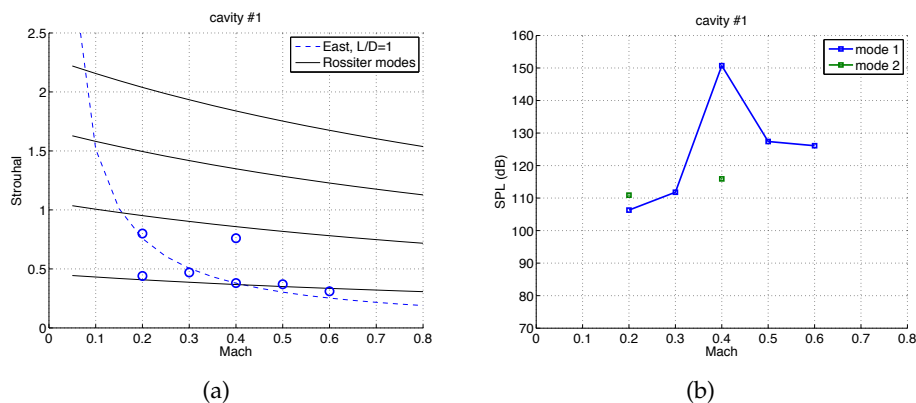


FIGURE 4.16 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 1 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

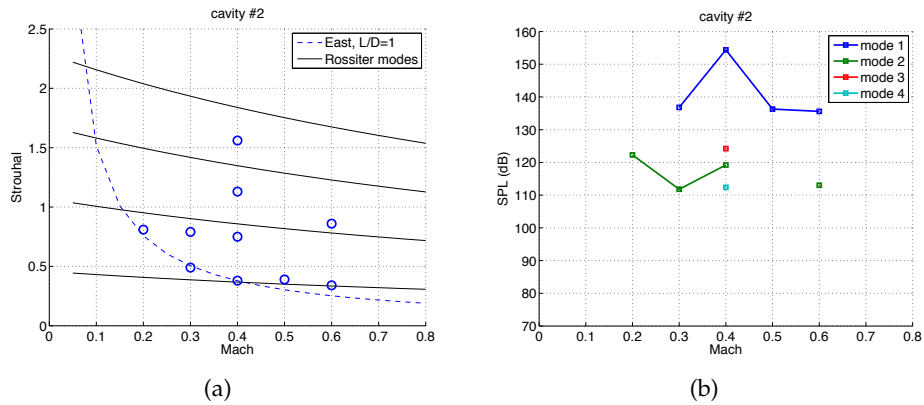
Cavité # 2 ( $L=18\text{mm}$ ,  $D=18\text{mm}$ )

FIGURE 4.17 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 2 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

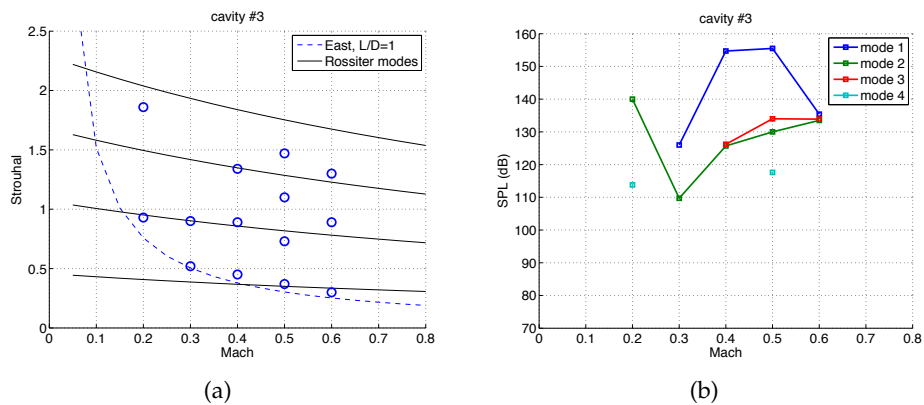
Cavité # 3 ( $L=27\text{mm}$ ,  $D=27\text{mm}$ )

FIGURE 4.18 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 3 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

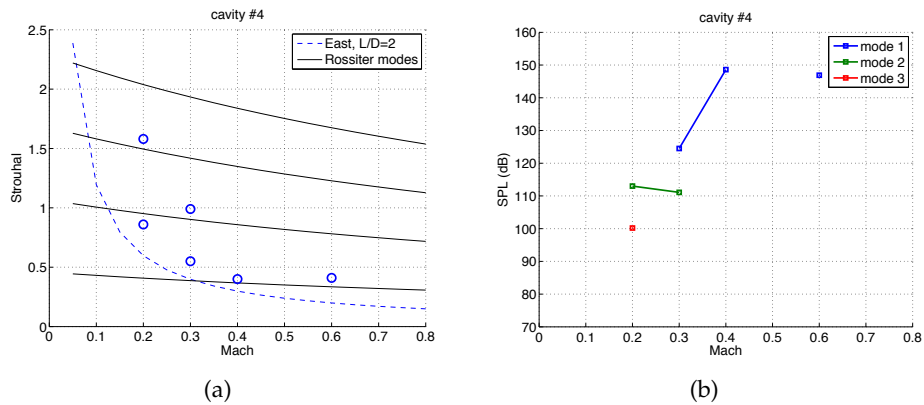
Cavité # 4 ( $L=18\text{mm}$ ,  $D=9\text{mm}$ )

FIGURE 4.19 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 4 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

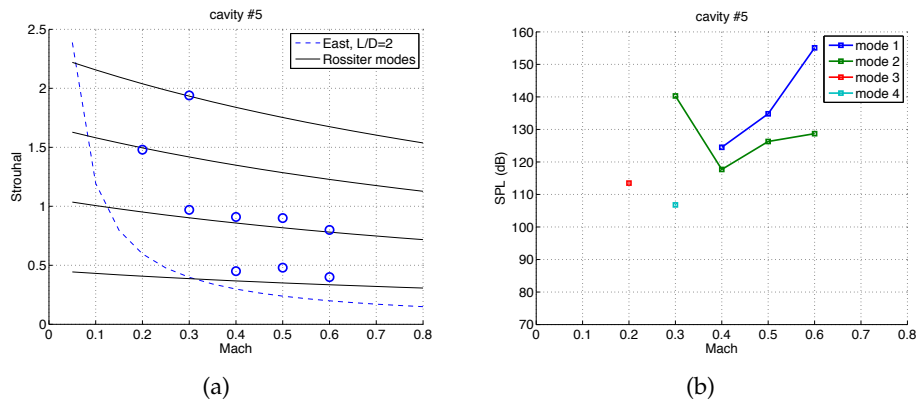
**Cavité # 5 ( $L=36\text{mm}$ ,  $D=18\text{mm}$ )**

FIGURE 4.20 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 5 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

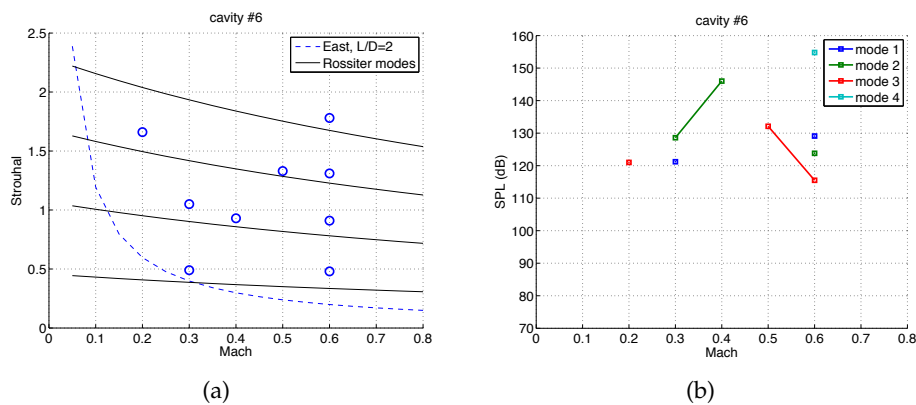
**Cavité # 6 ( $L=54\text{mm}$ ,  $D=27\text{mm}$ )**

FIGURE 4.21 – Influence du Mach sur les modes excités pour la cavité # 6 : évolution en fréquence (a) et en amplitude (b).

Nous observons que la position en fréquence des points expérimentaux est relativement bien corrélée avec les fréquences calculées avec le modèle de Rossiter, surtout en considérant la simplicité de ce modèle et la complexité du phénomène qu'il décrit.

De plus, on remarque une bonne corrélation avec le mode quart d'onde déterminé avec la formule d'East, notamment pour les cavités 1 à 3.

Nous constatons également que pour la plupart des cavités testées, les modes ne sont pas excités de façon significative pour chaque vitesse d'écoulement, d'où les discontinuités sur les graphes représentant l'évolution de l'amplitude des modes. Notons que si chaque cavité présente au moins un point voisin des 150 dB, la cavité # 3 semble être, dans les conditions de l'expérience, plus performante que les autres cavités : en effet, son mode fondamental est présent sur une plage de Mach plus élevée, à une amplitude voisine des 155 dB.

### Synthèse des résultats obtenus

Nous avons tenté d'étudier l'influence des dimensions de la cavité, de son rapport d'aspect et de la vitesse d'écoulement d'air. Les résultats obtenus ont montré plusieurs choses :

- les cavités testées sont capables de produire un sifflement acoustique à 150 dB pour plusieurs valeurs de Mach ; un tel niveau acoustique correspond à une densité de puissance de  $100 \text{ mW.cm}^{-2}$ , qui laisse envisager la possibilité de produire une puissance électrique compatible avec celle requise par un capteur sans fil, avec un dispositif de surface raisonnable, même avec un faible rendement de conversion ;
- les relations théoriques (Rossiter, East, ...) permettent une prédiction satisfaisante des fréquences excitées par les cavités ;
- les plus forts niveaux acoustiques se situent le plus fréquemment dans la gamme 2-3 kHz.

En ce qui concerne la précision de la prédiction des fréquences excitées, il convient de préciser que la valeur du nombre de Mach à l'intérieur de la veine est une valeur *moyenne* ; en réalité le Mach dépend de la hauteur comme illustré sur la figure 4.22. Ce phénomène constitue une source d'explication supplémentaire quant aux différences observées par rapport au modèle de Rossiter, qui s'applique en principe à une cavité en champ libre.

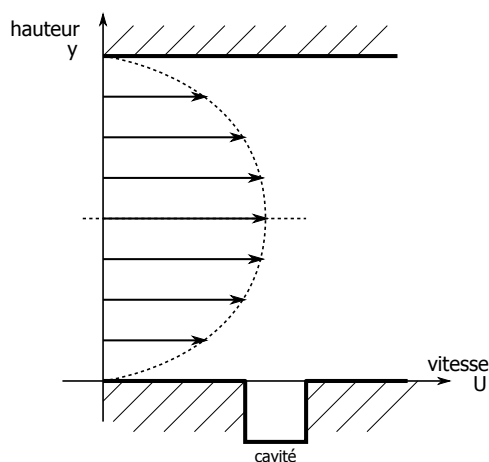


FIGURE 4.22 – Profil de vitesse de l'écoulement en fonction de la hauteur

Le croisement des résultats obtenus dans ces différentes configurations a permis d'identifier une géométrie qui produit les meilleurs résultats sur la gamme de Mach considérée ; il s'agit de la cavité # 3 dont la longueur et la profondeur mesurent toutes deux 27 mm. Cette géométrie a été retenue pour la poursuite de la conception de notre dispositif de récupération d'énergie aéroacoustique.

Notons que cette cavité siffle le mieux de Mach 0,4 à Mach 0,5 où le niveau acoustique est de 152 dB. Pour ces vitesses d'écoulement, la fréquence du mode dominant – le mode fondamental – vaut 2263 Hz à Mach 0,4 et 2345 Hz à Mach 0,5.

### 4.3.3 Ajout d'une membrane piézoélectrique

Nous avons mené une seconde campagne d'essais aéroacoustiques avec pour but de démontrer la faisabilité du processus de conversion d'énergie issue du bruit de cavité en énergie électrique. Les objectifs de ces essais consistent notamment à valider l'usage d'une membrane piézoélectrique rigide dans ce type de situation, et à quantifier la puissance électrique récupérée.

En outre, nous avons décidé, à cette occasion, de comparer deux configurations de cavité. La première est une cavité rectangulaire, telle que décrite précédemment ; la seconde est une cavité cylindrique semblable à un résonateur de Helmholtz. Ces deux dispositifs sont dotés d'une membrane piézoélectrique circulaire attachée en fond de cavité. Cette membrane doit permettre de convertir l'énergie acoustique produite par le sifflement de la cavité en courant électrique. Nous traitons ici des mesures effectuées sur la cavité rectangulaire, le cas de la cavité cylindrique est traité dans la partie suivante.

#### Dispositif et protocole expérimental

La cavité rectangulaire mesure 27 mm de longueur et 27 mm de profondeur ; sa largeur est de 30 mm, dimension imposée par le porte-échantillon de la veine du B2A (voir figure 4.24). La membrane piezoélectrique est attachée au fond de la cavité au moyen d'une bride métallique circulaire. Il s'agit d'un substrat en laiton surmonté d'une pastille en PZT<sup>2</sup>, couramment disponible chez les revendeurs de composants électroniques. Ses dimensions sont données par la figure 4.23 et le tableau 4.6.

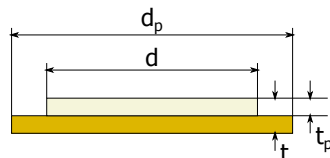


FIGURE 4.23 – Cotes de la membrane piézoélectrique

diamètre total $d$ (mm)	20
diamètre piezo $d_p$ (mm)	14,4
épaisseur totale $t$ ( $\mu\text{m}$ )	420
épaisseur piezo $t_p$ ( $\mu\text{m}$ )	220

TABLE 4.6 – Dimensions de la membrane piézoélectrique de la cavité rectangulaire

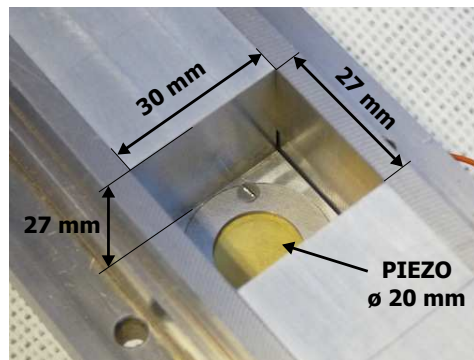


FIGURE 4.24 – Photographie de la cavité rectangulaire avec piézo

2. Murata 7BB-20-6

Comme pour la campagne précédente, les essais ont eu lieu sur le banc B2A à l'ONERA. Cette fois-ci, la pression acoustique est mesurée non pas en fond de cavité mais au-dessus, à l'aide d'un microphone Brüel & Kjær type 4182. Les niveaux mesurés ne sont donc pas représentatifs du bruit présent au niveau de la membrane ; ils permettent toutefois d'évaluer les variations *relatives* entre les différents cas de figure.

Par ailleurs, la membrane piézoélectrique est connectée à une carte électronique permettant de faire des mesures de tension, en circuit ouvert d'une part et en débitant sur une charge résistive d'autre part. La mesure est réalisée au moyen d'un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance d'entrée<sup>3</sup>.

Le dispositif expérimental est synthétisé sur le schéma de la figure 4.25. La carte électronique de conditionnement comprend essentiellement l'amplificateur d'instrumentation. Cette dernière permet de connecter la membrane piézo à une charge résistive dont la valeur varie entre 1 k $\Omega$  et 68 k $\Omega$ <sup>4</sup>.

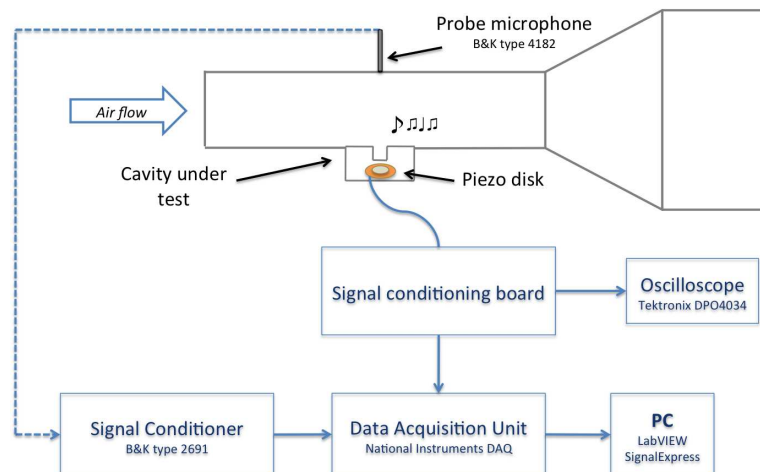


FIGURE 4.25 – Schéma synoptique du dispositif expérimental (2)

**Protocole** Chaque dispositif est testé pour une vitesse d'écoulement variant de Mach 0,2 à Mach 0,6 avec un pas de 0,1. Pour chaque vitesse d'écoulement, les étapes de mesures sont les suivantes :

1. Enregistrer le spectre acoustique mesuré au-dessus de la cavité ;
2. Enregistrer la tension en circuit ouvert (acquisition d'1 seconde) ;
3. Faire varier la résistance de charge ; pour chaque valeur, enregistrer la tension aux bornes de celle-ci pendant 1 seconde.

Les mesures ont été réalisées à la fois sur l'oscilloscope et sur la carte d'acquisition, cette dernière possédant une meilleure résolution, mais une

3. Texas Instruments INA116

4. Cette plage de valeurs a été déterminée en considérant la valeur du module de l'impédance de la membrane piézoélectrique,  $|Z_p| = \frac{1}{2\pi f C_0}$ , dans la gamme de fréquence du mode dominant, après une mesure préalable de sa capacité équivalente ( $C_0 \approx 9$  nF).

moins bonne capacité d'affichage en temps réel et une plage de tension inférieure à celle de l'oscilloscope.

### Relevés de tension AC

La tension en circuit ouvert aux bornes de la membrane piézo s'apparente à un sinus plus ou moins « propre », selon le caractère plus ou moins prédominant du mode fondamental excité dans le spectre correspondant. Les figures 4.26 et 4.27 ci-après viennent illustrer ce propos. Les relevés temporels correspondent à une mesure de la tension en circuit ouvert à Mach 0,4 (fig. 4.26) et Mach 0,6 (fig. 4.27) ; ceux-ci sont présentés avec le spectre d'amplitude associé, calculé par une transformée de Fourier à fenêtre glissante.

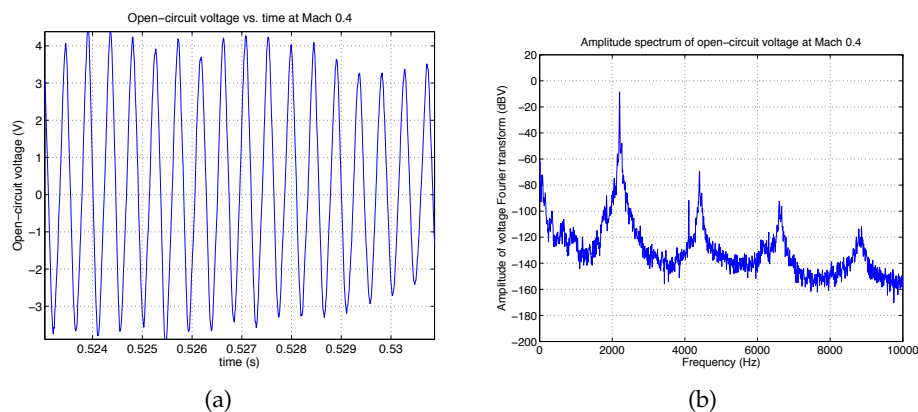


FIGURE 4.26 – Tension en circuit ouvert à Mach 0,4 : allure temporelle (a) et spectre associé (b)

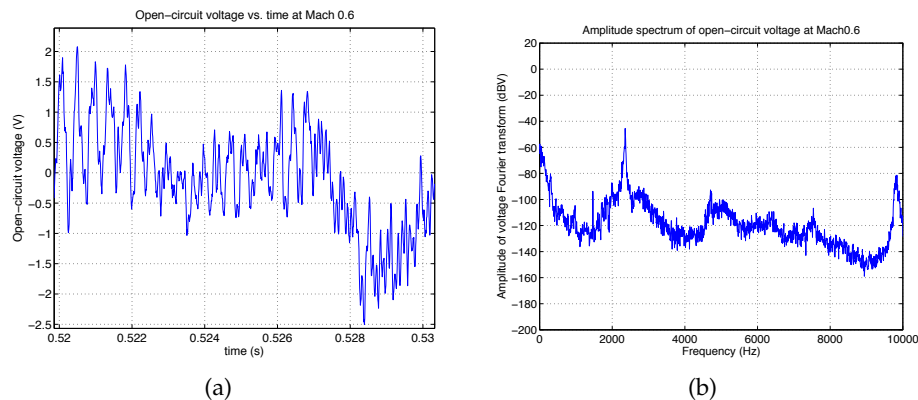


FIGURE 4.27 – Tension en circuit ouvert à Mach 0,6 : allure temporelle (a) et spectre associé (b)

La figure 4.26(a) montre ainsi que la tension est quasiment sinusoïdale, modulée par un bruit de bien plus faible amplitude. Le spectre associé montre que l'amplitude de la raie fondamentale est supérieure de 60 dB à l'amplitude du premier harmonique et de 100 à 120 dB au-dessus du bruit. Par ailleurs, notons que l'amplitude de la tension présentée ici, environ 4 V, permet de franchir le seuil d'une diode sans problème.

Sur la figure 4.27(a), on peut voir que la tension mesurée présente une allure nettement plus bruitée, même en zoomant sur quelques périodes



du mode fondamental. Le spectre correspondant montre que la raie principale est plus étalée, son amplitude étant à moins de 80 dB de celle du plancher de bruit. En outre, l'amplitude se situe ici autour d'1 V, ce qui laisse nettement moins de marge quant au seuil des diodes.

On peut donc constater que, même si la fréquence du mode excité varie peu en fonction du Mach, son amplitude et sa prédominance par rapport au plancher de bruit n'est pas constante. On peut conclure que ce dispositif est surtout efficace pour un écoulement de Mach 0,4 à Mach 0,5.

### Puissance électrique vs. $R_{load}$

Nous nous intéressons à présent à la puissance électrique générée par notre dispositif. Celle-ci est calculée à partir des différentes acquisitions de tension effectuées aux bornes d'une résistance variable, en employant la méthode suivante :

1. Calcul de la FFT de la tension
2. Calcul de la densité spectrale de puissance
3. Intégration de la DSP sur l'intégralité de la bande passante

Cette méthode retourne une valeur de la puissance électrique moyennée sur toute la durée de l'acquisition (1 seconde). Elle est appliquée pour chaque résistance de charge, pour chaque vitesse d'écoulement. Nous avons donc tracé l'évolution de la puissance en fonction de la résistance de charge ; les différentes courbes correspondant à chaque vitesse d'écoulement sont superposées sur la figure 4.28.

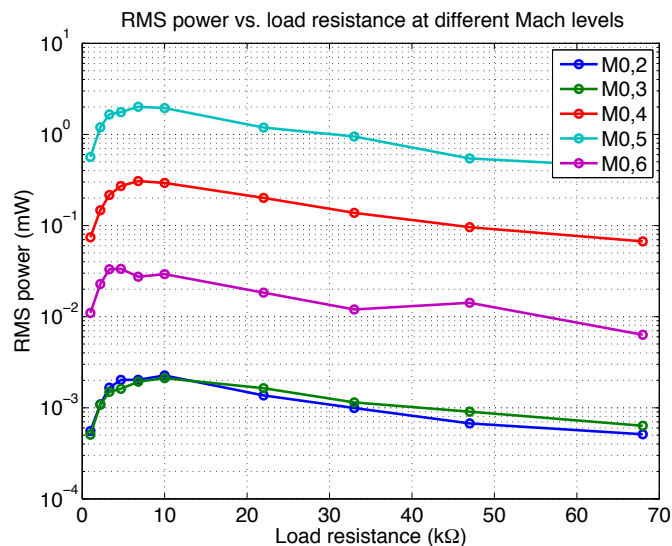


FIGURE 4.28 – Puissance électrique RMS en fonction de la résistance de charge pour différents Mach

Il apparaît sur ce graphique que les cas Mach 0,2 et Mach 0,3 donnent quasiment les mêmes résultats ; la puissance max. vaut environ  $2 \mu\text{W}$  pour ces deux cas. A partir de Mach 0,4 la puissance augmente significativement ( $\approx 300 \mu\text{W}$ ) pour atteindre 2 mW à Mach 0,5. Celle-ci finit par baisser à environ  $30 \mu\text{W}$  pour le cas à Mach 0,6.

Ce graphe montre également un résultat important : la résistance de charge optimale varie peu sur la gamme de vitesses d'écoulement considérée. Ceci a comme conséquence favorable de pouvoir réaliser une adaptation d'impédance en employant une architecture de convertisseur DC/DC relativement simple.

De plus, la puissance maximum (2 mW) est largement supérieure au budget énergétique requis pour l'alimentation d'un capteur sans fil autonome ( $\approx 100 \mu\text{W}$ ). Ce résultat laisse entrevoir la perspective de réaliser un démonstrateur complet basé sur ce dispositif de récupération d'énergie.

