



HAL
open science

Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystèmes autonomes

Y. Ammar

► **To cite this version:**

Y. Ammar. Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystèmes autonomes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT : . tel-00136141

HAL Id: tel-00136141

<https://theses.hal.science/tel-00136141>

Submitted on 12 Mar 2007

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

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

Université Joseph Fourier



T H E S E

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'UJF

Spécialité : « Micro et Nano Electronique »

Préparée au Laboratoire TIMA

(Techniques de l'Informatique et de la Microélectronique pour l'Architecture d'ordinateurs).

Présentée et soutenue publiquement

par

Yasser AMMAR

le 06 Février 2006

**Conception de systèmes de gestion d'énergie pour
microsystèmes autonomes.**

Directeur de thèse :

Pr. Skandar BASROUR

JURY

Dr. Bernard COURTOIS	TIMA – Grenoble	<i>(Président)</i>
Pr. François COSTA	IUFM de Créteil	<i>(Rapporteur)</i>
Dr. Andreas KAISER	ISEN – Lille	<i>(Rapporteur)</i>
Dr. Eric BELHAIRE	IEF – Orsay	<i>(Examineur)</i>
Pr. Christian SCHAEFFER	LEG – Grenoble	<i>(Examineur)</i>
Pr. Skandar BASROUR	TIMA – Grenoble	<i>(Directeur de thèse)</i>

إهداء

إلى والدي الذي تبقى كلماتي أمامه صغيرة جداً . كان وسيبقى القدوة والمعلم في كل حياتي . أسأل الله
أن أتمثل مبادئه وأكون كما يتمنى أن يراني .
إلى والدي التي علمتني معنى التضحية ومعنى أن تعاني ليسعد الآخرين . إلى أطيب قلب .
أرجو من الله أن أستطيع أن أرو لكما جزء من فضلكما علي .

إلى عائلتي الحبيبة

A toute ma famille



TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	1
TABLE DES FIGURES	3
REMERCIEMENTS	11
GLOSSAIRE :	13
INTRODUCTION	15
CHAPITRE I SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE : ETAT DE L'ART	17
I.1. Introduction.....	17
I.2. Les microsystèmes autonomes.....	17
I.3. Les sources d'énergie.....	18
I.3.1. <i>Les sources basées sur les rayonnements</i>	21
I.3.2. <i>Les sources thermo-électriques</i>	22
I.3.3. <i>Les sources d'origine mécanique</i>	24
I.4. Les systèmes de gestion de l'énergie	32
I.5. Les spécifications des autres éléments du microsysteme autonome	37
I.6. Techniques de réduction de la consommation dans les circuits CMOS	40
I.6.1. <i>Réduction des courants de fuite</i>	42
I.7. Conclusion	44
I.8. Références.....	45
CHAPITRE II MODELISATIONS DES GENERATEURS	53
II.1. Introduction.....	53
II.2. Modélisations élémentaires des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques.....	53
II.2.1. <i>Le générateur piézoélectrique (GPE)</i>	53
II.2.2. <i>Le générateur électromagnétique (GEM)</i>	55
II.3. Les microgénérateurs	56
II.3.1. <i>Le microgénérateur piézoélectrique (μGPE)</i>	56
II.3.2. <i>Le microgénérateur électromagnétique (μGEM)</i>	61
II.4. Conclusion	62
II.5. Références.....	63
CHAPITRE III TECHNIQUES NON LINEAIRES	65
III.1. Introduction.....	65
III.2. Principes des techniques d'amplification	66
III.2.1. <i>Introduction</i>	66
III.2.2. <i>Synchronized Switch Harvesting on Inductor (SSHI)</i>	67
III.2.3. <i>Synchronized Switch Harvesting on Capacitor (SSHC)</i>	75
III.3. Intégration	79
III.3.1. <i>Intégration de l'inductance</i>	79
III.3.2. <i>Intégration de l'interrupteur</i>	80
III.4. Circuit de contrôle.....	83
III.5. Résultats expérimentaux	86
III.5.1. <i>Générateur piézoélectrique</i>	86
III.6. Conclusion	90
III.7. Références.....	91
CHAPITRE IV CONVERTISSEURS AC/DC	93
IV.1. Introduction.....	93
IV.2. Les convertisseurs AC/DC.....	93
IV.2.1. <i>Généralités</i>	93
IV.2.2. <i>Diode à faible tension de seuil</i>	94

IV.2.3.	<i>Structure modifiée du convertisseur AC/DC</i>	98
IV.2.4.	<i>Les comparateurs à ultra basse consommation</i>	99
IV.2.5.	<i>Le convertisseur AC/DC à ultra basse consommation</i>	109
IV.2.6.	<i>Le comparateur ULP optimisé</i>	113
IV.3.	Conclusion	114
IV.4.	Références.....	115
CHAPITRE V CONVERTISSEURS DC/DC & SYSTEMES DE CONVERSION COMPLETS		117
V.1.	Introduction	117
V.2.	Généralités	117
V.2.1.	<i>Les convertisseurs DC/DC à découpage</i>	119
V.2.2.	<i>Les convertisseurs DC/DC linéaires</i>	125
V.2.3.	<i>Les convertisseurs DC/DC à capacités commutées</i>	125
V.3.	Systèmes de récupération pour macrostructures	133
V.4.	Systèmes de récupération pour microstructures	133
V.4.1.	<i>Solution capacitive pour le μGPE</i>	133
V.4.2.	<i>Solution inductive pour le μGPE</i>	139
V.4.3.	<i>Solution pour le GEM</i>	142
V.4.4.	<i>Multiplicateur de tension</i>	144
V.5.	Conclusion	147
V.6.	Références.....	148
CHAPITRE VI IMPLEMENTATIONS PHYSIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX.....		149
VI.1.	Introduction	149
VI.2.	Systèmes de récupération pour macrostructures	149
VI.3.	Systèmes de récupération pour minstructures	153
VI.4.	Systèmes de récupération pour microstructures	156
VI.5.	Conclusion	171
VI.6.	Références.....	171
CONCLUSION & PERSPECTIVES		173

TABLE DES FIGURES

Figure I-1 : Structure d'un microsysteme autonome.	18
Figure I-2 : Evolution des differents composants d'un ordinateur portable [Paradiso2005].	19
Figure I-3 : Schéma de principe d'une supercapacité.	20
Figure I-4 : Comparaison des differents réservoirs d'énergie [Schneuwly2006].	21
Figure I-5 : Montre thermoélectrique de Seiko : (a) La montre ; (b) Une coupe verticale ; (c) Le module thermoélectrique ; (d) Schéma du module thermoélectrique [SW_Seiko].	22
Figure I-6 : Systeme de transmission avec générateur thermoélectrique : (a) Transmission avec la température de la main ; (b) Transmission avec l'eau froide [Douseki2003].	23
Figure I-7 : Générateur thermo life devant une pièce de monnaie [Stark2006].	23
Figure I-8 : Photo au Microscope Electronique à Balayage (MEB) du microgénérateur thermoélectrique [Qu2001].	23
Figure I-9 : Montre Seiko alimentée par le mouvement [Paradiso2005].	24
Figure I-10 : Un générateur électromagnétique monté sur la chaussure [Kymissis1998].	25
Figure I-11 : Une torche alimentée par des secousses.	25
Figure I-12 : Structure interne du générateur électromagnétique (a); Structure total de taille AA (b).	25
Figure I-13 : Schéma et photo du générateur électromagnétique [Jones2004].	26
Figure I-14 : Photo du microgénérateur électromagnétique [Beeby2005_2].	26
Figure I-15 : Plusieurs types des générateurs électrostatiques [Roundy2003_2].	27
Figure I-16 : Schéma du générateur électrostatique [SW_ORESTEIA2000].	27
Figure I-17 : Générateur électrostatique en tungstène [Ths_Despeess2005].	28
Figure I-18 : Macro-générateur piézoélectrique [Roundy2003_2].	29
Figure I-19 : Générateur piézoélectrique du commerce [Ottman2002].	29
Figure I-20 : Structure dite "cymbal" pour un macro-générateur piézoélectrique [Kim2004].	29
Figure I-21 : Deux approches de génération d'énergie pendant la marche [Ths_Shenck1999].	30
Figure I-22 : Un émetteur RFID qui utilise l'énergie de la marche [Shenck2001].	30
Figure I-23 : Un Générateur piézoélectrique en forme de bouton poussoir [Paradiso2001].	31
Figure I-24 : Photo MEB du microgénérateur piézoélectrique [Jeon2005].	31
Figure I-25 : Circuit de rectification et multiplication [Ching2002].	33
Figure I-26 : Deux approches de conversion d'énergie [James2004].	33
Figure I-27 : Circuit de récupération d'énergie [Kymissis1998].	33
Figure I-28 : Systeme de conversion d'énergie pour alimenter un DSP [Amirtharajah1998].	34
Figure I-29 : Structure de récupération d'énergie [Ottman2002].	34
Figure I-30 : Influence du rapport cyclique sur le courant dans la batterie [Ottman2002].	35

Figure I-31 : Relation entre rapport cyclique optimal et la sortie du générateur [Ottman2003].	35
Figure I-32 : Structure de chargement de la batterie à partir d'un générateur piézoélectrique [Ottman2003].	36
Figure I-33 : Convertisseur AC/DC synchrone [Han2004].	36
Figure I-34 : Structure générale de récupération d'énergie.	37
Figure I-35 : Structure améliorée pour la récupération d'énergie.	37
Figure I-36 : Schéma énergétique dans un système autonome.	40
Figure I-37 : Consommation d'un processeur en fonction de la tension d'alimentation.	41
Figure II-1 : Poutre piézoélectrique excité en mode 31 ou 33.	53
Figure II-2 : Modèle équivalent du barreau piézoélectrique excité en mode 31 ou 33.	54
Figure II-3 : Circuit équivalent simplifié du générateur piézoélectrique.	55
Figure II-4 : Circuit équivalent du générateur piézoélectrique.	55
Figure II-5 : Circuit équivalent du générateur électromagnétique.	56
Figure II-6 : Circuit équivalent simplifié du générateur électromagnétique.	56
Figure II-7 : Schéma du microgénérateur piézoélectrique.	57
Figure II-8 : Résultats de simulations de la tension de sortie d'un μ GPE.	57
Figure II-9 : Photo du μ GPE type PZT.	58
Figure II-10 : Résultats de caractérisation du μ GPE type PZT (accélération = 0,2g).	58
Figure II-11 : Résultats de caractérisation du μ GPE type PZT (accélération = 0,2g)	58
Figure II-12 : Photo au MEB du μ GPE type AlN (premier lot).	59
Figure II-13 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 0,2g) (1 ^{er} lot).	59
Figure II-14 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 0,2g, f = 371Hz) (1 ^{er} lot).	59
Figure II-15 : Photo du μ GPE type AlN (deuxième lot).	60
Figure II-16 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 1g) (deuxième lot).	60
Figure II-17 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 1g) (Fréquence 1490Hz) (deuxième lot).	60
Figure II-18 : Modèle équivalent du μ GPE.	61
Figure II-19 : Microgénérateur électromagnétique [O'Donnell2006].	61
Figure II-20 : Autre structure du microgénérateur électromagnétique [Beeby2006].	61
Figure II-21 : Caractérisation du microgénérateur électromagnétique (circuit ouvert, accélération = 1ms ⁻²) [Beeby2006].	62
Figure II-22 : Modèle équivalent du micro générateur électromagnétique.	62
Figure III-1 : Principe de la technique SSHI pour un GPE.	67
Figure III-2 : Forme d'onde de la tension sur la capacité C_{piezo} et du courant dans l'inductance lors de la commutation.	68
Figure III-3 : Evolution de la tension de sortie du GPE lors de l'application de la technique SSHI.	68
Figure III-4 : Explication du phénomène SSHI. (a): Vue générale. (b): Le courant dans la capacité du GPE et la tension sur la charge résistive sans et avec l'application de la technique SSHI.	69
Figure III-5 : Schématique pour simuler le technique SSHI (cas du GPE).	70
Figure III-6 : Résultat de la simulation technique SSHI (cas du GPE).	70
Figure III-7 : Schéma du GPE avant l'application du SSHI.	71

Figure III-8 : Schéma du GPE pendant la commutation de l'inductance.	72
Figure III-9 : Influence de la fréquence d'excitation du GPE sur la valeur de gain de tension (la technique SSHI).	75
Figure III-10 : Influence de la valeur de la capacité du GPE sur la valeur de gain de tension (la technique SSHI).	75
Figure III-11 : Evolution de la tension de sortie du GPE dû à l'application de la technique SSHC.	76
Figure III-12 : Résultat de la simulation technique SSHC (cas du GPE).	76
Figure III-13 : Schéma du circuit implémentant la technique SSHC avec un GEM.	77
Figure III-14 : Résultat de simulation (l'application du technique SSHC pour un GEM).	77
Figure III-15 : Influence de la capacité du GPE et de la résistance de charge sur la valeur de l'amplification (la technique SSHI).	78
Figure III-16 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée.	79
Figure III-17 : Modèle simplifié de l'inductance intégré.	79
Figure III-18 : Modèle équivalent du transistor intégré en commutation.	80
Figure III-19 : Modèle équivalent du générateur piézoélectrique avec le modèle équivalent de l'inductance et l'interrupteur intégrés.	81
Figure III-20 : Amplification en fonction de la résistance série des éléments intégrés.	82
Figure III-21 : Circuit de contrôle pour la technique SSHI [Ths_Badel2005].	83
Figure III-22 : Sortie du générateur avec le signal de contrôle.	85
Figure III-23 : Schéma bloc du circuit de contrôle proposé.	85
Figure III-24 : Circuit de génération du signal de contrôle.	85
Figure III-25 : Résultat de simulation pour un μ GPE avec l'application de la technique SSHI.	86
Figure III-26 : Schéma du macro générateur piézoélectrique.	86
Figure III-27 : Microgénérateur sur le pont vibrant.	87
Figure III-28 : Comparaison entre résultats expérimentaux et analytiques ($f=60\text{Hz}$).	87
Figure III-29 : Schéma de l'application de la technique SSHI.	88
Figure III-30 : Sortie du générateur piézoélectrique sans et avec l'application du SSHI (résultats expérimentaux).	88
Figure III-31 : Schéma du modèle du générateur avec le module SSHI.	89
Figure III-32 : Résultat de simulation pour l'application du SSHI.	89
Figure III-33 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et analytiques.	89
Figure III-34 : Résultat de l'application de la technique SSHC.	90
Figure IV-1 : Structure du pont de Graëtz.	93
Figure IV-2 : Structure d'un DTMOS.	94
Figure IV-3 : Relation entre la tension de seuil et la tension V_{BS}	95
Figure IV-4 : Comparaison entre une diode conventionnelle (a) et la diode proposée (b) (fonctionnement au-dessus de la tension de seuil).	95
Figure IV-5 : Comparaison entre une diode conventionnelle (a) et la diode proposée (b) (fonctionnement au-dessous de la tension de seuil).	96

Figure IV-6 : Influence du dimensionnement du transistor sur le courant dans la diode proposée (technologie AMS0.35 μ).....	96
Figure IV-7 : Caractérisation de la diode proposé (W=10 μ m, L=0,4 μ m) (technologie HCMOS9GP).....	97
Figure IV-8 : Simulation d'une entrée sinusoïdale avec la diode proposée (technologie HCMOS9GP).	97
Figure IV-9 : Schéma d'un générateur piézoélectrique avec la diode proposée et une capacité de sortie.....	97
Figure IV-10 : Simulation d'un générateur piézoélectrique avec la diode proposée et une capacité de sortie....	98
Figure IV-11 : Structure proposée du convertisseur AC/DC.....	99
Figure IV-12 : Schéma du comparateur à point mémoire.	99
Figure IV-13 : Schéma du comparateur.	100
Figure IV-14 : Explication du fonctionnement du comparateur.	101
Figure IV-15 : Cellule de base du comparateur.....	101
Figure IV-16 : Courant drain source I_{ds} en fonction de V_{gs} pour différentes valeurs de L (W=0,4 μ m).	102
Figure IV-17 : Courant I_{ds} sous la tension de seuil (W=0,4 μ m et L=10 μ m).	102
Figure IV-18 : Courant I_{ds} en fonction de la longueur du canal pour $V_{dd}=3.3V$	103
Figure IV-19 : Schéma utilisé pour le dimensionnement du transistor PMOS.....	104
Figure IV-20 : Courant I_{ds} fonction du largeur du canal P _{2,3} (W=3 μ m).....	105
Figure IV-21 : Dimensionnement du transistor de polarisation.....	105
Figure IV-22 : Tension V_p et courant dans le transistor de polarisation en fonction de V_{pol}	106
Figure IV-23 : Structure originale du comparateur.	107
Figure IV-24 : Schéma équivalent pour étudier le dimensionnement du transistor P ₅	107
Figure IV-25 : Courant du transistor P ₅ en fonction de la longueur du canal (W=0,4 μ m).	108
Figure IV-26 : Courant du transistor P ₄ en fonction de la longueur du canal (W=0,4 μ m).	108
Figure IV-27 : Résultat de simulation du comparateur.....	109
Figure IV-28 : Structure du convertisseur AC/DC modifiée.	109
Figure IV-29 : Schéma du convertisseur AC/DC avec la capacité de sortie.	110
Figure IV-30 : Schéma équivalent du μ GPE avec le convertisseur AC/DC.....	111
Figure IV-31 : Résultat de la simulation du μ GPE avec le convertisseur AC/DC.	111
Figure IV-32 : Résultat de la simulation du GEM avec le convertisseur AC/DC.	112
Figure IV-33 : Structure pour étude de rendement du convertisseur.....	112
Figure IV-34 : Schéma du comparateur ULP optimisé.	113
Figure IV-35 : Résultat de simulation du GPE avec le comparateur.....	113
Figure V-1 : Un GPE avec le convertisseur AC/DC.	117
Figure V-2 : Un GPE avec le convertisseur AC/DC.	118
Figure V-3 : Structure du convertisseur abaisseur (Buck).....	119
Figure V-4 : Structure du convertisseur élévateur (Boost).	120
Figure V-5 : Réalisation du convertisseur buck.	122
Figure V-6 : Forme d'onde des principaux signaux dans le convertisseur buck.	122
Figure V-7 : Un GPE avec le convertisseur buck.....	124
Figure V-8 : Variation du courant dans la batterie en fonction du rapport cyclique (a), la variation du rapport cyclique optimal avec le courant dans le GPE (b).	124

Figure V-9 : Valeurs de l'inductance et de la capacité qui vérifient les conditions d'ondulation du courant (10%) et de la tension de sortie (0,1%).....	125
Figure V-10 : Schéma de principe d'un convertisseur linéaire.....	125
Figure V-11 : Principe de fonctionnement des convertisseurs DC/DC à capacités commutés.....	126
Figure V-12 : Cas simple des capacités commutées.....	127
Figure V-13 : Cas du GPE connecté avec une capacité.....	128
Figure V-14 : Schéma de principe du convertisseur d'énergie entre le GPE et une capacité de charge.....	134
Figure V-15 : Modèle équivalent du μ GPE.....	134
Figure V-16 : Forme d'onde de la sortie du μ GPE.....	134
Figure V-17 : Schéma du circuit de conversion d'énergie modifié.....	135
Figure V-18 : Forme d'onde à la sortie du μ GPE.....	135
Figure V-19 : Première approche pour la génération du signal de contrôle.....	136
Figure V-20 : Formes d'ondes expliquant la première approche.....	136
Figure V-21 : Deuxième approche de génération du signal de contrôle.....	137
Figure V-22 : Forme d'onde expliquant la deuxième approche.....	137
Figure V-23 : Résultat de simulation du système de conversion DC/DC avec 11 étages.....	138
Figure V-24 : Sortie du convertisseur en fonction du nombre d'étages.....	138
Figure V-25 : Système de récupération d'énergie pour le μ GPE.....	139
Figure V-26 : Résultat de simulation du système de récupération d'énergie.....	140
Figure V-27 : Circuit utilisé pour générer le signal cnt_1	141
Figure V-28 : Système amélioré de récupération d'énergie pour le GPE.....	141
Figure V-29 : Courant débité de la source d'alimentation pour un circuit de détection de crête.....	142
Figure V-30 : Modèle équivalent du GEM.....	142
Figure V-31 : Système de récupération d'énergie pour un GEM.....	143
Figure V-32 : Résultat de simulation du système de récupération d'énergie dans le GEM.....	144
Figure V-33 : Structure du multiplicateur de tension (Structure de Villard).....	144
Figure V-34 : Structure du multiplicateur de tension en utilisant la diode proposée avec un μ GPE.....	145
Figure V-35 : Résultat de simulation du multiplicateur de tension (4 étages).....	145
Figure V-36 : Résultat de simulation du multiplicateur de tension (4 étages).....	146
Figure V-37 : Tension sur la capacité de sortie diode et capacité (amplitude d'entrée est 50mV).....	146
Figure VI-1 : Structure du système de récupération d'énergie.....	149
Figure VI-2 : Schéma du générateur piézoélectrique.....	149
Figure VI-3 : Variation du courant dans la batterie par rapport au rapport cyclique [Ottman2002].....	150
Figure VI-4 : Machine d'état de l'algorithme adaptatif de contrôle du convertisseur DC/DC.....	151
Figure VI-5 : Circuit expérimental pour comparer les algorithmes de contrôle.....	152
Figure VI-6 : Comparaison des deux algorithmes de contrôle du PWM sur le courant dans la batterie.....	152
Figure VI-7 : Photo du CI et ses composants.....	153
Figure VI-8 : Schémas électriques des circuits A, B, C et D.....	154
Figure VI-9 : Réponse du redresseur pour différentes valeurs de tension d'entrées (capacité de sortie 1 μ F).....	154
Figure VI-10 : La courbe I (V) de la source d'alimentation.....	155

Figure VI-11 : Photo du circuit multiplicateur de tension.	156
Figure VI-12 : Circuit MT avec ses composants.	156
Figure VI-13 : Circuit de test des diodes à faible tension de seuil.	157
Figure VI-14 : Résultats de caractérisation des diodes à faible tension de seuil (1/2).....	157
Figure VI-15 : Résultats de caractérisation des diodes à faible tension de seuil (2/2).....	157
Figure VI-16 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation.....	158
Figure VI-17 : Variation du courant de la diode en fonction de la largeur du transistor ($L=0,4\mu\text{m}$, $V_{in}=100\text{mV}$)	158
Figure VI-18 : Schéma de test d'un seul étage.	159
Figure VI-19 : Les courbes de charge d'une capacité de 10nF en fonction de la fréquence du signal d'entrée ayant une amplitude de 50mV.	159
Figure VI-20 : Courbe de la tension de sortie maximale obtenue à partir d'un seul étage.	160
Figure VI-21 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 50mV).	160
Figure VI-22 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 100mV).	160
Figure VI-23 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 150mV).	161
Figure VI-24 : Courbes de l'amplification en fonction de la fréquence (circuit à 6 étages).....	161
Figure VI-25 : Courbes de l'amplification en fonction de la valeur de tension d'entrée.....	161
Figure VI-26 : Photo des microgénérateurs piézoélectriques.	162
Figure VI-27 : Courbe de Charge de $C_{out}=10\text{nF}$ avec μGPE ($f_s=1850\text{Hz}$).	163
Figure VI-28 : Modèle du microgénérateur avec le signal parasite.....	163
Figure VI-29 : Comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation.....	164
Figure VI-30 : Réponse du multiplicateur pour un signal du générateur d'amplitude 150mV.	164
Figure VI-31 : Réponse du multiplicateur pour un signal du générateur d'amplitude 240mV.	165
Figure VI-32 : Sortie du multiplieur de tension à 6 étages en fonction de l'entrée du μGPE en AIN.....	165
Figure VI-33 : Sortie du multiplieur de tension en fonction de l'entrée du μGPE en AIN (1 étages).....	166
Figure VI-34 : Sortie du multiplieur de tension en fonction de l'entrée du μGPE AIN (6 étages).....	166
Figure VI-35 : SiP contenant un microgénérateur et un multiplicateur de tension.....	166
Figure VI-36 : Evolution de la tension sur une capacité de 400pF (excité à 50mg).....	167
Figure VI-37 : Sortie du générateur en fonction de l'accélération appliqué sur le SiP.	167
Figure VI-38 : Evolution de la tension sur une capacité de 1 μF pour plusieurs valeurs d'excitations.....	168
Figure VI-39 : Relation entre le nombre d'étage du multiplieur de tension et le rendement.....	169
Figure VI-39 : Schéma du circuit auto-alimenté.	169
Figure VI-40 : Tension sur la sortie du redresseur AC/DC, l'amplitude du signal du microgénérateur est 65mV.	169
Figure VI-41 : Tension sur la sortie du redresseur AC/DC, l'amplitude du signal du microgénérateur est 140mV.	170
Figure VI-42 : Structure proposée pour avoir une alimentation d'un microsystème autonome.	170
Figure VI-43 : Paramètres de conception de l'inductance : vue de dessus et vue en coupe.	178
Figure VI-44 : L'inductance avec les éléments parasites.	178
Figure VI-45 : La densité de courant dans le métal.	180

Figure VI-46 : Le modèle équivalent de l'inductance.	181
Figure VI-47 : Le modèle simplifié de l'inductance.....	181
Figure VI-48 : Variation du facteur de qualité pour un substrat idéal et un substrat réel en fonction de la fréquence	182
Figure VI-49 : Variation de $f(SL)$ et $f(SRF)$ en fonction de la fréquence.	182
Figure VI-50 : Structure de blindage sous le substrat.....	183
Figure VI-51 : Processus SOI.....	183
Figure VI-52 : Structures de test en polymère ($\epsilon=250 \mu\text{m}$) sur un substrat en Si.....	186
Figure VI-53 : Les étapes de la technologie LIGA-UV.....	186
Figure VI-54 : Le GPE avec le convertisseur AC/DC.....	189
Figure VI-55 : La tension en sortie du GPE.	189
Figure VI-56 : Le courant sortant du redresseur AC/DC.....	190
Figure VI-57 : Le GEM avec le convertisseur AC/DC.	193
Figure VI-58 : Le courant de la sortie du convertisseur AC/DC, et la tension du GEM.	193
Figure VI-59 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_CCM et la batterie.....	196
Figure VI-60 : La forme d'onde des différents signaux buck_CCM.....	197
Figure VI-61 : La tension au borne de la diode buck_CCM (cas réelle).....	198
Figure VI-62 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_DCM et la batterie.....	199
Figure VI-63 : La forme d'onde des différents signaux buck_DCM.....	200
Figure VI-64 : La tension au borne de la diode buck_DCM (cas réelle).....	200
Figure VI-65 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_DCM et la batterie.....	201
Figure VI-66 : La forme d'onde des différents signaux boost_CCM.....	202
Figure VI-67 : La tension au borne de la diode boost_CCM (cas réelle).	203
Figure VI-68 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur boost_DCM et la batterie.....	203
Figure VI-69 : La forme d'onde des différents signaux boost_DCM.....	205
Figure VI-70 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_boost_CCM et la batterie.	206
Figure VI-71 : La forme d'onde des différents signaux buck_boost_CCM.	207
Figure VI-72 : La tension au borne de inductance buck_boost_CCM (cas réelle).....	207
Figure VI-73 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_boost_DCM et la batterie.	208
Figure VI-74 : La forme d'onde des différents signaux buck_boost_DCM.	209
Figure VI-75 : La tension au borne de inductance buck_boost_DCM (cas réelle).....	210
Figure VI-76 : La représentation du système complet.....	210
Figure VI-77 : Le circuit équivalent du système complet.	211
Figure VI-78 : Les courants de sortie et dans la capacité.	211
Figure VI-79 : Les résultats de dimension de la capacité C_{rect}	213
Figure VI-80 : Les courbes du courant dans l'inductance et la tension sur la capacité du convertisseur.....	214
Figure VI-81 : La tension sur C_{rect} , courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes données en différentes conditions de polarisation pour un buck_CCM.	216
Figure VI-82 : Tension sur C_{rect} , le courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes donnés en différentes conditions de polarisation pour un buck_DCM.....	217

Figure VI-83 : la tension sur C_{rect} , courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes données en différentes conditions de polarisation pour un buck_boost_DCM. 218

Remerciements

A la fin de cette thèse, je tiens à remercier chaleureusement M. Skandar BASROUR pour la qualité de son encadrement durant les années de thèse mais également pendant la durée de stage de DEA. Je lui suis reconnaissant aussi pour sa disponibilité et sa gentillesse, et pour les conseils remarquables qui étaient nécessaires pour le bon déroulement de mes travaux de recherche.

Je voudrais remercier M. François COSTA pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse et pour ces remarques judicieuses concernant ce manuscrit. Mes remerciements s'adressent à M. Bernard COURTOIS le président du jury, et bien sûr à Messieurs Christian SCHAEFFER, Eric BELHAIRE et Andreas KAISER pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

J'adresse mes remerciements à Agnès BONVILAIN de l'équipe MNS de TIMA, pour la révision de ce manuscrit.

L'équipe du CMP a été très disponible, et leur aide a été un atout dans la fabrication de mes circuits intégrés. Je tenais donc à remercier particulièrement M. Kholdoun TORKI, Gregory DIPENDINA, Sébastien COLIN, Jean-François PAILLOTIN, Sylvaine EYRAUD et Sophie DUMONT.

Une grande partie des caractérisations de mes circuits a été réalisée sur la plateforme Microsystèmes et Capteurs du CIME-Nanotech. Je tiens à remercier les divers personnels de ce centre en particulier Irène PHENG, Alexandre CHAGOYA, Robin ROLLAND et Jean NEUMANN qui m'ont permis de mener à bien mes travaux.

Je remercie tous les membres du personnel du laboratoire TIMA pour leur amitié et leur sympathie qu'ils m'ont montré durant ces années, en particulier Marie-Christine SALIZZONI, Joëlle PARRAU, Lucie TORELLA, Isabelle AMIELH, Chantal BENIS, Patricia CHASSAT, Anne-Laure ITIE, Sophie MARTINEAU, Hubert DELORI, Ahmed KHALID, Françoise RENZETTI et Corinne DURAND-VIEL.

Je garderai toujours un excellent souvenir des anciens résidents du bureau N120: Nicolas, Guillaume, Christian, et bien sûr des résidents actuels : Marcin, Mathieu, Rafik, Nam.

J'ai aussi une pensée amicale pour les autres membres du groupe MNS : Benoît, Amel, Karine, Hela sans oublier les autres doctorants de TIMA en particulier : Eslam, Achraf, Saeed, Youssef, et Ahcène.

J'ai une gratitude particulière à tous mes enseignants et en particulier à mes professeurs de l'ISSAT (Damas - SYRIE).



Glossaire :

- WSN : Wireless Sensor Nodes.
- ULP : Ultra Low Power.
- PC : Pile à Combustible.
- SMPS : Switching Mode Power Supply.
- CCM : Continuous Current Mode.
- DCM : Discontinuous Current Mode.
- GPE : Générateur Piézo-Electrique.
- μ GPE : Micro Générateur Piézo-Electrique.
- GEM : Générateur Electro-Magnétique.
- μ GEM : Micro Générateur Electro-Magnétique.
- SSDI : Synchronized Switch Damping on Inductor: technique d'amortissement structurel semi passive.
- PZT : Pb (lead) Zirconate Titanate.
- AlN : Aluminium Nitride.
- SSHI : Synchronized Switch Harvesting on Inductor.
- SSHC : Synchronized Switch Harvesting on Capacitor.
- FPGA : Field Programmable Gate Array.
- VTCMOS : Variable Threshold CMOS.
- DTMOS : Dynamic Threshold voltage MOSFET
- VIBES : Vibration Energy Scavenging.



Introduction

Les systèmes autonomes sont une application du principe de la récupération de l'énergie environnementale. Un exemple de ces systèmes est le réseau de capteurs sans fil (WSN Wireless Sensor Nodes). Un nœud de réseau contient une source d'énergie, un capteur, un système d'émission à distance (RF module) et un contrôleur. Chaque nœud est considéré comme un système autonome s'il peut récupérer l'énergie de son environnement.

Cette thèse s'est déroulée dans le cadre du projet européen VIBES (VIBration Energy Scavenging FP6 IST-1-STREP-507911). Du côté académique, nous avons collaboré très étroitement avec l'UoS (University of Southampton), l'Institut Tyndall, l'Institut FEMTO-ST et L'EPFL (Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne) pour mener à bien ce projet. Les partenaires industriels sont Philips, 01dB Metravib et MEMSCAP. Ce Projet vise à récupérer l'énergie vibratoire de l'environnement pour alimenter des capteurs mis en réseau. Le but final est de réaliser un système autonome d'un volume de 100mm^3 . Pour cela nous allons utiliser un microgénérateur qui récolte l'énergie vibratoire et la transforme en énergie électrique. Les microgénérateurs utilisés sont de types piézoélectriques et électromagnétiques. Ils sont réalisés dans notre équipe et avec des partenaires du projet. Le niveau d'énergie prévue de ce type de microgénérateur est de l'ordre de quelques centaines de nanowatts voire de quelques microwatts.

Le but principal de cette thèse est de concevoir et de réaliser un système de gestion de l'énergie récoltée dans l'environnement. Ce système doit contenir les moyens nécessaires pour transférer l'énergie fournie par le microgénérateur vers un réservoir qui est une microbatterie où une capacité. Les grands défis de ce travail portent sur la manipulation de signaux électriques de faibles amplitudes qui varient de quelques dizaines à quelques centaines de millivolts en fonction de l'amplitude de l'excitation mécanique. Les énergies associées à ces générateurs sont très faibles de quelques centaines de nanowatts à quelques microwatts.

Tout d'abord nous allons présenter, dans cette thèse, des systèmes de transfert d'énergie qui sont capables de transférer une énergie allant de quelques milliwatts associé à des structures traditionnelles, ensuite nous présentons des systèmes innovants capable de traiter des niveaux d'énergie très basses allant jusqu'à la centaine de nanowatts (caractéristiques des microgénérateurs).

La thèse se décompose en six chapitres. Dans le premier chapitre nous présentons une étude des sources d'énergie disponibles dans l'environnement. Ce chapitre présente aussi les générateurs

proposés dans la littérature, ainsi que les systèmes de transfert d'énergie utilisés. De plus nous montrons les différentes techniques utilisées pour réduire la consommation d'énergie.

Dans le deuxième chapitre nous présentons la modélisation des microgénérateurs utilisés dans notre étude. Une technique récente pour amplifier l'énergie générée par les générateurs piézoélectrique est présentée dans le troisième chapitre. A partir de cette technique nous proposerons une nouvelle méthode qui peut être utilisée pour les générateurs piézoélectriques et électromagnétiques.

Dans le quatrième et le cinquième chapitre nous détaillons les différentes techniques classiques et celles que nous proposerons concernant les convertisseurs AC/DC et DC/DC respectivement. Ces convertisseurs sont utilisés pour transformer le signal alternatif fourni par les microgénérateurs en un signal continu compatible avec les caractéristiques du réservoir d'énergie.

Le sixième chapitre est consacré aux résultats expérimentaux sur les circuits que nous avons conçus à partir de composants discrets (validation des concepts), et ceux fabriqués par deux fonderies (AMS et ST Microelectronics) accessibles via le service CMP (Circuits Multi-Projets).

Dans la conclusion nous résumons les faits marquants de ce travail de thèse et nous proposons des perspectives à court et à moyen terme.

Pour simplifier la lecture du manuscrit, nous reportons en annexes (A et B) les étapes de calculs et aussi des compléments d'information.

CHAPITRE I SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE : ETAT DE L'ART

I.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre les principes de récupération, gestion et stockage de l'énergie environnementale que nous pourrions utiliser dans le cas des microsystemes autonomes. Au départ nous citons les sources d'énergie disponibles dans la nature. Ensuite, nous présentons les générateurs proposés par les différents groupes de recherche pour récolter l'énergie et la transformer en énergie électrique. Enfin, nous présentons les différentes techniques utilisées pour acheminer cette énergie et la stocker dans des réservoirs convenables. Cette étude va balayer un spectre large d'applications, dans le domaine énergétique, allant des systèmes de quelques dizaine voire centaine de centimètre cubes en descendant jusqu'aux systèmes de tailles microscopiques. Ce sont ces derniers qui nous intéressent plus particulièrement dans notre étude.

Dans ce chapitre, nous commençons par une définition des microsystemes autonomes et les défis technologiques à relever. Ensuite nous présentons, sans détailler, les modules concernant la récupération, la gestion et le stockage de l'énergie qui ont été déjà développés par d'autres groupes de recherche. Nous parlerons aussi des **systemes auto-alimentés**.

I.2. Les microsystemes autonomes

Ce sont des systèmes qui utilisent l'énergie environnementale pour être alimentés en permanence. Ils sont capables de mesurer une grandeur physique, chimique ou biologique et d'envoyer cette information à distance. Les réseaux de capteurs sans fils (WSN Wireless Sensor Nodes) sont un exemple de ces systèmes. Les WSN sont des systèmes de surveillance et de traitement de données distribués. Grâce à leurs caractéristiques, ils sont utilisés dans différents domaines. Par exemple, ils peuvent être utilisés pour surveiller la présence des personnes dans les locaux commerciaux, pour alerter des défauts ou des fatigues de structures dans les avions ou les navires, pour contrôler les caractéristiques des équipements comme la pression des pneus des voitures, voire des applications liées au domaine de la santé. Dans le futur, ces réseaux pourraient être largement utilisés dans notre vie quotidienne [Rabaey2000] et [RFID2003].

Ces réseaux contiennent un ensemble de nœuds, chacun d'entre eux étant un système autonome complet. Un problème essentiel dans la conception de ces réseaux consiste à fournir l'énergie nécessaire pour que ces nœuds **restent actifs sur de longues périodes de temps sans intervention humaine**. Ce problème énergétique devient crucial par la réduction des dimensions du nœud. Dans ce cas il faut concevoir des systèmes ultra basse consommation (ULP Ultra Low Power). L'intégration de ces nœuds est un autre point critique dans ce domaine.

La Figure I-1 représente les composants essentiels du microsysteme autonome. Il contient en général :

1. un microgénérateur d'énergie,
2. un système de transfert de l'énergie entre le générateur et le reste du système, que nous appelons module de gestion de l'énergie,
3. un contrôleur numérique,
4. et un ou plusieurs capteurs et une unité de transmission/réception des données qui est généralement un module RF.

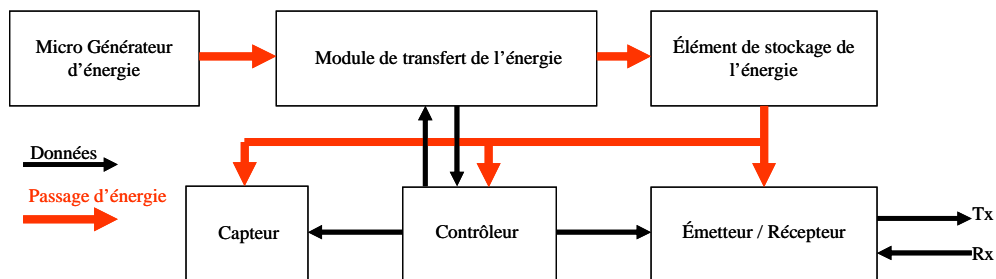


Figure I-1 : Structure d'un microsysteme autonome.

I.3. Les sources d'énergie

La source d'énergie la plus simple à utiliser est la pile. Dans le cas du système autonome cette solution est inacceptable, car le nœud devient inactif quand la batterie sera épuisée. Sachant que les batteries au lithium non rechargeables peuvent fournir jusqu'au 800 Wh/l, [Ths_Roundy2003], [R_MRS/B2002], [SW_ONRL] et [Catg_SIIμB/C2002], une batterie de 1mm³ fonctionnant avec un noeud consommant 1μW (très optimiste) va durer uniquement 800h (~ un mois). Malgré des efforts en recherche et développement, l'accroissement des performances des capacités de ces batteries reste modeste en comparaison avec celles des composants électroniques comme on peut le constater sur la Figure I-2. Cette figure représente l'évolution des performances des composants d'un ordinateur portable. En d'autres termes pour améliorer l'autonomie du nœud, il est nécessaire d'augmenter la taille des batteries, ce qui est contradictoire avec l'intégration voulue pour un microsysteme autonome.

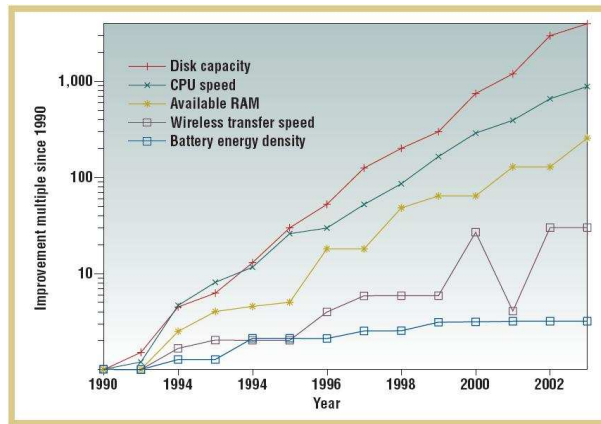


Figure I-2 : Evolution des différents composants d'un ordinateur portable [Paradiso2005].

La solution alors est d'utiliser des réservoirs d'énergie rechargeables ou nommés secondaires comme les batteries, les supercapacités ou les piles à combustible.

Les réservoirs secondaires les plus connus sont les batteries rechargeables. Nous présentons dans le Tableau 1 une comparaison entre les différents types de technologies utilisées pour ces composants.

Batterie type	Tension nominale (V)	Densité d'énergie (Wh/kg)	Energie volumique (Wh/l)	Durée de vie	Coût
Ni-Cd	1,2	40	100	longue	+
Ni-MH	1,2	90	245	moyenne	++
Li-ion	3,6	125	440	longue	+++
Li-polymer	3,1	300	800	longue	++++

Tableau 1 : Comparaison entre les différents types de batteries rechargeables [Lahiri2002] et [Sadoway2002].

Les microbatteries de type Li-polymer peuvent être d'excellents candidats pour notre microsystème autonome, compte tenu de leurs densités d'énergie remarquables, de la simplicité de leur recharge et de la possibilité de les utiliser sous forme intégrée (technologie en couches minces) [Dudney2003] et [West2002]. Actuellement des efforts considérables dans ce domaine sont réalisés pour co-intégrer ces sources d'énergie sur des substrats en silicium [Oukassi2006]. Il n'en reste pas moins que ces réservoirs ne sont pas encore disponibles pour faire des démonstrateurs.

Les supercapacités sont aussi des réservoirs d'énergie compétitifs par rapport aux batteries. Une supercapacité est un condensateur électrochimique qui a une capacité de stockage d'énergie exceptionnelle par comparaison avec les condensateurs traditionnels. Les supercapacités présentent par rapport aux batteries :

- un taux très élevé de puissance en charge/décharge,
- un temps de dégradation très longue (milliers de cycles de charge/décharge),

- une quantité de charge indépendante du taux de déchargement ou de la température (handicap des batteries rechargeables),
- des matériaux moins toxiques,
- mais l'énergie stockée est moindre que celle donnée pour les batteries (3-5 Wh/kg pour une supercapacité contre 30-40 Wh/kg pour une batterie dans le pire cas),
- et la tension change selon l'énergie stockée, ce qui nécessite un circuit de contrôle associé.

La Figure I-3 représente le schéma du principe de fonctionnement d'une supercapacité. Elle est constituée d'une surface très importante réalisée par un dépôt de charbon actif sur un film en aluminium. Les deux électrodes ainsi constituées baignent dans un électrolyte aqueux ou organique. Les charges électriques sont stockées à l'interface électrode/électrolyte.

La valeur de la capacité est proportionnelle à la surface de ses armatures, et de la nature du matériau constitutif.

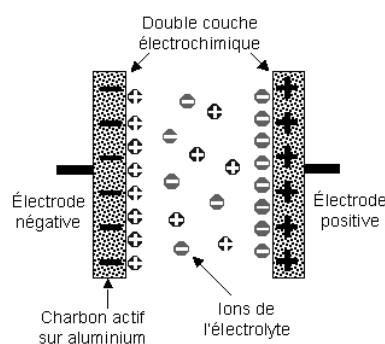


Figure I-3 : Schéma de principe d'une supercapacité.