Nous avons tracé l'évolution de la puissance maximum (i.e. sur charge adaptée) en fonction du Mach, de même que l'évolution de la résistance de charge optimale en fonction du Mach ; ces tracés sont visibles sur la figure 4.29. En particulier, la courbe de la figure 4.29(b) montre que la résistance de charge optimale varie entre 4,7 k $\Omega$  et 10 k $\Omega$  ; en outre cette valeur est constante de Mach 0,4 à Mach 0,5, c'est-à-dire pour les cas où la puissance générée est la plus importante. Dans les autres cas, la déviation par rapport à cette valeur peut être jugée relativement faible. Les barres d'erreur sur ce graphe figurent, pour chaque Mach, la plage de valeurs de résistance de charge pour laquelle la puissance en sortie est supérieure à 90 % de sa valeur maximum.

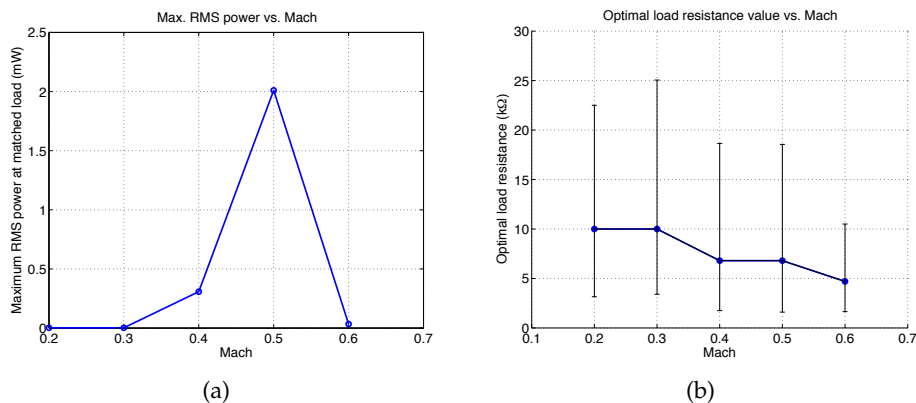


FIGURE 4.29 – Evolution en fonction du Mach de la puissance maximale (a) et de la résistance de charge optimale (b).

Par ailleurs, la courbe de la figure 4.29(a) illustre le fait que notre dispositif possède bien une « bande passante » en termes de vitesse d'écoulement.

#### 4.3.4 Résonateur de Helmholtz

Afin d'explorer une alternative aux cavités rectangulaires étudiées jusque-là, nous avons décidé de tester également une cavité cylindrique résonante. Ce choix est motivé par la flexibilité potentiellement offerte par le caractère ajustable de la fréquence de résonance, par l'indépendance supposée de la fréquence de résonance à la vitesse d'écoulement, et par la présence de géométries semblables dans des publications antérieures ayant trait à notre sujet.

##### Fréquence de résonance

Un résonateur de Helmholtz est composé d'une cavité et d'un orifice (ou cheminée) plus étroit que celle-ci ; la bouteille en est un exemple bien connu. Un tel dispositif peut être assimilé à un système masse-ressort (en mécanique), ou encore à un circuit RLC (en électricité). De façon schématique, on peut voir le volume d'air dans la cheminée comme une masse, et le volume d'air dans la cavité comme un ressort. En principe, la fréquence propre d'oscillation dépend donc uniquement des dimensions relatives de ces deux parties.

La fréquence de résonance de Helmholtz  $f_H$  est usuellement définie par la formule suivante :

$$f_H = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{V L_{eff}}}$$

avec :

- $c$  : célérité du son dans l'air ( $\text{m.s}^{-1}$ )
- $S$  : section de l'orifice ( $\text{m}^2$ )
- $V$  : volume intérieur de la cavité ( $\text{m}^3$ )
- $h$  : hauteur intérieure de la cavité (m)
- $L_{eff}$  : hauteur corrigée de l'orifice (m)

$L_{eff}$  correspond à la longueur de la cheminée  $L$  à laquelle on ajoute un terme de correction de bout  $l_c$  pour tenir compte de la masse acoustique de rayonnement [203].

Dans le cas classique, ce terme de correction s'exprime ainsi :

$$l_c = \frac{16r}{3\pi} \approx 1,7r$$

Dans le cas particulier d'un résonateur cylindrique, la fréquence de résonance peut s'écrire :

$$f_H = \frac{c}{2\pi} \frac{r}{R} \sqrt{\frac{1}{h L_{eff}}}$$

avec :

- $r$  : rayon de l'orifice (m)
- $R$  : rayon intérieur de la cavité (m)

### Excitation aérodynamique

Bien que l'expression de la fréquence de résonance acoustique d'un résonateur de Helmholtz ne dépende pratiquement que de ses dimensions géométriques, le mécanisme d'excitation par un écoulement affleurant et les conditions qui le favorisent, sont décrits dans la littérature avec moins d'exactitude.

**Turbulent rumble** D'après Plumblee et al., la couche cisailée turbulente au niveau de l'orifice de la cavité peut se comporter comme une source de bruit large bande, capable d'exciter des modes de résonance de la cavité fermée par la couche de cisaillement, ou bien de la résonance de Helmholtz, selon le volume de la cavité et son ouverture [221]. Cette source d'excitation a également été constatée expérimentalement par Elder et al., qui l'ont appelée *turbulent rumble* [222].

**Couplage Rossiter/Helmholtz** D'après les travaux d'Urzy nicok [223], et dans le cas où le résonateur est excité par un écoulement d'air, la largeur de l'orifice a une influence sur l'importance du phénomène de résonance, décrit par le rapport entre la pression acoustique à l'intérieur de la cavité et celle de l'écoulement libre (voir fig. 4.30(a)). Il est alors possible de conclure que la largeur de l'orifice conditionne le phénomène aéroacoustique et ainsi le spectre acoustique qui provoque l'excitation du résonateur.

De façon analogue, Nelson et al. [224, 225] ont montré que pour un résonateur de dimensions fixées, la résonance acoustique prédomine sur une certaine plage de vitesses d'écoulement (voir fig. 4.30(b)).

Flynn & Panton concluent également de leurs expérimentations que la résonance est la plus importante dans le cas où la fréquence propre du résonateur coïncide avec la fréquence dominante produite par la couche de cisaillement au niveau de l'orifice [226].

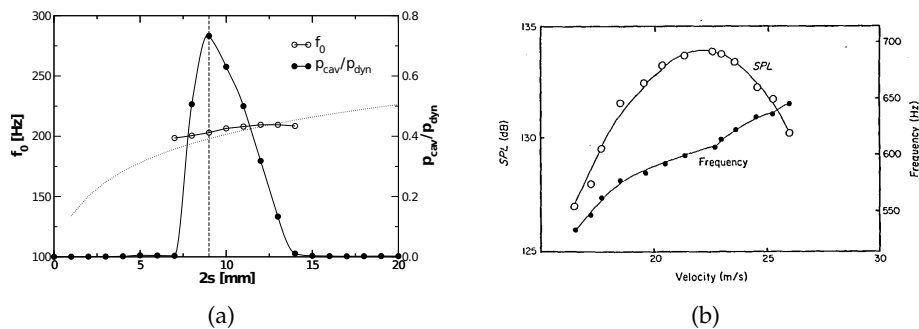


FIGURE 4.30 – Illustration de l'excitation aéroacoustique d'un résonateur de Helmholtz : à vitesse d'écoulement fixée (a), et à géométrie de l'orifice fixée (b), d'après [223, 224]

On peut donc pressentir qu'un résonateur de Helmholtz soumis à un écoulement d'air présentera une résonance acoustique d'autant plus prononcée que le couplage entre un mode de Rossiter et un mode de Helmholtz sera important. Les modes de Rossiter dépendent principalement de la taille de l'orifice et des propriétés de l'écoulement, tandis que les modes de Helmholtz dépendent principalement des dimensions de l'orifice et du volume de la cavité.

### Conception

Le fond de la cavité comporte une membrane piézoélectrique semblable à celle de la cavité rectangulaire, mais de dimensions plus petites pour s'adapter à différentes contraintes géométriques. Ces dimensions sont données dans le tableau 4.8. La position verticale du fond de cavité est ajustable, ce qui permet de faire varier la fréquence de résonance  $f_H$  via le paramètre  $h$ .

Les paramètres géométriques ont été déterminés de façon à réaliser un compromis entre différentes contraintes, notamment :

- la fréquence de résonance  $f_H$  doit être dans la bande passante de la chaîne d'acquisition du banc ( $f_{max} \approx 13$  kHz) ;
- la fréquence de résonance  $f_H$  doit pouvoir coïncider avec la fréquence de Rossiter définie par le diamètre  $r$  de l'orifice ;
- la largeur totale doit être inférieure à 30 mm ;
- le diamètre de l'orifice doit être significativement inférieur au diamètre intérieur de la cavité.

Au final, nous avons fabriqué un résonateur de Helmholtz avec le jeu de paramètres donné dans le tableau 4.7. Suivant le réglage de la hauteur  $h$ , la fréquence de résonance  $f_H$  est supposée varier entre 6 kHz et 12 kHz.

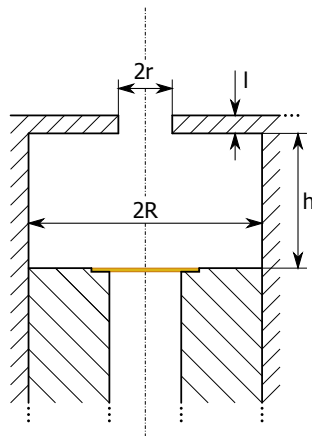


FIGURE 4.31 – Schéma coté du résonateur de Helmholtz vu en coupe

rayon de l'orifice $r$ (mm)	3
rayon de la cavité $R$ (mm)	13
hauteur de l'orifice $L$ (mm)	2
hauteur de la cavité $h$ (mm)	$1 < h < 30$

TABLE 4.7 – Dimensions du résonateur de Helmholtz

diamètre total $d$ (mm)	12
diamètre piezo $d_p$ (mm)	8,3
épaisseur totale $t$ ( $\mu\text{m}$ )	200
épaisseur piezo $t_p$ ( $\mu\text{m}$ )	80

TABLE 4.8 – Dimensions de la membrane piézoélectrique du résonateur

La figure 4.32 ci-après illustre le résonateur que nous avons réalisé. On peut noter qu'il comprend un piston au bout duquel est attachée la membrane piézoélectrique, et servant à ajuster la hauteur intérieure de la cavité.

### Caractérisation

Notre résonateur de Helmholtz ajustable en fréquence n'a pas donné de résultats à la hauteur de nos espoirs. Malgré la flexibilité attendue en ce qui concerne l'accord en fréquence, nous n'avons pratiquement pas réussi à provoquer le sifflement de cette cavité, y compris en descendant en-deçà de Mach 0,1. Par conséquent nous ne disposons pas de résultats

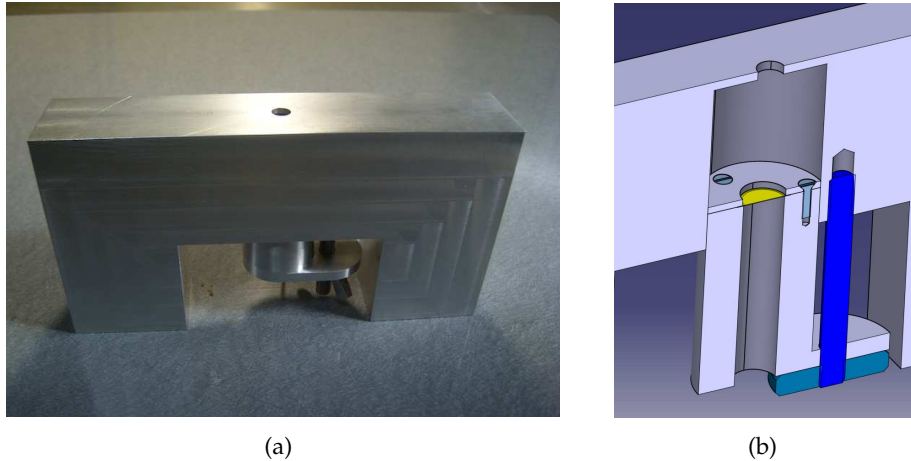


FIGURE 4.32 – Photographie (a) et vue 3D en coupe (b) du résonateur de Helmholtz

probants concernant ce dispositif.

Nous avons tenté de trouver une explication à cette absence de résonance. Pour cela nous nous sommes reportés au chapitre 6 du livre de M.S. Howe [227]. L'auteur y donne les conditions que doivent remplir l'impédance acoustique de l'ouverture de la cavité afin de favoriser l'excitation de modes de profondeur auto-entretenus. En particulier, il est précisé qu'une condition nécessaire pour que le phénomène de résonance ait lieu, est que la partie imaginaire de l'impédance de Rayleigh correspondant à l'ouverture circulaire soit négative (voir figure 4.33).

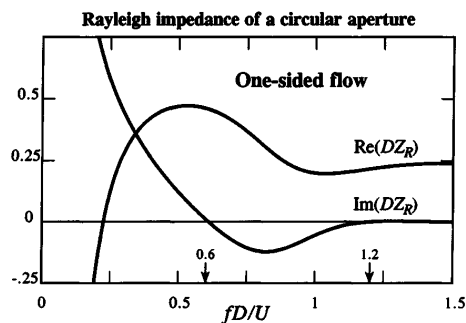


FIGURE 4.33 – Impédance de Rayleigh ( $Z_R$ ) d'une ouverture circulaire, d'après M.S. Howe [227]

Le graphe de la figure 4.33 représente la partie réelle et la partie imaginaire de  $Z_R$ , normalisées par rapport au diamètre de l'ouverture (ici noté  $D$ ), et tracées en fonction du nombre de Strouhal  $fD/U$ . On voit que la condition nécessaire mentionnée précédemment correspond à un intervalle restreint tel que  $0.6 < fD/U < 1.2$ .

Dans cette intervalle, l'impédance acoustique de l'ouverture débouchant sur une cavité, notée  $Z_C(\omega)$ , doit être égale à 0. Cette dernière est définie comme la somme de trois termes : l'impédance de Rayleigh, l'impédance de rayonnement de l'écoulement, et l'impédance de la cavité.

Nous avons calculé  $Z_C(\omega)$  pour différentes valeurs de Mach et tracé son évolution en fonction de  $fD/U$  en faisant varier la hauteur de la cavité. L'objectif est d'identifier pour quelles combinaisons de paramètres

(Mach et hauteur de cavité  $h$ ) un mode peut théoriquement être excité, en recherchant le passage par 0 de  $Z_C(\omega)$  dans l'intervalle de  $fD/U$  explicité précédemment. Cette démarche a permis de déterminer des réglages de hauteur de cavité susceptibles d'exciter les premiers modes de résonance pour chacune des valeurs de Mach étudiées (Mach 0,2 à Mach 0,6). Cependant, les expérimentations réalisées sur la base de ces calculs n'ont pas davantage permis de provoquer la résonance de la cavité. A ce jour, les raisons de ce résultat restent à identifier. Des pistes d'investigation existent toutefois en ce qui concerne les dimensions et la géométrie de l'orifice.

## Bilan

Malgré l'échec rencontré quant au résonateur de Helmholtz, la cavité rectangulaire a donné des résultats très encourageants. En terme de puissance électrique, la performance de ce dispositif ( $P_{max} = 2$  mW) est au-delà de ce que nous espérions. Ce résultat a ouvert une perspective intéressante, celle de pouvoir valider une chaîne complète de la récupération d'énergie jusqu'à la transmission sans fil de données de mesures par un système électronique autonome. Un circuit de gestion de l'énergie optimisé a donc été conçu pour faire l'interface entre ce transducteur et un *datalogger*.

## 4.4 CIRCUIT DE GESTION DE L'ÉNERGIE

Dans le but de faire la démonstration d'un système complètement autonome alimenté par un récupérateur d'énergie aéroacoustique, nous avons décidé de concevoir et réaliser un circuit de gestion de l'énergie dédié. Celui-ci a pour rôle d'interfacer efficacement notre transducteur, basé sur la cavité rectangulaire, avec un *datalogger* sans fil, qui réalise périodiquement des mesures de température et les transmet à un PC.

Nous présentons dans un premier temps la conception de ce circuit d'interface, puis nous détaillons la réalisation des différents étages et leur caractérisation.

### 4.4.1 Introduction des choix architecturaux

Le circuit d'interface est conçu pour conditionner la tension alternative délivrée par la membrane piézoélectrique, stocker l'énergie et fournir au datalogger une tension continue.

D'un point de vue général, ce circuit est donc organisé comme illustré sur le schéma de la figure 4.34. Il comprend un convertisseur AC/DC, suivi d'un convertisseur DC/DC dont le rôle est de réaliser l'adaptation d'impédance pour assurer un transfert d'énergie optimal entre le transducteur et l'élément de stockage d'énergie.

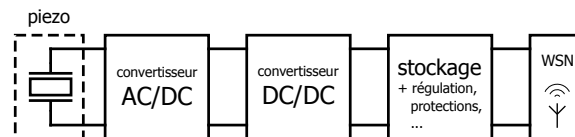


FIGURE 4.34 – Architecture du circuit de gestion de l'énergie

**Convertisseur AC/DC** Le premier étage du circuit effectue le redressement de la tension alternative délivrée par la membrane piézoélectrique. La solution la plus simple consiste à mettre en œuvre un pont de diodes pour réaliser un redressement double alternance.

Néanmoins, de multiples architectures destinées à améliorer l'interfaçage de transducteurs capacitifs – en particulier piézoélectriques – ont été proposées dans la littérature [116, 125, 124]. Dans [123, 228], les auteurs passent en revue les différentes topologies existantes. Il ressort notamment que la technique SSHI (pour *Synchronized Switch Harvesting on Inductor*) connaît une certaine popularité [229, 230, 231] : d'implémentation relativement aisée, celle-ci permet théoriquement une amélioration de la puissance extraite dans un rapport proche de 10 [123], et en pratique dans un rapport 2 à 4 pour les versions auto-alimentées [230, 231].

Nous avons ainsi choisi d'implémenter cette technique SSHI, dans sa version parallèle et auto-alimentée. Son schéma de principe est donné sur la figure 4.35.



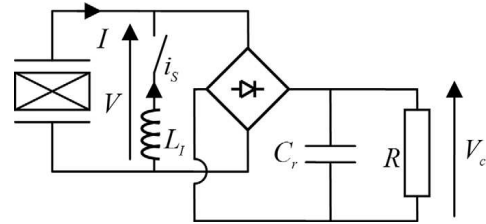


FIGURE 4.35 – Schéma de principe du circuit SSHI parallèle

**Convertisseur DC/DC** Une fois la tension redressée, il est approprié de connecter un étage chargé de réaliser une adaptation d'impédance : c'est le rôle du convertisseur DC/DC. Plus particulièrement, ce dernier doit présenter entre ses terminaux d'entrée une impédance adaptée à l'impédance de sortie du circuit qui y est connecté (composé de la membrane piézoélectrique et du convertisseur AC/DC).

Nous avons montré dans la section précédente, que la résistance de charge optimale associée à notre transducteur varie relativement peu sur la plage de Mach que nous étudions. Ce résultat nous autorise à employer une topologie de convertisseur DC/DC dont l'impédance d'entrée est fixée. Ce choix possède l'avantage de mener à une implémentation plus simple puisqu'une recherche de point de maximum de puissance n'est pas nécessaire ; cela implique également des pertes statiques réduites.

Nous avons opté, comme d'autres auteurs [103, 104, 232], pour un convertisseur Buck-Boost en mode de conduction discontinue, c'est-à-dire dont le courant dans l'inductance s'annule lors de chaque période de commutation. Son schéma est donné sur la figure 4.36. Cette topologie, lorsqu'elle opère en mode de conduction discontinue, présente une impédance d'entrée  $Z_{in}$  indépendante de l'intensité du courant de sortie, telle que :

$$Z_{in} = \frac{2Lf_s}{\delta^2}$$

où :

- $L$  est la valeur de l'inductance (H),
- $f_s$  est la fréquence de commutation de l'interrupteur (Hz),
- $\delta$  est le rapport cyclique.

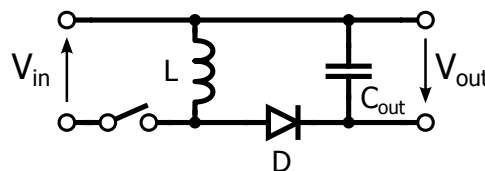


FIGURE 4.36 – Schéma de principe du convertisseur buck-boost

La valeur de  $L$  étant fixée, l'impédance d'entrée peut être ajustée par un réglage de  $f_s$  ou de  $\delta$ , pour être adaptée à l'impédance de sortie du circuit connecté en entrée du convertisseur.

Dans les deux parties qui suivent, nous détaillons l'implémentation de chaque étage et donnons les résultats de leur caractérisation.

#### 4.4.2 Convertisseur AC/DC

Le principe de la technique SSHI parallèle est basé sur la connection d'une inductance et d'un interrupteur en parallèle de l'élément piézoélectrique. Lorsque la déformation de ce dernier connaît un extremum, ce qui correspond au passage par zéro du courant, l'interrupteur est fermé brièvement. La connection de l'inductance  $L$  avec la capacité  $C_0$  de l'élément piézoélectrique forme alors un circuit résonant, ce qui produit une inversion de la tension à ses bornes (voir les formes d'ondes de la figure 4.37). L'interrupteur doit idéalement être fermé pendant la moitié de la période propre du circuit  $LC$ , à savoir  $T_{LC}/2 = \pi\sqrt{LC_0}$ .

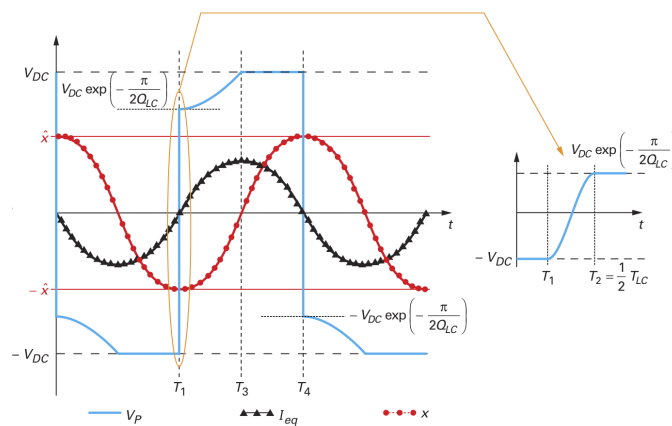


FIGURE 4.37 – Formes d'onde associées à la technique SSHI parallèle, d'après [229]. En bleu, la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique ; en noir, le courant ; en rouge, la déformation mécanique.

#### Choix de l'inductance

Le dimensionnement de l'inductance doit satisfaire deux contraintes opposées. D'une part, la valeur de l'inductance  $L$  doit être choisie suffisamment petite pour s'assurer que la période propre  $T_{LC}$  est très inférieure à la période d'oscillation de la membrane piézoélectrique.

D'autre part cependant, plus cette période  $T_{LC}$  est petite, plus la commutation doit être brève. Cela pose une contrainte sur la rapidité du circuit gérant ces commutations, d'autant plus forte que la fréquence de vibration du transducteur est élevée. Dans la littérature, la technique SSHI est d'ailleurs la plupart du temps appliquée à des systèmes vibrant à basse fréquence (quelques dizaines de Hz), si bien que son application à plus haute fréquence (quelques kHz, dans notre cas) soulève des contraintes rarement abordées. Ainsi donc, étant donné que l'implémentation pratique de la technique SSHI implique des commutations non idéales, affectées de délais incompressibles, l'impact négatif de ces délais de commutation<sup>5</sup> est d'autant moindre que la période  $T_{LC}$  est grande.

Par conséquent, la valeur de l'inductance ne peut être choisie ni arbitrairement petite, ni arbitrairement grande. Nous avons finalement sélectionné une inductance de forte valeur,  $L=1$  mH, après avoir vérifié en

5. une analyse de l'impact des délais de commutation est proposée dans [233]

simulation la validité de ce choix. Si la fréquence d'excitation de l'élément piézoélectrique est égale à 2200 Hz et sa capacité  $C_0$  égale à 9 nF, cette valeur d'inductance conduit à un rapport d'environ 50 entre  $T_{LC}$  et la période de vibration de la membrane.

### Implémentation de l'interrupteur

Alors que le schéma de la figure 4.35 laisse simplement apparaître un interrupteur idéal, l'implémentation pratique de ce dernier est plus complexe, en particulier dans le cas de la version auto-alimentée.

Nous avons pris comme base la réalisation proposée par les auteurs de cette technique (Lallart et al. [234]) – bien que des améliorations aient été proposées par d'autres auteurs [230, 235] – car il s'agit vraisemblablement du mode d'implémentation le plus éprouvé. L'interrupteur est ainsi implémenté sous la forme de deux interrupteurs unipolaires auto-alimentés (également appelés *breakers*), comme le montre la figure 4.38(a). L'un est utilisé pour conduire le courant de signe positif et l'autre pour l'alternance négative. Un schéma de principe de ces interrupteurs est donné sur la figure 4.38(b).