Par exemple, les nanotubes de carbone possèdent une excellente propriété de porosité. En noyant ces structures dans un polymère diélectrique, on peut obtenir des valeurs de capacités très élevées. Des recherches sont en développement au Massachusetts Institute of Technology (MIT) pour utiliser les nanotubes de carbone dans les supercapacités [SW_MIT2006]. Une équipe du Department of Biological and Agricultural Engineering and the Nanomaterials in the Environment, Agriculture and Technology (NEAT) de UC Davis (Californie) a créé une supercapacité à base de nanotubes de carbone. Les chercheurs ont réussi à aligner des nanotubes de carbone en suspension dans une solution dense sur une bobine de nickel. Grâce à leur petite taille et leur forme cylindrique, les nanotubes procurent de grandes surfaces effectives pour le stockage et la fourniture de l'énergie requise. Selon les chercheurs, ce dispositif devrait produire des densités d'énergie colossales de l'ordre de 30 kW/kg [SW_UCDavis2005].

Ces résultats prometteurs sont obtenus sur des prototypes, et pour l'instant aucun effet d'échelle n'a été effectué sur ce type de composant pour estimer son utilisation dans des microsystèmes autonomes.

Les piles à combustible, PAC (Fuel Cell, FC) sont d'autres types de réservoirs d'énergie. Une pile à combustible est une pile dans laquelle la fabrication de l'électricité se fait grâce à une réaction chimique d'oxydation/réduction. Ces piles peuvent fournir une grande puissance. Grâce aux progrès de cette technologie, et à la baisse des prix son utilisation croît dans de nouveaux domaines, notamment pour alimenter des prototypes d'ordinateurs portables [SW_PC2007]. Des travaux pour la miniaturisation des PAC ont été effectués par des groupes de recherches. Un exemple de ces travaux est celui réalisé à l'institut FEMTO-ST [Pichonat2006]. Ces travaux ont abouti à des PAC dont les surfaces sont de quelques dizaines de mm², la densité énergétique obtenue est d'environ 50mW/cm². Les PAC sont rechargées par un combustible (ex. Méthanol), ce qui les rend inutilisables dans le cas de microsystèmes autonomes et distribués.

La Figure I-4 représente le diagramme de Ragone [Schneuwly2006] qui donne une comparaison entre les différents types de réservoirs d'énergie.

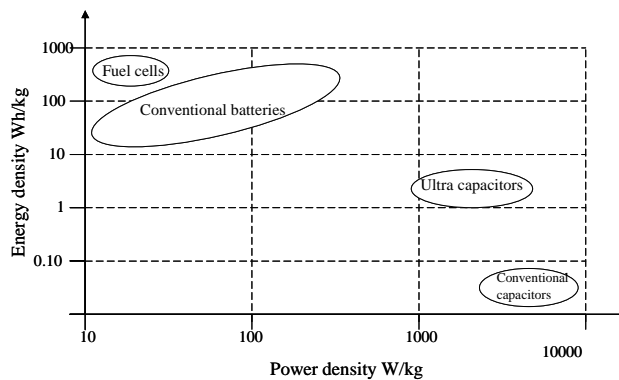


Figure I-4 : Comparaison des différents réservoirs d'énergie [Schneuwly2006].

Ces réservoirs d'énergie secondaires ont besoin d'une source d'énergie primaire pour les recharger. Dans la suite nous allons présenter rapidement quelques sources d'énergie primaires qui répondent à nos applications.

I.3.1. Les sources basées sur les rayonnements

La première catégorie de ces sources est celle qui utilise les signaux radio fréquence (RF) disponibles. Avec les émetteurs de plus en plus abondants sur la planète (émetteurs radio, téléphones portables, etc.), nous pourrions considérer que nous avons des sources d'énergie mobiles et distribuées. Mais l'énergie que l'on peut récupérer de ces sources est limitée, et nécessite que le système de récupération d'énergie (antenne) ait une grande surface équivalente ou qu'il soit très proche de l'émetteur. La notion de directivité peut être aussi un frein dans la réception de l'énergie. Le rendement de ces sources est généralement très faible. La densité surfacique de l'énergie disponible dans un champ de 1V/m est de 0,26μW/cm² [Yeatman2004]. Une application spécifique de ce type de source est l'alimentation des capteurs lorsque l'on approche un appareil communicant, ce qui amène le capteur à

se réveiller, effectuer la mesure et transmettre l'information, puis à retourner en veille. On peut alors parler de télé-alimentation plutôt que d'auto-alimentation. Ce principe est largement utilisé dans le domaine de la RFID [SW_ Warehouse2006].

La deuxième catégorie de ces sources est celle basée sur l'effet photovoltaïque. La cellule solaire standard donne 100mW/cm² avec la lumière solaire et 100μW/cm² avec un éclairage artificiel. Ce type de source est bien répandu dans l'industrie, ou nous pouvons voir une très large gamme de produits allant de quelques microwatts pour les calculatrices, de quelques milliwatts pour les PDA [Schmidhuber2001], et jusqu'aux centrales électriques qui fournissent plusieurs kilowatts. Les études actuelles portent sur de nouveaux matériaux ou sur l'empilement de cellules (multistack) pour accroître les rendements à des valeurs proches de 35% [Green2003]).

I.3.2. Les sources thermo-électriques

L'effet thermo-électrique a été découvert par le physicien Thomas Johann Seebeck en 1821. Cet effet se traduit par le passage d'un courant électrique dans un matériau soumis à un gradient thermique et parcouru par un flux de chaleur. Basées sur ce principe, les sources thermo-électriques convertissent la différence de température entre deux milieux, en électricité. Le rendement de ces sources est donné par l'équation (1) :

$$\eta = \frac{T_H - T_B}{T_H} \quad 1.$$

T_H est la température du milieu la plus haute et T_B est la température du milieu la plus basse (en degré Kelvin). Par exemple pour une différence de température qui existe entre le corps humain (37°C) et l'air ambiant (20°C), le rendement d'une source est de 5,5%.

Des produits industriels sont apparus sur le marché, comme la montre de Seiko présentée sur la Figure I-5. Cette montre contient 10 modules thermoélectriques qui génèrent quelques microwatts pour faire fonctionner la montre.

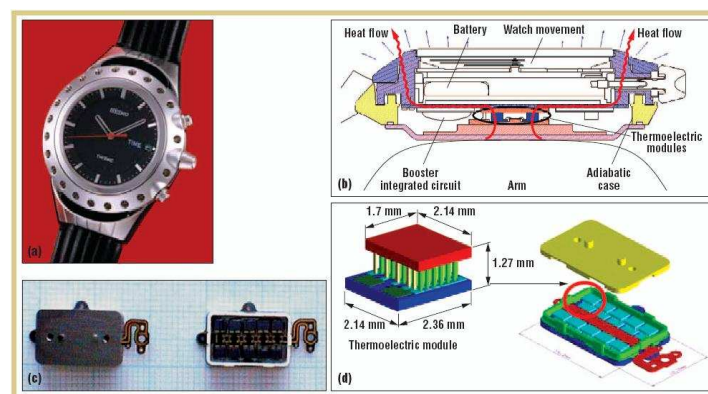


Figure I-5 : Montre thermoélectrique de Seiko : (a) La montre ; (b) Une coupe verticale ; (c) Le module thermoélectrique ; (d) Schéma du module thermoélectrique [SW_Seiko].

Un exemple de macrosystème autonome basé sur l'effet thermoélectrique est présenté par Douseki [Douseki2003]. Le générateur proposé est présenté sur la Figure I-6, il donne une énergie de 1,6mW pour alimenter la partie de transmission de ce système. Ce générateur accepte des sources chaudes (tension positive) ou froides (tension négative).

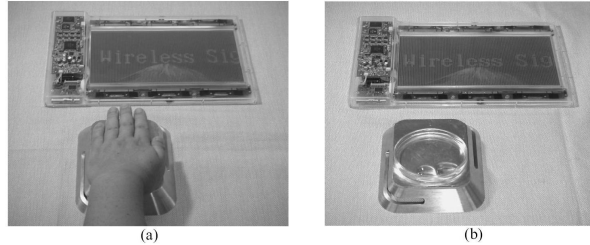


Figure I-6 : Système de transmission avec générateur thermoélectrique : (a) Transmission avec la température de la main ; (b) Transmission avec l'eau froide [Douseki2003].

Plus récemment, un mini-générateur 'Thermo Life' a été proposé par Stark [Stark2006]. Ce générateur fournit $10\mu\text{W}$ pour une différence de température de 1K autour 300K. Ce générateur est présenté sur la Figure I-7.



Figure I-7 : Générateur thermo life devant une pièce de monnaie [Stark2006].

Une nouvelle technique pour la fabrication de microgénérateurs thermoélectriques a été présentée par Qu [Qu2001]. Les dimensions du générateur sont de 16mm*20mm, et il fournit 8mV/K. Une partie du générateur est visible sur la Figure I-8.

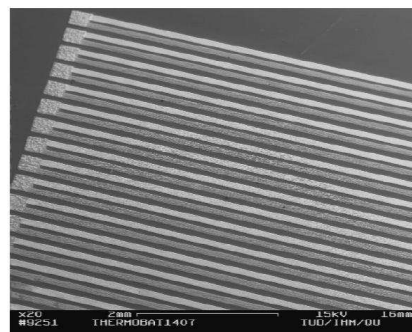


Figure I-8 : Photo au Microscope Electronique à Balayage (MEB) du microgénérateur thermoélectrique [Qu2001].

Les travaux de Glosch ont abouti à un générateur qui mesure 11mm*1,5mm, et génère 0,1V/K, ou encore $0,15\mu\text{W/K}$ [Glosch1999]. Les super réseaux de matériaux semiconducteurs sont de nouveaux

types de dispositifs thermoélectriques. Ces composants sont basés sur des matériaux multicouches avec des épaisseurs nanométriques. L'inconvénient de cette technique et le coût élevé de fabrication (épitaxie). Pour une différence de température de quelques kelvins, il faudrait dix à cent milles nano couches pour avoir un bon rendement [Venkata1999], [Venkata2002] et [Labounty2001].

Une étude plus récente présente un microgénérateur thermoélectrique obtenu à partir d'une optimisation des étapes technologiques de microfabrication [Savelli2006]. Le générateur a une taille de 1cm^2 avec une centaine de jonctions. Il est capable de fournir $1,2\mu\text{W}$ pour $\Delta T=100\text{K}$.

Les générateurs thermoélectriques ne sont pas de bons candidats pour des microsystèmes autonomes de très faible volume ou surface. En effet sur une échelle microscopique, on ne peut pas garantir un gradient de température suffisant pour faire fonctionner le générateur.

I.3.3. Les sources d'origine mécanique

Dans le domaine de l'énergie mécanique, on peut différencier l'énergie statique ou quasi-statique et l'énergie de type vibratoire. Dans la première catégorie on peut exploiter des forces mécaniques statiques qui peuvent être converties en énergie électrique. On assimilera des phénomènes quasi-statiques à des mouvements de forte amplitude et à des basses vitesses, c'est le cas par exemple du mouvement du poignet d'un homme. D'autre part les vibrations mécaniques se retrouvent dans différents environnements, elles sont caractérisées par un spectre à basse fréquence typiquement inférieur à 1kHz et leur amplitude est d'autant plus élevée que la fréquence est basse. Le projet VIBES s'intéresse plus particulièrement à ce type d'énergie, et pour cette raison, nous allons décrire dans la suite divers convertisseurs mécano électriques présents dans la littérature. Ils sont basés sur trois principes : les générateurs électromagnétiques, électrostatiques et piézoélectriques.

I.3.3.1. Les générateurs électromagnétiques

Les montres auto-alimentées par le mouvement de l'utilisateur sont des exemples de systèmes utilisant le mouvement comme source d'énergie. A. L. Perrelet a créé en 1770 la "montre à secousses" dite perpétuelle, considérée comme l'ancêtre de la montre automatique. Seiko a fabriqué plus récemment une montre présentée sur la Figure I-9 alimentée par le mouvement du bras. Le générateur donne $5\mu\text{W}$ en moyenne et 1mW quand la montre est fortement secouée [Paradiso2005].

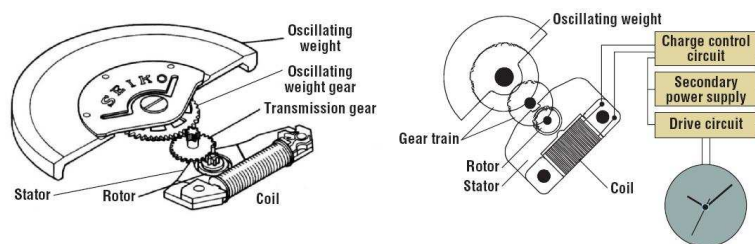


Figure I-9 : Montre Seiko alimentée par le mouvement [Paradiso2005].

Un des premiers travaux dans ce domaine concerne la réalisation d'un système RF autonome nommé "RF badge". Ce système utilise l'énergie délivrée lors de la marche [Kymissis1998]. Ce générateur est monté sur une chaussure Figure I-10. Il peut fournir une puissance moyenne de 0,2W.



Figure I-10 : Un générateur électromagnétique monté sur la chaussure [Kymissis1998].

La lampe alimentée par les secousses est un exemple macroscopique de générateur électromagnétique. La Figure I-11 montre un exemple de ces générateurs. Il s'agit du brevet [Vetorino2001]. La lampe pèse 150 grammes et génère 200mW quand elle est secouée à sa fréquence de résonance (3Hz).

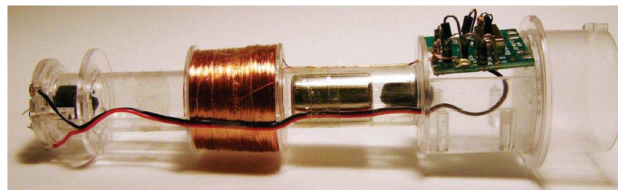


Figure I-11 : Une torche alimentée par des secousses.

Amirtharjah et Chandrakasan ont présenté un DSP utilisé en tant que filtre numérique et alimenté par un générateur électromagnétique [Amirtharajah1998].

Un générateur de la taille d'une pile AA est présenté dans [Lee2003]. Ce générateur est utilisé pour alimenter un système de détection à distance. Il fournit une puissance de $830\mu\text{W}$ pour une accélération de 78ms^{-2} [Ching2002] et [Li2000]. Le générateur est présenté sur la Figure I-12

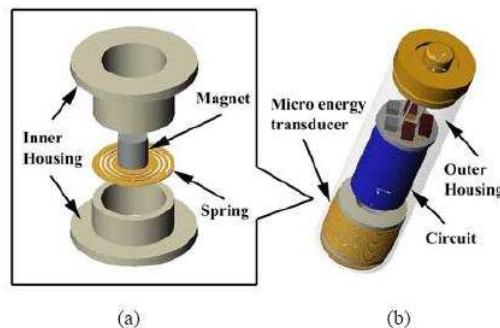


Figure I-12 : Structure interne du générateur électromagnétique (a); Structure total de taille AA (b).

Un générateur de 3cm^3 de volume a été fabriqué à l'University of Southampton (UoS). Le générateur est composé d'une bobine qui oscille entre deux aimants permanents (Figure I-13). Ce générateur est monté sur le moteur d'une voiture avec une vitesse moyenne de 25km/h . Il a pu récupérer une puissance maximale de $3,9\text{mW}$ et en moyenne $157\mu\text{W}$ [Jones2004].

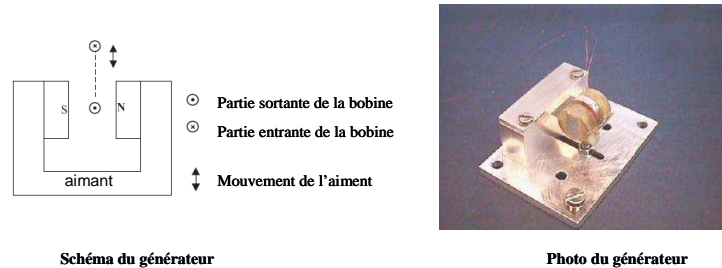


Figure I-13 : Schéma et photo du générateur électromagnétique [Jones2004].

Un autre générateur a été développé par la même équipe. Le volume de ce générateur est de 240mm^3 . Il génère une puissance moyenne de $530\mu\text{W}$ à une fréquence de résonance égale à 322Hz .

Plus récemment, un microgénérateur a été conçu suite à la coopération de l'UoS et l'Institut Tyndall dans le cadre du projet européen VIBES [Beeby2005] et [Beeby2005_2]. Ce générateur a un volume de 100mm^3 . Il génère $0,5\mu\text{W}$ pour une accélération de $9,81\text{ms}^{-2}$, et une fréquence de $9,5\text{kHz}$. La photo de ce dispositif est présentée sur la Figure I-14. Une grande partie de ce composant a été réalisée en silicium par des méthodes collectives de fabrication. Seule la bobine a été collée sur la structure vibrante. Une version améliorée a été présentée plus récemment qui fournit $2,85\mu\text{W}$ pour une accélération de 3ms^{-2} , et une fréquence de 350Hz [Beeby2006].

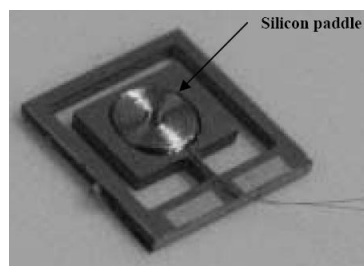


Figure I-14 : Photo du microgénérateur électromagnétique [Beeby2005_2].

Par ailleurs, un microgénérateur électromagnétique de taille millimétrique a fourni une puissance de $0,3\mu\text{W}$ pour une fréquence de 4MHz [Williams2001].

Un autre microgénérateur électromagnétique a été proposé par Kulah. Il fait 4mm^3 de volume, et génère $2,5\mu\text{W}$ à la fréquence de 11kHz [Kulah2004].

De façon générale on peut dire que ces dispositifs sont plus efficaces à hautes fréquences, ce qui est compatible avec les spectres de vibrations mécaniques qui sont généralement basse fréquence. D'autre part ces dispositifs sont difficiles à fabriquer de façon collective avec les techniques issues de la microélectronique.

I.3.3.2. Les générateurs électrostatiques

Ces générateurs sont basés sur le changement de la valeur d'une capacité chargée par une tension initiale. Ce changement est causé par le mouvement, ce qui entraîne le changement de l'énergie stockée dans cette capacité.

Une des études qui a été réalisée dans ce domaine est celle de Roundy. Dans son article [Roundy2003_2], il donne une comparaison entre plusieurs types de générateurs électrostatiques représentés sur la Figure I-15. Une étude d'optimisation a été faite sur le type (b) de ces générateurs. Le résultat de cette étude a abouti à un générateur qui fait $8,9\text{mm} \times 12,7\text{mm} \times 0,202\text{mm}$ de volume, et qui génère une puissance de $42,7\mu\text{W}$ pour une fréquence de 100Hz.

En 2001, Meninger présente la fabrication d'un générateur MEMS, basé sur le type (a) de la Figure I-15. Ce générateur peut produire une puissance de $8\mu\text{W}$ [Meninger2001].

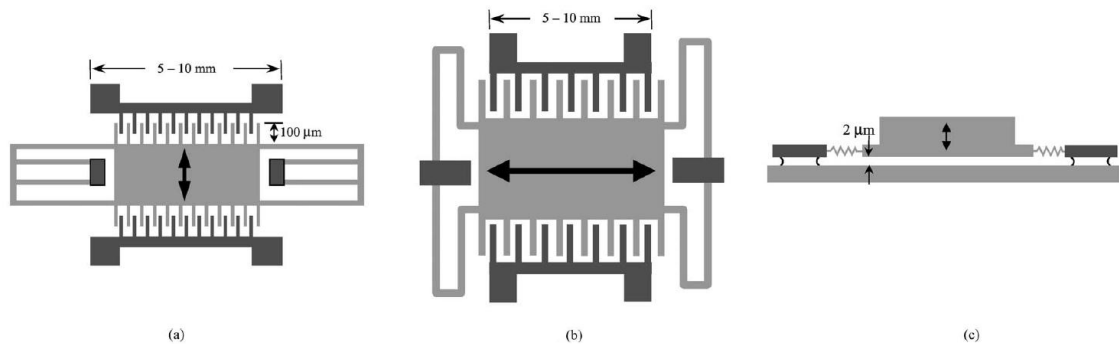


Figure I-15 : Plusieurs types des générateurs électrostatiques [Roundy2003_2].

Dans le cadre du projet ORESTEIA, Mitcheson a réussi à fabriquer un microgénérateur électrostatique de 132 mm^3 de volume (Figure I-16). Ce générateur peut fournir une puissance de $2\mu\text{W}$ sous une excitation de 40Hz. [Mitcheson2002], [Mitcheson2004] et [Mitcheson2004_2].

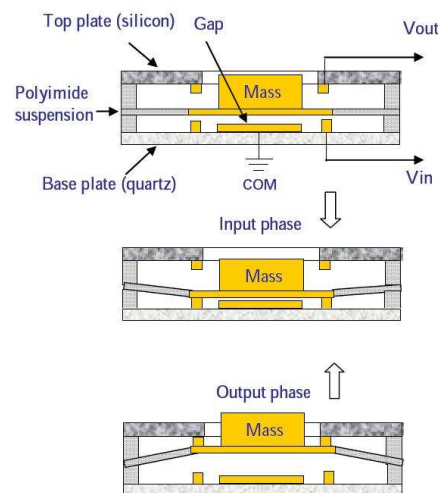


Figure I-16 : Schéma du générateur électrostatique [SW_ORESTEIA2000].

Plus récemment, un générateur a été conçu par G. Despesse [Ths_Despess2005]. Dans le cadre de sa thèse, il a conçu et réalisé un générateur de 18cm^3 de volume usiné dans du tungstène (Figure I-17). Sur un banc de caractérisation, ce générateur a délivré 1mW pour une fréquence de 50Hz , et une accélération de $8,8\text{ms}^{-2}$. La mesure faite sur une voiture au ralenti a donné une puissance de $250\mu\text{W}$.