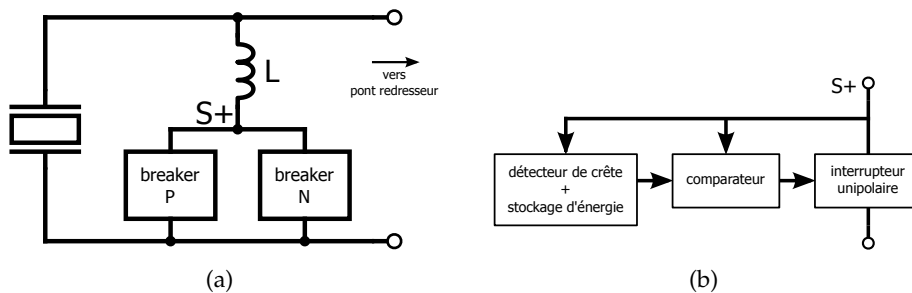


FIGURE 4.38 – Schéma bloc de principe de la technique SSHI parallèle (a) et des breakers (b), d'après [234]

Le principe de fonctionnement des *breakers* est le suivant : l'association du détecteur de crête et du comparateur constitue un détecteur de maximum (ou de minimum), qui active la commande de l'interrupteur unipolaire. De cette façon, le circuit se ferme lorsque la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique<sup>6</sup> connaît un extremum. Le détecteur de crête comprend un condensateur qui sert également de réserve d'énergie pour commander l'interrupteur.

La figure 4.39 donne le schéma électrique des *breakers* que nous avons implémenté. Les valeurs des composants utilisés sont données dans le tableau 4.9 ci-après. L'ensemble  $R_1$ ,  $D_1$  et  $C_1$  constitue le détecteur de crête,  $C_1$  servant également à stocker l'énergie nécessaire à la commande du transistor  $M_1$ . Le transistor bipolaire  $T_1$  devient passant lorsque sa tension base-émetteur devient négative (s'il s'agit d'un PNP (fig. 4.39(a)), c'est-à-dire si la valeur instantanée de la tension  $S+$ , qui est appliquée sur la base de  $T_1$ , devient inférieure à sa valeur crête, appliquée sur l'émetteur.

6. L'interrupteur étant ouvert, celle-ci est présente au nœud noté  $S+$  (cf. fig. 4.38) puisqu'aucun courant ne traverse l'inductance.

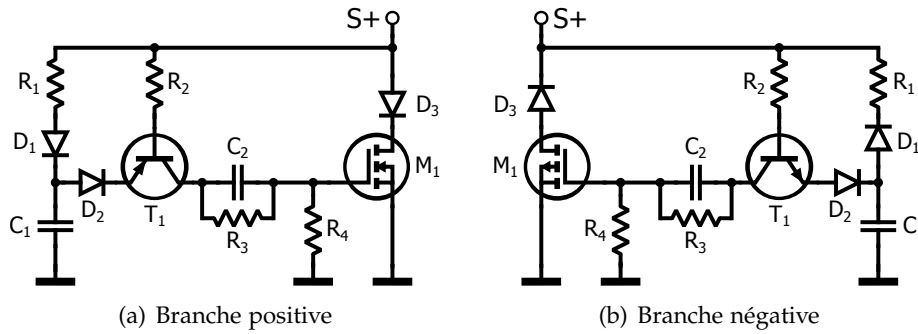


FIGURE 4.39 – Schéma électrique des breakers

Par conséquent, l'ensemble  $R_2$ ,  $D_2$  et  $T_1$  agit comme un comparateur : pour la branche positive (resp. négative),  $M_1$  est commandé lorsque la tension connaît un maximum (resp. minimum).

Par rapport à la version proposée dans [234], nous avons apporté deux modifications.

Premièrement, nous avons remplacé les transistors bipolaires par des MOSFET, comme suggéré dans [230, 236], principalement pour réduire la quantité d'énergie nécessaire à la commutation. Nous avons donc inclus la résistance  $R_4$  pour décharger la grille de  $M_1$ .

Deuxièmement, nous avons ajouté le réseau  $R_3$ – $C_2$ , qui agit comme un filtre passe-haut, et protège la grille du transistor MOS d'éventuelles surtensions. En choisissant soigneusement la valeur de ces composants, il est possible de significativement réduire l'amplitude de la tension de commande appliquée sur la grille de  $M_1$  tout en améliorant son comportement dynamique. En particulier, du choix de  $C_2$  dépend la plage de tension qui peut être appliquée à l'étage SSHI. Ainsi, réduire la valeur de  $C_2$  conduit à réduire la valeur de la tension grille-source du transistor  $M_1$ , et par suite à augmenter la valeur maximum de la tension tolérée par l'étage SSHI.

$R_1$	10 k $\Omega$	$C_1$	470 pF
$R_2$	470 k $\Omega$	$C_2$	220 pF
$R_3$	4,7 M $\Omega$	$T_1$	BC847C/BC857C
$R_4$	3,3 M $\Omega$	$M_1$	BSS123/BSS84
$D_1, D_2, D_3$	BAT54S		

TABLE 4.9 – Valeurs et références des composants utilisés pour les breakers (fig. 4.39)

### Caractérisation

Pour procéder à la caractérisation du convertisseur AC/DC, nous avons émulé la membrane piézoélectrique en la remplaçant par une source de tension associée à une impédance capacitive. Le schéma de la figure 4.40 donne le détail du montage de test.

La source de tension est constituée d'un générateur de signaux qui, pour compenser sa trop forte impédance de sortie<sup>7</sup>, est associé à un amplificateur de courant, dont le schéma est donné sur la figure 4.41. Com-

<sup>7</sup>. en effet, l'appel de courant au moment de la commutation est tel que le générateur de signaux à lui seul, ne peut y répondre.

posé d'un suiveur associé à un étage push-pull à transistors bipolaires, permet de réduire significativement l'impédance de sortie du générateur de signaux, et ainsi de s'approcher d'une source de tension idéale.

L'impédance équivalente de la membrane piézoélectrique est représentée par  $R_p$  et  $C_p$ , valant respectivement 1 M $\Omega$  et 10 nF.

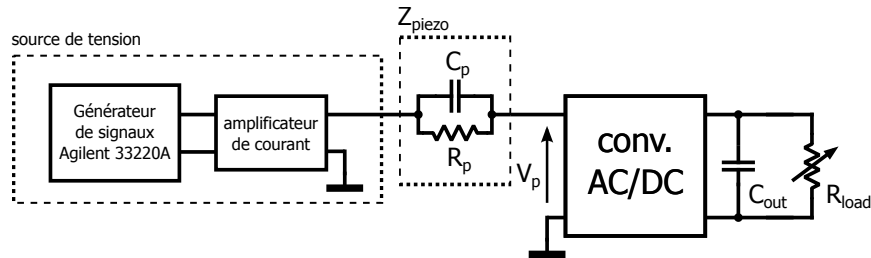


FIGURE 4.40 – Schéma du montage de test du convertisseur AC/DC

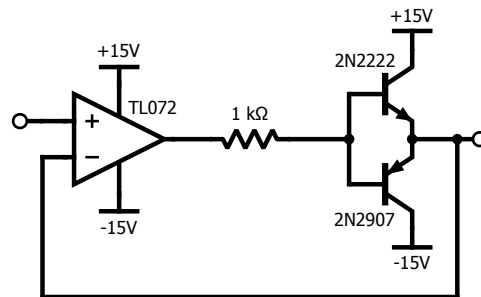


FIGURE 4.41 – Schéma de l'étage amplificateur de courant

**Tensions maximum** Les essais sur la cavité rectangulaire ont montré que l'amplitude de la tension aux bornes de la membrane piézoélectrique atteint  $\pm 8$  volts en circuit ouvert (à Mach 0,5). Nous avons donc programmé le générateur de signaux pour délivrer une tension sinusoïdale d'amplitude crête à crête  $V_{in}=16$  V $_{pp}$ , à  $f=2230$  Hz.

Dans un premier temps, aucun pont redresseur n'est connecté (ni  $C_{out}$  ni  $R_{load}$ ), et nous nous intéressons au comportement de l'étage SSHI seul.

La figure 4.42 illustre les formes d'ondes de la tension  $V_p$ , ainsi que de la tension grille-source du transistor MOS ( $M_1$ ) présent dans l'un des deux *breakers* (notée  $V_{GS}$ ).

Nous observons que dans ces conditions, la tension  $V_p$  dépasse les  $\pm 40$  Volts ; cette valeur crête est relativement élevée, et pose ainsi des contraintes sur la tenue en tension des composants utilisés. D'autre part la tension  $V_{GS}$  atteint 20 V, qui est une valeur typique de tension de claquage de la capacité de grille d'un transistor MOS. Sans le réseau  $R_3$ - $C_2$  discuté précédemment, la tension  $V_{GS}$  dépasse cette limite et menace d'endommager le transistor MOS.

**Comparaison avec un redresseur standard** Pour vérifier expérimentalement la pertinence de l'ajout du montage SSHI, nous comparons la puissance électrique en sortie du convertisseur AC/DC avec la puissance délivrée dans le cas d'un redresseur seul. Le schéma du montage est toujours celui de la figure 4.40, en incluant cette fois un pont de diodes, un condensateur  $C_{out}=10$   $\mu$ F et une résistance de charge  $R_{load}$  variable.

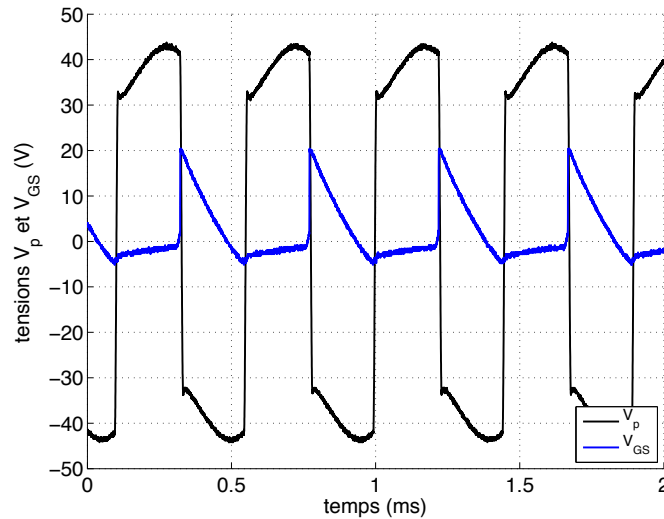


FIGURE 4.42 – Formes d'ondes de  $V_p$  et  $V_{GS}$ , pour  $V_{in}=16 V_{pp}$

Nous avons tracé l'évolution de la puissance en fonction de  $R_{load}$  pour différentes valeurs de tension d'entrée, comme illustré sur la figure 4.43.

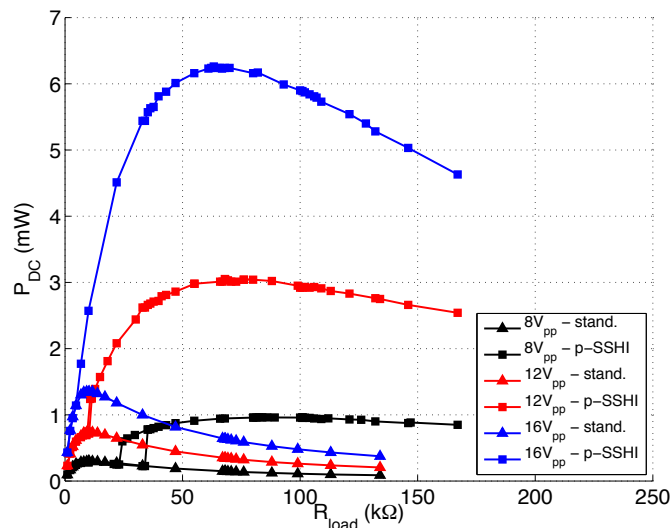


FIGURE 4.43 – Puissance électrique en sortie du convertisseur AC/DC vs. résistance de charge  $R_{load}$ , avec SSHI (p-SSHI) et sans SSHI (stand.), pour différentes valeurs de tension d'entrée.

Ces résultats confirment la pertinence de la technique SSHI, puisque le gain en puissance est de l'ordre de 3-4 (voir tableau 4.10).

Nous observons également, comme attendu [116], que l'étage SSHI parallèle augmente significativement la valeur optimale de la résistance de charge. Ce dernier point n'est pas anodin puisqu'il pose une contrainte plus forte sur la conception du convertisseur DC/DC. En effet, l'augmentation de l'impédance d'entrée de ce dernier passe par une augmentation de la valeur de l'inductance  $L$ , de la fréquence de commutation  $f_s$  et/ou une diminution du rapport cyclique  $\delta$ . Aucune de ces solutions n'est favorable, puisqu'elles impliquent ou bien une augmentation du volume du circuit, ou bien une consommation électrique accrue de la partie commande du convertisseur.

	standard		SSHI	
	$P_{max}$ (mW)	$R_{opt}$ (k $\Omega$ )	$P_{max}$ (mW)	$R_{opt}$ (k $\Omega$ )
$V_{in}=8 V_{pp}$	0,30	10,3	0,96	82,5
$V_{in}=12 V_{pp}$	0,74	10,2	3,05	68,0
$V_{in}=16 V_{pp}$	1,35	10,3	6,26	63,3

TABLE 4.10 – Valeurs de la puissance maximum et de la résistance de charge optimale du convertisseur AC/DC, avec et sans étage SSHI

Enfin, nous remarquons qu'avec l'étage SSHI, la valeur optimale de  $R_{load}$  varie de façon notable, alors que ce n'est pas le cas sans cet étage. Cela remet en question la pertinence du choix de la topologie du convertisseur DC/DC, quant au caractère fixe de son impédance d'entrée, comme évoqué précédemment.

**Tension d'entrée minimum** Une autre observation suscitée par les courbes de la figure 4.43, concerne la tension minimum nécessaire à l'activation de l'étage SSHI. On le voit d'autant mieux que la tension d'entrée est petite : pour les valeurs les plus faibles de  $R_{load}$ , la puissance avec ou sans étage SSHI est la même. Ce n'est que lorsque  $R_{load}$  est prise suffisamment grande, que la tension en entrée est suffisante pour activer l'étage SSHI.

En reprenant le circuit sans redresseur, en circuit ouvert, nous avons fait évoluer la tension d'entrée – de façon croissante, puis décroissante – afin d'identifier la tension minimum nécessaire aux bornes de la membrane piézoélectrique pour que l'étage SSHI s'active.

Cette activation a lieu quand la tension grille-source des transistors MOS dépasse sa valeur de seuil. Puisque la tension augmente significativement une fois l'étage SSHI actif, et par conséquent  $V_{GS}$  également, la valeur seuil pour les tensions d'entrée croissantes est supérieure à celle pour les tensions d'entrée décroissantes. C'est pourquoi on observe clairement un hystérésis sur les courbes noires de la figure 4.43 (à  $V_{in}=12 V_{pp}$ ). Nous illustrons ce phénomène avec les courbes de la figure 4.44. La tension d'entrée minimum est ainsi égale à  $6,4 V_{pp}$  dans le sens croissant et à  $5,0 V_{pp}$  dans le sens décroissant.

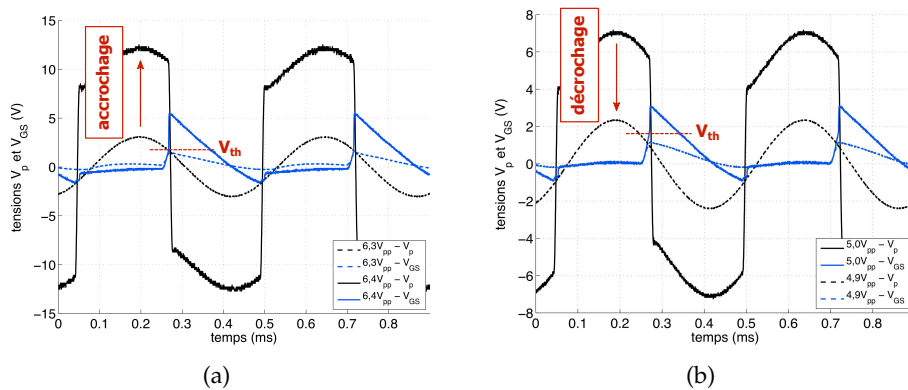


FIGURE 4.44 – Accrochage (a) et décrochage (b) de l'étage SSHI

### 4.4.3 Convertisseur DC/DC

La figure 4.45 montre le schéma du convertisseur buck-boost que nous avons conçu. Par rapport au schéma donné précédemment (fig. 4.36), nous y faisons apparaître la présence d'un oscillateur, chargé de commander un transistor NMOS. L'oscillateur est alimenté par un régulateur LDO connecté à l'entrée du convertisseur ; bien que cela introduise des pertes, nous avons fait ce choix pour éviter une dérive des caractéristiques de l'oscillateur consécutive à une variation de la tension d'entrée  $V_{in}$ . En outre,  $V_{in}$  est susceptible d'atteindre des valeurs trop élevées pour l'oscillateur. Ici, le LDO fournit une tension régulée  $V_{LDO}=2,5$  V.

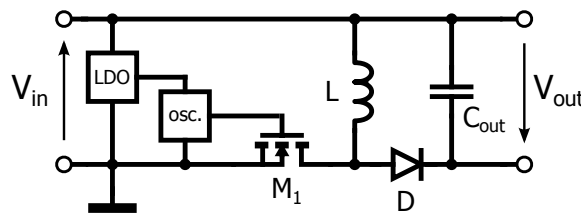


FIGURE 4.45 – Schéma du convertisseur buck-boost

#### Dimensionnement

Le convertisseur DC/DC doit être dimensionné de façon à garantir que son impédance d'entrée  $Z_{in}$  soit égale à la valeur souhaitée. Les données du tableau 4.10 montrent que cette impédance d'entrée doit être réglable, selon la structure connectée en amont, sur une gamme de 10 à 100 k $\Omega$  ; nous nous sommes ainsi fixé une valeur cible de 100 k $\Omega$ , qui est la borne la plus contraignante.

En considérant l'expression de l'impédance d'entrée du convertisseur  $Z_{in} = (2Lf_s)/\delta^2$ , on comprend, comme nous l'avons évoqué plus tôt, que l'on peut distinguer deux façons de contribuer à une valeur élevée de celle-ci :

1. une inductance de forte valeur  $L$ ,
2. un oscillateur rapide ( $f_s/\delta^2$ ).

Nous avons considéré que ce deuxième point est particulièrement contraignant car nous savons que l'énergie consommée par l'oscillateur augmente avec la fréquence  $f_s$ . De plus, atteindre un rapport cyclique  $\delta$  réduit requiert un circuit avec des temps de propagation d'autant plus courts que  $f_s$  est élevée. Etant donné que la consommation en courant d'un comparateur est inversement reliée à la valeur de ses temps de propagation<sup>8</sup>, cela se traduit par une consommation statique d'autant plus importante.

En résumé, nous avons choisi, pour préserver un bon rendement du convertisseur, de relâcher la contrainte sur  $f_s$  et  $\delta$  en optant pour une inductance de forte valeur. Nous nous sommes fixé des valeurs limites pour ces deux paramètres, afin de déterminer la valeur de l'inductance, telles que :

<sup>8</sup> voir la fig. III.4.19 dans la thèse d'A. Ramond [132], pour une étude quantitative sur cette question.



- $f_{s,lim} = 2$  kHz, c'est-à-dire du même ordre que la fréquence de vibration de la membrane piézoélectrique ;
- $\delta_{lim} = 2$  %.

Nous avons fixé cette seconde valeur limite en considérant la difficulté à atteindre de très basses valeurs de rapport cyclique, et en nous inspirant de contributions antérieures [102, 204, 232].

Finalement, nous avons déterminé la valeur de l'inductance,  $L=10$  mH. Ce choix d'une valeur élevée implique, comme pour l'étage SSHI, un volume conséquent du circuit électronique.

Par ailleurs, nous avons choisi le transistor MOS pour sa faible résistance à l'état passant et sa tenue en tension drain-source. Quant à la diode, celle-ci étant passante la plupart du temps puisque  $\delta$  est petit, nous avons choisi une diode Schottky avec une très faible tension de seuil. Le tableau 4.11 donne les valeurs et les références des composants du convertisseur DC/DC.

$C_{out}$	10 $\mu$ F	
$L$	10 mH	$r=7,3 \Omega$
$M_1$	Fairchild FDC645N	$R_{ON}=37$ m $\Omega$ , $V_{DS,max}=30$ V
$D$	NXP PMEG4005EH	$V_F=0,42$ V typ., $V_R=40$ V

TABLE 4.11 – Valeurs et références des composants du convertisseur DC/DC

### Oscillateur

Le circuit chargé de commander la grille du transistor du convertisseur est un montage astable classique (voir fig. 4.46) basé sur un comparateur ( $U_1$ ). Le rapport cyclique est ajustable via le potentiomètre  $r$ . Nous avons minimisé sa consommation en choisissant un comparateur avec un très faible courant de repos ( $I_Q=0,8 \mu$ A), mais avec des temps de propagation suffisamment courts pour atteindre un très faible rapport cyclique ( $t_p=6 \mu$ s). Ici la diode est bloquée la plupart du temps, nous l'avons donc choisi avec un courant inverse réduit (en plus d'une faible tension de seuil).

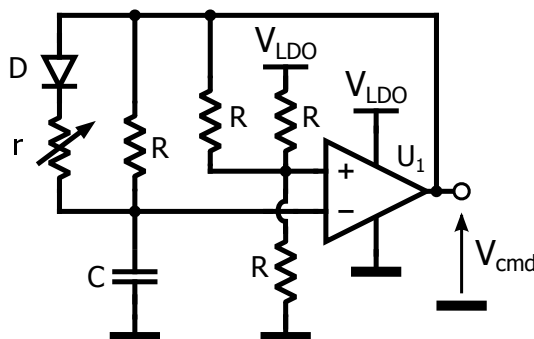


FIGURE 4.46 – Schéma électrique du circuit oscillateur astable

$R$	10 M $\Omega$
$r$	100 k $\Omega$ ajustable
$C$	470 pF
$D$	BAT54
$U_1$	TLV3491

TABLE 4.12 – Valeurs et références des composants de l'oscillateur astable (fig. 4.46)

L'alimentation du montage, asymétrique, est assurée par un régulateur LDO<sup>9</sup> choisi pour son très faible courant de repos et sa large plage de tension d'entrée ( $I_Q=1 \mu A$ ,  $V_{in,max}=30 V$ ).

Pour le circuit de la figure 4.46, on peut montrer que la fréquence d'oscillation, en négligeant la chute de tension aux bornes de la diode, s'exprime :

$$f_s = \frac{1}{RC \ln(2) \left[1 + \frac{r}{r+R}\right]}$$

et le rapport cyclique peut s'écrire :

$$\delta = \frac{r}{2r + R}$$

En particulier, sous l'hypothèse  $r \ll R$ , ces expressions deviennent :

$$f_s = \frac{1}{RC \ln(2)}$$

$$\delta = \frac{r}{R}$$

Au cours de la conception de l'oscillateur et du test du convertisseur DC/DC, nous avons ajusté les valeurs de  $R$  et de  $C$  afin d'obtenir effectivement l'impédance d'entrée requise, en consommant le moins possible. Ces ajustements ont notamment conduit à réduire la fréquence  $f_s$ . Avec les valeurs données dans le tableau 4.12,  $f_s$  doit théoriquement être proche de 300 Hz. On peut également montrer que la prise en compte de l'effet du seuil de la diode aboutit à une fréquence d'oscillation supérieure à celle donnée par l'expression précédente; cet effet est d'autant plus prononcé que la tension d'alimentation du circuit (ici  $V_{LDO}$ ) est basse, et que le rapport cyclique est important.

La figure 4.47 illustre les formes d'ondes obtenues pour la tension d'entrée  $V_{in}$ , la tension de sortie  $V_{out}$  et la tension de commande  $V_{cmd}$ , en considérant deux réglages différents du rapport cyclique  $\delta$ .

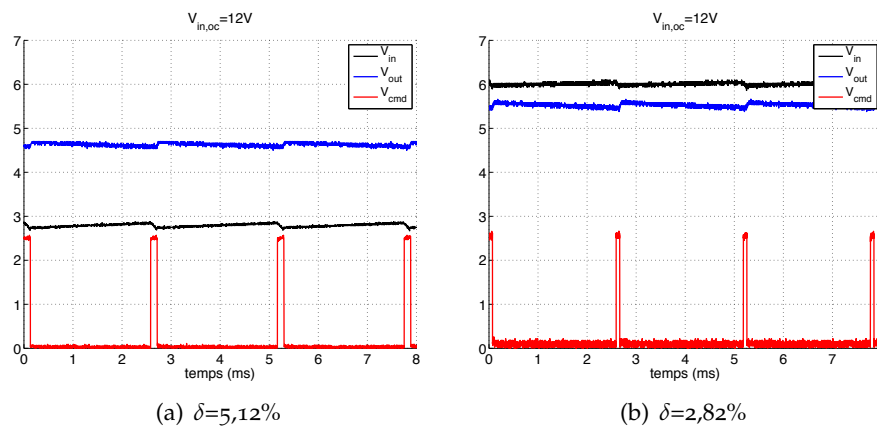


FIGURE 4.47 – Formes d'ondes du convertisseur DC/DC pour deux réglages du rapport cyclique  $\delta$  ( $R_{load}=10 k\Omega$ )

9. Texas Instruments TPS70925

### Rendement

Nous avons caractérisé le rendement du convertisseur DC/DC pour plusieurs tensions d'entrée et différentes résistances d'entrée. Une alimentation stabilisée fournit une tension  $V_{in,oc}$  et est connectée à l'entrée du convertisseur *via* une résistance  $R_{in}$ . Un condensateur de  $10 \mu\text{F}$  est connecté en entrée comme en sortie du convertisseur. Le schéma de la figure 4.48 précise les conditions de test et les notations utilisées. Avec trois valeurs différentes pour  $V_{in,oc}$  et  $R_{in}$ , nous avons ainsi neuf combinaisons différentes, comme le montre le tableau 4.13. En particulier, trois de ces combinaisons correspondent à une puissance incidente identique.

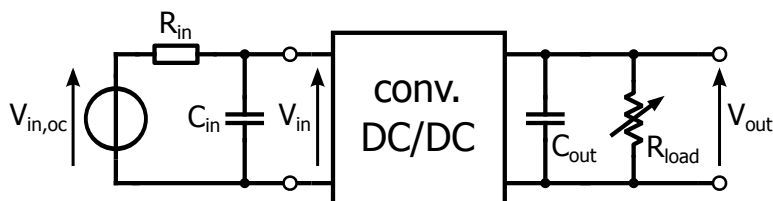


FIGURE 4.48 – Schéma du circuit de test du convertisseur DC/DC

		Tensions d'entrée $V_{in,oc}$		
		6,61 V	12,0 V	18,9 V
Résistances d'entrée $R_{in}$	10 k $\Omega$	1,09	3,60	8,94
	33 k $\Omega$	0,33	1,09	2,71
	82 k $\Omega$	0,13	0,44	1,09

TABLE 4.13 – Valeurs de  $V_{in,oc}$  et  $R_{in}$  et puissances associées (en mW), pour le test du convertisseur DC/DC.

La puissance incidente est calculée tel que  $P_{in} = V_{in,oc}^2 / 4R_{in}$ .

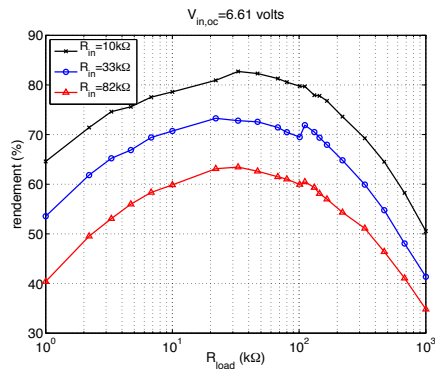
Pour chaque combinaison de  $V_{in,oc}$  et  $R_{in}$ , nous avons tout d'abord connecté en sortie une résistance fixée à  $R_{load}=10 \text{ k}\Omega$ , puis fait varier le rapport cyclique  $\delta$  – et donc la tension d'entrée – et mesuré la tension  $V_{out}$ . Cela nous permet de tracer l'allure de la puissance en sortie  $P_{out}$  en fonction de  $V_{in}$ , et en particulier de vérifier que celle-ci est maximale lorsque  $V_{in}=1/2 V_{in,oc}$ .

Nous avons ensuite réglé  $V_{in}$  à la moitié de la valeur de  $V_{in,oc}$  pour se placer au point de puissance maximum ; nous avons alors fait évoluer la résistance de charge  $R_{load}$  et mesuré la tension à ses bornes  $V_{out}$ . Nous avons alors calculé le rendement  $\eta$  tel que :

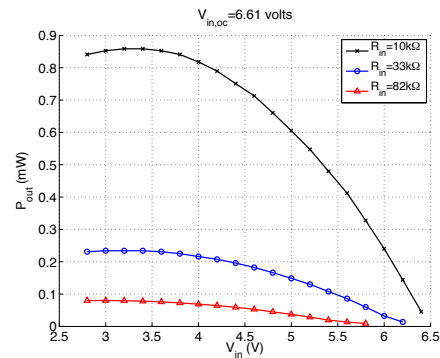
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R_{load}}}{\frac{V_{in,oc}^2}{4R_{in}}}$$

Ci-après, nous donnons pour chaque valeur de  $V_{in,oc}$ , les courbes de rendement en fonction de la résistance de charge, ainsi que l'évolution de la puissance en sortie en fonction de la tension d'entrée.

$V_{in,oc}=6,61\text{ V}$



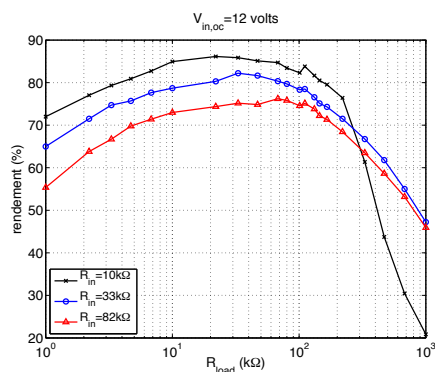
(a)



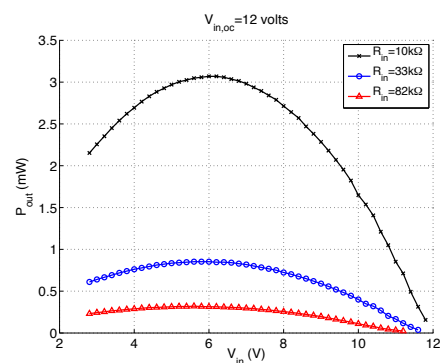
(b)

FIGURE 4.49 – Rendement en fonction de  $R_{load}$  (a) et puissance en fonction de  $V_{in}$  (b), pour  $V_{in,oc}=6,61\text{ V}$

$V_{in,oc}=12\text{ V}$



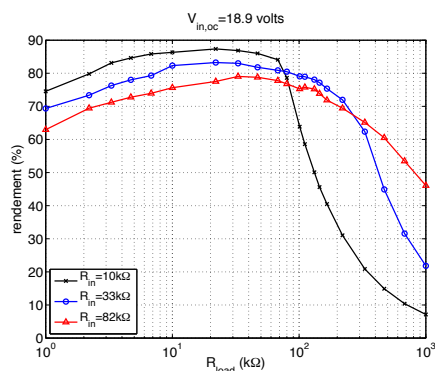
(a)



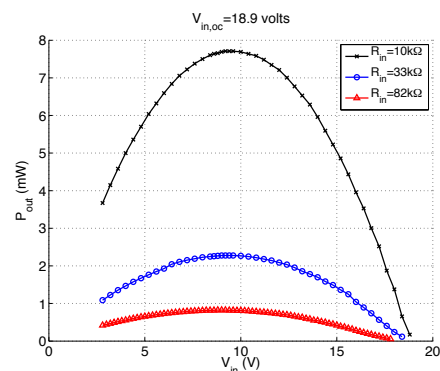
(b)

FIGURE 4.50 – Rendement en fonction de  $R_{load}$  (a) et puissance en fonction de  $V_{in}$  (b), pour  $V_{in,oc}=12\text{ V}$

$V_{in,oc}=18,9\text{ V}$



(a)



(b)

FIGURE 4.51 – Rendement en fonction de  $R_{load}$  (a) et puissance en fonction de  $V_{in}$  (b), pour  $V_{in,oc}=18,9\text{ V}$

Les courbes de rendement permettent d'observer que, quelle que soit la valeur de  $V_{in,oc}$ , le rendement est d'autant plus élevé que  $R_{in}$  est petite. Sous ces conditions de caractérisation, le rendement est donc d'autant plus élevé que la puissance incidente est grande. On note toutefois une chute relativement rapide pour les puissances d'entrée les plus élevées<sup>10</sup>. Le rendement maximum vaut 87,3%, et est supérieur à 70% sur une large plage de valeurs de la résistance de charge, sur la gamme étudiée de caractéristiques ( $V_{in,oc}$  et  $R_{in}$ ) et de la source.

Par ailleurs, la tension d'entrée  $V_{in,opt}$  pour laquelle la puissance en sortie est maximale est très proche de la moitié de  $V_{in,oc}$ . Ainsi, l'erreur entre  $V_{in,opt}$  et  $1/2V_{in,oc}$  est inférieure à 10% sur l'ensemble des cas étudiés, et inférieure à 4% pour  $R_{in}=10\text{ k}\Omega$ .

**Comparaison à puissance égale** Comme nous l'avons mentionné, en nous appuyant sur les valeurs du tableau 4.13, les différentes combinaisons des valeurs de  $V_{in,oc}$  et  $R_{in}$  testées sont telles que trois d'entre elles correspondent à une puissance incidente identique. Les courbes de la figure 4.52 permettent de comparer ces trois cas.

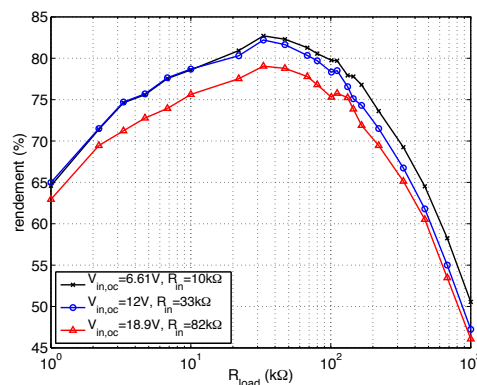


FIGURE 4.52 – Rendement en fonction de  $R_{load}$  à puissance incidente égale, pour plusieurs combinaisons de paramètres de source.

Nous constatons que, pour une même puissance d'entrée, le rendement est d'autant meilleur que la tension d'entrée est faible. Ce résultat s'explique par l'influence du régulateur LDO connecté à l'entrée du convertisseur. En effet, les pertes associées à ce dernier sont approximativement égales à :

$$P_{LDO} = (V_{in} - V_{LDO}) \times I_{LDO}$$

Celles-ci sont donc d'autant plus importantes que la tension en entrée est éloignée de sa tension de sortie (égale à 2,5 V). En outre, le courant consommé par l'oscillateur, égal à  $I_{LDO}$ , n'est pas indépendant du réglage de  $\delta$ . Ceci est illustré par les courbes de la figure 4.53, qui montrent l'évolution du courant en entrée du régulateur LDO en fonction de  $V_{in}$ , pour différentes valeurs de la tension  $V_{in,oc}$ .

<sup>10</sup>. Cette chute du rendement se produit lorsque la tension de sortie approche 24 Volts ; ce résultat est vraisemblablement imputable à une limitation du matériel de mesure utilisé.

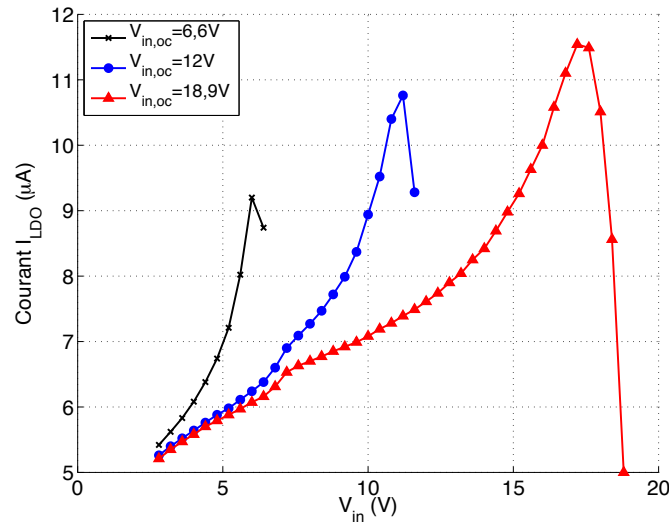


FIGURE 4.53 – Courant consommé par le régulateur LDO

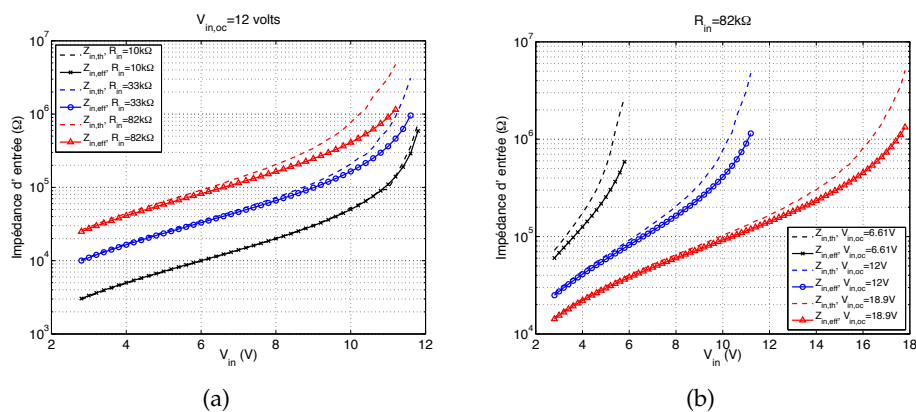
### Evolution de l'impédance d'entrée

Afin d'observer dans quelle mesure la valeur théorique de l'impédance d'entrée du convertisseur (notée ici  $Z_{in,th}$ ) est proche de la valeur effectivement obtenue (notée  $Z_{in,eff}$ ), nous avons tracé leur évolution en fonction de  $V_{in}$ , pour différentes valeurs de  $R_{in}$  et différentes valeurs de  $V_{in,oc}$ . Les valeurs de l'impédance d'entrée sont calculées ainsi :

$$Z_{in,th} = \frac{2Lf_s}{\delta^2}$$

$$Z_{in,eff} = R_{in} \times \frac{V_{in}}{V_{in,oc} - V_{in}}$$

La figure 4.54(a) montre donc leur évolution pour une tension d'entrée  $V_{in,oc}$  fixée, et les courbes de la figure 4.54(b) pour une résistance  $R_{in}$  fixée.

FIGURE 4.54 – Evolution de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  pour différentes valeurs de  $R_{in}$  (a) et différentes valeurs de  $V_{in,oc}$  (b)

Nous observons une bonne corrélation, en particulier pour les plus faibles valeurs de  $V_{in}$ ; les courbes s'éloignent à mesure que  $V_{in}$  – donc  $Z_{in}$  – augmente.

### Stabilité du réglage de $\delta$

Nous nous sommes également intéressé à la fluctuation de  $V_{in}$  et de  $Z_{in}$  quand, après avoir ajusté le réglage de l'oscillateur pour avoir  $V_{in}=1/2V_{in,oc}$ , nous faisons varier la résistance de charge  $R_{load}$ .

Nous avons estimé ces fluctuations  $\Delta V_{in}$  et  $\Delta Z_{in}$ , telles que :

$$\Delta V_{in} = \frac{V_{in} - V_{in,i}}{V_{in,i}}$$

$$\Delta Z_{in} = \frac{Z_{in} - Z_{in,i}}{Z_{in,i}}$$

où  $V_{in,i}$  et  $Z_{in,i}$  désignent les valeurs de la tension d'entrée et de l'impédance d'entrée initiales, c'est-à-dire mesurées avant de faire évoluer la résistance de charge. Les courbes de la figure 4.55 montrent ainsi l'évolution de  $\Delta V_{in}$  et  $\Delta Z_{in}$  en fonction de  $R_{load}$ .

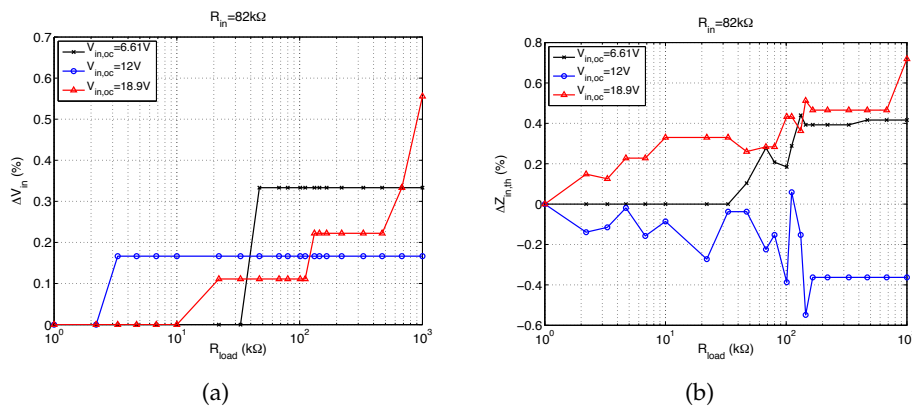


FIGURE 4.55 – Variation de  $V_{in}$  (a) et  $Z_{in}$  (b) en fonction de  $R_{load}$

Ces courbes traduisent une bonne indépendance de  $V_{in}$  et de  $Z_{in}$  vis-à-vis de la résistance de charge, puisque celles-ci restent, en valeur absolue, à moins d'1% de leur valeur réglée initialement.

#### 4.4.4 Stockage et étages de protection

La sortie du convertisseur est connectée à un étage de stockage à base de supercondensateurs, ainsi qu'à différents étages de protection, que nous décrivons ci-après. L'ensemble est illustré sur la figure 4.56.

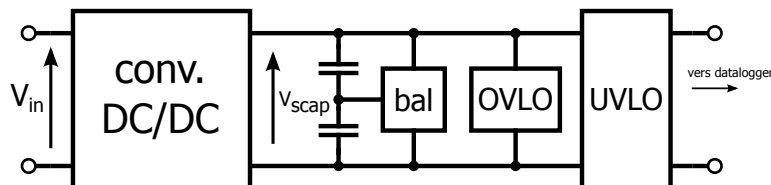


FIGURE 4.56 – Schéma bloc des étages de sortie du convertisseur DC/DC

#### Stockage

Le dimensionnement de l'étage de stockage d'énergie répond aux mêmes contraintes que celles de l'application présentée au chapitre

2, puisque nous comptons alimenter le même datalogger. Nous avons opté pour une solution comprenant deux supercondensateurs<sup>11</sup> de 0,5 F connectés en série, afin d'avoir en sortie une tension maximum de 5 Volts. Ceux-ci sont particulièrement compacts (moins d'un millimètre d'épaisseur) et possèdent une résistance série inférieure à 80 m $\Omega$ .

Un circuit d'équilibrage a été adjoint pour garantir que la tension est également répartie aux bornes de chaque élément. Le schéma électrique est donné sur la figure 4.57.

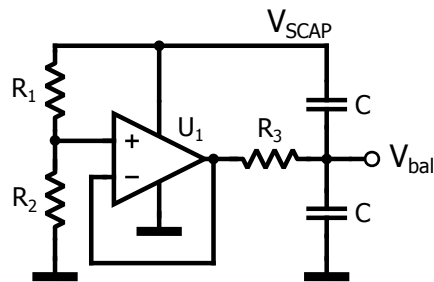


FIGURE 4.57 – Schéma du circuit d'équilibrage des supercondensateurs

$R_1, R_2$	22 M $\Omega$
$R_3$	470 $\Omega$
C	0,5 F
$U_1$	LPV521

TABLE 4.14 – Valeurs et références des composants de l'étage de stockage (fig. 4.57)

### Protection contre les surtensions

Comme illustré sur la figure 4.56, l'étage de stockage est suivi d'un circuit de protection (noté *OVLO*, pour *OverVoltage LockOut*). Sa fonction est de garantir que la tension aux bornes des supercondensateurs n'exécède pas 5,0 Volts, limite fixée par leur tension de claquage. La figure 4.58(a) montre le schéma du circuit *OVLO*. Celui-ci repose sur un comparateur à hystérésis (que nous décrivons de façon plus détaillée par la suite), dont les seuils valent  $V_H=5,0$  V et  $V_L=4,9$  V. Lorsque  $V_{scap}$  franchit  $V_H$ , la sortie du comparateur<sup>12</sup> commande un transistor de sorte que les supercondensateurs se déchargent à travers la résistance  $R_1$ , jusqu'à ce que  $V_{scap}$  franchisse  $V_L$ . La valeur de  $R_1$  (ici, 470  $\Omega$ ) permet de garantir l'absence de surtension pour une puissance incidente de plusieurs dizaines de milliWatts.

La référence de tension,  $V_{ref}=1,182$  V, est générée par le comparateur lui-même. Cette même référence de tension est utilisée par le montage *UVLO* présenté ci-après.

La figure 4.58(b) montre que la tension  $V_{scap}$  est bien maintenue à 5,0 Volts lorsque l'on tente d'appliquer une tension supérieure (il s'agit de la valeur de tension en abscisse, notée  $V_{out}$ ). Le courant consommé par cet étage de protection est inférieur à 0,5  $\mu$ A sur la plage (0 – 5 V), hormis le pic de consommation qui a lieu lorsque la tension d'alimentation du comparateur est proche de sa valeur minimale.

11. Taiyo Yuden PAS2026FR2R5504

12. Linear Technology LTC1540



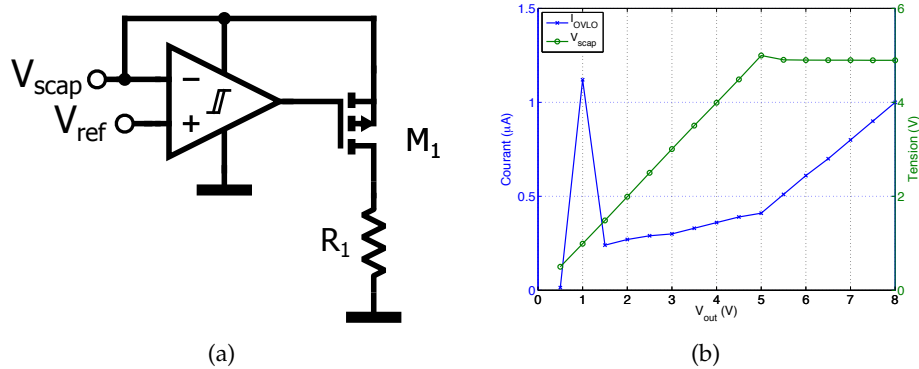


FIGURE 4.58 – Schéma électrique de l'étage OVLO (a) et caractéristiques courant-tension (b)

### Undervoltage lockout

Le dernier étage du circuit de gestion de l'énergie sert à isoler celui-ci de la charge connectée en sortie, tant que la tension n'a pas atteint une valeur suffisante pour alimenter cette charge correctement. Comme nous l'avons déjà évoqué au chapitre 2, cette fonction permet d'éviter tout risque de surconsommation de la charge liée à une tension d'alimentation insuffisante, et qui rendrait son démarrage impossible [194]. Comme le montage précédent, le schéma de l'étage UVLO (fig. 4.59(a)) est basé sur un comparateur à hystérésis, dont les seuils valent ici  $V_H=3,8$  V et  $V_L=3,2$  V. Lorsque  $V_{scap}$  franchit  $V_H$ , la sortie du comparateur<sup>13</sup> commande un transistor et la tension  $V_{scap}$  est alors appliquée sur la broche d'alimentation du datalogger connecté en sortie. La différence entre  $V_H$  et  $V_L$  correspond à la chute de tension maximum qui peut avoir lieu au moment du démarrage du datalogger.

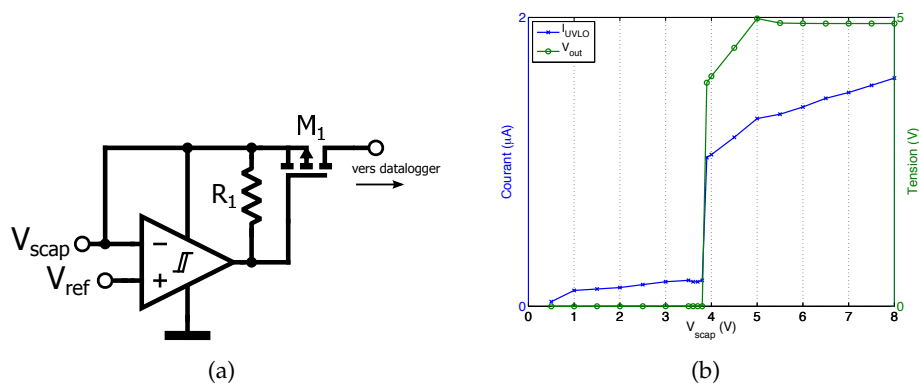


FIGURE 4.59 – Schéma électrique de l'étage UVLO (a) et caractéristiques courant-tension (b)

Les courbes de la figure 4.59(b) montrent qu'en-deçà de  $V_H=3,8$  V, la tension de sortie est maintenue à 0 V. Au franchissement de  $V_H$ , celle-ci devient égale à  $V_{scap}$ , jusqu'à atteindre la tension limite de 5 V. Le courant consommé par le circuit UVLO est inférieur à  $0,2 \mu\text{A}$  tant que  $V_{scap} < V_H$ , et atteint jusqu'à  $1,3 \mu\text{A}$  pour  $V_{scap}=5,0$  V.

13. Texas Instruments TLV3691

### Comparteurs à hystérésis

Les deux montages introduits précédemment (OVLO et UVLO) sont basés sur un comparateur à hystérésis. Le schéma « classique » de ce circuit est donné sur la figure 4.60(a). Pour cette implémentation, la valeur de la résistance  $R_3$  est largement supérieure à  $R_1$  et  $R_2$ , et notamment quand la fenêtre d'hystérésis ( $V_H - V_L$ ) est réduite. Pour minimiser la consommation du circuit, on prend typiquement pour  $R_3$  la valeur la plus grande autorisée, puis les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  sont calculées en fonction de  $V_H$  et  $V_L$ .