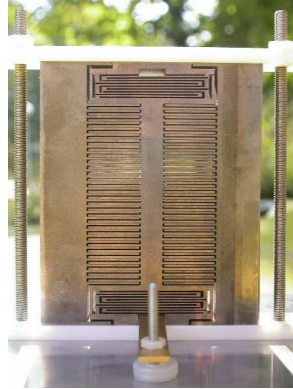


Figure I-17 : Générateur électrostatique en tungstène [Ths_Despess2005].

Ces générateurs sont certes plus faciles à fabriquer de façon collective par des méthodes proches de celles de la microélectronique. Il faut noter que ces dispositifs nécessitent un circuit électronique complexe pour les charger dans un premier temps et pour collecter le surplus d'énergie dans un second temps.

I.3.3.3. Les générateurs piézoélectriques

La piézoélectricité est la propriété que possèdent certains corps de se polariser électriquement sous l'action d'une force mécanique (effet direct) et, réciproquement, de se déformer lorsqu'on leur applique un champ électrique (effet inverse). La découverte de cette propriété a été faite par Pierre Curie bien qu'il semble que le premier à avoir observé ce phénomène soit l'abbé René Just Haüy (1743-1822).

De façon générale, les structures les plus répandues dans la littérature font appel à des empilements de matériaux piézoélectriques dont le plus simple est la structure de type bimorphe.

Un générateur piézoélectrique simple est proposé par White et al dans [White2001]. Ce générateur est un bimorphe. Le macrogénérateur possède une surface de 320mm^2 avec une masse de $0,8\text{g}$ attachée au bout de la partie libre. Il est excité à la fréquence de 80Hz , et fournit une énergie de $2\mu\text{W}$ pour une déflexion de $0,9\text{mm}$.

Roundy a proposé un macrogénérateur piézoélectrique d'un cm^3 de volume [Roundy2003_2]. Ce générateur, présenté sur la Figure I-18, donne une puissance de $60\mu\text{W}$ pour une excitation de 100Hz et une accélération de $2,25\text{ms}^{-2}$.

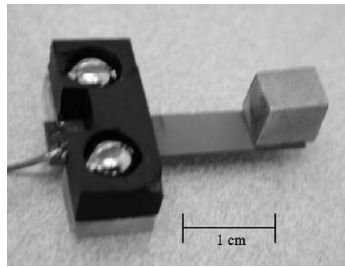
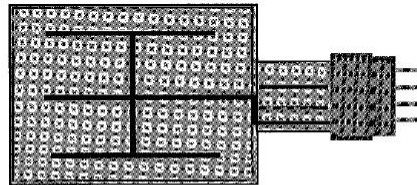


Figure I-18 : Macrogénérateur piézoélectrique [Roundy2003_2].

Dans ses travaux sur les systèmes autonomes, Ottman a utilisé un générateur piézoélectrique du commerce [Ottman2002], [Ottman2003] et [Lesieutre2004]. Ce générateur est présenté sur la Figure I-19. Ces travaux ont prouvé que l'on peut charger une batterie à partir d'un générateur piézoélectrique excité à la résonance. Il arrive à charger la batterie avec 30,66mW, avec ce générateur excité à 50Hz.



Application Type: strain actuator or bimorph actuator
 Device Size (in): 2.00 x 1.50 x 0.03
 Device Weight (oz): 0.28
 Active Elements: 1 stack of 2 piezos
 Piezo Wafer Size (in): 1.81 x 1.31 x 0.010
 Device Capacitance (μ F): 0.20
 Full Scale Voltage Range (V): +/- 200

Figure I-19 : Générateur piézoélectrique du commerce [Ottman2002].

Une structure spéciale dite "cymbal" est proposée pour augmenter l'énergie récupérée. Ce générateur donne une puissance de 39mW pour une force de 7,8N à 100Hz [Kim2004] et [Kim2005].

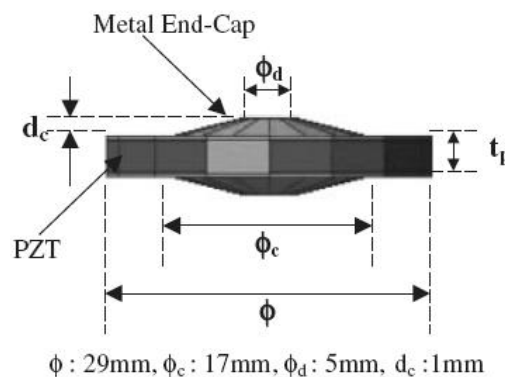


Figure I-20 : Structure dite "cymbal" pour un macrogénérateur piézoélectrique [Kim2004].

La Figure I-21 présente les deux approches proposées par Shenck dans sa thèse [Ths_Shenck1999] pour générer l'énergie pendant la marche d'une personne. Ces approches sont :

- Une feuille de PVDF flexible, placée dans la semelle. Elle récupère l'énergie des mouvements de flexion à chaque pas. L'énergie récupérée sur une charge adaptée de $250\text{k}\Omega$ est de $1,3\text{ m W}$.
- Un dispositif formé de 2 rubans précontraints et incurvés de céramique PZT, appelé "dimorphe", placé dans le talon. L'énergie récupérée sur une charge adaptée de $500\text{k}\Omega$, s'élève à $8,4\text{ m W}$.

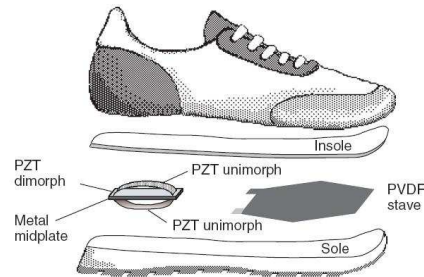


Figure I-21 : Deux approches de génération d'énergie pendant la marche [Ths_Shenck1999].

La poursuite de ce travail, par l'équipe du Massachusetts Institute of Technology (M.I.T), a abouti à un démonstrateur présenté sur la Figure I-22 [Shenck2001].



Figure I-22 : Un émetteur RFID qui utilise l'énergie de la marche [Shenck2001].

La société Compaq Computer Corporation à Houston a déposé en 1999 un brevet, qui concerne la récupération de l'énergie mécanique générée lors de la frappe des touches du clavier de l'ordinateur. Chaque touche est munie à sa base d'un aimant qui, lorsqu'on appuie sur la touche, s'enfonce dans une bobine et joue le rôle de mini générateur de courant permettant la charge d'un condensateur. Basé sur un principe similaire, les chercheurs du MIT ont réalisé un bouton-poussoir piézoélectrique pour alimenter un émetteur (RFID). Il est présenté sur la Figure I-23 [Paradiso2001]. L'élément piézoélectrique, après l'impact, vibre à la résonance, afin de maximiser le rendement de la conversion. L'énergie générée à chaque pression est de 2 mJ . En sortie du régulateur de tension, il reste $0,5\text{ mJ}$ pour alimenter l'ensemble encodeur/émetteur, qui consomme $150\text{ }\mu\text{J}$ pendant la transmission de 20 ms .

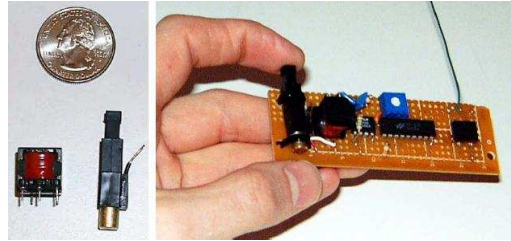


Figure I-23 : Un Générateur piézoélectrique en forme de bouton poussoir [Paradiso2001].

Un microgénérateur en PZT ($170\mu\text{m}\times 260\mu\text{m}$) a été réalisé en coopération entre le MIT et le Korea Institute of Metallurgy and Manufacturing [Jeon2005]. Ce microgénérateur est représenté sur la Figure I-24. Il génère $1\mu\text{W}$ sur une charge résistive de $5,2\text{ M}\Omega$, pour une fréquence de résonance de $13,9\text{kHz}$. C'est actuellement un des plus petits générateurs piézoélectriques fabriqués par la technologie MEMS avec celui développé dans notre équipe de recherche.

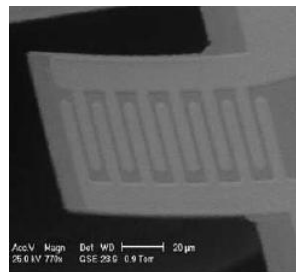


Figure I-24 : Photo MEB du microgénérateur piézoélectrique [Jeon2005].

Une étude plus récente porte sur un modèle électromécanique capable de prévoir l'énergie fournie par un générateur piézoélectrique de forme circulaire. Cette étude a été validée pour un générateur macroscopique de 25mm de diamètre [Minazara2006].

Un résumé de l'énergie fournie par les différents types de sources d'énergie est présenté dans le Tableau 2.

De cette étude bibliographique, on peut retenir qu'un grand nombre d'équipes de recherches s'impliquent dans la conception et la fabrication de générateurs qui permettent de récolter l'énergie ambiante. On peut constater que la réduction des dimensions s'accompagne d'une réduction de l'énergie récupérée mais aussi de l'amplitude des tensions générées.

Dans le chapitre suivant, nous présentons les systèmes de gestion d'énergie rencontrés dans la bibliographie.

Source d'énergie	Puissance ($\mu\text{W}/\text{cm}^3$)	Energie (J/cm^3)	Remarques
Batterie primaire		2880	
Batterie rechargeable		1080	
Super capacité		50	
Solaire	15000		$10\mu\text{W}/\text{cm}^3$ (à l'intérieur)
Température	40		Différence de 5°C [Pescovitz2002]
Humaine	330		Chaussures avec modules piézoélectriques [Ching2002]
Flux du vent	380		Vitesse 5m/s [D_Preview2003]
Vibration	200		[Ths_Roundy2003]

Tableau 2: Une comparaison entre les différentes sources d'énergie.

I.4. Les systèmes de gestion de l'énergie

Nous avons présenté les différentes sources d'énergie, allant de macrogénérateurs qui mesurent quelques cm^3 de volume jusqu'aux microgénérateurs dont les dimensions sont de l'ordre du mm^3 . Nous allons présenter dans ce chapitre la partie de conversion de l'énergie, qui représente l'interface d'adaptation entre le générateur et l'élément de stockage.

Plusieurs techniques de conversion d'énergie sont utilisées pour les différentes sources d'énergie. Dans le cas d'un signal alternatif fourni par le générateur, les techniques de conversion sont généralement basées sur le même principe, c'est-à-dire la rectification du signal donné par le générateur, puis l'adaptation à la charge. Dans le cadre de cette thèse, nous nous limitons à ce type de conversion. En effet si les générateurs fournissent des signaux continus (conversion thermo-électrique, photovoltaïque) le système de conversion est réduit à la partie d'adaptation à la charge.

Une des techniques de conversion proposée est celle basée sur l'utilisation d'un circuit de rectification et multiplication appliqué sur la sortie d'un générateur électromagnétique [Ching2002]. La sortie de ce circuit est utilisée pour alimenter les autres parties du système telles que le microcontrôleur, le capteur et l'émetteur, sachant que l'amplitude du signal fourni par le générateur est de 2,4V. Le circuit de conversion est représenté sur la Figure I-25.

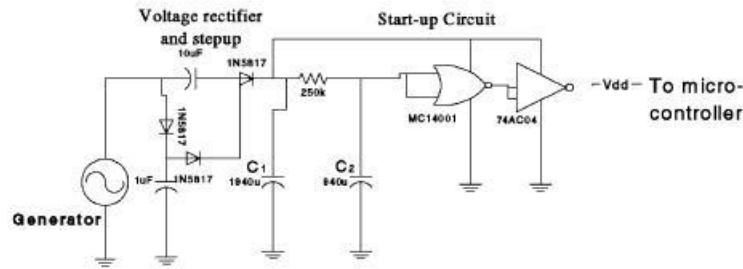


Figure I-25 : Circuit de rectification et multiplication [Ching2002].

L'équipe de l'UoS a présenté un système autonome avec un générateur électromagnétique [James2004]. Deux types de systèmes de conversion d'énergie ont été comparés (Figure I-26); le premier utilise un transformateur pour amplifier la tension du générateur, tandis que le deuxième utilise un multiplicateur de tension en utilisant des diodes classiques et des capacités. La deuxième solution est plus compacte et plus efficace (75% contre 50% pour la première).

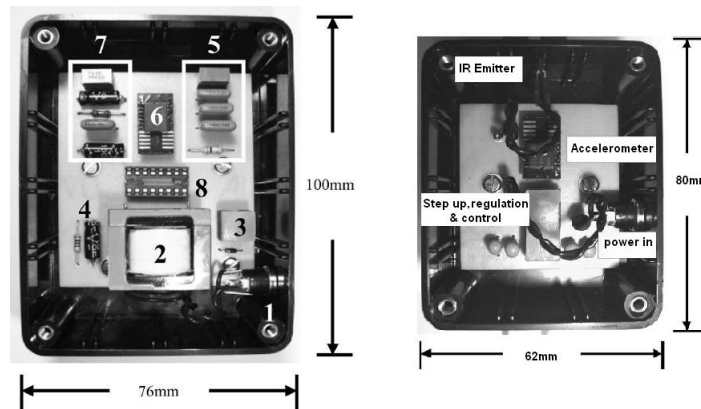


Figure I-26 : Deux approches de conversion d'énergie [James2004].

Wang, dans son travail concernant la modélisation et l'optimisation d'un générateur électromagnétique, a utilisé un simple redresseur de tension suivi d'une supercapacité [Wang2005].

Le circuit de conversion d'énergie proposé par Kymissis est constitué d'un redresseur et d'un circuit qui connecte la sortie du générateur redressée au circuit (le régulateur, l'encodeur et l'émetteur). Ce circuit est activé quand la tension aux bornes du générateur est suffisamment grande (>12V) [Kymissis1998]. Le circuit de conversion d'énergie est présenté sur la Figure I-27.

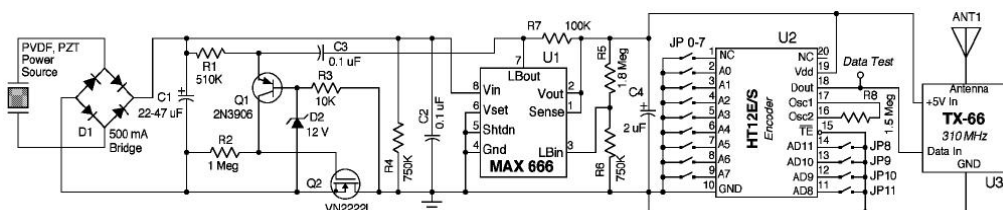


Figure I-27 : Circuit de récupération d'énergie [Kymissis1998].

Le système autonome proposé par Amirtharajah, est un DSP alimenté par un générateur électromagnétique [Amirtharajah1998]. Le circuit de passage de l'énergie entre le générateur et le DSP est constitué d'un transformateur qui joue le rôle d'un élévateur de tension suivi par un redresseur et un convertisseur DC/DC. Le schéma du circuit est présenté sur la Figure I-28.

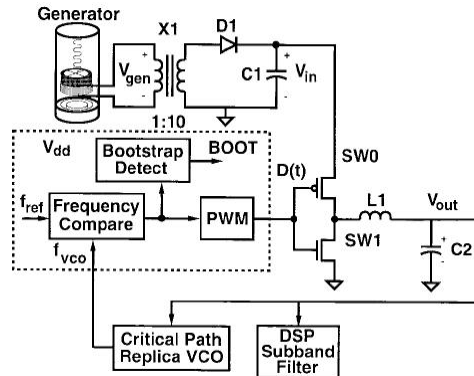


Figure I-28 : Système de conversion d'énergie pour alimenter un DSP [Amirtharajah1998].

Roundy a choisi une structure conventionnelle pour récupérer l'énergie du générateur piézoélectrique [Roundy2003_3]. Cette structure est construite d'un redresseur suivi d'un convertisseur DC/DC. Dans le même cadre de travail, il a proposé d'ajouter une inductance pour améliorer l'énergie récupérée à partir du générateur [Roundy2003_2].

Ottman présente une structure de récupération d'énergie [Ottman2002]. Cette structure optimise l'énergie qui passe entre le générateur piézoélectrique et la batterie. Le schéma de cette structure est représenté sur la Figure I-29 , il contient un redresseur AC/DC et un convertisseur DC/DC.

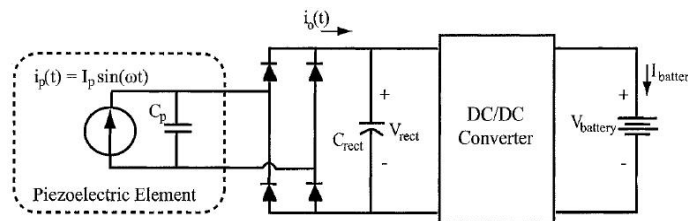


Figure I-29 : Structure de récupération d'énergie [Ottman2002].

Le DC/DC est contrôlé par un signal avec un rapport cyclique modulable (Pulse Width Modulated "PWM" signal). Ottman a prouvé qu'il existe une valeur du rapport cyclique, pour laquelle le courant qui passe dans la batterie est maximal. La Figure I-30 représente la relation entre le courant qui passe dans la batterie et la valeur du rapport cyclique du signal de contrôle du DC/DC. Ce comportement est dû au fait que le changement de la valeur du rapport cyclique est vu comme un changement de la charge connectée à la sortie du convertisseur AC/DC. Ottman a prouvé que l'énergie transférée à la batterie augmente de 16,4mW à 70,4mW en utilisant ce DC/DC contrôlé.

La valeur optimale du rapport cyclique dépend du courant donné par le générateur piézoélectrique. Ce qui veut dire qu'il faut ajouter un circuit de contrôle pour calculer à chaque instant la valeur optimale du rapport cyclique.

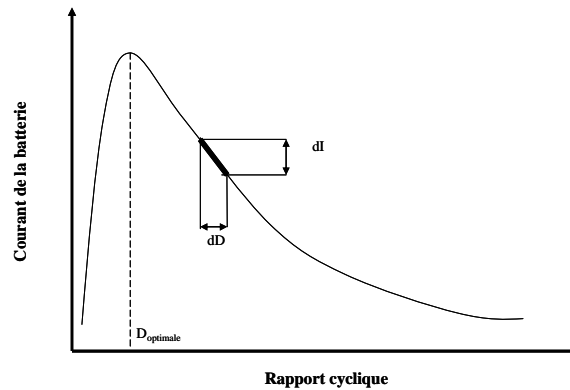


Figure I–30 : Influence du rapport cyclique sur le courant dans la batterie [Ottman2002].

Dans la suite de ce travail, Ottman [Ottman2003] a montré que si le convertisseur DC/DC fonctionne en mode DCM (Discontinuous Current Mode : le courant dans l'inducteur passe par zéro), il y a alors une gamme de valeurs de tension pour laquelle la valeur optimale du rapport cyclique est constante. La Figure I–31 montre que la valeur du rapport cyclique optimale est constante si la tension en circuit ouvert du générateur piézoélectrique est supérieure à 20V.

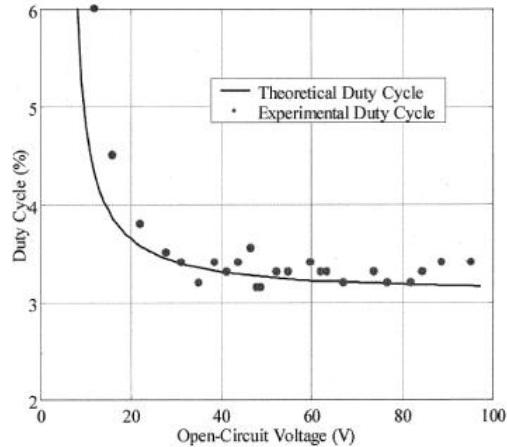


Figure I–31 : Relation entre rapport cyclique optimal et la sortie du générateur [Ottman2003].

La Figure I–32 contient le schéma de la structure de récupération d'énergie. Cette structure est basée sur :

- Le chargement de la batterie à travers le DC/DC contrôlé par un rapport cyclique fixe quand la sortie du générateur est suffisamment grande ;
- Le chargement de la batterie directement, à partir du redresseur quand la sortie du générateur est faible.

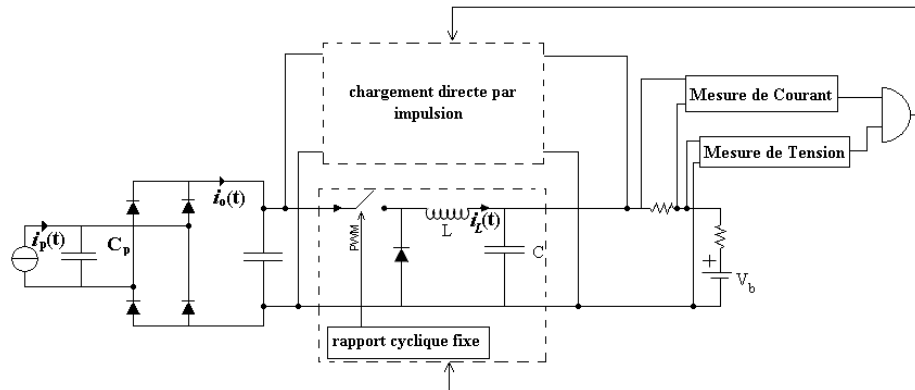


Figure I-32 : Structure de chargement de la batterie à partir d'un générateur piézoélectrique [Ottman2003].

Un convertisseur AC/DC synchrone est proposé par Han pour améliorer la performance du système de récupération d'énergie [Han2004]. Le schéma de cette structure est présenté sur la Figure I-33. Dans cette figure le comparateur avec le transistor MOS joue le rôle d'une diode active. Quand la tension de l'entrée de ce module est plus grande que celle de la sortie le comparateur fait ouvrir le transistor pour que le courant passe sans la perte introduite par une diode normale.

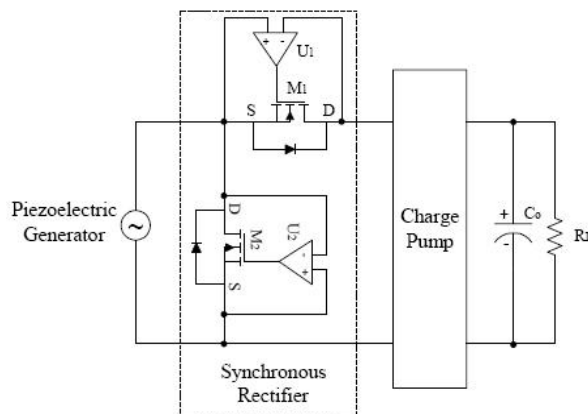


Figure I-33 : Convertisseur AC/DC synchrone [Han2004].