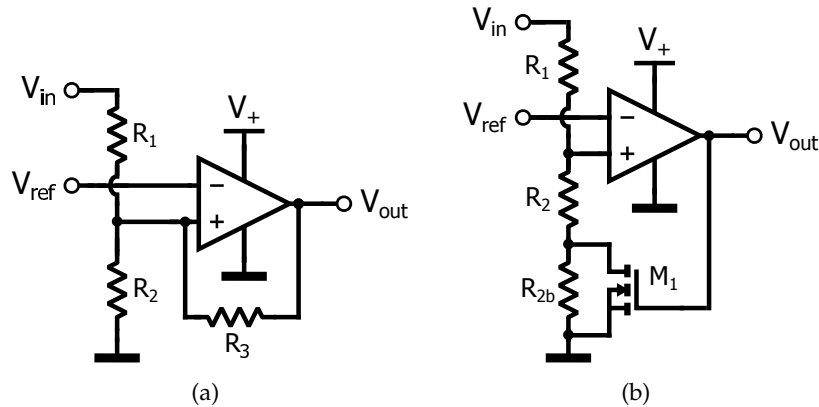


FIGURE 4.60 – Deux implémentations d'un comparateur à hystérésis : version « classique » (a) et version « low-power » (b)

En considérant le cas de l'étage OVLO, et en prenant  $R_3=22\text{ M}\Omega$ , on trouve  $R_1=440\text{ k}\Omega$  et  $R_2=132\text{ k}\Omega$ . Le courant consommé, en excluant le circuit actif, atteint alors :

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_{in,max}}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{5\text{ V}}{572\text{ k}\Omega} \\ &= 8,7\ \mu\text{A} \end{aligned}$$

La valeur du courant  $I_1$  n'est pas négligeable dans un contexte où la gamme de puissance est de l'ordre du milliWatt. Afin de réduire la consommation des comparateurs utilisés dans les circuits OVLO/UVLO, nous avons implémenté une version alternative de circuit comparateur à hystérésis, tel qu'illustré sur la figure 4.60(b). Celui-ci ne comporte pas de contre-réaction, mais comporte un transistor MOS supplémentaire. Pour cette version, les valeurs des résistances pour l'étage OVLO deviennent alors  $R_1=22\text{ M}\Omega$ ,  $R_2=6,8\text{ M}\Omega$  et  $R_{2b}=187\text{ k}\Omega$ , et le courant consommé devient :

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_{in,max}}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{5\text{ V}}{28,8\text{ M}\Omega} \\ &= 0,17\ \mu\text{A} \end{aligned}$$

On constate clairement que  $I_2 \ll I_1$  ; au prix de deux transistors MOS supplémentaires, nous avons ainsi pu réduire significativement la

consommation des étages annexes au DC/DC, et par conséquent préserver le rendement global du système.

La figure 4.61 illustre l'évolution du courant consommé par les différents étages associés au DC/DC : OVLO, UVLO et circuit d'équilibrage des supercondensateurs. Le courant total  $I_{tot}$  consommé par ces différents circuits atteint  $2,2 \mu\text{A}$  pour  $V_{scap}=5,0 \text{ V}$ . Cela correspond à une puissance dissipée valant au maximum  $11 \mu\text{W}$ , ce qui rend ce circuit bien adapté pour traiter des puissances de quelques centaines de  $\mu\text{W}$  au minimum.

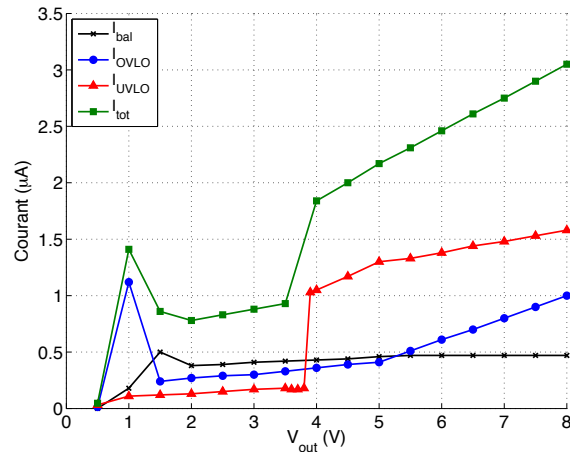


FIGURE 4.61 – Courant consommé par les étages annexes au convertisseur DC/DC

La figure 4.62 montre une photographie de l'ensemble du circuit de gestion de l'énergie. On note le volume occupé par les deux inductances (portant les références 105C et 106C) et la présence des deux supercondensateurs sur la face arrière de la carte.

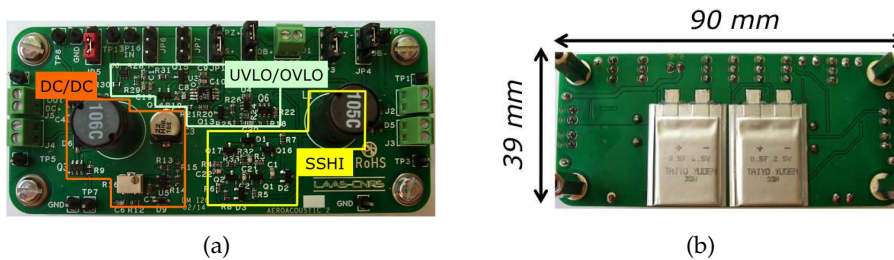


FIGURE 4.62 – Photographie du circuit de gestion de l'énergie : vue de dessus (a) et vue de dessous (b).

## 4.5 MISE EN ŒUVRE DU SYSTÈME COMPLET

Nous abordons dans cette partie la mise en œuvre du système complet composé, comme illustré sur la figure 4.63, d'une cavité rectangulaire au fond de laquelle est disposée une membrane piézoélectrique, d'un circuit de gestion de l'énergie dédié, et d'un datalogger capable de réaliser des mesures de température et de les transmettre *via* une interface radio.

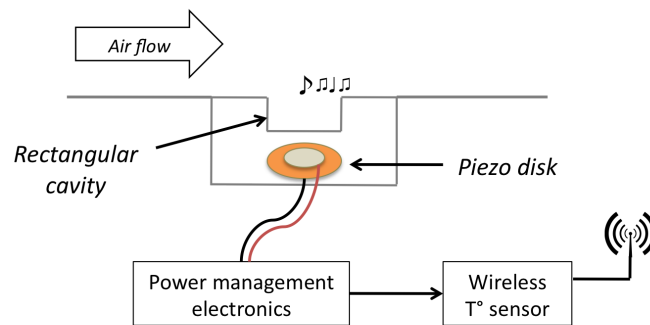


FIGURE 4.63 – Schéma du système complet testé en soufflerie

Nous décrivons dans un premier temps les conditions de test et les différentes configurations étudiées, puis nous présentons les résultats expérimentaux.

### 4.5.1 Conditions de test

Le test du système complet a été réalisé sur le même banc d'essai que les tests sur les cavités, le banc B2A de l'ONERA. Toutefois, dans l'intervalle entre ces deux campagnes d'essais, celui-ci a subi une panne au niveau de la chaîne de régulation du débit d'air.

Par conséquent, nous n'avons pas pu reproduire fidèlement les conditions expérimentales des précédents essais. La performance du dispositif – et donc la puissance générée – s'en trouve dégradée de façon notable. L'écoulement d'air étant moins bien régulé, des fluctuations plus importantes du point de fonctionnement (i.e. du Mach débitant) sont également possibles.

Sachant cela, nous avons décidé de nous concentrer sur une seule vitesse d'écoulement. Le système complet a donc été testé à Mach 0,5 uniquement, vitesse pour laquelle le dispositif génère la puissance la plus importante. Il faut cependant noter que, bien que le banc ait été *programmé* pour débiter à Mach 0,5, la vitesse effective de l'écoulement à l'intérieur de la veine est certainement inférieure (vraisemblablement entre Mach 0,4 et Mach 0,5). Cela s'explique par des effets locaux de compression de l'air, en amont de la veine, qui apparaissent suite à la panne du débitmètre.

### Configurations testées

Avant de connecter un datalogger en sortie du système, nous avons au préalable testé différentes configurations du circuit de gestion de l'éner-

gie, afin d'évaluer l'apport de chacun des étages. Ces différents cas sont illustrés sur la figure 4.64.

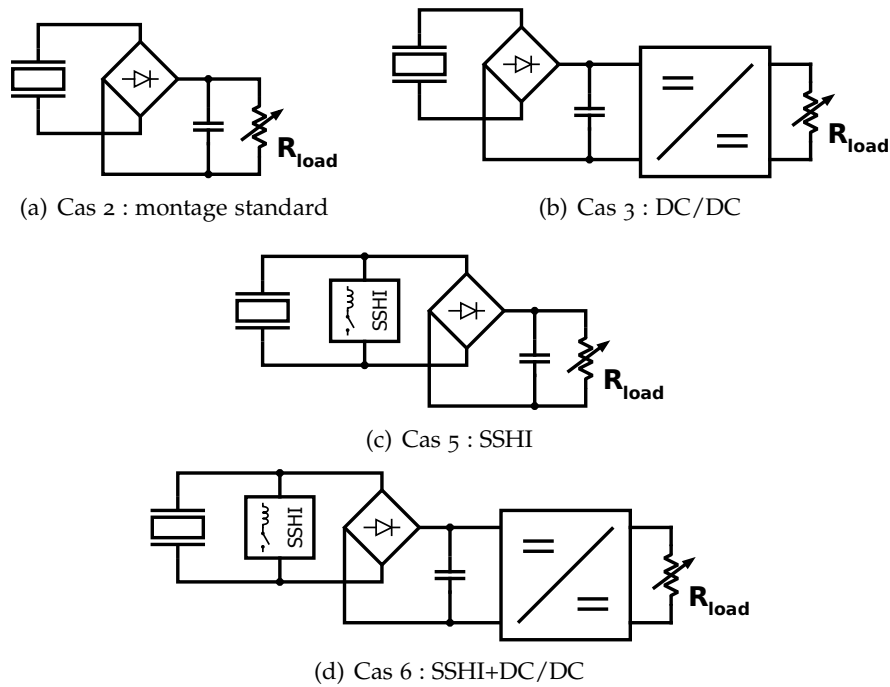


FIGURE 4.64 – Différentes configurations du circuit de gestion de l'énergie

L'apport de l'étage SSHI peut ainsi être évalué en comparant le cas 5 au cas 2, et le cas 6 au cas 3. De même, l'impact du convertisseur DC/DC peut être évalué en confrontant le cas 3 au cas 2, et le cas 6 au cas 5.

Pour chaque cas, nous mesurons la tension  $V_{out}$  aux bornes de  $R_{load}$  à l'aide d'une sonde différentielle<sup>14</sup> reliée à un oscilloscope<sup>15</sup>, puis nous calculons la puissance  $P_{out} = V_{out}^2 / R_{load}$ . Notons qu'aucune de ces configurations n'inclut les étages annexes (UVLO, OVLO, ...).

### Datalogger

Pour le test du système complet, nous connectons la sortie de notre circuit à un datalogger. Ce dernier est basé sur un micro-contrôleur Jen-nic JN5148 [237] doté d'une interface radio IEEE802.15.4. Celui-ci est programmé pour mesurer sa température interne toutes les 6 secondes, et envoyer le résultat à un coordinateur relié à un PC.

L'étage d'alimentation du datalogger comporte un régulateur LDO<sup>16</sup> dont la gamme de tension d'entrée s'étend de 2,7 V à 5,5 V et dont le courant de repos vaut typiquement 0,5  $\mu$ A.

Au démarrage, le datalogger établit une communication radio avec le coordinateur, dont il résulte une consommation de 507 mJ (voir

14. Agilent N2792A

15. Tektronix DPO4034

16. Texas Instruments TPS78227

fig. 4.65(a)). Etant données les valeurs des supercondensateurs de stockage d'une part, et de la tension d'activation de l'étage UVLO d'autre part, ce pic de consommation doit se traduire par une chute de tension d'environ 0,5 V à l'initialisation.

Une fois la communication établie, le datalogger entre en mode *sleep* et se réveille toutes les 6 secondes pour effectuer une nouvelle mesure. Chaque phase de mesure et de transmission radio implique une consommation énergétique d'1 mJ (voir fig. 4.65(b)). La valeur du courant consommé en mode *sleep* est égale à 4,4  $\mu\text{A}$ .

Finalement, la puissance moyenne consommée par le datalogger, en excluant la phase de démarrage, vaut approximativement 181  $\mu\text{W}$ .

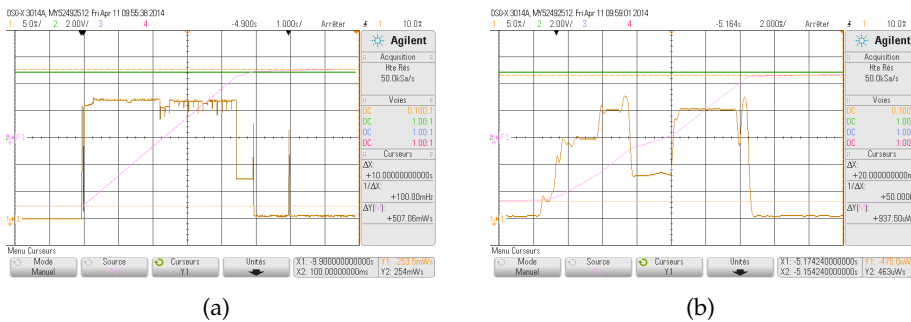


FIGURE 4.65 – Profil du courant (en orange) consommé par le datalogger au démarrage (a) et lors d'une phase de mesure (b). La tension d'alimentation vaut ici 3,3 V.

Une photographie du banc de test est donnée sur la figure 4.66 ci-après.

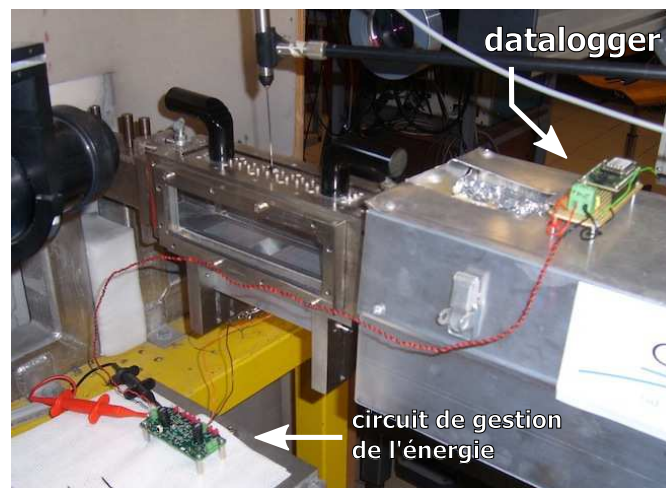


FIGURE 4.66 – Photographie du système complet en situation de test

## 4.5.2 Résultats expérimentaux

### Configurations intermédiaires

La figure 4.67 montre l'évolution de la puissance en sortie du circuit pour les quatre configurations étudiées. Il faut bien noter que la résistance de charge  $R_{load}$  n'est pas connectée au même endroit du circuit pour chacun des cas. En effet, celle-ci est connectée en sortie du redresseur pour les cas 2 et 5, et en sortie du convertisseur DC/DC pour les cas 3 et 6. Les valeurs associées aux points de puissance maximale sont consignées dans le tableau 4.15.

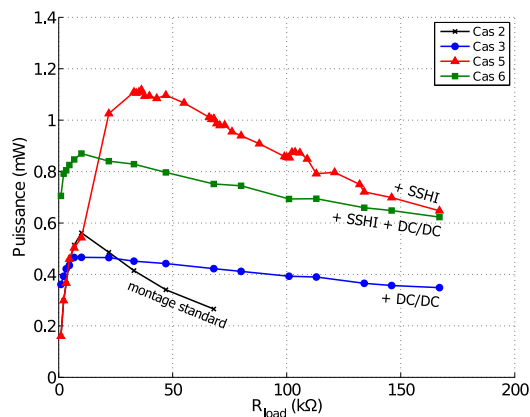


FIGURE 4.67 – Puissance en sortie pour différentes configurations du circuit

	$P_{max}$ (mW)	$R_{opt}$ (kΩ)
Cas 2	0,56	10
Cas 3	0,47	10
Cas 5	1,12	36
Cas 6	0,87	10

TABLE 4.15 – Puissance maximum et résistance optimale pour chaque configuration du circuit

**Influence de l'étage SSHI** La différence entre le cas 5 et le cas 2 illustre le gain apporté par l'étage SSHI, sans l'influence du convertisseur DC/DC. La puissance maximale passe de 0,56 mW à 1,12 mW, tandis que la résistance optimale passe de 10 kΩ à 36 kΩ. Le gain en puissance est moins important que celui obtenu lors des tests au laboratoire : nous expliquons ce résultat par la fluctuation, dans ces conditions expérimentales, de la composante continue de la tension délivrée par la membrane piézoélectrique. Cela conduit au décrochage de l'étage SSHI de façon régulière, diminuant ainsi sa performance. Les courbes de la figure 4.68 ci-après illustrent ce phénomène.

Néanmoins, un doublement de la puissance dans des conditions réalistes reste un bon résultat. De la même manière, la puissance maximale pour le cas 6 vaut 0,87 mW contre 0,47 mW pour le cas 3. Nous constatons pratiquement le même doublement de la puissance de sortie, cette fois affecté de l'influence du convertisseur DC/DC.

**Influence du convertisseur DC/DC** La comparaison du cas 3 au cas 2 illustre l'effet du convertisseur DC/DC. Nous observons une diminution de 16% de la puissance maximale, qui s'explique naturellement par les pertes introduites par le convertisseur. Il en va de même en comparant le

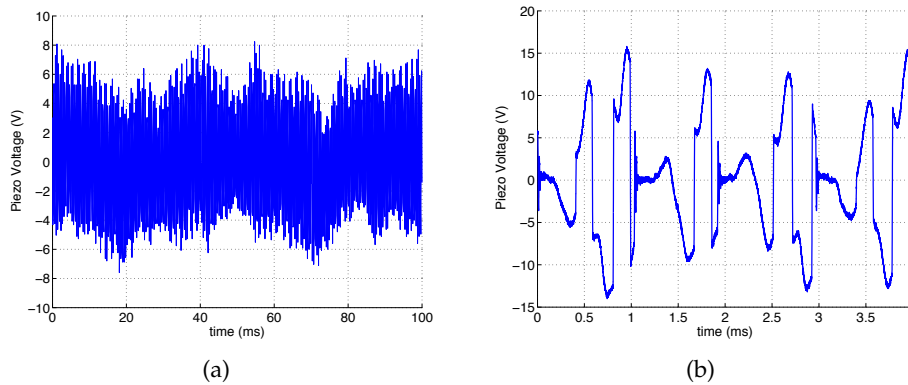


FIGURE 4.68 – Tension délivrée par la membrane piézoélectrique seule (a), et avec l'étage SSHI (b).  
On remarque le « décrochage » régulier de l'étage SSHI.

cas 6 au cas 5, où la puissance maximale diminue de 22%. Toutefois, nous constatons que l'introduction du convertisseur DC/DC réduit nettement la dépendance entre puissance de sortie et résistance de charge (ce qui d'ailleurs est son rôle attendu). Par conséquent, l'introduction du convertisseur DC/DC doit améliorer la performance du circuit lorsqu'il s'agit de charger un condensateur (qui se comporte comme une résistance de charge variable).

Les courbes de la figure 4.69 permettent de vérifier ce propos. Elles illustrent la charge d'un condensateur de  $100 \mu\text{F}$  pour chacun des cas ;  $R_{load}$  est alors déconnectée. Nous vérifions bien que la configuration incluant l'étage SSHI et le convertisseur DC/DC (cas 6) présente la meilleure performance, y compris au démarrage.

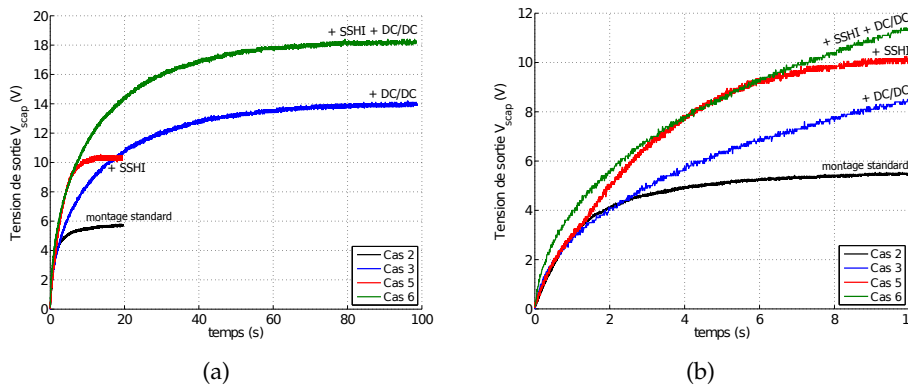


FIGURE 4.69 – Charge d'un condensateur de  $100 \mu\text{F}$  pour différentes configurations du circuit, et zoom sur le démarrage (b)

### Système complet

Nous avons finalement testé le système complet, tel qu'illustré sur la figure 4.70. La courbe de la figure 4.71(a) montre l'évolution de la tension en sortie du circuit de gestion de l'énergie, et appliquée au datalogger.

Initialement, le système est complètement déchargé. Au bout de 42 minutes, la tension aux bornes des supercondensateurs a atteint une valeur suffisante pour l'étage UVLO (ici  $V_{scap}=3,92 \text{ V}$ ). On observe alors une chute



de tension de 0,44 V consécutive à l'activation du datalogger, ce qui est en adéquation avec la valeur que nous avons anticipé. A partir de cet instant, le coordinateur relié au PC commence à recevoir des données de température, que nous affichons sur un terminal (voir fig. 4.71(b)).

Par la suite, le système continue de se charger, preuve que la puissance électrique générée est bien au-delà de la puissance consommée par le datalogger. Au bout d'un peu plus de 2 heures, la tension en sortie du convertisseur atteint 5 Volts et ce dernier entre alors en phase de régulation, caractérisée par une ondulation sur la tension de sortie.

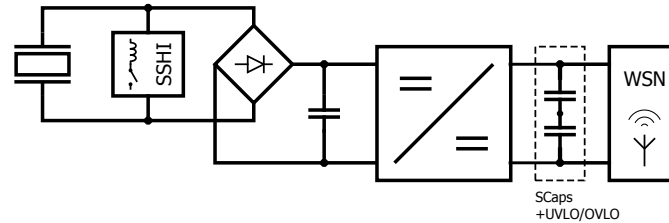
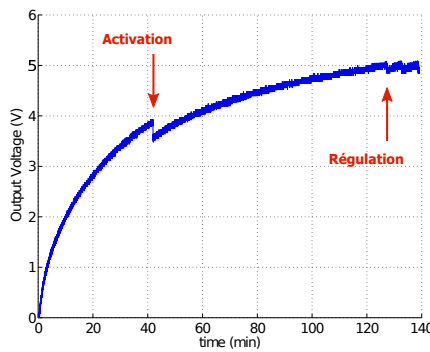
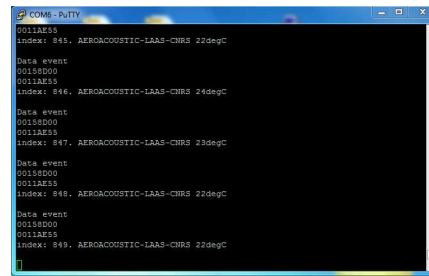


FIGURE 4.70 – Schéma synoptique du circuit complet



(a)



(b)

FIGURE 4.71 – Evolution de la tension de sortie du système complet (a) et réception des données de température sur le PC (b)

Ce résultat constitue pour nous la démonstration tangible du potentiel que possède le procédé de récupération d'énergie aéroacoustique en tant que source d'énergie alternative pour un système autonome embarqué sur un avion. Une vidéo de l'expérience est visible en ligne en suivant l'URL ci-dessous : **ICI UNE URL! en attente autorisation de l'ONERA ...**

## CONCLUSION DU CHAPITRE

Dans l'optique de proposer une source d'énergie ambiante complémentaire à la ressource déjà exploitée à bord d'un avion, nous avons entrepris d'étudier la génération d'énergie à partir du vent relatif. Nous avons adopté une démarche originale en exploitant comme moyen de conversion, le phénomène aéroacoustique.

Nous avons ainsi réalisé un dispositif de récupération d'énergie aéroacoustique basé sur une cavité rectangulaire associée à une membrane piézoélectrique. Nous avons montré dans ce chapitre que cette méthode de conversion permet, à partir d'un écoulement d'air de vitesse comparable à celle du vent relatif, de générer une puissance électrique de l'ordre du milliWatt. Cette gamme de puissance, compte tenu du budget énergétique d'un capteur sans fil autonome d'une part, et de l'état de prototype de notre dispositif d'autre part, permet d'envisager la perspective d'une miniaturisation sans compromettre la compatibilité avec la puissance requise par un capteur sans fil.

En nous appuyant sur les travaux d'autres auteurs, nous avons ensuite entrepris la conception et la réalisation d'un circuit dédié de gestion de l'énergie, afin d'extraire efficacement la puissance électrique générée par notre dispositif. Celui-ci est notamment composé d'un étage SSHI, qui améliore dans un rapport 2 à 4 la puissance électrique produite, et d'un convertisseur buck-boost qui réalise une adaptation d'impédance sur une large plage de conditions de fonctionnement.

Ces travaux ont permis de faire la démonstration d'un système complet où un capteur de température sans fil fonctionne en autonomie grâce à la récupération d'énergie d'origine aéroacoustique.

Les résultats que nous avons obtenus ouvrent plusieurs perspectives, en particulier en ce qui concerne la conception du transducteur aéroacoustique. La miniaturisation est envisageable puisque la puissance générée, à un Mach nettement inférieur à la vitesse de croisière d'un avion de ligne, est déjà très confortable vis-à-vis de la puissance minimum requise par un capteur sans fil réalisant des fonctions basiques.