Un travail très récent a été effectué par M. Raisigel dans le cadre de sa thèse. Il a réalisé un circuit intégré pour redresser le signal triphasé venant d'un microgénérateur électromagnétique, ce qui est capable de délivrer quelques milliwatts [Ths_Raisigel].

Il est clair que la structure du système de récupération d'énergie est composée généralement d'un redresseur AC/DC et d'un convertisseur DC/DC qui vérifie l'adaptation entre le générateur et la charge.

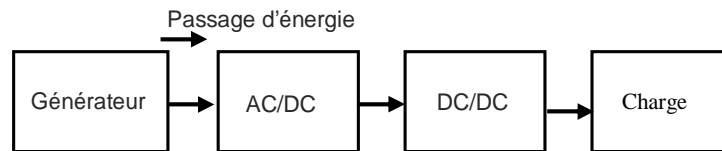


Figure I-34 : Structure générale de récupération d'énergie.

La réalisation des convertisseurs AC/DC et DC/DC diffère selon les besoins et les spécifications du générateur. Nous allons présenter dans la suite les contraintes introduites par les microgénérateurs utilisés sur les circuits de gestion de l'énergie. De façon générale, les tensions délivrées par les microgénérateurs sont plus faibles que les tensions de seuil des diodes, ce qui interdit l'utilisation des rectifieurs traditionnels (pont de Graëtz).

Dans le cadre de l'optimisation de l'énergie récupérée, un module dit non linéaire peut être ajouté dans la chaîne de conversion d'énergie [Lefeuvre2006]. La structure du circuit de récupération d'énergie est présentée sur la Figure I-35. Le but de ce module est de maximiser l'énergie donnée par la source. Cette technique sera détaillée dans le chapitre 3.

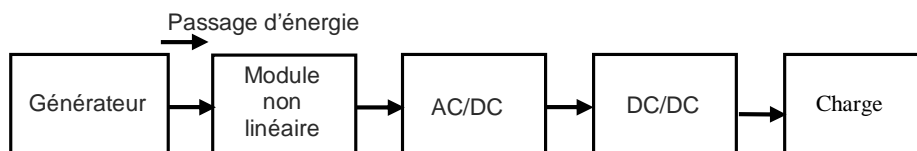


Figure I-35 : Structure améliorée pour la récupération d'énergie.

Quelque soit le circuit de gestion de l'énergie, le problème pour les microgénérateurs est lié aux niveaux de tension et de puissance très faibles. Nous sommes donc contraints de concevoir ces circuits avec un impératif d'ultra faible consommation (ULP Ultra Low Power design) pour garantir un rendement acceptable du système de récupération. Si dans les circuits classiques, les rendements des blocs DC/DC arrivent à plus de 90%, c'est essentiellement dû au fait que le générateur délivre une puissance bien plus grande que la consommation du circuit DC/DC lui même.

I.5. Les spécifications des autres éléments du microsystème autonome

Dans ce paragraphe, nous présentons les besoins énergétiques pour alimenter les capteurs et les émetteurs/récepteurs actuels. Le Tableau 3 représente les spécifications énergétiques pour quelques exemples de microcapteurs. Le Tableau 4 résume les spécifications énergétiques pour quelques exemples d'émetteurs RF. Tandis que, les spécifications énergétiques pour quelques exemples de microcontrôleurs récents sont reportées dans le Tableau 5.

Type	Fournisseur	Tension d'alimentation (V)	Puissance (μ W)	Spécifications
Accéléromètre capacitif	Analog Devices [DS_ADXL330]	2	400	$\pm 1g$ à $\pm 20G$
Accéléromètre capacitif	Colibrys	3	600	$\pm 2g$ à $\pm 10G$
Accéléromètre capacitif	Freescale [DS_MMA6270]	2,2	15_1100 (veille)	$\pm 1g$ à $\pm 6G$
Accéléromètre piézoélectrique	PCB Piezotronics	18	36000	
Accéléromètre capacitif	STM	2,1	1200	$\pm 2g$ à $\pm 6G$
Capteur de température	Analog Devices AD7416	2,7-5,5	6_0,15 (veille)	-40 à 125°C
Capteur de pression	Freescale MPXY8000	2,1-3,6	4300_2 (veille)	250 à 900 kPa

Tableau 3 : Spécifications de différents types de capteurs.

Pour calculer le budget énergétique nécessaire pour faire fonctionner un système autonome, nous allons choisir une architecture de composants basse consommation disponible sur le marché. Ces composants vont constituer un nœud autonome.

Fournisseur	Référence	Tension (V)	Puissance Active (mW)	'Standby' (W)
Toumaz	Sensium	1	3	2,5nW à 1,0V
Ember	EM2420	1,6	33	0,5 μ A
Chipcon	CC1100	1,8	25	
Xemix	XE1209	2	400	
Zarlink	ZL70100	2,1	10,5	(200 nA)
Analog Devices	ADF7025	2,3	46	
Atmel	ATA5428	2,4	36	310 μ A idle

Tableau 4 : Spécifications des émetteurs/récepteurs RF.

Fournisseur	Numéro	Tension (V)	Puissance Active (μ W)	'Standby' (mW)
Arizona Microchip	12F675	2	17 à 32kHz 200 à 1MHz	0,001
Holtek	HT47C10L	1,2	60	1,2
EM Marin	EM6415	2,2	720 à 800kHz	0,22
Microsensors	MS3110	5	14500	N/A

Tableau 5 : Spécifications des microcontrôleurs.

Nous avons choisi le capteur de température AD7814 fourni par Analog Devices [DS_ AD7814]. Ce composant mesure la température entre -55°C et 125°C , la sortie de mesure est sur 10 octets. La durée de l'opération est de $30\mu\text{s}$. La consommation est de $250\mu\text{A}$ sous une tension de $2,7\text{V}$.

L'émetteur/récepteur choisi est le nRF24L01 fourni par Nordic Semiconductor [DS_ nRF24L01]. La consommation de ce composant est de $52\mu\text{A}$ à $1,9\text{V}$ en transmission à -6dBm et 10kBit/s . Pour envoyer des informations de 10 octets (mesure du capteur), il faut 1ms d'activité de ce composant.

Finalement, Nous avons choisi le microcontrôleur EM6607 de EM Microelectronics – Marin SA [DS_EM6607]. Ce microcontrôleur est ultra basse consommation, avec une architecture de type RISC 4bit à 32kHz . La consommation est de $1,8\mu\text{A}$ pour une alimentation entre $1,2\text{V}$ et $3,3\text{V}$ en mode actif. Il existe un mode de veille pendant lequel il consomme 500nA .

Nous supposons la séquence de travaille suivante :

- A l'instant t_0 , le microcontrôleur est en mode veille. Il se réveille pendant $1,5\text{s}$ (consommation $P_{\text{mc_active}}=2,7\mu\text{W}$).
- A l'instant t_1 , le microcontrôleur fait appel au capteur pour se réveiller, Le capteur se réveille pendant 40ns (consommation $P_{\text{mc_active}}=2,7\mu\text{W} + P_{\text{cap_active}}=675\mu\text{W}$).
- Le capteur effectue une mesure pendant $40\mu\text{s}$, et il revient en mode veille à l'instant t_2 , (consommation $P_{\text{mc_active}}=2,7\mu\text{W} + P_{\text{cap_active}}=675\mu\text{W}$).
- A l'instant t_3 , Le microcontrôleur fait appel à l'émetteur/récepteur pour se réveiller, L'émetteur/récepteur se réveille pendant $1,5\text{ms}$ (consommation $P_{\text{mc_active}}=2,7\mu\text{W} + P_{\text{ER_active}}=98\mu\text{W}$).
- L'émetteur/récepteur effectue un envoi de données pendant 1ms , et il revient en mode veille à l'instant t_4 , (consommation $P_{\text{mc_active}}=2,7\mu\text{W} + P_{\text{ER_active}}=98\mu\text{W}$).
- A l'instant t_5 , tous les composants sont en mode veille.
- Nous répétons cette séquence toutes les 10 minutes (consommation $P_{\text{mc_veille}}=0,15\mu\text{W}$).

Le schéma de la Figure I-36 représente cette séquence.

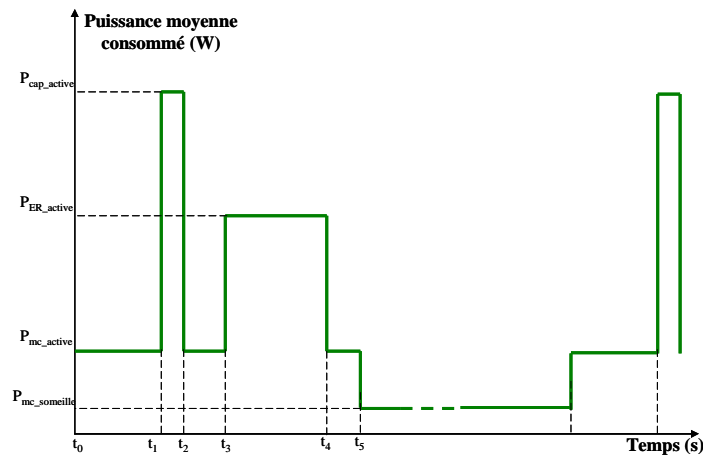


Figure I-36 : Schéma énergétique dans un système autonome.

L'énergie totale nécessaire est de :

$$E_{\text{totale}} = 2,7 * 1,5 + 677,7 * (40 * 10^{-9} + 40 * 10^{-6}) + 100,7 * (2,5 * 10^{-3}) + 0,15 * 10 * 60 \approx 94 \mu\text{J}.$$

La puissance moyenne nécessaire pendant cette phase est de :

$$P_{\text{totale}} = 94 / 600 = 0,15 \mu\text{W}.$$

Cette énergie va être fournie par le générateur via le système de gestion d'énergie.

Nous constatons que la consommation du microcontrôleur est prépondérante. Il est très important de choisir un microcontrôleur ULP, ou bien de le concevoir d'une façon spécifique (ASIC).

Nous présentons dans le paragraphe suivant les techniques de réduction de la consommation dans les circuits CMOS. Sachant que la réduction de l'énergie dans les circuits de contrôle (modules de conversion d'énergie) est essentielle pour pouvoir passer le maximum d'énergie à la sortie.

I.6. Techniques de réduction de la consommation dans les circuits CMOS

Durant ces dernières années, la réduction de la consommation des circuits intégrés est un des trois paramètres clés dans la conception en microélectronique, à côté de la vitesse des circuits et de leur surface de silicium. La réduction de la consommation est la plus importante pour nombre d'applications.

La majorité des techniques de réduction de consommation sont basées sur la réduction de la consommation dynamique, c'est-à-dire la charge et décharge des capacités parasites et la consommation de court-circuit. En effet, la troisième source de la consommation, dite statique, résultant des courants de fuite des transistors, était négligeable par rapport aux consommations dynamiques. Mais avec l'arrivée des technologies fortement submicroniques, c'est-à-dire depuis les technologies 0,18 micron, la consommation statique a pris de l'importance, jusqu'à devenir un

problème majeur [Sakurai2003], spécialement pour les applications où les circuits intégrés sont longtemps en mode de veille.

Les causes de l'augmentation des courants de fuite sont essentiellement la réduction conjointe des tensions d'alimentation et des tensions de seuil des transistors. En effet, les tensions d'alimentation diminuent pour limiter le champ électrique dans les transistors. Les tensions de seuil des transistors sont alors aussi réduites pour conserver une vitesse raisonnable dans les circuits. Ce qui a pour effet d'augmenter considérablement les courants de fuite entre le drain et la source. En effet, le courant de fuite I_{off} dépend exponentiellement de la tension de seuil.

La Figure I-37 représente la consommation totale d'un processeur en fonction de la tension d'alimentation V_{dd} [Kaenel1994]. Lorsque la tension d'alimentation est réduite, la consommation dynamique est réduite en V^2 , alors que la consommation statique s'accroît exponentiellement avec la baisse conjointe des tensions de seuil.

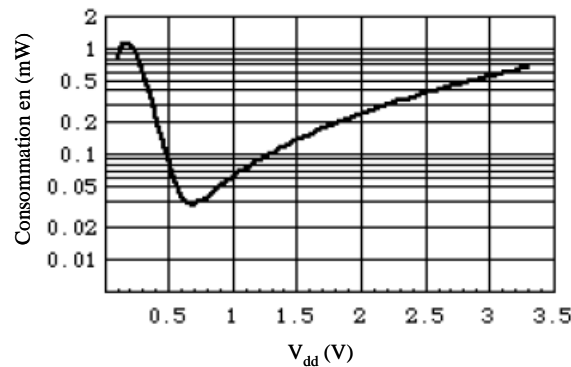


Figure I-37 : Consommation d'un processeur en fonction de la tension d'alimentation.

L'équation suivante donne la consommation dynamique :

$$P_D = afCV_{dd}^2 \quad [\text{Sakurai2003}] \quad 2$$

Où a est un coefficient qui dépend du taux de transistors actifs, f est la fréquence de travail, V_{dd} est la tension d'alimentation et C est la capacité parasite globale.

L'équation 3 donne l'expression de la consommation causée par les courants de fuite.

$$P_f = V_{dd} I_0 10^{\frac{V_{th}}{S}} \quad [\text{Sakurai2003}] \quad 3$$

où V_{th} est la tension de seuil du transistors I_0 est le courant inverse. et S est un constant qui dépend de la technologie.

I.6.1. Réduction des courants de fuite

La réduction des courants de fuite est liée à l'activité du circuit. Si le circuit présente une très grande activité, le problème est moins critique, car la consommation dynamique est prépondérante. C'est en général le cas pour des microprocesseurs de très hautes performances. Par contre, si l'activité est très faible, ou si le circuit est très souvent en mode repos, le problème est dramatique. C'est le cas pour des appareils portables miniaturisés. Pour ces derniers, la réduction des courants de fuite doit se faire à tous les niveaux de conception, soit au niveau du système, de l'architecture, du niveau RTL, du circuit et de la technologie. Ces techniques doivent généralement être combinées, car une seule n'est en général pas suffisante si nous voulons réduire les courants de fuite d'un grand facteur. Les principales techniques sont basées sur des changements de tensions de seuil des transistors, par exemple en les augmentant pour réduire les courants de fuite. Nous pouvons modifier la tension de seuil V_{th} en appliquant une tension V_{BS} entre le substrat et la source. Dans la suite, nous allons donner les méthodes principales pour réduire la consommation.

Tensions de seuil multiples :

Certaines technologies proposent différentes tensions de seuil des transistors. Des portes logiques avec des transistors à basse tension de seuil sont utilisées sur les chemins critiques alors que des portes logiques avec des transistors à haute tension de seuil sont utilisées dans le reste du circuit [Kang1999]. Cette technique est appelée MTCMOS pour « Multiple Threshold CMOS ». Le choix des transistors se fait au niveau du synthétiseur logique. En général, 10% à 20% des portes logiques sont sur le chemin critique et comportent des transistors à basse tension de seuil. Cette technique peut aussi être utilisée dans les mémoires SRAM, en ayant les cellules SRAM avec des MOS à hauts seuils et les circuits d'adressage et de lecture avec des MOS à bas seuils, mais cela devrait avoir un impact sur le temps d'accès de la mémoire. Cette technique a été utilisée pour plusieurs processeurs (Alpha, Hitachi) avec même trois tensions de seuil différentes pour le processeur Hitachi [Yamashita2000]. Le gain est de l'ordre d'un facteur 7 pour ce processeur en utilisant cette méthode.

Changement permanent des tensions de seuil :

Cette technique consiste simplement à modifier les tensions de seuil, en particulier à les augmenter, par application d'une polarisation inverse sur les substrats par rapport aux sources des transistors. Cette technique est utilisée pour des circuits dont les performances en vitesse ne sont pas très importantes, puisque de hautes tensions de seuil vont réduire considérablement la vitesse (augmentation du temps pour charger la capacité de grille d'un transistor et le commander).

Changement dynamique des tensions de seuil :

Cette technique est basée sur la modification des tensions de seuil des transistors de façon dynamique, c'est-à-dire augmenter les tensions de seuils lorsque le circuit est en mode repos ou en mode de très faible activité, et baisser les tensions de seuils lorsque le circuit est en forte activité. Cette technique est appelée VTCMOS pour « Variable Threshold CMOS » ou SATS pour « Self Adjusting Threshold voltage Scheme » [Kaenel1994] et [Kobayashi1994].

Cette technique a été utilisée pour des processeurs, comme le MIPS 3900 décrit dans [Suzuki1997], couplé à un changement dynamique de la tension d'alimentation. Selon les performances requises, un circuit contrôleur ajuste la tension d'alimentation et les tensions de seuil.

DTMOS :

Cette technique a été présentée par [Assaderaghi1994]. Elle est proposée essentiellement pour la technologie SOI, elle consiste à connecter la grille au « body » du transistor. Le fonctionnement est donc aussi basé sur la modification des tensions de seuil, puisque la tension V_{BS} est modifiée. Si on considère un transistor N, une entrée « 0 » sur la grille bloque le transistor et impose une tension V_{BS} nulle ce qui implique une haute tension de seuil. Par contre, lorsque l'entrée est à « 1 », le transistor conduit, et la tension $V_{BS}=V_{dd}$ introduit une polarisation directe, ce qui diminue la tension de seuil du transistor et le rend plus rapide. Ainsi, le transistor bloqué est lent mais présente peu de courant de fuite, alors que le transistor conducteur est rapide avec un courant de fuite plus important.

Logique en faible inversion :

La logique en faible inversion [Soeleman1999] consiste à faire fonctionner les transistors en mode de faible inversion et non en forte inversion. Nous obtenons un tel mode de fonctionnement si la tension d'alimentation est inférieure aux tensions de seuil des transistors. Une telle logique est extrêmement lente [Kim2001]. Si nous désirons augmenter la vitesse, il est possible d'utiliser une technologie présentant des tensions de seuils relativement basses et de faire varier ces tensions de seuil en utilisant les techniques VTCMOS. L'application d'une polarisation inverse ou directe entre le substrat et la source permet un ajustement précis des tensions de seuil de manière à optimiser la puissance consommée totale. L'ajustement des tensions de seuils doit être fait de manière dynamique, car l'optimum dépend de l'activité du circuit, de la température et des variations des paramètres technologiques.

Désactivation de l'alimentation :

Cela revient à imposer V_{dd} à zéro pour un circuit ou une partie de circuit ce qui est un moyen simple et efficace de supprimer tout courant de fuite. En mode de repos prolongé cette technique peut être appliquée au niveau système. Cela ne peut pas toujours être applicable, si par exemple des

informations doivent être conservées en mémoires (telles les SRAM par exemple), ou si les temps de redémarrage doivent être courts. Pour désactiver et réalimenter rapidement une partie de circuit, il faut introduire des interrupteurs. Pour cela, nous insérons généralement un ou deux transistors interrupteurs sur l'alimentation. Nous utilisons deux interrupteurs pour prendre en compte différents cas de fuites des transistors N et P. Ceux-ci sont conducteurs lorsque le circuit est actif et coupés si l'on veut désactiver le circuit [Kosonocky2001]. Ces transistors peuvent être à haute tension de seuil (si la technologie le permet), à basse tension de seuil ou encore à tension de seuil variable (VTCMOS).

I.7. Conclusion

Nous avons vu les différents types de sources d'énergie, et les systèmes de récupération proposés dans la littérature. Nous allons travailler dans le cadre du projet VIBES sur un système qui récolte l'énergie de vibrations mécaniques via un microgénérateur piézoélectrique ou électromagnétique. Nous avons estimé également les besoins énergétiques pour un système autonome.

Cette thèse sera consacrée à la partie de gestion d'énergie qui sera située entre le microgénérateur et l'élément de stockage d'énergie. La conception des circuits de gestion de l'énergie est intimement liée aux caractéristiques des générateurs d'une part et des éléments de stockage d'autre part. Pour cette raison nous abordons dans le prochain chapitre, la modélisation des microgénérateurs réalisés dans notre équipe en collaboration avec les différents partenaires du projet VIBES.