Considérant la promesse d'améliorer significativement la puissance acoustique produite, la conception d'un résonateur de Helmholtz est à creuser. En particulier, donner à l'orifice une géométrie plus biseautée semble être une piste à suivre. Des travaux sont également à mener concernant le dimensionnement de la membrane piézoélectrique, notamment vis-à-vis de son impédance acoustique.

D'autre part, il est possible d'améliorer la prédiction du comportement du transducteur sous différentes conditions, en ayant recours à des méthodes de simulation numérique. Nous avons d'ores et déjà initié une collaboration avec l'Institut de Mécanique des Fluides de Toulouse dans cette perspective.



# CONCLUSION GÉNÉRALE

Depuis sa naissance au début du siècle dernier, l'aviation a connu un développement spectaculaire, fait de ruptures technologiques majeures. L'aéronautique commerciale civile est aujourd'hui un domaine dynamique en forte croissance, et peut même être considérée comme un des moteurs de l'économie.

Toutefois, à l'orée du XXI<sup>e</sup> siècle, l'aéronautique est confrontée à de nombreux défis : la croissance du trafic, la sécurité et la sûreté, la préservation de l'environnement à plusieurs égards, la crise énergétique à court et long terme. Nombre de ces défis peuvent être relevés grâce à l'introduction de systèmes cyber-physiques à de multiples niveaux, incluant notamment le déploiement de réseaux de capteurs, que ce soit à demeure ou de façon temporaire. Face à l'augmentation prévisible de la taille et de la complexité des réseaux électriques, notamment dans le contexte de *l'avion plus électrique*, ces réseaux de capteurs devront être sans fil, avec pour conséquence matérielle que chaque nœud du réseau se doit d'être autonome en énergie.

Nous avons ainsi orienté nos travaux vers la récupération d'énergie ambiante et le stockage embarqué sous forme capacitive. Ces travaux, financés conjointement par la DGA et la société Intesens, se sont inscrits dans différents cadres contractuels, portant des objectifs différents mais complémentaires. Le premier objectif de cette thèse a consisté à explorer la récupération d'énergie aéroacoustique, en cherchant à évaluer le potentiel d'application de cette technique de conversion à l'autonomie énergétique d'un capteur sans fil. Nous avons également participé au projet CREME, étude financée par l'Etat et la région Midi-Pyrénées, dans le cadre du programme ELECTRA portant sur le thème de l'avion plus électrique. L'objectif de ce projet a consisté à mettre au point un démonstrateur d'un enregistreur de données alimenté grâce à la récupération d'énergie thermique, et destiné à être installé dans la zone du mât réacteur d'appareils Airbus.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent donc dans la démarche d'une recherche de solutions pour l'alimentation en énergie électrique de capteurs sans fil, destinés à être installés à bord d'un avion. Menés en suivant une approche *système*, ils trouvent leur cohérence dans les aspects multi-sources et *batteryless* qui y sont associés.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons situé le contexte de nos travaux en introduisant la problématique des capteurs sans fil autonomes dans le contexte aéronautique. Après avoir identifié la question de l'autonomie énergétique comme un verrou technologique majeur, nous avons dressé un état de l'art des techniques aujourd'hui étudiées dans le

but de lever ce verrou. Organisé selon trois principaux axes – récupération d'énergie, stockage et stratégies de gestion de l'énergie – ce travail a servi de base sur laquelle s'appuient les choix que nous avons faits dans la suite de nos travaux. Nous avons conclu ce chapitre en nous intéressant aux spécificités du contexte aéronautique, en termes d'applications potentielles de capteurs sans fil autonomes et en termes de ressource énergétique.

Les trois chapitres suivants concernent les trois principaux volets explorés, de façon plus ou moins indépendante, durant ce travail de thèse :

- la récupération d'énergie par génération thermoélectrique,
- le stockage d'énergie grâce une architecture adaptative à base de supercondensateurs,
- la récupération d'énergie du vent relatif par transduction aéroacoustique.

Le **deuxième chapitre** reflète ainsi le fruit de notre étude sur la **récupération d'énergie à partir de gradients thermiques**. Nous avons d'abord proposé une synthèse des connaissances associées à la thermoélectricité, dans le but de donner au lecteur une vue globale de cette discipline, en vue de l'exploiter dans un contexte d'autonomie énergétique d'un système embarqué. En partant des fondements physiques de la génération thermoélectrique, nous nous sommes ensuite intéressés à la modélisation d'un module thermoélectrique afin d'identifier ses paramètres dimensionnants, avant d'aborder la question des différents éléments (générateur thermoélectrique, dissipateur thermique, circuits de conversion) nécessaires à la réalisation pratique d'un système thermoélectrique. En nous appuyant sur cette première partie, qui peut servir de référence pour une future application de récupération d'énergie thermique, nous avons ensuite présenté le résultat de nos travaux dans un contexte applicatif concret. Notre contribution porte ainsi sur la réalisation d'un démonstrateur d'un système complet, destiné à réaliser des mesures au voisinage de la zone réacteur d'un avion, dans le cadre du projet CREME. Ce système est composé d'un générateur thermoélectrique que nous avons contribué à dimensionner, d'un circuit de gestion de l'énergie associé à un supercondensateur de stockage dont nous avons assuré la conception et la réalisation, et d'un datalogger commercial. La réussite de ce projet a également permis de prolonger les activités de notre équipe sur ce sujet de recherche et de nouer de nouveaux partenariats.

La démarche de dimensionnement de l'étage de stockage pour le circuit du projet CREME nous a conduit à rechercher une solution permettant de pallier aux faiblesses du **stockage à base de supercondensateur** ; le **troisième chapitre** rapporte ainsi les résultats des investigations menées dans le but d'améliorer le compromis entre temps de démarrage et autonomie d'un système. Dans cette optique, nous avons proposé une architecture adaptative, basée sur une matrice de condensateurs reconfigurable. L'apport d'une telle architecture consiste premièrement à augmenter le taux d'utilisation de l'énergie stockée, et ainsi d'étendre jusqu'à environ 13 % la durée de fonctionnement du circuit qu'elle ali-

mente. D'autre part, la structure adaptative permet d'accélérer l'évolution de la tension à ses bornes, quelles que soient les hypothèses faites sur la source d'énergie. De plus, si cette source peut être modélisée comme un générateur de Thévenin, l'architecture proposée améliore le transfert d'énergie en réalisant une forme dégradée d'adaptation d'impédance, ce qui peut permettre de réduire davantage le temps de démarrage du système. En vue de rendre la structure auto-adaptative, nous avons proposé une méthode de commande basée sur la détection du franchissement de seuils de tension ; dans cette démarche, nous avons notamment montré qu'il existe un seuil qui optimise le transfert d'énergie depuis la source. Nous avons ensuite entrepris une première réalisation en composants discrets, qui nous a permis de valider le concept proposé de même que les hypothèses simplificatrices émises quant à la modélisation de la structure. Une version intégrée a également été conçue et réalisée, en n'obtenant toutefois pas les résultats escomptés, par manque de temps consacré à sa conception.

Enfin, nous avons consacré le **quatrième chapitre** à notre étude – plus exploratoire – sur un **procédé de conversion d'énergie basé sur le phénomène aéroacoustique**. Après un état de l'art plus focalisé, nous avons exposé les aspects théoriques – lois, modèles et relations semi-empiriques – qui permettent de décrire le phénomène aéroacoustique et de l'exploiter à des fins de conversion d'énergie. Nous avons par la suite présenté les résultats de tests en soufflerie de plusieurs géométries de cavités rectangulaires, d'où nous avons extrait une géométrie présentant les meilleurs résultats en termes d'amplitude du sifflement acoustique généré et d'indépendance de l'excitation du mode dominant vis-à-vis de la vitesse d'écoulement. L'étude d'une cavité cylindrique ajustable de type résonateur de Helmholtz a également été rapportée ; il en ressort que notre premier prototype n'a pas fonctionné comme attendu, ce qui nous amène à conclure que sa conception doit faire appel à des compétences en aéroacoustique qui jusqu'à aujourd'hui dépassent le cadre que nous maîtrisons. Quant à la caractérisation de la cavité rectangulaire sélectionnée, nous avons montré que celle-ci est capable de générer un sifflement acoustique d'amplitude supérieure à 150 dB, pour une vitesse d'écoulement voisine de Mach 0,5. En installant au fond de la cavité une membrane piézoélectrique (non optimisée), nous avons montré que ce dispositif est capable de produire une puissance électrique de l'ordre du milliwatt, et donc compatible avec la puissance requise par un capteur autonome. La suite du chapitre expose la conception, la réalisation et la caractérisation d'un circuit de gestion de l'énergie dédié. Basé sur un étage SSHI suivi d'un convertisseur buck-boost opérant en mode de conduction discontinue, ce circuit a été optimisé pour stocker l'énergie récupérée dans des supercondensateurs et s'interfacer avec un datalogger. Pour conclure ce chapitre, nous avons présenté les résultats de tests en soufflerie d'un système complet, faisant la démonstration du potentiel que possède le procédé de récupération d'énergie aéroacoustique en tant que source d'énergie alternative pour un système autonome embarqué sur un avion.

Pour faire suite à ces travaux, il est naturellement possible d'identifier plusieurs voies à suivre. Bien qu'elle ouvre peu de perspectives de recherche à proprement parler, notre étude sur la récupération d'énergie thermique demande à être poursuivie jusqu'à une validation du système en situation réelle ; c'est notamment l'objet du projet CORALIE, qui prévoit une campagne d'essais en vol courant 2015.

En ce qui concerne l'architecture de stockage adaptatif, il nous semble pertinent, à court terme, d'améliorer la conception du circuit de commande afin de minimiser sa consommation énergétique, de fiabiliser cette architecture et de la rendre compatible avec des sources de nature diverse. A plus long terme, la perspective d'une intégration sur silicium semble attrayante ; celle-ci appelle des travaux supplémentaires sur les aspects *circuit* comme du côté des dispositifs de stockage eux-mêmes. Ces développements sont inclus dans les activités prévues dans le cadre du projet SMARTER, démarré en 2014 en partenariat avec les universités de Cranfield et de Barcelone.

Finalement, nos travaux sur la récupération d'énergie aéroacoustique sont amenés à être prolongés dans plusieurs directions. Concernant la cavité rectangulaire, la prédiction de son comportement doit pouvoir être améliorée significativement par la simulation numérique. En outre, il conviendra de vérifier par cette occasion la validité des expériences réalisées en soufflerie par rapport au comportement attendu en champ libre, c'est-à-dire sans la possible influence de réflexions acoustique dans la veine d'air. D'autre part, la géométrie du transducteur peut être optimisée, par exemple en s'orientant vers une cavité résonante. Il serait intéressant d'étudier l'influence de la géométrie de l'orifice de la cavité, à l'instar de ce qui a été fait dans [223]. D'après certains experts en aéroacoustique, l'excitation – en particulier à nombre de Mach élevé – serait plus probable en utilisant des bords plus arrondis. Par ailleurs, une attention supplémentaire quant à la conception de la membrane piézo-électrique devrait conduire à améliorer sensiblement le rendement d'un tel transducteur.

Par la suite, il conviendrait enfin de prendre en compte les problématiques liées à l'application en milieu réel, en particulier les conditions de température et de pression en altitude, de même que les risques associés au givre, à l'encrassement, etc. . . S'agissant des systèmes de récupération d'énergie ambiante, la question de la masse reste un verrou encore sous-estimé ; il nous a déjà été évoqué, au cours d'une réunion d'un projet industriel, le fait que le récupérateur d'énergie doit peser moins que le câble électrique qu'il remplace ! La prise en compte de ces aspects pratiques semble ainsi une étape incontournable – bien que souvent contournée – si l'on souhaite voir les systèmes développés en laboratoire réellement appliqués au contexte aéronautique.

# ANNEXES

# A

## SOMMAIRE

A.1 DÉTERMINATION DU SEUIL DE COMMUTATION OPTIMAL POUR L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	183
A.2 STRUCTURE DU PROGRAMME VHDL POUR LA COMMANDE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE . . . . .	186





## A.1 DÉTERMINATION DU SEUIL DE COMMUTATION OPTIMAL POUR L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE

Nous considérons une structure adaptative d'ordre 1, c'est-à-dire composée de deux condensateurs idéaux et de même valeur. Celle-ci est connectée à une source de type générateur de Thévenin dont la f.é.m et la résistance série sont notées respectivement  $E$  et  $R$ .

Dans le but de déterminer la valeur du seuil de commutation qui optimise le transfert d'énergie, notre approche consiste à considérer le temps  $t_f$  nécessaire pour stocker une quantité d'énergie  $W_f$ . L'expression de  $t_f$  dépend du seuil  $V_H$  et plus particulièrement, la valeur optimale du seuil est celle qui minimise  $t_f$ . Le résultat de cette analyse pourra en outre être étendu à une structure d'ordre supérieur.

La quantité d'énergie stockée à l'instant  $t_f$  correspond à la somme de l'énergie initialement stockée, notée  $W_0$ , et de l'énergie provenant de la source, notée  $W_h$ . Cette somme peut s'écrire ainsi :

$$W_f = W_0 + W_h = \frac{1}{2}C_1V_0^2 + \int_0^{t_s} P_1(t) dt + \int_{t_s}^{t_f} P_2(t) dt \quad (\text{A.1})$$

où  $V_0$  est l'état de charge de la structure à  $t=0$ .  $C_1$  et  $C_2$  correspondent à la valeur de la capacité équivalent de la structure, respectivement avant et après commutation, de sorte que  $C_2 = 4C_1$ .

$P_1$  and  $P_2$  correspondent à la puissance électrique reçue respectivement avant et après commutation, et peuvent être exprimées ainsi :

$$\begin{aligned} P_1(t) &= \frac{E(E - V_0)}{R} e^{-\frac{t}{RC_1}} - \frac{(E - V_0)^2}{R} e^{-\frac{2t}{RC_1}} \\ P_2(t) &= \frac{E(E - \frac{V_H}{2})}{R} e^{-\frac{t-t_s}{RC_2}} - \frac{(E - \frac{V_H}{2})^2}{R} e^{-\frac{2(t-t_s)}{RC_2}} \end{aligned}$$

A l'instant de la commutation, la tension aux bornes de la structure vaut :

$$V_H = V_0 + (E - V_0)e^{-\frac{t_s}{RC_1}}$$

L'intégration de  $P_1(t)$  et  $P_2(t)$  conduit à l'expression suivante :

$$W_h = \frac{1}{2}C_2 \left( E^2 - \frac{V_0^2}{4} - 2E\beta X + \beta^2 X^2 \right) \quad (\text{A.2})$$

avec :

$$X = e^{-\frac{t_f}{RC_2}} \quad (\text{A.3})$$

$$\beta = \left( E - \frac{V_H}{2} \right) \left( \frac{E - V_0}{E - V_H} \right)^{\frac{C_1}{C_2}} \quad (\text{A.4})$$

De plus, la valeur de  $W_f$  est restreinte à un intervalle borné par les valeurs que prend l'énergie stockée dans  $C_1$  et  $C_2$  lorsque la charge est complète, c'est-à-dire :

$$\frac{1}{2} C_1 E^2 < W_f < \frac{1}{2} C_2 E^2$$

ce qui permet d'exprimer  $W_f$  de la façon suivante :

$$W_f = \frac{1}{2} C_2 E^2 \times \alpha, \quad \alpha \in \left[ \frac{C_1}{C_2}; 1 \right] \quad (\text{A.5})$$

Les cas pour lesquels  $\alpha < \frac{C_1}{C_2}$  ne nous intéressent pas, puisqu'ils correspondent à une quantité d'énergie  $W_f$  inférieure à ce qui peut déjà être stocké dans  $C_1$ , donc avant commutation.

Les expressions A.1, A.2 et A.5 permettent d'établir l'équation suivante :

$$\frac{1}{2} C_2 E^2 \times \alpha = \frac{1}{2} C_1 V_0^2 + \frac{1}{2} C_2 \left( E^2 - \frac{V_0^2}{4} - 2E\beta X + \beta^2 X^2 \right) \quad (\text{A.6})$$

La résolution de l'équation A.6 en  $X$  donne :

$$X = \frac{E}{\beta} (1 \pm \sqrt{\alpha}) \quad (\text{A.7})$$

A l'aide des équations A.3 et A.7, nous pouvons alors établir l'expression de  $t_f$  en fonction de  $V_H$  :

$$t_f = -RC_2 \ln \left( \frac{2E}{2E - V_H} \left( \frac{E - V_H}{E - V_0} \right)^{\frac{C_1}{C_2}} (1 - \sqrt{\alpha}) \right) \quad (\text{A.8})$$

Il s'agit alors de rechercher le minimum de la fonction  $t_f = f(V_H)$ . On peut donc écrire sa dérivée :

$$\begin{aligned} \frac{dt_f}{dV_H} &= \frac{dt_f}{dX} \times \frac{dX}{dV_H} \\ &= -\frac{RC_2}{X} \times E (1 \pm \sqrt{\alpha}) \cdot \frac{-\frac{d\beta}{dV_H}}{\beta^2} \\ &= \frac{RC_2}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dV_H} \\ &= RC_2 \left( \frac{3V_H - 2E}{4(2E - V_H)(E - V_H)} \right) \end{aligned}$$

La valeur optimale du seuil  $V_H$  peut alors être déterminée :

$$\frac{dt_f}{dV_H} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad V_{H,opt} = \frac{2}{3} E \quad (\text{A.9})$$

En utilisant cette valeur de seuil, le temps  $t_{f,opt}$  nécessaire pour stocker une quantité d'énergie  $W_f$  est tel que :

$$t_{f,opt} = -RC_2 \ln \left( \frac{1}{2} \times 3^{\frac{3}{4}} \left( \frac{E}{E - V_0} \right)^{\frac{1}{4}} (1 - \sqrt{\alpha}) \right)$$

Cette valeur peut être comparée au temps nécessaire pour stocker la même quantité d'énergie dans un condensateur de capacité fixe  $C_2$  :

$$t_{f,reg} = -RC_2 \ln \left( \frac{E}{E - V_0} (1 - \sqrt{\alpha}) \right) \quad (\text{A.10})$$

Nous pouvons également confronter à  $t_{f,reg}$ , l'expression générique de  $t_f$  telle qu'exprimée précédemment (éq. A.8), en évaluant la quantité  $\Delta t_f$ , tel que :

$$\Delta t_f = \frac{t_{f,reg} - t_f}{t_{f,reg}}$$

En considérant un état de charge initial tel que  $V_0 = 0$  V,  $\Delta t_f$  vaut alors :

$$\Delta t_f(V_0 = 0) = \frac{\ln \left( \frac{2 - \frac{V_H}{E}}{2} \left( 1 - \frac{V_H}{E} \right)^{-\frac{1}{4}} \right)}{\ln(1 - \sqrt{\alpha})}$$

La figure A.1 ci-après montre l'évolution de  $\Delta t_f$  en fonction de  $\frac{V_H}{E}$ , pour plusieurs valeurs du coefficient  $\alpha$ . Ces courbes présentent toutes un maximum en  $\frac{V_H}{E} = \frac{2}{3}$ , quel que soit  $\alpha$ . Le gain est d'autant plus important que  $\alpha$  est pris petit, avec un maximum caractérisé par  $\Delta t_{f,max} \approx 19\%$ .

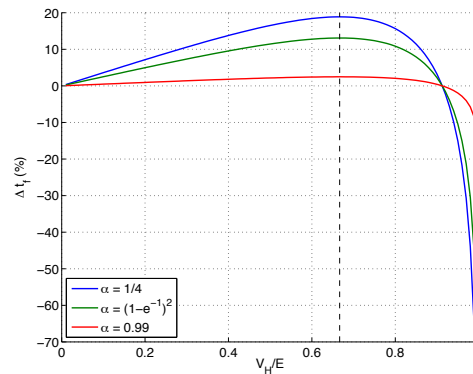


FIGURE A.1 – Evolution de  $\Delta t_f$  en fonction de  $\frac{V_H}{E}$ , mettant en évidence le seuil de commutation optimal

En outre, les courbes de la figure A.1 illustrent le fait qu'au delà d'une valeur limite<sup>1</sup> du rapport  $\frac{V_H}{E}$  (environ égale à 91%), la structure adaptative dégrade le transfert d'énergie.

1. la valeur exacte de cette valeur limite est :  $-\frac{2}{3}\sqrt[3]{17 + 3\sqrt{33}} + \frac{4}{3\sqrt[3]{17 + 3\sqrt{33}}} + \frac{8}{3}$

## A.2 STRUCTURE DU PROGRAMME VHDL POUR LA COMMANDE DE L'ARCHITECTURE ADAPTATIVE

Notre réalisation en composants discrets de l'architecture adaptative est commandée par un circuit logique séquentiel implémenté sur un CPLD. Ce circuit logique s'articule autour d'un compteur de Johnson, comme l'illustre la figure A.2.

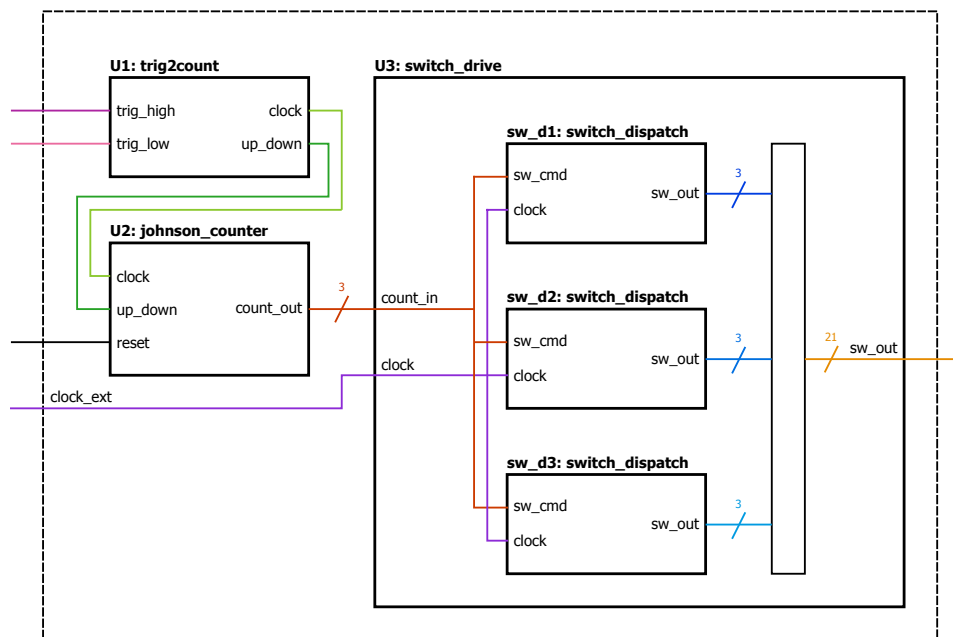


FIGURE A.2 – Structure du programme VHDL

Le programme VHDL comprend ainsi 3 principaux blocs :

- un bloc `johnson_counter`, qui implémente un compteur de Johnson ;
- un bloc `trig2count`, qui traduit les signaux issus des triggers de Schmitt en signaux de commande du compteur ;
- un bloc `switch_drive`, qui traduit les signaux de sortie du compteur en signaux de commande des interrupteurs de la matrice reconfigurable.

Ces 3 principaux éléments sont instanciés dans un programme principal (`testcapa.vhd`). Le code VHDL des différents blocs est donné ci-après.