I.8. Références

- [1] [\[Amirtharajah1998\]](#) *Amirtharajah R. and Chandrakasan A.P., Self-powered signal processing using vibration-based power generation, IEEE Journal of solid state circuits, Vol. 33, No. 5, pp.687-695, 1998.*
- [2] [\[Assaderaghi1994\]](#) *F. Assaderaghi et al., A dynamic threshold voltage (dtmos) for ultra-low voltage operation, IEEE IEDM, Conf. 33.1.1, pp.809-812, 1994.*
- [3] [\[Beeby2005\]](#) *Beeby S. P., Tudor M.J., Koukharenko E., White N. M., O'Donnell T., Saha, C., Kulkarni S. and Roy S., Design and performance of a microelectromagnetic vibration-powered generator, 13th International conference on solid-state sensors, actuators and microsystems 1, pp. 780-783, Seoul, Korea, 2005.*
- [4] [\[Beeby2005_2\]](#) *Beeby S. P., Tudor M.J., Koukharenko E., White N. M., O'Donnell T., Saha, C., Kulkarni S. and Roy S. Design, fabrication and simulations of microelectromagnetic vibration powered generator for low power MEMS, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, pp. 374-379, Montreux, Switzerland. (2005).*
- [5] [\[Beeby2006\]](#) *Beeby S. P., Tudor M.J., Torah R.N., Koukharenko E., Roberts S., O'Donnell T and Roy S. Macro and micro scale electromagnetic kinetic energy harvesting generators, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, pp.286-291, 26-28 April 2006.*
- [6] [\[Catg_SIIμB/C2002\]](#) *Micro batteries product catalogue, Seiko instrument Inc. 2002.*
- [7] [\[Ching2002\]](#) *Ching N.N.H., Wong H.Y., Li W J., Leong P.H.W. and Wen Z., A laser micromachined multi-modal resonating power transducer for wireless sensing systems, Sensors and actuators, A 97-98, pp. 685-690, 2002.*
- [8] [\[D_Preview2003\]](#) *Power review document.*
- [9] [\[Douseki2003\]](#) *Douseki T., Yoshida Y., Utsunomiya F., Itoh N. and Hama N., A Batteryless wireless system uses ambient heat with a reversible-power-source compatible CMOS/SOI DC-DC converter, IEEE International Solid-State Circuits Conference Vol. 1, pp. 388-398, 2003.*
- [10] [\[DS_AD7814\]](#) *Datasheet of temperature sensor, Analog devices.*

- [11] [\[DS_nRF24L01\]](#) *Datasheet of temperature sensor, Nordic semiconductor.*
- [12] [\[DS_ADXL330\]](#) *Datasheet of MEMS accelerometer, Analog devices.*
- [13] [\[DS_EM6607\]](#) *Datasheet of temperature sensor, EM microelectronics.*
- [14] [\[DS_MMA6270\]](#) *Datasheet of MEMS accelerometer, Freescale.*
- [15] [\[Dudney2003\]](#) *Dudney N. J. and Jang Y. I., Analysis of thin-film lithium batteries with cathodes of 50 nm to 4 mm thick LiCoO₂, Journal of Power Sources, Vol. 119-121, pp. 300–304, 2003.*
- [16] [\[Elhami2001\]](#) *El-hami M., Jones R.G., White N.M., Hill M., Beeby S., James E., Brown A.D. and Ross J.N., Design, fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator, Sensors and actuators A 92 (1-3), pp. 335-342, 2001.*
- [17] [\[Elvin2001\]](#) *Elvin N.G., Elvin A.A. and Spector, M., A self-powered mechanical strain energy sensor, Smart materials and structures, No. 10, pp. 293-299, 2001.*
- [18] [\[Glosch1999\]](#) *Glosch H., Ashauer M., Pfeiffer U. and Lang W., A thermoelectric converter for energy supply, Sensors and Actuators, Vol. 74, pp. 246–250, 1999.*
- [19] [\[Gonzalez2002\]](#) *Gonzalez J.L., Rubio A. and Moll F., Human powered piezoelectric batteries to supply power to wearable electronic devices, Int. J. Soc. Mater. Eng. Resour., Vol. 10 No. 1, pp. 34-40, March 2002.*
- [20] [\[Green2003\]](#) *Green M. A., Emery K., King D. L., Igari S. and Warta W., Solar Cell Efficiency Tables, Progress in Photovoltaics: research and applications, Vol. 11, pp. 347–352, 2003.*
- [21] [\[Han2004\]](#) *Han J., Jouanne A.V., Le T., Mayaram K. and Fiez T.S., Novel power conditioning circuits for piezoelectric micro power generators, Applied power electronics conference APEC, Vol. 3, pp.1541-1546, 2004.*
- [22] [\[James2004\]](#) *James E.P., Tudor M.J., Beeby S.P., Harris N.R., Glynne J.P., Ross J.N. and White N.M., An investigation of self-powered systems for condition monitoring applications, Sensors and actuators, A 110, pp. 171-176, 2004.*
- [23] [\[Jeon2005\]](#) *Jeon Y.B., Sood R., Jeong J.h. and Kim S.G., MEMS power generator with transverse mode thin film PZT,*

- Sensors and actuators, A 122, pp. 16-22, 2005.*
- [24] [\[Jones2004\]](#) Jones R.G., Tudor M.J., Beeby S.P. and White N.M.,
An electromagnetic vibration powered generator for intelligent sensor systems, Sensors and actuators A 110, pp.344–349, 2004.
- [25] [\[Kaenel1994\]](#) Kaenel V. et al.,
Automatic Adjustment of Threshold & Supply Voltages for Minimum Power Consumption in CMOS Digital Circuits, IEEE Symp. On Low-Power Electronics, San Diego, October. 10-12.1994.
- [26] [\[Kang1999\]](#) Kang S-M. and Leblebici Y.,
CMOS Digital Integrated Circuits, McGraw-Hill, second edition, pages 466-469, 1999.
- [27] [\[Kim2001\]](#) Kim H. and Roy K.,
Ultra-Low Power DLMS Adaptive Filter for Hearing Aid Applications, Proc.ISLPED'01, Huntington Beach, CA; August 6-7, pp. 352-357, 2001.
- [28] [\[Kim2004\]](#) Kim H., Batra A., Priya S., Uchino K., Newnham R.E., Markeley D., Newnham R.E. 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.
- [29] [\[Kim2005\]](#) Kim H., Batra A., Priya S., Uchino K. and Newnham R.E.,
Piezoelectric energy harvesting under high pre-stressed cyclic vibrations, Journal of electroceramics, Vol. 15, No. 1, pp. 27–34, 2005.
- [30] [\[Kobayashi1994\]](#) Kobayashi T. and Sakurai T.,
Self-adjusting threshold-voltage scheme (SATS) for low-voltage high-speed operation, Proc. CICC'94, pp. 271-274, May 1994.
- [31] [\[Kosonocky2001\]](#) Kosonocky S. V. et al.,
Enhanced Multi-Threshold (MTCMOS) Circuits Using Variable Well Bias Proc. ISLPED'01, Huntington Beach, CA; August 6-7, pp. 165-169, 2001.
- [32] [\[Kulah2004\]](#) Kulah H. and Najafi K.,
An Electromagnetic micro power generator for low-frequency environmental vibrations, 17th IEEE conference on Micro Electro Mechanical Systems, Netherlands, pp. 237–240, January 2004.
- [33] [\[Kymissis1998\]](#) Kymissis J., Kendall C., Paradiso J. and Gershenfeld N.,
Parasitic power harvesting in shoes, Proc. IEEE International conference on wearable computing, pp. 132–139, 1998.
- [34] [\[Labounty2001\]](#) Labounty C., Shakouri A. and Bowers J.E.,
Design and characterization of thin film microcoolers,

- Journal of applied physics*, Vol. 89, No. 7, pp. 4059-4064, 2001.
- [35] [\[Lahiri2002\]](#) Lahiri K., Raghunathan A., Dey S. and Panigrahi D.,
Battery-driven system design: a new frontier in low power design,
Proc International Conference. on VLSI Design, pp.261-267, Bangalore, India,
January 2002.
- [36] [\[Lee2003\]](#) Lee J.M.H., Yuen S.C.L., J.W. Li and Leong P.H.W.,
Development of an AA size energy transducer with micro resonators,
IEEE International symposium on circuits and systems, pp.IV876- IV879,
2003.
- [37] [\[Lefeuvre2006\]](#) Lefeuvre E., Badel A., Richard C., Petit L. and Guyomar D.,
*A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for
standalone systems*,
Sensors and Actuators A 126, pp. 405–416, 2006.
- [38] [\[Lesieutre2004\]](#) Lesieutre G.A, Ottman, G.K. and Hofmann H.F.,
Damping as a result of piezoelectric energy harvesting,
Journal of sounds and vibration, No. 269, pp. 991-1001, 2004.
- [39] [\[Li2000\]](#) Li W.J., Leong P.H.W., Hong T.C.H., Wong H.Y. and Chan G.M.H.,
*Infrared signal transmission by a laser micro machined vibration induced
power generator*,
43rd IEEE Midwest symposium on circuits and systems, Michigan, USA, 2000.
- [40] [\[Meninger2001\]](#) Meninger S., Mur-Miranda J.O., Amirtharajah R., Chandrakasan A.P. and
Lang J.H.,
Vibration-to-electric energy conversion,
IEEE Transactions on very large scale Integration, Vol. 9, No. 1, pp. 64-76,
February 2001.
- [41] [Minazara2006] Minazara E., Vasic D., Costa F.,
Circular Piezoelectric Plate with Proof Mass for Energy Harvesting,
Actuator' 2006, Bremen, Germany, 14-16 june 2006.
- [42] [\[Mitcheson2002\]](#) Mitcheson P.D., Green T.C., Yeatman E.M. and Holmes A.S.,
*Analysis of optimized micro generator architectures for self powered
ubiquitous computers*,
Fourth international conference on ubiquitous computing, Gothenburg,
Sweden, 2002.
- [43] [\[Mitcheson2004\]](#) Mitcheson P.D., Miao P., Stark B.H., Yeatman E.M., Holmes A.S. and Green
T.C.,
MEMS electrostatic micro-power generator for low frequency operation,
Sensors and Actuators, A. 115, pp. 523-529, 2004.
- [44] [\[Mitcheson2004_2\]](#) Mitcheson P.D., Miao P., Stark B.H., Yeatman E.M. and Holmes A.S.,
Architectures for vibration-driven micro-power generators,
Journal of Micro Elctro Mechanical Systems, Vol. 13, No. 3, 2004.

- [45] [\[Ottman2002\]](#) Ottman G.K., Hofmann H.F., Bhatt A.C. and Lesieutre G.A.,
Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply,
IEEE transaction. on power electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 669-76, Sept 2002.
- [46] [\[Ottman2003\]](#) Ottman, G.K., Hofmann H.F. and Lesieutre G.A.,
Optimized piezoelectric energy harvesting circuit,
Power Electronics, Vol. 18, No. 2, March 2003.
- [47] [\[Oukassi2006\]](#) Oukassi S., Gagnard X., Salot R., Bancel S. and Pereira-Ramos J.-P.,
Above IC micro power generators for RF-MEMS,
Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, pp.365-368, 26-28 April 2006.
- [48] [\[Paradiso2001\]](#) Paradiso J.A. and Feldmeier M.,
A compact, wireless, self-powered pushbutton controller,
Conference on ubiquitous computing (Ubicomp 2001), Atlanta GA, pp. 299-304. 2001.
- [49] [\[Paradiso2005\]](#) Paradiso J.A. and Starner T.,
Energy scavenging for mobile and wireless electronics,
Pervasive computing, pp. 18-26, January-March 2005.
- [50] [\[Pescovitz2002\]](#) Pescovitz, D.,
The Power of Small Tech. Smalltimes, Vol. 2, No. 1, 2002.
- [51] [\[Pichonat2006\]](#) Pichonat T., Gauthier-Manuel, B.,
Recent developments in MEMS-based micro fuel cells
Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS - DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, pp.354-358. 26-28, April 2006.
- [52] [\[Qu2001\]](#) Qu W., Plotner M. and Fischer W.J.,
Microfabrication of thermoelectric generators on flexible foil substrates as a power source for autonomous microsystems,
Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 11, pp. 146-152, 2001.
- [53] [\[R_MRS/B2002\]](#) *Portable power: Advanced rechargeable lithium batteries,*
MRS Bulletin, August 2002.
- [54] [\[Rabaey2000\]](#) Rabaey J.M., Ammer M.J., da Silva J.L., Patel D. and Roundy S.,
Picoradio supports ad hoc ultra-low power wireless networking,
IEEE Computer, Vol. 33, No. 7, pp. 42-48, 2000.
- [55] [\[RFID2003\]](#) *Hitachi unveils smallest RFID Chip,*
RFID Journal, March 14, 2003.
- [56] [\[Roundy2003_2\]](#) Roundy S., Wright P.K. and Rabaey J.,
A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes,
Computer communications, vol. 26, pp. 1131-1144, 2003.
- [57] [\[Roundy2003_3\]](#) Roundy S., Otis B., Chee Y.H., Rabaey J. and Wright P.,

- A 1.9GHz RF transmit beacon using environmentally scavenged energy, IEEE international symposium on low power elec. and devices, Seoul, Korea, 2003.*
- [58] [[Sadoway2002](#)] Sadoway D. R. and Mayes A. M.,
portable power advanced rechargeable lithium batteries, Material Research Society (MRS) bulletin, pp.590-596, August 2002.
- [59] [[Sakurai2003](#)] Sakurai T.,
Perspectives on Power-Aware Electronics, Proc. ISSCC 2003, San-Francisco, CA, pp. 26-29, February 2003.
- [60] [[Savelli2006](#)] Savelli G., Plissonnier M., Babler J., Salvi C., Fournier J.M.,
Energy conversion using new thermoelectric generator, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS - DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, pp.354-358. 26-28, April 2006.
- [61] [[Schmidhuber2001](#)] Schmidhuber H. and Hebling C.,
First experiences and measurements with a solar powered personal digital assistant (PDA), Proc. 17th European Photovoltaic Solar Energy Conf., pp. 658–662, 2001.
- [62] [[Schneuwly2006](#)] Schneuwly A.,
Designing auto power systems with ultracapacitors, Embedded systems conference silicon Valley 2006.
<http://www.automotivedesignline.com/showArticle.jhtml?articleID=184417266>
- [63] [[Shenck2001](#)] Shenck N.S. and. Paradiso J.A.,
Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics, IEEE Micro, Vol. 21. No. 3. pp. 30-42, 2001.
- [64] [[Soeleman1999](#)] Soeleman H., Roy K.,
Ultra-low power digital subthreshold logic circuits, Proc. ISLPED'99, San Diego, pp. 94-96, 1999.
- [65] [[Stark2006](#)] Stark I.,
Thermal energy harvesting with thermo life, IEEE Workshop on wearable and implantable body sensor networks, pp.19-22, 2006.
- [66] [[Starner1996](#)] Starner T.,
Human powered wearable computing, IBM Systems Journal, Vol. 35, No. 3 & 4, pp. 618-629, 1996.
- [67] [[Suzuki1997](#)] Suzuki K., Mita S., Fujita T., Yamane F., Sano F., Chiba A., Watanabe Y.,
Matsuda K., Maeda T. and Kuroda T.,
A 300 MIPS/W RISC core processor with variable supply-voltage scheme in variable threshold voltage CMOS, Proc. IEEE Conf. Custom Integrated Circuits Conf., pp. 587–590, 1997.
- [68] [[ISW_Warehouse2006](#)] Site web: *Italian RFID lab launches warehouse project,*

- [69] [\[SW_MIT2006\]](#) *Site web de MIT,*
http://lees.mit.edu/lees/battery_001.htm.
- [70] [\[SW_ONRL\]](#) *Site Web, Data sheets of ONRL micro batteries.*
<http://www.ornl.gov/sci/cmsd/main/Programs/BatteryWeb/Comparisons.html>.
- [71] [\[SW_ORESTEIA2000\]](#) *Site web: ORESTEIA project deliverable,*
<http://www.image.ntua.gr/oresteia/deliverables/ORESTEIA-IST-2000-26091-ND3.3.pdf#search=%22oresteia%20generator%22>.
- [72] [\[SW_PC2007\]](#) *Site web : PC portable, pile à combustible en 2007 pour NEC,*
http://www.futura-sciences.com/news-pc-portable-pile-combustible-2007-nec_4639.php.
- [73] [\[SW_PSI2006\]](#) *Site web de Paul Scherrer Institut PSI,*
<http://ecl.web.psi.ch/supercap/index.html>.
- [74] [\[SW_Seiko\]](#) *site web : Seiko,*
http://www.sii.co.jp/info/eg/thermic_main.html.
- [75] [\[SW_UCDavis2005\]](#) *Site web: UCDavis,*
http://www.news.ucdavis.edu/search/news_detail.lasso?id=7287.
- [76] [\[Ths_Despeess2005\]](#) *Despeess G.,*
Étude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des micro-systèmes communicants,
Rapport de thèse, INPG 2005.
- [77] [\[Ths_Raisigel\]](#) *Raisigel H.,*
Micro-générateur magnétique planaire et micro-convertisseur intégré,
Thèse, INPG 2006.
- [78] [\[Ths_Roundy2003\]](#) *Roundy S.,*
Thesis presented in The University of California, Berkeley, Spring 2003.
- [79] [\[Ths_Shenck1999\]](#) *Shenck N.S.,*
A demonstration of useful electric energy generation from piezoceramics in a shoe,
MS Thesis, MIT EECS department and MIT media lab., May 1999.
- [80] [\[Venkata1999\]](#) *Venkatasubramanian R., Siivola E, Colpitts T. and O'Quinn B.,*
Phonon blocking electron transmitting structures
18th International Conference on Thermoelectrics, pp.100-103, 1999.
- [81] [\[Venkata2002\]](#) *Venkatasubramanian R., Siivola E, Colpitts T. and O'Quinn B.,*
Thin-film thermoelectric devices with high room temperature figures of merit,
Nature, Vol. 431, p597-602, 2002.
- [82] [\[Vetorino2001\]](#) *Vetorino S.R., Platt J.V., and Springer D.A.,*
Renewable energy flashlight
US patent 6,220,719 to Applied Innovative Technologies, Inc., 2001.
- [83] [\[Wang2005\]](#) *Wang J.B., Wang W.Y., Jewell G.W. and Howe D.,*

- Design of a miniature permanent-magnet generator and energy storage system,*
IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 52, No. 5, pp.1383-1390, 2005.
- [84] [\[West2002\]](#) West W., Whitacre J., White V. and Ratnakumar V.,
Fabrication and testing of all solid-state microscale lithium batteries for microspacecraft applications,
Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 12, pp.52-62, 2002.
- [85] [\[White2001\]](#) White N.M., Glynn-Jones P. and Beeby S. P.,
A novel thick-film piezoelectric micro-generator,
Smart materials and structures, No. 10, pp. 850-852, 2001.
- [86] [\[Williams2001\]](#) Williams C.B., Shearwood C., Harradine M.A., Mellor P.H., Birch T.S. and Yates R.B.,
Development of an electromagnetic micro-generator,
IEE circuits devices Syst., vol. 148, No. 6, pp. 337-342, 2001.
- [87] [\[Yamashita2000\]](#) Yamashita T., Yoshida N., Sakamoto M. Matsumoto T., Kusunoki M., Takahashi H., Wakahara A., Ito T., Shimizu T., Kurita K., Higeta K., Mori K., Tamba N., Kato N., Miyamoto K., Yamagata R., Tanaka H. and Hiyama T.,
A 450MHz 64b RISC Processor using Multiple Threshold Voltage CMOS,
IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 414-475, 2000.
- [88] [\[Yan2005\]](#) Yan H., Macias Montero J. G., Akhnoukh A., Vreede L. C. N and Burghartz J.N.,
An Integration Scheme for RF Power Harvesting,
Workshop on Semiconductor Advances for Future Electronics and Sensors, Veldhoven, the Netherlands, pp. 64-66,17-18 November 2005.
- [89] [\[Yeatman2004\]](#) Yeatman E.M.,
Advances in power sources for wireless sensor nodes,
Proc. Int. Workshop on Body Sensor Networks, pp. 20-21, 2004.

CHAPITRE II MODELISATIONS DES GENERATEURS

II.1. Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre I, la structure du système de récupération d'énergie qui contient essentiellement un redresseur AC/DC et un convertisseur DC/DC. L'entrée du système de récupération est le microgénérateur, et sa sortie est soit une microbatterie, soit une supercapacité. Sachant que l'étude complète du système nécessite l'utilisation des modèles de tous les composants, nous allons présenter dans ce paragraphe les modèles des générateurs que nous utiliserons par la suite. Très récemment des modèles comportementaux plus raffinés des microgénérateurs piézoélectriques ont été obtenus par M. Marzencki [Marzencki2006] dans le cadre de sa thèse qui s'inscrit elle aussi dans le projet VIBES.

II.2. Modélisations élémentaires des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques

Dans ce paragraphe nous allons présenter les modèles comportementaux des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques que l'on retrouve dans la littérature.

II.2.1. Le générateur piézoélectrique (GPE)

Supposons un barreau de matériau piézoélectrique soumis à une force F . Ce barreau est excité soit selon le mode 31 ou 33 comme indiqué sur la Figure II-1.

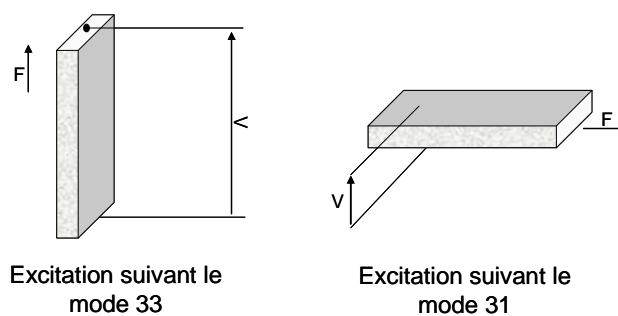


Figure II-1 : Poutre piézoélectrique excité en mode 31 ou 33.

Le modèle électrique équivalent de ce barreau pour les basses fréquences est donné sur la Figure II-2, [Sherrit1999] et [Poulin2004]. Dans ce modèle nous pouvons distinguer deux parties; la partie qui représente le comportement mécanique (à gauche) et la partie qui représente le comportement électrique à droite. La liaison entre les deux parties se fait à travers un transformateur qui représente l'effet piézoélectrique.

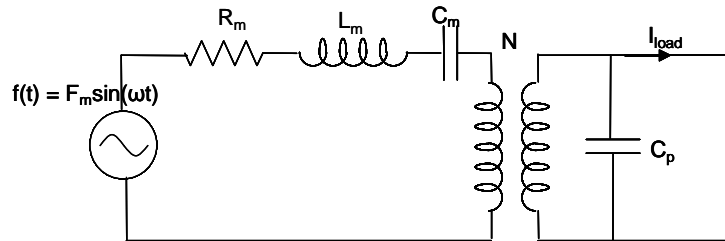


Figure II-2 : Modèle équivalent du barreau piézoélectrique excité en mode 31 ou 33.

Les équations de la piézoélectricité sont données par les relations 1 et 2 ci-dessous:

$$S = sT + dE \quad 2.$$

$$D = dT + \epsilon E \quad 3.$$

$S = \frac{u}{L}$: la déformation dans la direction de l'application de la force.

$T = \frac{F}{A}$: la contrainte (N/m^2).

A : la surface perpendiculaire à la direction de l'application de la force (m^2)

E : le champ électrique dans la direction déterminée par les électrodes (V/m).

D : le déplacement électrique (C/m^2).

s : le coefficient de souplesse (m^2/N).

d : le coefficient de couplage piézoélectrique (C/N).

u : le déplacement selon la direction de la force.

$$E = \frac{V}{L} \quad 4.$$

Pour le cas d'un couplage faible entre la partie électrique et la partie mécanique, nous pouvons donner le modèle équivalent simplifié représenté sur la Figure II-3.

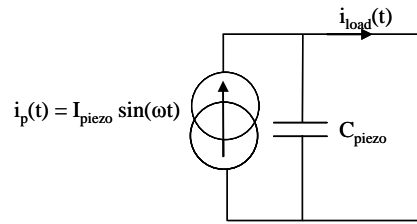


Figure II-3 : Circuit équivalent simplifié du générateur piézoélectrique.

$$\text{où } I_p = NC_m \frac{dF}{dt} \quad 5.$$

$$C_m = \frac{sL_f}{A} \quad 6.$$

N est le coefficient de couplage.

L_f est la longueur du barreau suivant l'axe de l'application de la force.

$$C_{piezo} = N^2 C_m + \frac{A\varepsilon}{L} \quad 7.$$

: est la capacité équivalente.

L est la longueur du barreau suivant l'axe de polarisation.

Un autre élément qui doit être ajouté au modèle est la résistance R_p , qui représente les pertes diélectriques dans les matériaux piézoélectriques. Ainsi un modèle équivalent du générateur piézoélectrique est représenté sur la Figure II-4. L'existence de cette résistance sera prouvée dans les résultats expérimentaux.

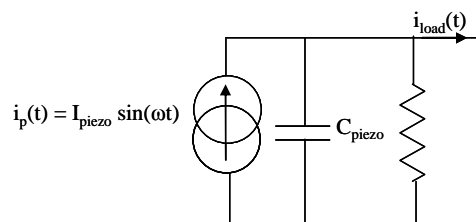


Figure II-4 : Circuit équivalent du générateur piézoélectrique.

II.2.2. Le générateur électromagnétique (GEM)

Supposons une bobine de matériau électrique qui bouge à cause d'une force F dans un champ magnétique créé par un aimant. La loi de Faraday dit qu'une FEM est générée aux bornes de cette bobine. La Figure II-5 représente le modèle équivalent de cette structure [Poulin2004].

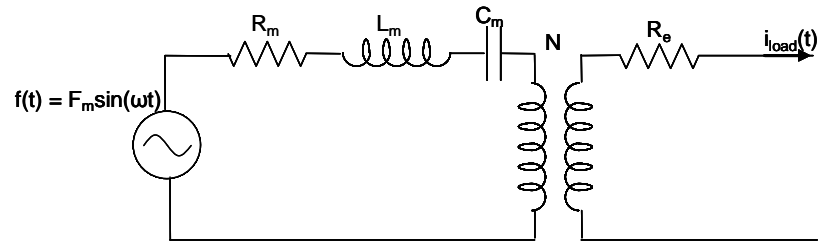


Figure II-5 : Circuit équivalent du générateur électromagnétique.

Une simplification de ce modèle qui tient compte de la partie électrique et d'un faible couplage électromécanique abouti au modèle représenté sur la Figure II-6. Dans cette figure L_e est l'inductance de la bobine et R_e représente sa résistance interne.

$$V_e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad 8.$$

où Φ est le flux magnétique coupé par la bobine.

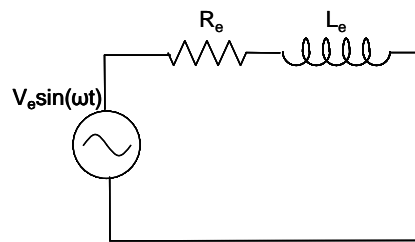


Figure II-6 : Circuit équivalent simplifié du générateur électromagnétique.

Il est clair que le modèle du générateur électromagnétique peut être considéré comme le dual du générateur piézoélectrique.

La réduction des dimensions des générateurs (piézoélectrique et électromagnétique), a comme conséquence une diminution de la tension ainsi que de l'énergie générée par ces générateurs. Nous présenterons dans le paragraphe suivant les spécifications des microgénérateurs de type piézoélectrique et électromagnétique que nous allons utiliser dans notre système final.

II.3. Les microgénérateurs

II.3.1. Le microgénérateur piézoélectrique (μ GPE)

La Figure II-7 représente une image de ce microgénérateur. Ce générateur est le résultat d'une optimisation des dimensions pour avoir un générateur avec une résonance à basse fréquence (de l'ordre de quelques centaines voire le kilohertz). Cette étude a été faite par M. Marzencki dans le cadre de sa thèse [Marzencki2006].

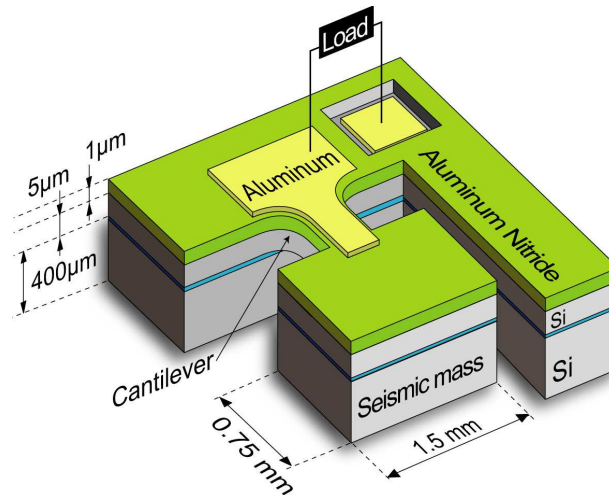


Figure II-7 : Schéma du microgénérateur piézoélectrique.

Le volume de ce microgénérateur est de 2mm^3 . Ce générateur est fabriqué sur un substrat de type SOI. L'épaisseur de la couche supérieure de silicium est de $5\mu\text{m}$, sur laquelle une couche de PZT ou d'AlN est déposée. Deux électrodes sont déposées sur les deux côtés de cette couche pour pouvoir connecter la sortie du générateur au système de gestion d'énergie.

Grâce à des simulations par éléments finis il a été possible d'estimer la tension et l'énergie que nous allons récupérer de cette structure. Pour une excitation de $0,5\text{g}$ ($\approx 5\text{ms}^{-2}$) et une fréquence de résonance de 750Hz , l'énergie récupérable de cette structure est de 80nW sur une résistance optimisée de $100\text{k}\Omega$. La Figure II-8 représente le résultat de simulation de la structure précédente.

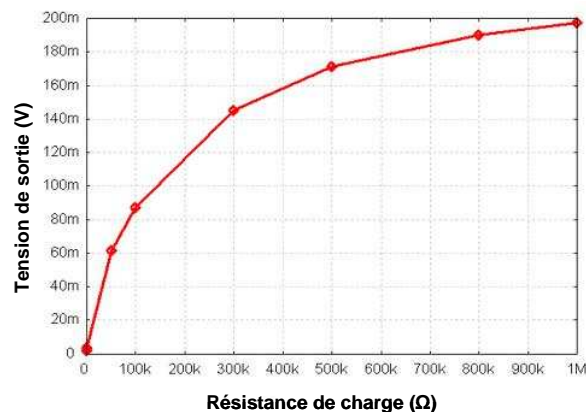


Figure II-8 : Résultats de simulations de la tension de sortie d'un µGPE.

Nous constatons que les valeurs de la tension et de la puissance prévues, par la simulation, sont très basses. La caractérisation de ces microgénérateurs est représentée dans la suite de ce chapitre.

Des microgénérateurs de types PZT ont été conçus par M. Marzencki pendant sa thèse. Ces générateurs sont fabriqués en collaboration avec d'autres partenaires du projet VIBES.

Les premiers échantillons de microgénérateurs de type PZT ont été fabriqués en collaboration avec :

- L'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL) pour le dépôt du matériau PZT (Titanate Zirconate de plomb),
- FEMTO-ST et pour la gravure face avant et face arrière par DRIE,
- et la société MEMSCAP pour les étapes de bonding et packaging.

Une photo d'un μ GPE est reportée sur la Figure II-9.

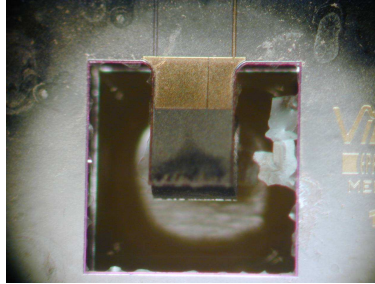


Figure II-9 : Photo du μ GPE type PZT.

Les résultats de caractérisation de ce type de microgénérateur sont reportés sur la Figure II-10 et la Figure II-11

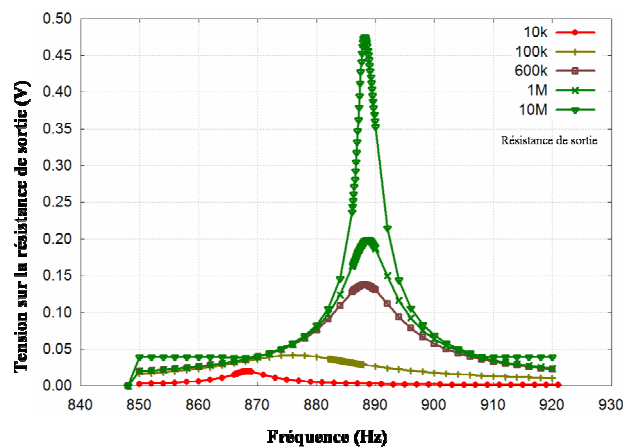


Figure II-10 : Résultats de caractérisation du μ GPE type PZT (accélération = 0,2g).

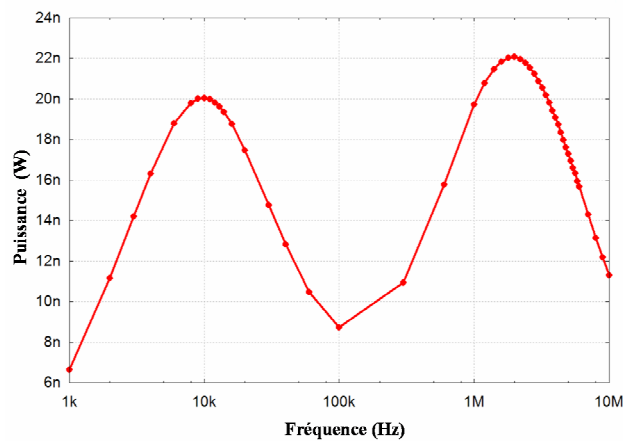


Figure II-11 : Résultats de caractérisation du μ GPE type PZT (accélération = 0,2g)

Des microgénérateurs à base de nitrure d'aluminium (AlN) ont été fabriqués en collaboration avec la société MEMSCAP (Procédés ESIEE - France) pour le dépôt d'AlN, mais aussi pour la gravure face avant et arrière. Ces μ GPE font partie du 1^{er} lot d'échantillons caractérisés. Une photo de ces microgénérateurs est présentée sur la Figure II-12.

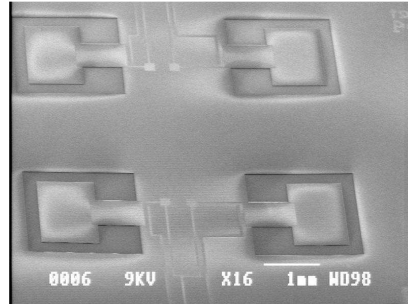


Figure II-12 : Photo au MEB du μ GPE type AlN (premier lot).

Les résultats de caractérisation de ce type de microgénérateur sont reportés sur la Figure II-13, et la Figure II-14

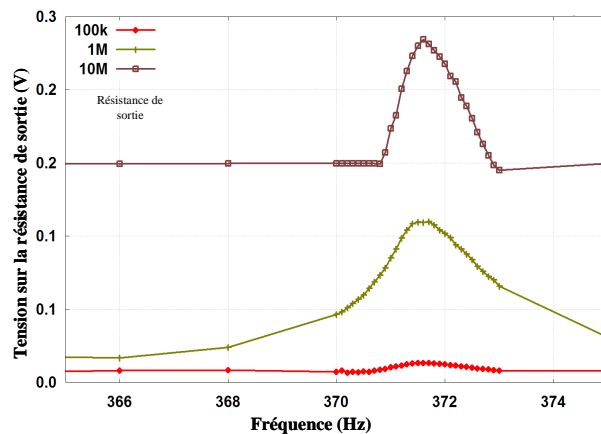


Figure II-13 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 0,2g) (1^{er} lot).

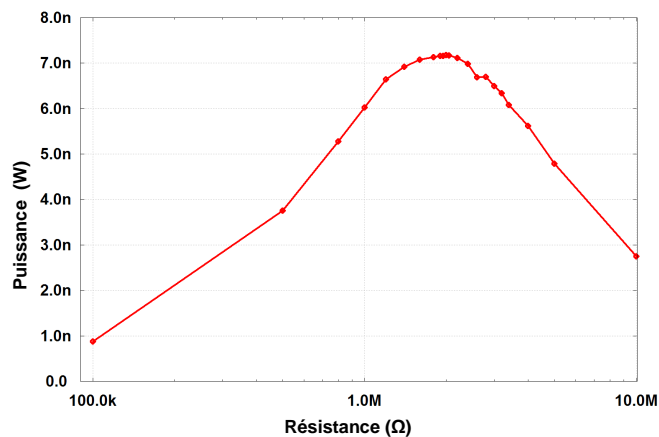


Figure II-14 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 0,2g, $f = 371$ Hz) (1^{er} lot).

D'autres microgénérateurs de type AlN ont été fabriqués en collaboration avec la société MEMSCAP (procédé développé aux Etats-Unis), leurs photos et les résultats de caractérisation sont reportés sur la Figure II-15, Figure II-16 et la Figure II-17 Ces μ GPE font partie du 2^{ème} lot d'échantillons caractérisés.

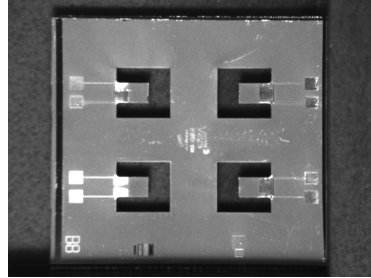


Figure II-15 : Photo du μ GPE type AlN (deuxième lot).

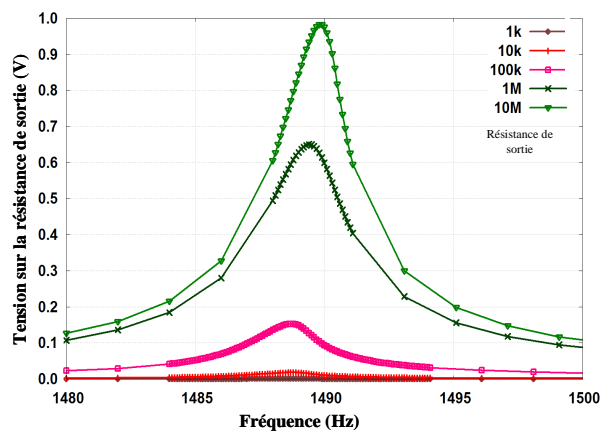


Figure II-16 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 1g) (deuxième lot).

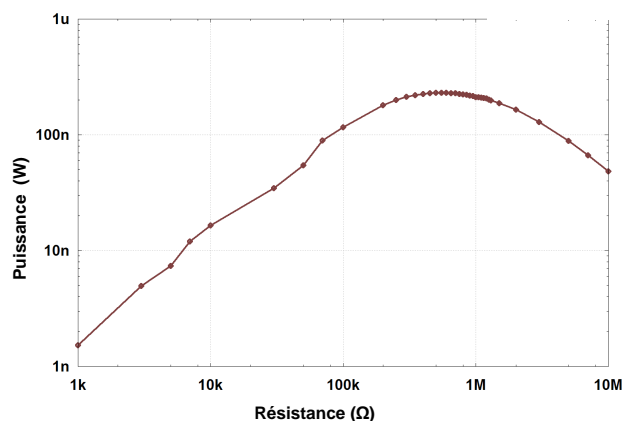


Figure II-17 : Résultats de caractérisation du μ GPE type AlN (accélération = 1g) (Fréquence 1490Hz) (deuxième lot).

A partir des études effectuées par M. Marzencki, nous avons déduit le modèle équivalent de ce microgénérateur. La Figure II-18 représente un modèle simplifié du microgénérateur autour de la

fréquence de résonance. La valeur de la capacité est obtenue par mesure, tandis que la valeur du courant I_{piezo} , et de la résistance R_{piezo} sont obtenues par un ajustement sur les courbes expérimentales.

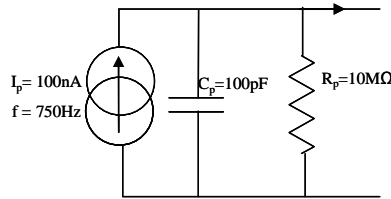


Figure II–18 : Modèle équivalent du μ GPE.

Les valeurs numériques obtenues dépendent fortement de la géométrie de la structure, des matériaux utilisés et surtout du niveau d’excitation appliquée. On constate que les tensions et les puissances de ces structures sont très faibles.

II.3.2. Le microgénérateur électromagnétique (μ GEM)

Nous allons utiliser le microgénérateur électromagnétique développé par l’UoS et l’Institut Tyndall. La Figure II–19 représente un schéma du microgénérateur fabriqué avec la microbobine.

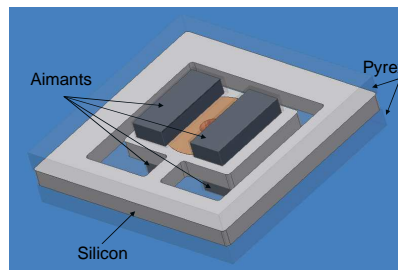


Figure II–19 : Microgénérateur électromagnétique [O’Donnell2006].

Une autre version du microgénérateur est représentée sur la Figure II–20.

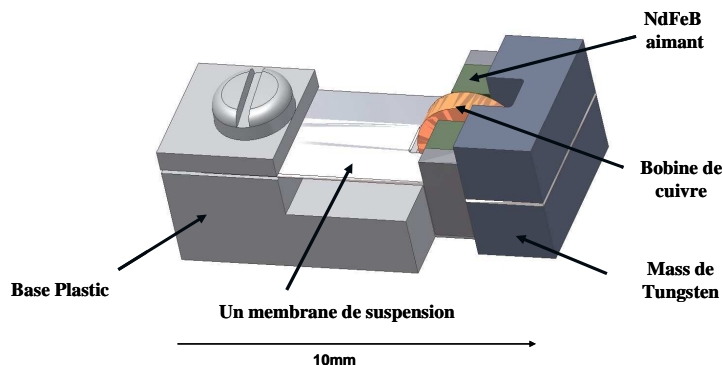


Figure II–20 : Autre structure du microgénérateur électromagnétique [Beeby2006].

La réponse fréquentielle de ce générateur est représentée sur la Figure II–21. Nous remarquons une non linéarité de la réponse. Cette non linéarité est liée à l’amplitude de l’accélération.

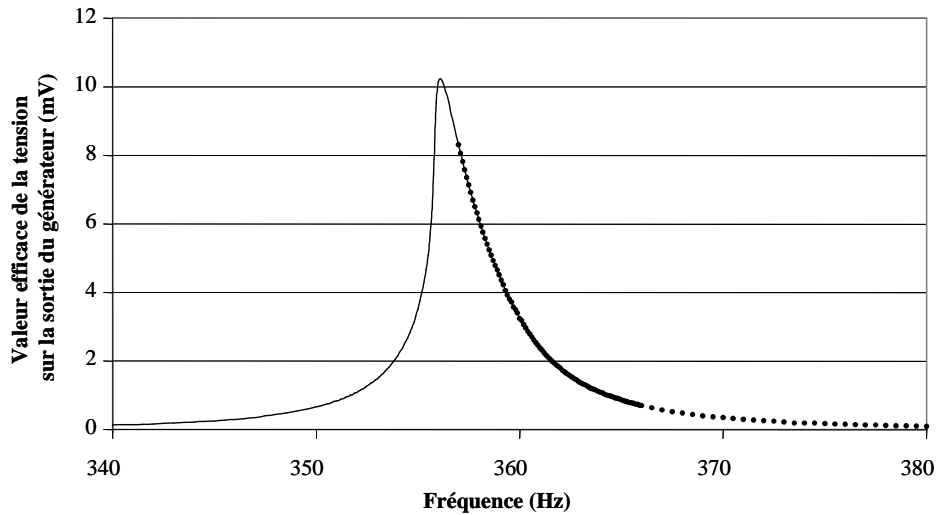


Figure II-21 : Caractérisation du microgénérateur électromagnétique (circuit ouvert, accélération = 1ms^{-2}) [Beeby2006].

Une amélioration a été réalisée sur la conception de ce générateur qui a abouti aux résultats suivants :

L'énergie récupérée à partir de ce générateur avec une accélération de 60mg sont de $16\mu\text{W}/50\mu\text{W}$ sur une résistance de $6,5\text{k}\Omega / 150\Omega$. A partir ces résultats effectués par l'UoS, nous avons déduit le modèle équivalent de ce microgénérateur présenté sur la Figure II-22.

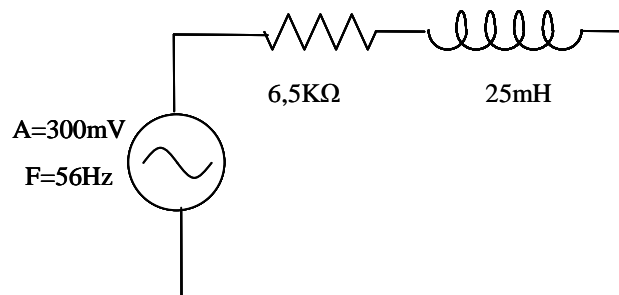


Figure II-22 : Modèle équivalent du micro générateur électromagnétique.

II.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre des exemples des microgénérateurs que nous avons utilisés pendant notre étude. Ces générateurs sont fabriqués par notre équipe de recherche en collaboration avec nos partenaires du projet VIBES. **Nous avons remarqué de très bas niveaux de tensions et de très faibles puissances fournies par ces microgénérateurs.**

Nous avons présenté également les modèles élémentaires des microgénérateurs piézoélectriques et électromagnétiques. Nous allons utiliser dans la suite ces modèles dans la conception du système de gestion d'énergie.