**Bloc johnson\_counter**

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity johnson_counter is
    port ( up_down : in  STD_LOGIC; -- the direction bit, for up- or down-
          counting, '1' = up
          reset : in  STD_LOGIC;
          clock : in  STD_LOGIC;
          count_out : out  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0));
end johnson_counter;

architecture Behavioral of johnson_counter is

    signal temp : std_logic_vector (2 downto 0) := (others => '0');

begin

    process(clock,reset,up_down)
    begin
        -- the reset signal has priority
        if reset='0' then
            temp <= (others => '0');
        -- the counter is activated on rising edges
        elsif (clock'event and clock='1') then
            -- counts up if the upper boundary has not been reached
            if (up_down='1' and temp /= "111") then
                temp <= temp(1 downto 0) & not(temp(2));
            -- counts down if the lower boundary has not been reached
            elsif (up_down='0' and temp /= "000") then
                temp <= not(temp(0)) & temp(2 downto 1);
            end if;
        end if;
    end process;

    count_out <= temp;

end Behavioral;

```

**Bloc trig2count**

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity trig2count is
    port ( trig_low : in  STD_LOGIC;
          trig_high : in  STD_LOGIC;
          up_down : out  STD_LOGIC; -- direction bit
          clock : out  STD_LOGIC); -- clock signal used by the counter
end trig2count;

architecture Behavioral of trig2count is

    signal clock_int : std_logic;

begin

    up_down <= trig_low nand trig_high;
    clock_int <= trig_low xnor trig_high;
    clock <= not(not(not(not(clock_int)))); -- inverting gates delay, just to
        make sure up_down signal is ready as the clock signal rises

end Behavioral;

```

## Bloc switch\_drive

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity switch_drive is
    Port ( count_in : in  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);
          sw_out  : out  STD_LOGIC_VECTOR (20 downto 0);
          clock   : in  STD_LOGIC
        );
end switch_drive;

architecture Behavioral of switch_drive is

    component switch_dispatch
        Port ( sw_cmd : in  STD_LOGIC;
              sw_out : out  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);
              clock  : in  STD_LOGIC
            );
    end component;

    signal sw1, sw2, sw3 : STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0); -- intermediate
                    signals

begin

    sw_d1 : switch_dispatch
        port map(
            sw_cmd => count_in(0),
            sw_out => sw1,
            clock  => clock
        );

    sw_d2 : switch_dispatch
        port map(
            sw_cmd => count_in(1),
            sw_out => sw2,
            clock  => clock
        );

    sw_d3 : switch_dispatch
        port map(
            sw_cmd => count_in(2),
            sw_out => sw3,
            clock  => clock
        );

    -- sw1 corresponds to the switching of the LSBit
    -- sw3 corresponds to the switching of the MSBit

    sw_out <= sw3 & sw2 & sw3 & sw1 & sw3 & sw2 & sw3;
    -- the switch driving signals are 'symmetrically' ordered
    -- this is due to the structure of the capacitor matrix

end Behavioral;

```

Le bloc `switch_drive` comprend trois instances d'un sous-bloc appelé `switch_dispatch`, dont le rôle est de propager un bit de sortie du compteur sur une « branche » d'interrupteur. Il est notamment chargé de gérer les états temporaires où tous les interrupteurs d'une branche sont ouverts, afin d'éviter un risque de mise en court-circuit. Pour réaliser cette fonction qui nécessite une temporisation, le bloc `switch_dispatch` est donc doté d'une entrée connectée à une horloge externe.

Code du sous-bloc switch\_dispatch :

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity switch_dispatch is
    port ( sw_cmd : in  STD_LOGIC;
          sw_out  : out STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);
          clock   : in  STD_LOGIC -- this is an external clock (quartz)
        );
end switch_dispatch;

architecture Behavioral of switch_dispatch is

    component delay
        port ( clock : in  STD_LOGIC;
              duration : in  STD_LOGIC_VECTOR (9 downto 0);
              flag : out  STD_LOGIC
            );
    end component;

    signal prev_cmd : STD_LOGIC := '0'; -- this signal latches the sw_cmd
        command signal
    signal sw_temp : STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);
    signal flag : STD_LOGIC := '0';
    constant my_delay : STD_LOGIC_VECTOR (9 downto 0) := "111111111"; -- 1023
        us : this is the binary form of the needed delay

begin

    d1 : delay
    port map(
        clock => clock,
        duration => my_delay,
        flag => flag
    );

    process(flag)
    begin
        if rising_edge(flag) then
            if sw_cmd = not(prev_cmd) then -- sw_cmd has just changed
                sw_temp <= "000"; -- first, all switches are
                    closed in order to avoid short-circuits
            else
                sw_temp <= (sw_cmd & not(sw_cmd) & sw_cmd); --
                    next, they receive appropriate command signals
            end if;
            prev_cmd <= sw_cmd;
        end if;
    end process;

    sw_out <= sw_temp; -- command signal affectation

end Behavioral;

```

Afin de gérer le passage par des états temporaires (pendant 1 milliseconde), le sous-bloc switch\_dispatch fait lui-même appel à un sous-bloc delay, dont le code est donné ci-après.



Code du sous-bloc delay :

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity delay is
    port ( clock : in  STD_LOGIC;
          duration : in  STD_LOGIC_VECTOR (9 downto 0);
          flag : out  STD_LOGIC);
end delay;

architecture Behavioral of delay is

    signal count : std_logic_vector(9 downto 0) := (others=>'0');

begin

    process(clock)
    begin
        if(clock'event and clock='1') then
            if(count = duration) then
                count <= (others =>'0');
                flag <='1';
            else
                count <= count +1;
                flag <='0';
            end if;
        end if;
    end process;

end Behavioral;
```

Finalement, le code du programme principal, chargé d'instancier les 3 principaux blocs décrits précédemment, est donné sur la page suivante.

## Programme principal testcapa.vhd

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity testcapa is
    port ( trig_l : in  STD_LOGIC;
          trig_h : in  STD_LOGIC;
          clock_ext : in STD_LOGIC;
          reset : in  STD_LOGIC;
          sw_output : out STD_LOGIC_VECTOR (20 downto 0);
          );
end testcapa;

architecture Behavioral of testcapa is

    component johnson_counter
        Port ( up_down : in  STD_LOGIC;
              reset : in  STD_LOGIC;
              clock : in  STD_LOGIC;
              count_out : out STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0));
    end component;

    component trig2counter
        Port ( trig_low : in  STD_LOGIC;
              trig_high : in  STD_LOGIC;
              up_down : out  STD_LOGIC;
              clock : out  STD_LOGIC);
    end component;

    component switch_drive
        Port ( count_in : in  STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);
              sw_out : out  STD_LOGIC_VECTOR (20 downto 0);
              clock : in  STD_LOGIC
              );
    end component;

    signal clock_int : STD_LOGIC;
    signal updown_int : STD_LOGIC;
    signal count_sig : STD_LOGIC_VECTOR (2 downto 0);

begin

U1: trig2counter
    port map (
        trig_low => trig_l,
        trig_high => trig_h,
        up_down => updown_int,
        clock => clock_int
    );

U2: johnson_counter
    port map (
        up_down => updown_int,
        reset => reset,
        clock => clock_int,
        count_out => count_sig
    );

U3: switch_drive
    port map (
        count_in => count_sig,
        sw_out => sw_output,
        clock => clock_ext
    );

end Behavioral;

```



# BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. Liu, A. Phipps, S. Horowitz, K. Ngo, L. Cattafesta, T. Nishida, and M. Sheplak, "Acoustic energy harvesting using an electromechanical helmoltz resonator," *J. Acoust. Soc. Am.*, pp. 1983–1990, apr. 2008.
- [2] S. Li, J. Yuan, and H. Lipson, "Ambient wind energy harvesting using cross-flow fluttering," *Journal of Applied Physics*, vol. 109, jan. 2011.
- [3] S.-H. Kim, C.-H. Ji, P. Galle, F. Herrault, X. Wu, J.-H. Lee, C.-A. Choi, and M. G. Allen, "An electromagnetic energy scavenger from direct airflow," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, no. 9, p. 094010, 2009.
- [4] S. Matova, R. Elfrink, R. Vullers, and R. van Schaijk, "Harvesting energy from airflow with micromachined piezoelectric harvester inside a helmholtz resonator," in *Proceedings of PowerMEMS 2010*, (Leuven, Belgium), nov. - dec. 2010.
- [5] R. Hernandez, S. Jung, and K. I. Matveev, "Acoustic energy harvesting from vortex-induced tonal sound in a baffled pipe," in *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C : Journal of Mechanical Engineering Science*, SAGE, June 2011.
- [6] J. Rosero, J. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 3, pp. 3–9, 2007.
- [7] *MEA 2012 Proceedings, Bordeaux 2012*, (Bordeaux, France), nov. 2012.
- [8] J. Cloyd, "Status of the united states air force's more electric aircraft initiative," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 13, pp. 17–22, apr. 1998.
- [9] K. Sampigethaya and R. Poovendran, "Aviation cyber-physical systems : Foundations for future aircraft and air transport," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, pp. 1834–1855, aug. 2013.
- [10] L. Dos Santos, "Embraer perspective on the introduction of shm into current and future commercial aviation programs," in *Proceedings of IWSHM 2011*, pp. 19–26, DEStech Publications, sept. 2011.
- [11] C. Kopp, "Operation igloo white," *Defence Today - Milestones Series*, pp. 58–60, jun./jul. 2008.
- [12] J. M. Kahn, R. H. Katz, R. H. Katz, and K. S. J. Pister, "Next century challenges : Mobile networking for "smart dust"," in *Proceedings of the 5th annual ACM/IEEE international conference on Mobile computing and networking*, pp. 271–278, 1999.

- [13] B. Warneke, M. Scott, B. Leibowitz, L. Zhou, C. Bellew, J. Chediak, J. Kahn, B. Boser, and K. Pister, "An autonomous 16 mm<sup>3</sup> solar-powered node for distributed wireless sensor networks," in *Sensors, 2002. Proceedings of IEEE*, vol. 2, pp. 1510–1515, 2002.
- [14] J. Koomey, S. Berard, M. Sanchez, and H. Wong, "Implications of historical trends in the electrical efficiency of computing," *IEEE Annals of the History of Computing*, vol. 33, pp. 46–54, mar. 2011.
- [15] J. Rabaey, M. Ammer, J. da Silva, J.L., D. Patel, and S. Roundy, "Pico-radio supports ad hoc ultra-low power wireless networking," *Computer*, vol. 33, pp. 42–48, jul. 2000.
- [16] "Site web MicroStrain." <http://www.microstrain.com/>. [Accessed : 14-02-2013].
- [17] "Site web Crossbow." <http://bullseye.xbow.com:81/>. [Accessed : 14-02-2013].
- [18] P. Harrop and R. Das, "Wireless sensor networks (wsn) 2012-2022," tech. rep., IDTechEx, dec. 2012.
- [19] J. Coutaz and J. L. Crowley, "Plan « intelligence ambiante » : défis et opportunités," tech. rep., CNRS ST2I - DGRI A3, oct. 2008.
- [20] G. Werner-Allen, K. Lorincz, M. Ruiz, O. Marcillo, J. Johnson, J. Lees, and M. Welsh, "Deploying a wireless sensor network on an active volcano," *IEEE Internet Computing*, vol. 10, pp. 18–25, March 2006.
- [21] M. R. Yuce, "Implementation of wireless body area networks for healthcare systems," *Sensors and Actuators A*, vol. 162, pp. 116–129, 2010.
- [22] K. Chebrolu, B. Raman, N. Mishra, P. K. Valiveti, and R. Kumar, "Brimon : A sensor network system for railway bridge monitoring," in *The 6th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications and Services (MobiSys)*, june 2008.
- [23] S. N. Pakzad, G. L. Fenves, S. Kim, and D. E. Culler, "Design and implementation of scalable wireless sensor network for structural monitoring," *Journal of Infrastructure Systems*, vol. 14, pp. 89–101, mar. 2008.
- [24] Libelium, *Waspmote datasheet*, nov. 2012.
- [25] N. Patwari, J. Ash, S. Kyperountas, I. Hero, A.O., R. Moses, and N. Correal, "Locating the nodes : cooperative localization in wireless sensor networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, pp. 54–9, jul. 2005.
- [26] K. Sohrabi, J. Gao, V. Ailawadhi, and G. Pottie, "Protocols for self-organization of a wireless sensor network," *IEEE Personal Communications*, vol. 7, pp. 16–27, oct. 2000.
- [27] I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, "A survey on sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 102–114, aug. 2002.
- [28] M. Rahimi, H. Shah, G. Sukhatme, J. Heideman, and D. Estrin, "Studying the feasibility of energy harvesting in a mobile sensor network," in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 1, pp. 19–24, sept. 2003.

- [29] J. N. Al-karaki and A. E. Kamal, "Routing techniques in wireless sensor networks : A survey," *IEEE Wireless Communications*, vol. 11, no. 6, pp. 6–28, 2004.
- [30] K. Akkaya and M. Younis, "A survey on routing protocols for wireless sensor networks," *Ad Hoc Networks*, vol. 3, no. 3, pp. 325–349, 2005.
- [31] Q. Jiang and D. Manivannan, "Routing protocols for sensor networks," in *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 93–98, jan. 2004.
- [32] R. Kacimi, *Techniques de conservation d'énergie pour les réseaux de capteurs sans fil*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, sept. 2009.
- [33] C. Kompis and S. Aliwell, "Energy harvesting technologies to enable remote and wireless sensing," tech. rep., Sensors and Instrumentation Knowledge Transfer Network, june 2008.
- [34] J. Paradiso and T. Starner, "Energy scavenging for mobile and wireless electronics," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, pp. 18–27, mar. 2005.
- [35] J. Krikke, "Sunrise for energy harvesting products," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, pp. 4–5, 2005.
- [36] S. Beeby and N. White, *Energy Harvesting for Autonomous Systems*. Artech House, 2010.
- [37] S. J. Roundy, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*. PhD thesis, University of California, 2003.
- [38] M. Marzencki, *Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes*. PhD thesis, Université Joseph Fourier, March 2007.
- [39] M. Umeda, K. Nakamura, and S. Ueha, "Analysis of the transformation of mechanical impact energy to electric energy using piezoelectric vibrator," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 35, no. 5B, pp. 3267–3273, 1996.
- [40] N. S. Shenck and J. A. Paradiso, "Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics," *IEEE Micro*, vol. 21, no. 3, pp. 30–42, 2001.
- [41] G. W. Taylor, J. R. Burns, S. M. Kammann, W. B. Powers, and T. R. Welsh, "The energy harvesting eel : A small subsurface ocean/river power generator," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 26, pp. 539–547, oct. 2001.
- [42] H. W. Kim, A. Batra, S. Priya, K. Uchino, D. Markley, R. E. Newnham, and H. F. Hofmann, "Energy harvesting using a piezoelectric "cymbal" transducer in dynamic environment," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 43, no. 9A, pp. 6178–6183, 2004.
- [43] M. Ericka, D. Vasic, F. Costa, and G. Poulain, "Predictive energy harvesting from mechanical vibration using a circular piezoelectric membrane," in *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2005.

- [44] P. Mitcheson, E. Yeatman, G. Rao, A. Holmes, and T. Green, "Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, pp. 1457–1486, sept. 2008.
- [45] A. Erturk, *Electromechanical modeling of piezoelectric energy harvesters*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, nov. 2009.
- [46] S. Priya, "Criterion for material selection in design of bulk piezoelectric energy harvesters," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 57, pp. 2610–2612, dec. 2010.
- [47] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes," *Computer Communications*, vol. 26, pp. 1131–1144, 2003.
- [48] M. Marzencki, S. Basrour, B. Charlot, S. Spirkovich, and M. Colin, "A MEMS piezoelectric vibration energy harvesting device," in *Proceedings of PowerMEMS 2005*, (Tokyo, Japan), pp. 45–48, nov. 2005.
- [49] R. Elfrink, T. M. Kamel, M. Goedbloed, S. Matova, D. Hohlfeld, Y. van Anandel, and R. van Schaijk, "Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, no. 9, 2009.
- [50] H. Durou, G. Ardila-Rodriguez, A. Ramond, X. Dollat, C. Rossi, and D. Esteve, "Micromachined bulk PZT piezoelectric vibration harvester to improve effectiveness over low amplitude and low frequency vibrations," in *Proceedings of PowerMEMS 2010*, (Leuven, Belgium), pp. 27–30, nov. - dec. 2010.
- [51] Midé, *Volture Datasheet*, jan. 2013.
- [52] Piezo Systems, *CATALOG #8*, 2011.
- [53] S. Meninger, J. Mur-Miranda, R. Amirtharajah, A. Chandrakasan, and J. Lang, "Vibration-to-electric energy conversion," *IEEE Transactions on VLSI Systems*, vol. 9, pp. 64–76, feb. 2001.
- [54] Y. Suzuki, "Recent progress in MEMS electret generator for energy harvesting," *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 6, pp. 101–111, mar. 2011.
- [55] "Site web Electret Energy Harvester Alliance." <http://electret.jp/>. [Accessed : 30-04-2014].
- [56] R. Amirtharajah, S. Meninger, J. O. Mur-Miranda, A. Chandrakasan, and J. Lang, "A micropower programmable DSP powered using a MEMS-based vibration-to-electric energy converter," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 362–363, 469, 2000.
- [57] P. Miao, P. D. Mitcheson, A. S. Holmes, E. M. Yeatman, T. C. Green, and B. H. Stark, "MEMS inertial power generators for biomedical applications," *Microsyst. Technol.*, vol. 12, no. 10-11, pp. 1079–1083, 2006.
- [58] G. Despesse, T. Jager, J.-J. Chaillout, J.-M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour, and B. Charlot, "Fabrication and characterization of high damping electrostatic micro devices for vibration energy scavenging," in *Proceedings of DTIP*, pp. 386–390, jun. 2005.

- [59] G. Despesse, J.-J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, and A. Hoogerwerf, "Innovative structure for mechanical energy scavenging," in *TRANSDUCERS & EUROSENSORS '07*, pp. 895–898, 2007.
- [60] P. Basset, D. Galayko, A. M. Paracha, F. Marty, A. Dudka, and T. Bourouina, "A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, 2009.
- [61] S. P. Beeby, R. N. Torah, M. J. Tudor, P. Glynne-Jones, T. O'Donnell, C. R. Saha, and S. Roy, "A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, pp. 1257–1265, jul. 2007.
- [62] P. Wang, H. Liu, X. Dai, Z. Yang, Z. Wang, and X. Zhao, "Design, simulation, fabrication and characterization of a micro electromagnetic vibration energy harvester with sandwiched structure and air channel," *Microelectronics Journal*, vol. 43, pp. 154–159, feb. 2012.
- [63] Perpetuum Ltd, *PMG FSH Technical Datasheet*, may 2010.
- [64] Ferro Solutions, *VEH-460 datasheet*, may 2009.
- [65] C. Williams and R. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 52, no. 1, pp. 8–11, 1996.
- [66] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, B. Andò, S. Baglio, and C. Trigona, "Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters," *Sensors and Actuators A*, vol. 162, pp. 425–431, aug. 2010.
- [67] S. M. Shahruz, "Design of mechanical band-pass filters for energy scavenging," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 292, pp. 987–998, may 2006.
- [68] D. Zhu, M. J. Tudor, and S. P. Beeby, "Strategies for increasing the operating frequency range of vibration energy harvesters : a review," *Measurement Science and Technology*, vol. 21, no. 2, 2010.
- [69] G. Chen, M. Fojtik, D. Kim, D. Fick, J. Park, M. Seok, M.-T. Chen, Z. Foo, D. Sylvester, and D. Blaauw, "Millimeter-scale nearly perpetual sensor system with stacked battery and solar cells," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 288–289, feb. 2010.
- [70] "Site web DisaSolar." <http://www.disasolar.fr>. [Accessed : 25-06-2013].
- [71] A. Bett, F. Dimroth, W. Guter, R. Hoheisel, E. Oliva, S. Philipps, J. Schöne, G. Siefert, M. Steiner, A. Wekkeli, E. Welsler, M. Meusel, W. Köstler, and G. Strobl, "Highest efficiency multi-junction solar cell for terrestrial and space applications," in *Proceedings of 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, (Hamburg, Germany), pp. 1–6, sept. 2009.
- [72] J.-F. Randall and J. Jacot, "The performance and modelling of 8 photovoltaic materials under variable light intensity and spectra," in *Proceedings of the World Renewable Energy Congress VII*, (Germany), 2002.



- [73] E. Yeatman, "Advances in power sources for wireless sensor nodes," in *1st International Workshop on Body Sensor Networks*, pp. 20–21, apr. 2004.
- [74] A. Douyere, J.-D. Lan Sun Luk, and F. Alicalapa, "High efficiency microwave rectenna circuit : modelling and design," *IEEE Electronics Letters*, vol. 44, pp. 1409–1410, nov. 2008.
- [75] H. Visser, A. C. F. Reniers, and J. Theeuwes, "Ambient RF energy scavenging : GSM and WLAN power density measurements," in *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, pp. 721–724, oct. 2008.
- [76] R. J. Vullers, H. J. Visser, B. Op het Veld, and V. Pop, "RF harvesting using antenna structures on foil," in *Proceedings of PowerMEMS 2008*, (Sendai, Japan), pp. 209–212, nov. 2008.
- [77] S. Riviere, F. Alicalapa, A. Douyere, and J.-D. Lan Sun Luk, "A compact rectenna device at low power level," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 16, pp. 137–146, sept. 2010.
- [78] S. K. T. Ravindran, T. Huesgen, M. Kroener, and P. Woias, "A self-sustaining micro thermomechanic-pyroelectric generator," *Applied Physics Letters*, vol. 99, sept. 2011.
- [79] G. Sebald, E. Lefeuvre, and D. Guyomar, "Pyroelectric energy conversion : Optimization principles," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 55, pp. 538–551, mar. 2008.
- [80] A. Cuadras, M. Gasulla, and V. Ferrari, "Thermal energy harvesting through pyroelectricity," *Sensors and Actuators A*, vol. 158, pp. 132–139, mar. 2010.
- [81] micropelt, *MPG-D751 datasheet*, 2013.
- [82] "Site web greenTEG." <http://www.greenteg.com/>. [Accessed : 02-11-2010].
- [83] J. Tester, "Energy transfer, conversion and storage." Lecture Notes on Sustainable Energy, 2005.
- [84] T. Reddy and D. Linden, *Handbook of Batteries*. McGraw Hill Professional, 4 ed., 2010.
- [85] J.-M. Tarascon and M. Armand, "Issues and challenges facing rechargeable lithium batteries," *Nature*, vol. 414, pp. 359–367, nov. 2001.
- [86] M. Kaus, J. Kowal, and D. U. Sauer, "Modelling the effects of charge redistribution during self-discharge of supercapacitors," *Electrochimica Acta*, 2010.
- [87] P. Simon and Y. Gogotsi, "Materials for electrochemical capacitors," *Nature Materials*, vol. 7, pp. 845–854, 2008.
- [88] J. Kowal, E. Avaroglu, F. Chamekh, A. Senfelds, T. Thien, D. Wijaya, and D. U. Sauer, "Detailed analysis of the self-discharge of supercapacitors," *Journal of Power Sources*, 2009.
- [89] Maxwell Technologies, *PC Series Ultracapacitors datasheet*, 2013.
- [90] CAP-XX, *HS106 supercapacitor datasheet, Rev. 3.0*, apr. 2013.

- [91] AVX, *AVX BestCap Ultra-low ESR High Power Pulse Supercapacitors datasheet, v10.3*, 2010.
- [92] InfinitePowerSolutions, *THINERGY MEC201 datasheet*, jun. 2012.
- [93] ST Microelectronics, *EFL700A39 datasheet*, sept. 2013.
- [94] Cymbet Corporation, *EnerChip CBC050 datasheet*, 2010.
- [95] M. Kaempgen, C. K. Chan, J. Ma, Y. Cui, and G. Gruner, "Printable thin film supercapacitors using single-walled carbon nanotubes," *Nano Letters*, vol. 9, pp. 1872–1876, apr. 2009.
- [96] D. Pech, M. Brunet, H. Durou, P. Huang, V. Mochalin, Y. Gogotsi, P.-L. Taberna, and P. Simon, "Ultrahigh-power micrometre-sized supercapacitors based on onion-like carbon," *Nature Nanotechnology*, vol. 5, pp. 651–654, sept. 2010.
- [97] H. Durou, D. Pech, D. Colin, P. Simon, P.-L. Taberna, and M. Brunet, "Wafer-level fabrication process for fully encapsulated micro-supercapacitors with high specific energy," *Microsyst. Technol.*, vol. 18, pp. 467–473, apr. 2012.
- [98] C. Peters, D. Spreemann, M. Ortmanns, and Y. Manoli, "A CMOS integrated voltage and power efficient AC/DC converter for energy harvesting applications," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, sept. 2008.
- [99] N. Bailly, J.-M. Dilhac, C. Escriba, C. Vanhecke, N. Mauran, and M. Bafleur, "Energy scavenging based on transient thermal gradients : Applications to structural health monitoring of aircraft," in *Proceedings of PowerMEMS 2008*, (Sendai, Japan), pp. 205–208, nov. 2008.
- [100] S. Cheng, Y. Jin, Y. Rao, and D. P. Arnold, "A bridge voltage doubler AC/DC converter for low-voltage energy harvesting applications," in *Proceedings of PowerMEMS 2009*, (Washington DC, USA), pp. 25–28, dec. 2009.
- [101] 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*, vol. 17, pp. 669–676, sept. 2002.
- [102] 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*, vol. 18, pp. 696–703, mar. 2003.
- [103] A. Kasyap, J. Lim, K. Ngo, A. Kurdila, T. Nishida, M. Sheplak, and L. Cattafesta, "Energy reclamation from a vibrating piezoceramic composite beam," in *Proc. 9th International Congress on Sound and Vibration*, no. 271, (Orlando, USA), jul. 2002.
- [104] E. Lefeuvre, D. Audigier, C. Richard, and D. Guyomar, "Buck-boost converter for sensorless power optimization of piezoelectric energy harvester," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2018–2025, sept. 2007.
- [105] W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic, 2nd ed., 2001.

- [106] J. Sun, D. Mitchell, M. Greuel, P. Krein, and R. M. Bass, "Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 482–492, jul. 2001.
- [107] E. Carlson, K. Strunz, and B. Otis, "20mV input boost converter for thermoelectric energy harvesting," in *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, 2009.
- [108] T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, T. Otterpohl, and U. Hilleringmann, "Power management for thermal energy harvesting in aircrafts," in *IEEE Sensors Conference*, 2008.
- [109] 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*, vol. 46, pp. 333–341, jan. 2011.
- [110] Y. Tomimatsu, H. Takahashi, T. Kobayashi, K. Matsumoto, I. Shimoyama, T. Itoh, and R. Maeda, "A piezoelectric cantilever with Helmholtz resonator for a sound-triggered wake-up switch," in *Proceedings of PowerMEMS 2012*, (Atlanta, USA), pp. 295–298, dec. 2012.
- [111] M. Pollak, L. Mateu, and P. Spies, "Step-up DC-DC converter with coupled inductors for low input voltages," in *Proceedings of PowerMEMS 2008*, (Sendai, Japan), pp. 145–148, nov. 2008.
- [112] Linear Technology, *LTC3108 datasheet*, jun. 2012.
- [113] D. Maurath, M. Ortmanns, and Y. Manoli, "Adaptive power extraction from micro generators with implicit voltage up-conversion," in *Proceedings of PowerMEMS 2007*, (Freiburg, Germany), pp. 351–354, nov. 2007.
- [114] D. Maurath and Y. Manoli, "A self-adaptive switched-capacitor voltage converter with dynamic input load control for energy harvesting," in *European Solid-State Circuits Conference*, 2009.
- [115] I. Doms, P. Merken, and C. van Hoof, "Comparison of dc-dc-converter architectures of power management circuits for thermoelectric generators," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007.
- [116] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, and C. Richard, "Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 52, p. 584, apr. 2005.
- [117] M. Lallart and D. Guyomar, "An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output," *Smart Materials and Structures*, vol. 17, June 2008.
- [118] M. Lallart, *Amélioration de la conversion électroactive de matériaux piézo-électriques et pyroélectriques pour le contrôle vibratoire et la récupération d'énergie*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, nov. 2008.
- [119] M. Lallart, L. Garbuio, L. Petit, C. Richard, and D. Guyomar, "Double Synchronized Switch Harvesting (DSSH) : A new energy harvesting scheme for efficient energy extraction," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 55, pp. 2119–2130, oct. 2008.

- [120] L. Garbuio, M. Lallart, D. Guyomar, C. Richard, and D. Audigier, "Mechanical energy harvester with ultralow threshold rectification based on sshi nonlinear technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1048–1056, April 2009.
- [121] M. Lallart and D. Guyomar, "Piezoelectric conversion and energy harvesting enhancement by initial energy injection," *Applied Physics Letters*, vol. 97, jul. 2010.
- [122] M. Lallart, L. Garbuio, C. Richard, and D. Guyomar, "Low-cost capacitor voltage inverter for outstanding performance in piezoelectric energy harvesting," in *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 57, pp. 281–291, 2010.
- [123] D. Guyomar and M. Lallart, "Recent progress in piezoelectric conversion and energy harvesting using nonlinear electronic interfaces and issues in small scale implementation," *Micromachines*, vol. 2, pp. 274–294, 2011.
- [124] Y. Ramadass and A. Chandrakasan, "An efficient piezoelectric energy-harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, pp. 189–204, jan. 2010.
- [125] J. Dicken, P. Mitcheson, I. Stoianov, and E. Yeatman, "Increased power output from piezoelectric energy harvesters by pre-biasing," in *Proceedings of PowerMEMS 2009*, (Washington DC, USA), pp. 75–78, dec. 2009.
- [126] C. Vanhecke, L. Assouere, M. Bafleur, J.-M. Dilhac, and C. Rossi, "Convertisseur a faible consommation pour la récupération d'énergie ambiante combinant deux sources pour application aéronautique," in *8ème journées d'étude Faible Tension Faible Consommation*, 2009.
- [127] 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*, vol. 28, pp. 84–94, sept. - oct. 2011.
- [128] 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*, vol. 43, pp. 246–255, jan. 2008.
- [129] N. Guilar, R. Amirtharajah, P. Hurst, and S. Lewis, "An energy-aware multiple-input power supply with charge recovery for energy harvesting applications," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 298–299, feb. 2009.
- [130] Y.-H. Lam, W.-H. Ki, C. ying Tsui, and P. K. T. Mok, "Single-inductor dual-input dual-output switching converter for integrated battery charging and power regulation," in *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 3, (Hong-Kong, China), may 2003.
- [131] A. Ramond, G. A. A. Rodriguez, H. Durou, B. Jammes, and C. Rossi, "A side buck converter with ultra low power mppt scheme for op-

- timized vibrational energy harvesting and management," in *Proceedings of PowerMEMS 2009*, (Washington DC, USA), dec. 2009.
- [132] A. Ramond, *Conception et réalisation d'une nouvelle architecture multi-entrées multi-sorties pour la gestion de micro puissance dans les systèmes autonomes*. PhD thesis, Université de Toulouse, nov. 2011.
- [133] S. Bandyopadhyay and A. P. Chandrakasan, "Platform architecture for solar, thermal, and vibration energy combining with mppt and single inductor," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, pp. 2199–2215, sept. 2012.
- [134] Maxim Integrated, *MAX17710 datasheet*, dec. 2012.
- [135] Linear Technology, *LTC3330 datasheet*, sept. 2013.
- [136] T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, K. Tiplady, C. Paget, U. Hilleringmann, and T. Otterpohl, "Autonomous sensor nodes for aircraft structural health monitoring," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, pp. 1589–1595, nov. 2009.
- [137] H. Bai, M. Atiquzzaman, and D. Lilja, "Wireless sensor network for aircraft health monitoring," in *International Conference on Broadband Networks*, pp. 748–750, oct. 2004.
- [138] H. Speckmann and J.-P. Daniel, "Structural health monitoring for airliner, from research to user requirements, a european view," in *CANEUS 2004, Conference on Micro-Nano-Technologies*, (Monterey, USA), nov. 2004.
- [139] "Acellent Technologies website." <http://www.acellentsensors.com/>. [Accessed : 24-03-2013].
- [140] R. Monthéard, C. Escriba, J.-Y. Fourniols, M. Lastapis, J.-M. Prunet, M. Bafleur, and J.-M. Dilhac, "Wireless and batteryless accelerometry for aircraft structural health monitoring," in *International Workshop on Structural Health Monitoring*, 2011.
- [141] D. Meekhun, *Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil autonomes pour l'application aéronautique*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2010.
- [142] A. Noth, *Design of Solar Powered Airplanes for Continuous Flight*. PhD thesis, ETH Zürich, sept. 2008.
- [143] D. Samson, T. Otterpohl, M. Kluge, U. Schmid, and T. Becker, "Aircraft-specific thermoelectric generator module," *Journal of Electronic Materials*, 2009.
- [144] M. E. Kiziroglou, D. Samson, T. Becker, S. W. Wright, and E. M. Yeatman, "Optimization of heat flow for phase change thermoelectric harvesters," in *Proceedings of PowerMEMS 2011*, (Seoul, Republic of Korea), pp. 454–457, nov. 2011.
- [145] T. J. Seebeck, "Von dem in allen Metallen durch Vertheilung zu erregenden Magnetismus," *Annalen der Physik*, vol. 83, no. 6, pp. 203–216, 1826.
- [146] C. Goupil, "Thermodynamics of the thermoelectric potential," *Journal of Applied Physics*, vol. 106, nov. 2009.

- [147] R. Franz and G. Wiedemann, "Ueber die Wärme-Leitungsfähigkeit der Metalle," *Annalen der Physik*, vol. 165, no. 8, pp. 497–531, 1853.
- [148] A. F. Ioffe, *Semiconductor Thermoelements and Thermoelectric Cooling*. London : Infosearch Ltd., 1957.
- [149] G. J. Snyder and E. S. Toberer, "Complex thermoelectric materials," *Nature Materials*, vol. 7, pp. 105–114, feb. 2008.
- [150] D. M. Rowe, *CRC Handbook of Thermoelectrics*. London : CRC Press, 1995.
- [151] D. Nemir and J. Beck, "On the significance of the thermoelectric figure of merit  $z$ ," *Journal of Electronic Materials*, vol. 39, pp. 1897–1901, jan. 2010.
- [152] D. Narducci, "Do we really need high thermoelectric figures of merit? A critical appraisal to the power conversion efficiency of thermoelectric materials," *Applied Physics Letters*, vol. 99, sept. 2011.
- [153] S. Lineykin and S. Ben-Yaakov, "Modeling and analysis of thermoelectric modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 502–512, mar.-apr. 2007.
- [154] M. Freunek, M. Müller, T. Ungan, W. Walker, and L. M. Reindl, "New physical model for thermoelectric generators," *Journal of Electronic Materials*, vol. 38, pp. 1214–1220, jul. 2009.
- [155] J. Chen, Z. Yan, and L. Wu, "The influence of Thomson effect on the maximum power output and maximum efficiency of a thermoelectric generator," *Journal of Applied Physics*, vol. 79, no. 11, 1996.
- [156] I. Laird and D. D. C. Lu, "SPICE steady state modelling of thermoelectric generators involving the Thomson effect," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1584–1589, nov. 2011.
- [157] A. Moser, L. Rendler, M. Kratschmer, and P. Woias, "Transient model for thermoelectric generator systems harvesting from the natural ambient temperature cycle," in *Proceedings of PowerMEMS 2010*, (Leuven, Belgium), pp. 431–434, 2010.
- [158] Y. Apertet, H. Ouerdane, O. Glavatskaya, C. Goupil, and P. Lecoeur, "Optimal working conditions for thermoelectric generators with realistic thermal coupling," *Europhysics Letters*, vol. 97, jan. 2012.
- [159] K. Yazawa and A. Shakouri, "Cost-efficiency trade-off and the design of thermoelectric power generators," *Environmental Science & Technology*, vol. 45, pp. 7548–7553, aug. 2011.
- [160] V. Leonov, P. Fiorini, T. Torfs, R. Vullers, and C. Van Hoof, "Thermal matching of a thermoelectric energy harvester with the environment and its application in wearable self-powered wireless medical sensors," in *15th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems*, pp. 95–100, 2009.
- [161] B. Blanke, J. H. Birden, K. C. Jordan, and E. L. Murphy, "Nuclear battery-thermocouple type summary report," tech. rep., U.S. Atomic Energy Commission, oct. 1960.
- [162] "Site web Eureka Messtechnik GmbH." <http://www.eureca.de>. [Accessed : 25-06-2013].

- [163] "Site web Hi-Z Technology, Inc." <http://www.hi-z.com/>. [Accessed : 25-06-2013].
- [164] H. Böttner, "Thermoelectric micro devices : Current state, recent developments and future aspects for technological progress and applications," in *International Conference on Thermoelectrics*, pp. 511–518, 2002.
- [165] H. Böttner, J. Nurnus, A. Gavrikov, G. Kühner, M. Jägler, C. Künzel, D. Eberhard, G. Plescher, A. Schubert, and K.-H. Schlereth, "New thermoelectric components using microsystem technologies," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, pp. 414–420, jun. 2004.
- [166] H. Böttner, "Micropelt miniaturized thermoelectric devices : Small size, high cooling power densities, short response time," in *International Conference on Thermoelectrics*, pp. 1–8, 2005.
- [167] H. Böttner, J. Nurnus, A. Schubert, and F. Volkert, "New high density micro structured thermogenerators for stand alone sensor systems," in *International Conference on Thermoelectrics*, pp. 306–309, 2007.
- [168] "Site web Thermo Life." <http://www.poweredbythermolife.com/>. [Accessed : 03-11-2010].
- [169] M. Koplów, A. Chen, D. Steingart, P. Wright, and J. Evans, "Thick film thermoelectric energy harvesting systems for biomedical applications," in *Medical Devices and Biosensors, 2008. 5th International Summer School and Symposium on*, (Hong-Kong, China), pp. 322–325, jun. 2008.
- [170] C. Navone, M. Soulier, J. Testard, J. Simon, and T. Caroff, "Optimization and fabrication of a thick printed thermoelectric device," *Journal of Electronic Materials*, vol. 40, pp. 789–793, may 2011.
- [171] A. Chen, D. Madan, B. Mahlstedt, P. Wright, and J. Evans, "Dispenser-printed thick film thermoelectric materials," in *Proceedings of PowerMEMS 2010*, (Leuven, Belgium), pp. 223–226, nov. 2010.
- [172] A. Chen, D. Madan, P. K. Wright, and J. W. Evans, "Dispenser-printed planar thick-film thermoelectric energy generators," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 21, sept. 2011.
- [173] Z. Yuan, *Etude et réalisation de microgénérateurs thermoélectriques planaires en technologie silicium*. PhD thesis, Université de Lille, dec. 2012.
- [174] W. Glatz, E. Schwyter, L. Durrer, and C. Hierold, "Bi<sub>2</sub>Te<sub>3</sub>-based flexible micro thermoelectric generator with optimized design," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, pp. 763–772, jun. 2009.
- [175] P. Rodgers, "Nanomaterials : Silicon goes thermoelectric," *Nature Nanotechnology*, vol. 3, p. 76, 2008.
- [176] A. I. Hochbaum, R. Chen, R. D. Delgado, W. Liang, E. C. Garnett, M. Najarian, A. Majumdar, and P. Yang, "Enhanced thermoelectric performance of rough silicon nanowires," *Nature*, vol. 451, pp. 163–167, jan. 2008.

- [177] A. I. Boukai, Y. Bunimovich, J. Tahir-Kheli, J.-K. Yu, W. A. I. Goddard, and J. R. Heath, "Silicon nanowires as efficient thermoelectric materials," *Nature*, vol. 451, pp. 168–171, jan. 2008.
- [178] T. C. Harman, P. J. Taylor, M. P. Walsh, and B. E. LaForge, "Quantum dot superlattice thermoelectric materials and devices," *Science*, vol. 297, pp. 2229–2232, sept. 2002.
- [179] S. Lee, "Optimum design and selection of heat sinks," *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part A*, vol. 18, no. 4, pp. 812–817, 1995.
- [180] "Effects of anodization on radiational heat transfer." <http://www.aavid.com/>. [Accessed : 30-11-2010].
- [181] "Site web Aavid Thermalloy." <http://www.aavid.com/>. [Accessed : 28-11-2010].
- [182] S. Lee, "How to select a heat sink," tech. rep., Aavid Thermal Technologies, Inc., 1995.
- [183] R. Amirtharajah and A. Chandrakasan, "Self-powered low power signal processing," in *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, pp. 25–26, jun. 1997.
- [184] J. M. Damaschke, "Design of a low-input-voltage converter for thermoelectric generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 1203–1207, sept. - oct. 1997.
- [185] M. Lossec, B. Multon, H. Ben Ahmed, and C. Goupil, "Thermoelectric generator placed on the human body : system modeling and energy conversion improvements," *European Physical Journal of Applied Physics*, vol. 52, 2010.
- [186] L. Mateu, M. Pollak, and P. Spies, "Analog maximum power point circuit applied to thermogenerators," in *Proceedings of PowerMEMS 2008*, (Sendai, Japan), pp. 461–464, nov. 2008.
- [187] S. Kim, S. Cho, N. Kim, and J. Park, "A maximum power point tracking circuit of thermoelectric generators without digital controllers," *IEICE Electronics Express*, vol. 7, no. 20, pp. 1539–1545, 2010.
- [188] enOcean, *ECT 310 Perpetuum Module - User Manual V1.3*, apr. 2011.
- [189] Linear Technology, *LTC3109 datasheet*, jun. 2010.
- [190] enOcean, *ECT 310 Perpetuum - Preliminary datasheet*, mar. 2012.
- [191] Linear Technology, *LTC3105 datasheet*, fev. 2011.
- [192] Texas Instruments, *TPS61200 datasheet*, mar. 2013.
- [193] Texas Instruments, *BQ25504 datasheet*, sept. 2012.
- [194] V. Boitier, P. Durand Estèbe, R. Monthéard, M. Bafleur, and J. Dilliac, "Under voltage lock-out design rules for proper start-up of energy autonomous systems powered by supercapacitors," *Journal of Physics : Conference Series*, vol. 476, no. 012121, 2013.
- [195] M. Uno and H. Toyota, "Energy storage system based on supercapacitors with an unregulated dc–dc converter and selective intermediate taps," in *Proceedings of IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, pp. 781–84, 2008.



- [196] W. Sanchez, C. Sodini, and J. L. Dawson, "An energy management ic for bio-implants using ultracapacitors for energy storage," in *Symposium on VLSI Circuits*, 2010.
- [197] X. Fang, N. Kutkut, J. Shen, and I. Batarseh, "Analysis of generalized parallel-series ultracapacitor shift circuits for energy storage systems," *Renewable Energy*, pp. 1–6, 2010.
- [198] X. Lafontan, V. Boitier, R. Monthéard, M. Bafleur, and J.-M. Dilhac, "Circuit électronique de récupération, de stockage et de restitution d'énergie électrique et le procédé associé." European patent EP2624410 A1, aug. 2013.
- [199] Analog Devices, *ADG801/802 SPST switches datasheet*, 2007.
- [200] E. G. Bakhoun, "Constant voltage ultracapacitor," *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 4, p. 033116, jun. 2012.
- [201] S. Horowitz, A. Kasyap, F. Liu, D. Johnson, T. Nishida, K. Ngo, M. Sheplak, and L. Cattafesta, "Technology development for self-powered sensors," in *AIAA 1st Flow Control Conference*, no. 2002-2702, 2002.
- [202] R. Taylor, F. Liu, S. Horowitz, K. Ngo, T. Nishida, L. Cattafesta, and M. Sheplak, "Technology development for electromechanical acoustic liners," in *ACTIVE'04*, no. A04-093, 2004.
- [203] M. Rossi, *Acoustics and Electroacoustics*. Artech House, may 1988.
- [204] R. J. Taylor, "Optimization of a discontinuous conduction mode fly-back for acoustical energy harvesting," Master's thesis, University of Florida, 2004.
- [205] S. B. Horowitz, *Development of a MEMS-based acoustic energy harvester*. PhD thesis, University of Florida, 2005.
- [206] S. B. Horowitz, M. Sheplak, L. Cattafesta, and T. Nishida, "A MEMS acoustic energy harvester," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, pp. S174–S181, 2006.
- [207] F. Liu, S. Horowitz, T. Nishida, L. Cattafesta, and M. Sheplak, "A multiple degree of freedom electromechanical helmholtz resonator," *J. Acoust. Soc. Am.*, pp. 291–301, 2007.
- [208] F. Liu, *A tunable electromechanical Helmholtz resonator*. PhD thesis, University of Florida, 2007.
- [209] A. Phipps, F. Liu, L. Cattafesta, M. Sheplak, and T. Nishida, "Demonstration of a wireless, self-powered, electroacoustic liner system," *J. Acoust. Soc. Am.*, pp. 873–881, 2009.
- [210] T. Matsuda, K. Tomii, S. Hagiwara, S. Miyake, Y. Hasegawa, T. Sato, Y. Kaneko, and Y. Nishioka, "Helmholtz resonator for Lead Zirconate Titanate acoustic energy harvester," *Journal of Physics : Conference Series*, vol. 476, pp. 6–10, 2013.
- [211] L.-Y. Wu, L.-W. Chen, and C.-M. Liu, "Acoustic energy harvesting using resonant cavity of a sonic crystal," *Applied Physics Letters*, vol. 95, no. 013506, 2009.
- [212] W.-C. Wang, L.-Y. Wu, L.-W. Chen, and C.-M. Liu, "Acoustic energy harvesting by piezoelectric curved beams in the cavity of a sonic crystal," *Smart Materials and Structures*, vol. 19, no. 045016, 2010.

- [213] X. Wang, J. Liu, J. Song, and Z. L. Wang, "Integrated nanogenerators in biofluid," *Nano Letters*, vol. 7, no. 8, pp. 2475–2479, 2007.
- [214] S. N. Cha, J.-S. Seo, S. M. Kim, H. J. Kim, Y. J. Park, S.-W. Kim, and J. M. Kim, "Sound-driven piezoelectric nanowire-based nanogenerators," *Advanced Materials*, 2010.
- [215] M. Lallart, D. Guyomar, C. Richard, and L. Petit, "Nonlinear optimization of acoustic energy harvesting using piezoelectric devices," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 128, pp. 2739–2748, November 2010.
- [216] R. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. van Hoof, and R. Mertens, "Micropower energy harvesting," *Solid-state Electronics*, vol. 53, pp. 684–693, 2009.
- [217] Humdinger wind energy, *microWindbelt datasheet*, 2008.
- [218] X. Gloerfelt, "Cavity noise," *VKI lecture series*, vol. 3, 2009.
- [219] J. Rossiter, "Wind-tunnel experiments on the flow over rectangular cavities at subsonic and transonic speeds," Tech. Rep. 3438, Aeronautical Research Council, 1964.
- [220] L. East, "Aerodynamically induced resonance in rectangular cavities," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 3, pp. 277–287, may 1966.
- [221] H. Plumblee, J. Gibson, and L. Lassiter, "A theoretical and experimental investigation of the acoustic response of cavities in an aerodynamic flow," Tech. Rep. WADD-TR-61-75, U.S. Air Force, 1962.
- [222] S. Elder, T. Farabee, and F. DeMetz, "Mechanisms of flow-excited cavity tones at low mach number," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 72, no. 2, pp. 532–549, 1982.
- [223] F. Urzyncok, *Separation Control by Flow-Induced Oscillations of a Resonator*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, 2003.
- [224] P. Nelson, N. Halliwell, and P. Doak, "Fluid dynamics of a flow excited resonance, part i : Experiment," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 78, no. 1, pp. 15–38, 1981.
- [225] P. Nelson, N. Halliwell, and P. Doak, "Fluid dynamics of a flow excited resonance, part ii : Flow acoustic interaction," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 91, no. 3, pp. 375–402, 1983.
- [226] K. P. Flynn and R. L. Panton, "The interaction of helmholtz resonators in a row when excited by a turbulent boundary layer," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 87, no. 4, pp. 1482–1488, 1990.
- [227] M. S. Howe, *Acoustics of Fluid-Structure Interactions*. Cambridge University Press, 1998.
- [228] G. D. Szarka, B. H. Stark, and S. G. Burrow, "Review of power conditioning for kinetic energy harvesting systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 803–815, feb. 2012.
- [229] D. Vasic and F. Costa, "Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance," in *Techniques de l'ingénieur*, no. d3235, Editions T.I., may. 2011.
- [230] L. Mateu, L. Luhmann, H. Zessin, and P. Spies, "Modified parallel SSHI AC-DC converter for piezoelectric energy harvesting power supplies," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, pp. 1–7, oct. 2011.

- [231] Y.-Y. Chen, D. Vasic, F. Costa, W.-J. Wu, and C.-K. Lee, "A self-powered switching circuit for piezoelectric energy harvesting with velocity control," *European Physical Journal of Applied Physics*, mar. 2012.
- [232] N. Kong, D. S. Ha, A. Erturk, and D. J. Inman, "Resistive impedance matching circuit for piezoelectric energy harvesting," *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, vol. 21, pp. 1293–1302, sept. 2010.
- [233] M. Lallart, Y.-C. Wu, and D. Guyomar, "Switching delay effects on nonlinear piezoelectric energy harvesting techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 464–472, jan. 2012.
- [234] M. Lallart, E. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar, "Self-powered circuit for broadband, multimodal piezoelectric vibration control," *Sensors and Actuators A*, vol. 143, pp. 377–382, 2008.
- [235] J. Liang and W.-H. Liao, "An improved self-powered switching interface for piezoelectric energy harvesting," in *IEEE International Conference on Information and Automation*, pp. 945–950, 2009.
- [236] M. Lallart and D. J. Inman, "Low-cost integrable tuning-free converter for piezoelectric energy harvesting optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1811–1819, July 2010.
- [237] NXP Laboratories, *JN5148 datasheet*, 2012.



**Titre** Récupération d'énergie aéroacoustique et thermique pour capteurs sans fil embarqués sur avion

**Résumé** Ces travaux portent sur la question de l'autonomie énergétique des capteurs sans fil dans un contexte aéronautique, à laquelle la récupération et le stockage d'énergie ambiante sont susceptibles d'apporter une réponse. Nous étudions dans un premier temps la génération thermo-électrique, destinée à être appliquée au suivi du vieillissement structural près de la zone moteur, et débouchant sur la réalisation d'un démonstrateur. Nous proposons ensuite une architecture de stockage capacitif qui, en s'adaptant à son état de charge, vise à améliorer la performance de cette solution de stockage en termes de temps de démarrage, de taux d'utilisation d'énergie et sous certaines conditions, de transfert d'énergie. Finalement, nous rapportons les résultats d'une étude prospective sur la récupération d'énergie du vent relatif grâce au phénomène aéroacoustique. Nous montrons que cette méthode présente un potentiel énergétique intéressant, puis nous présentons la conception et la réalisation d'un circuit optimisé de gestion de l'énergie, permettant d'alimenter grâce à cette technique un capteur sans fil de température.

**Mots-clés** récupération d'énergie · gestion de l'énergie · capteurs sans fil · systèmes autonomes sans batterie

**Title** Aeroacoustic and thermal energy harvesting for wireless aircraft embedded sensors

**Abstract** This work addresses the issue of energy autonomy within wireless sensor networks embedded in aircrafts, which may be solved through ambient energy harvesting and storage. In a first study, we develop a demonstrator based on thermal gradients energy harvesting, which is designed to supply power to a structural health monitoring system implemented near the engine zone. Thereafter, we introduce a capacitive storage architecture which self-adapts to its own state of charge, aiming at improving its performance in terms of startup time, the energy utilization ratio and under some conditions, the energy transfer. Finally, we report the results of a prospective study on aeroacoustic energy harvesting applied to the relative wind. It is shown that this method exhibits an interesting potential in terms of generated power, then we introduce the design and the realization of an optimized energy management circuit, allowing our technique to supply power to a wireless temperature sensor.

**Keywords** energy harvesting · energy management · wireless sensors · autonomous batteryless systems