II.5. Références

- [90] [\[Beeby2006\]](#) *Beeby S. P., Tudor M.J., Torah R.N., Koukharenko E., Roberts S., O'Donnell T and Roy S.*
Macro and micro scale electromagnetic kinetic energy harvesting generators, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, pp.286-291, 26-28 April 2006.
- [91] [\[O'Donnell2006\]](#) *O'Donnell T., Saha C. Beeby S.-P. and Tudor, M.-J.,*
Scaling effects for electromagnetic vibrational power generators, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS - DTIP'06, Stresa, Lago Maggiore, Italy, 26-28 April 2006.
- [92] [\[Marshal1994\]](#) *Marshall Leach Jr.,*
Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.41, No. 1, pp. 60-66,1994.
- [93] [\[Poulin2004\]](#) *Poulain G.*
Contribution au developpement d'un generateur piezoelectrique pour applications nomades
Thèse présentée dans l'université paris XI, 2004.
- [94] [\[Sherrit1999\]](#) *Sherrit S., S. P. Leary, Dolgin B. P. and Bar-Cohen Y.,*
Comparison of the Mason and KLM Equivalent Circuits for Piezoelectric Resonators in the Thickness Mode,
IEEE Ultrasonics Symposium1999.
- [95] [\[Marzencki2006\]](#) *M. Marzencki and S. Basrour,*
Enhanced Models For Power Output Prediction From Resonant Piezoelectric Micro Power Generators,
Euroensors XX, Göteborg, Sweden ,pp. 130-131, September 17-20, 2006.

CHAPITRE III TECHNIQUES NON LINEAIRES

III.1. Introduction

Le but final de ce travail de thèse est de réaliser un microsystème autonome. Le microgénérateur qui va être utilisé est un générateur piézoélectrique (développé par notre équipe), ou un générateur électromagnétique développé par l'Université de Southampton (UoS) avec l'Institut Tyndall. Nous avons présenté dans le chapitre 2, les spécifications de ces microgénérateurs. Nous avons vu que ces microgénérateurs donnent généralement de très basses tensions (de l'ordre de 100mV) et d'ultra faibles puissances ($<1\mu\text{W}$). Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à des méthodes qui permettent d'amplifier cette tension et l'énergie maximale qui peut être passée à la charge.

Ces techniques sont dérivées de la technique d'amortissement structurel semi passive SSDI (Synchronized Switch Damping on Inductor) développée au laboratoire LGEF, [Richard1999] et [Guyomar2000]. La technique SSDI est une technique pour amortir la vibration dans les systèmes mécaniques. Elle est basée sur l'addition de matériaux piézoélectriques sur le système mécanique vibrant. L'énergie potentielle mécanique due à la vibration est traduite par des contraintes mécaniques appliquées sur le matériau piézoélectrique. Ces contraintes génèrent une quantité de charge électrique sur le matériau piézoélectrique. Un composant électrique passif (typiquement R) connecté avec le matériau piézoélectrique transfère une partie de cette énergie mécanique sous forme électrique. Ce transfert entraîne alors un amortissement mécanique. Plus l'énergie passée à la charge est grande plus l'amortissement est important. L'amortissement des vibrations est assuré alors pour maximiser l'énergie électrique. Ceci est réalisé par l'addition d'une inductance L dont l'impédance est le dual de l'impédance interne de l'élément piézoélectrique. Cette inductance est commutée sur le matériau piézoélectrique pendant un temps précis que nous allons expliquer dans les paragraphes suivants.

Une technique dite SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) est apparue récemment. Cette technique utilise le même principe que la technique SSDI, mais a pour but d'augmenter la valeur d'énergie récoltée à partir d'un générateur piézoélectrique [Lefeuvre2006] et [Audigier2003].

Nous avons basé nos travaux à partir de la méthode SSHI validée pour des générateurs de tailles centimétriques [Ths_Badel2005]. Nous avons essayé dans un premier temps, d'utiliser cette méthode pour nos μGPE . Par la suite, nous avons suggéré une autre approche plus convenable pour les μGPE et les μGEM . Nous avons nommé cette technique SSHC (Synchronized Switch Harvesting on

Capacitor). Nous allons utiliser dans cette étude les modèles des microgénérateurs présentés dans le chapitre 2.

Ce chapitre commence par une explication du principe de ces méthodes. Ensuite une étude analytique est présentée pour prévoir la valeur de l'amplification en fonction des différents éléments du système. Cette étude montre également l'influence de la réduction d'échelle (intégration des éléments passifs) sur la valeur de l'amplification. Enfin les résultats expérimentaux seront présentés pour valider cette étude.

III.2. Principes des techniques d'amplification

III.2.1. Introduction

Nous allons présenter dans ce paragraphe les principes des techniques pour amplifier l'énergie récupérée des GPE ainsi que des GEM.

Nous avons présenté dans le chapitre 2 la modélisation des microgénérateurs, et nous avons vu que l'impédance interne du générateur est soit capacitive (GPE), soit inductive (GEM). D'après ce que nous avons cité en introduction, pour récupérer le maximum d'énergie il faut connecter une charge dont l'impédance est duale de l'impédance interne du générateur, soit une inductance :

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{piezo}} \text{ pour le GPE,}$$

et une capacitance :

$$C = \frac{1}{\omega^2 L_e} \text{ pour le GEM.}$$

La valeur de cette charge (L ou C) est grande à cause des petites valeurs de C_p ou L_e , et des fréquences comprises entre 50Hz et 1kHz pour les applications usuelles. Pour surmonter cet obstacle nous choisissons la valeur de l'inductance ou la capacité qui nous convient, après nous commutons cette inductance ou capacité pendant une durée égale à

$$T = \frac{1}{\pi\sqrt{LC_{piezo}}} \text{ pour le GPE,}$$

$$\text{et } T = \frac{1}{\pi\sqrt{CL_e}} \text{ pour le GEM.}$$

Le temps T représente la moitié de la période T_{os} , où T_{os} est la période d'oscillation du système composé de l'inductance en parallèle avec la capacité. Dans les paragraphes suivants nous détaillons les principes de ces techniques.

III.2.2. Synchronized Switch Harvesting on Inductor (SSHI)

III.2.2.1. Principe de la technique SSHI

Afin de mieux appréhender les phénomènes mis en jeu, nous allons expliquer l'application de la technique SSHI sur un GPE.

Cette technique est basée sur la commutation d'une inductance en parallèle avec le GPE Figure III-1. La commutation se fait aux moments pour lesquelles le déplacement de la structure vibrante est maximal, à ces moments la tension du GPE est aussi maximum.

Le temps d'introduction T est égal à la moitié de la période T_{os} , où T_{os} est la période de l'oscillateur

composé de l'inductance et de la capacité du générateur $T = \frac{T_{os}}{2} = \pi\sqrt{LC_p}$

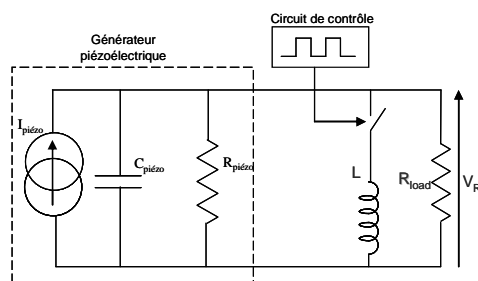


Figure III-1 : Principe de la technique SSHI pour un GPE.

Au moment de la commutation la capacité C_{piezo} est chargée à une tension V_M . Le fait de mettre en parallèle l'inductance cause la décharge complète de la capacité et l'augmentation du courant dans l'inductance jusqu'à une valeur maximale. A cet instant l'énergie stockée sous une forme potentielle dans la capacité vaut :

$$E_L = \frac{1}{2} C_{piezo} V_M^2 \quad 9.$$

Cette énergie est transformée sous une forme cinétique dans l'inductance :

$$E_C = \frac{1}{2} L I_M^2 \quad 10.$$

Dans la suite, le courant dans l'inductance diminue en chargeant la capacité par une tension inverse à sa tension initiale ($-V_M$). Les différents signaux sont représentés sur la Figure III-2.

La Figure III-3 représente l'évolution de la tension de sortie du GPE quand on applique la technique SSHI.

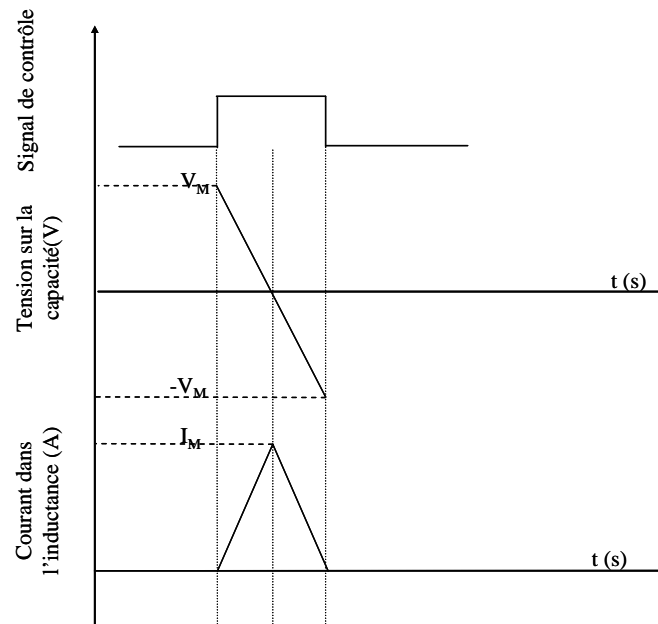


Figure III-2 : Forme d'onde de la tension sur la capacité C_{piezo} et du courant dans l'inductance lors de la commutation.

L'inversion de la tension n'est pas parfaite à cause des pertes causées par la charge résistive R_{load} .

Alors au lieu d'avoir $-V_M$, nous obtenons $-V_M e^{-\frac{2\pi}{Q}}$. Pour bien comprendre le phénomène de l'inversion il faut imaginer que le système composé de la capacité du GPE, l'inductance et la charge résistive forme un système oscillant pseudopériodique de période T_{os} . La durée de la fermeture de l'interrupteur vaut $\frac{T_{os}}{2}$.

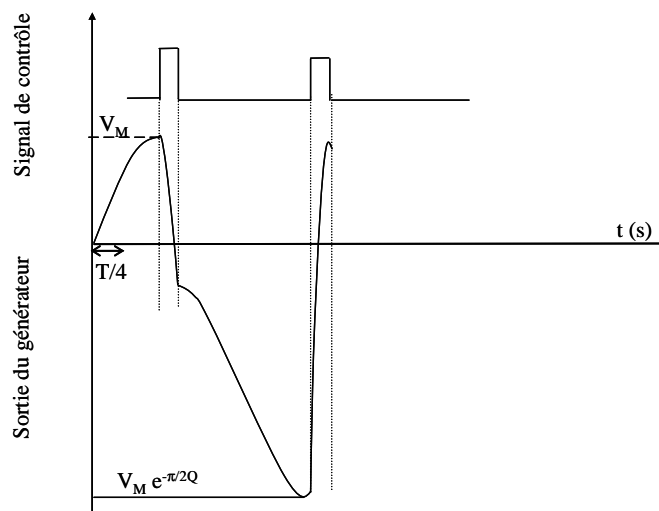


Figure III-3 : Evolution de la tension de sortie du GPE lors de l'application de la technique SSHI.

Après l'ouverture de l'interrupteur la source de courant va continuer à charger la capacité pendant une demi-période mécanique $T/2$, ce qui entraîne l'augmentation de la tension sur la charge à une valeur proche de $2V_M$. En effet, le courant qui passe normalement dans C_{piezo} avant la commutation, et qui génère une variation de tension égale à $2V_M$, ne passe plus en totalité dans C_{piezo} après la commutation.

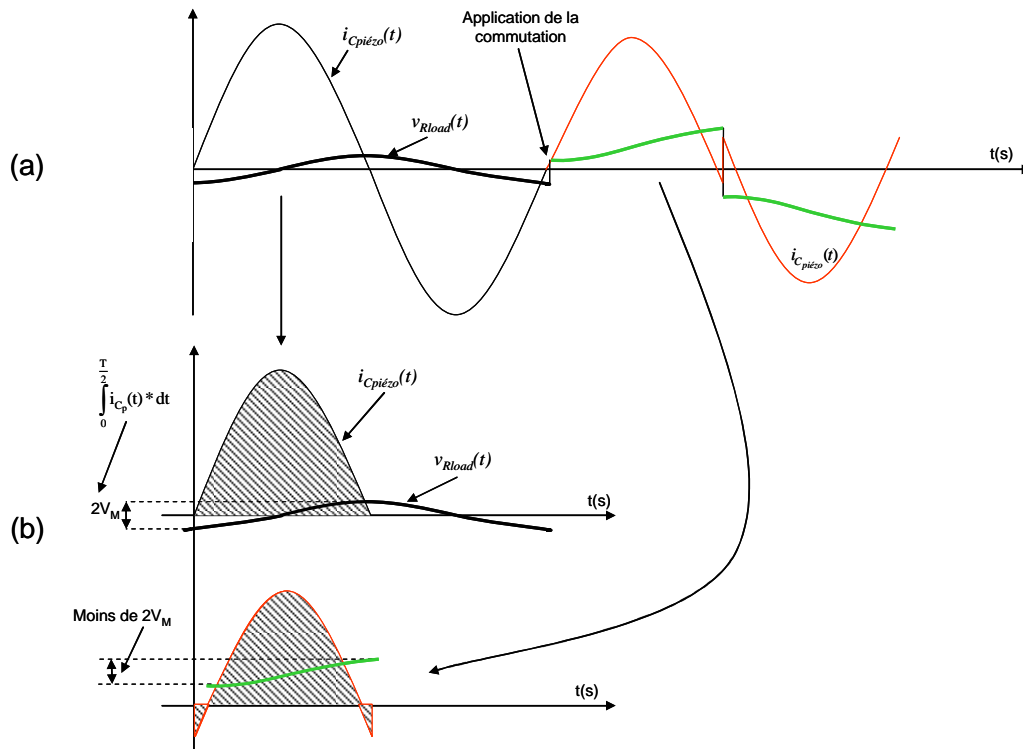


Figure III-4 : Explication du phénomène SSHI. (a): Vue générale. (b): Le courant dans la capacité du GPE et la tension sur la charge résistive sans et avec l'application de la technique SSHI.

Nous allons présenter dans le sous paragraphe suivant le résultat de simulation pour cette technique. Cette simulation va nous aider à valider le modèle proposé pour le μ GPE.

III.2.2.2. Simulation

Nous avons utilisé le modèle d'un générateur piézoélectrique à couplage faible de taille centimétrique pour simuler la technique SSHI Figure III-5.

Dans ce circuit, nous avons utilisé le modèle d'un GPE de taille macroscopique excité à une fréquence dans la gamme des fréquences utiles pour le projet VIBES (100Hz – 1kHz). Ce modèle est composé d'un générateur de courant (Fréquence=100Hz, Amplitude=10 μ A), une capacité (C_{piezo} =10nF) et une résistance (R_{piezo} =2M Ω) qui comprend la résistance de perte et celle de charge. Nous avons utilisé une inductance (L =22mH) qui va être commutée avec le GPE pour vérifier cette technique

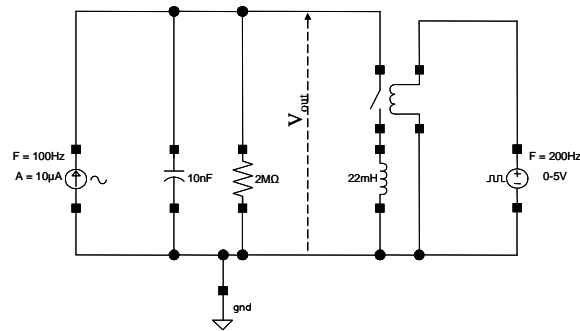


Figure III-5 : Schématique pour simuler le technique SSHI (cas du GPE).

Le résultat de la simulation est présenté sur la Figure III-6. Nous constatons sur cette simulation que l'addition de l'inductance aux moments des maximums de déplacement est associée avec une augmentation de la tension fournie par le générateur. Dans cette simulation, l'amplification de tension est égale à dix fois la valeur initiale.

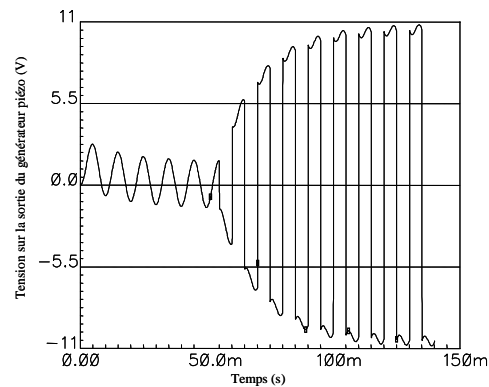


Figure III-6 : Résultat de la simulation technique SSHI (cas du GPE).

Cette simulation valide ce que nous avons expliqué dans le paragraphe précédent. Nous allons voir dans le paragraphe suivant l'étude analytique de l'amplification de la tension qui va montrer que cette amplification est liée à plusieurs paramètres qui concernent le générateur, l'inductance et la charge.

III.2.2.3. Etude analytique de la technique SSHI

Nous allons présenter ici une étude analytique permettant de calculer la valeur de l'amplification en fonction des différents éléments du système. Cette étude est faite pour le générateur piézoélectrique, elle pourra être généralisée au générateur électromagnétique.

Nous avons montré que la technique SSHI est basée sur l'introduction d'une inductance en parallèle avec le GPE au moment où la tension est maximale, et pour une période égale à la moitié de la période d'oscillation de l'inductance et la capacité du GPE. Nous pouvons diviser le processus en 3 phases :

- avant l'introduction de l'inductance,
- pendant l'introduction de l'inductance,
- après l'ouverture de l'interrupteur.

Nous allons étudier ces phases étape par étape. Nous allons considérer dans un premier temps que les composants utilisés tel que l'inductance et l'interrupteur sont parfaits (sans éléments parasites).

III.2.2.3.1 Avant introduction de l'inductance :

La Figure III-7 représente l'état où l'inductance n'est pas reliée au système. Dans cette figure nous pouvons voir que le générateur est lié en parallèle avec la résistance de charge tandis que l'inductance est non connectée.

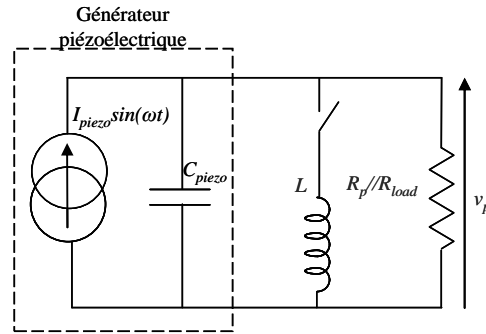


Figure III-7 : Schéma du GPE avant l'application du SSHI.

L'équation différentielle qui décrit le système est :

$$C_{piezo} \frac{dv_p}{dt} + \frac{v_p}{R} = I_{piezo} \sin(\omega t) \quad 11.$$

La solution de cette équation est de la forme :

$$v_p(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + B e^{-\frac{t}{RC_{piezo}}} \quad 12.$$

Où $\varphi = \arctg(-RC_{piezo} \omega)$ et $A = \frac{I_p R}{\sqrt{1 + (\omega RC_{piezo})^2}}$

L'inductance est introduite quand la tension est maximale donc égale à A .

III.2.2.3.2 Introduction de l'inductance

La Figure III-8 représente cette phase.

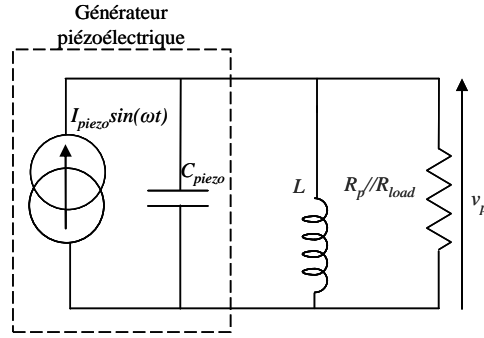


Figure III-8 : Schéma du GPE pendant la commutation de l'inductance.

L'équation différentielle qui décrit le système devient :

$$\frac{dv_p}{dt} + \frac{1}{RC_{piezo}}v_p + \frac{1}{LC_{piezo}} \int v_p dt = \frac{I_{piezo}}{C_{piezo}} \sin(\omega t) \quad 13.$$

$$\frac{d^2v_p}{dt^2} + \frac{1}{RC_{piezo}} \frac{dv_p}{dt} + \frac{1}{LC_{piezo}}v_p = \frac{I_{piezo}\omega}{C_{piezo}} \cos(\omega t) \quad 14.$$

L'équation précédente est une équation différentielle du second ordre. Cette équation peut se mettre sous la forme canonique:

$$\frac{d^2v_p}{dt^2} + 2\lambda\omega_0 \frac{dv_p}{dt} + \omega_0^2 v_p = \frac{I_{piezo}\omega}{C_{piezo}} \cos(\omega t) \quad 15.$$

La solution de cette équation est un signal pseudo périodique quand :

$$\lambda \leq 1 \Rightarrow L \leq \sqrt{4R^2 C_{piezo}} \quad 16.$$

Ce qui représente la condition nécessaire pour que la technique SSHI fonctionne correctement. Dans ce cas la solution de l'équation est :

$$v_p(t) = D e^{-\lambda\omega_0 t} \cos(\Omega t + \varphi) \quad 17.$$

$$\text{avec } \Omega = \omega_0 \sqrt{1 - \lambda^2} \quad 18.$$

$$\text{et } v_p(0) = V_m = D \cos(\varphi) \quad 19.$$

L'introduction de l'inductance se fait pendant le temps t_{on} . Nous choisissons la valeur de t_{on} telle que :

$$t_{on} = \pi \sqrt{LC_{piezo}} = \frac{\pi}{\omega_0} \quad 20.$$

$$v_p(t_{on}) = D e^{-\lambda\omega_0 t_{on}} \cos(\Omega t_{on} + \varphi) \quad 21.$$

$$v_p(t_{on}) = D e^{-\lambda\pi} \cos(\pi\sqrt{1-\lambda^2} + \varphi) \quad 22.$$

$$f_{inv} = \frac{v_p(t_{on})}{v_p(0)} = \frac{e^{-\lambda\pi} \cos(\pi\sqrt{1-\lambda^2} + \varphi)}{\cos(\varphi)} \quad 23.$$

A la fin de cette étape, la tension du GPE vaut $V_m f_{inv}$, qui correspond à une inversion presque totale de la tension à la sortie du GPE.

III.2.2.3.3 Déconnexion de l'inductance

Nous déconnectons l'inductance du reste du circuit à l'instant $\frac{T}{4} + t_{on}$. Nous revenons à la situation présentée sur la Figure III-7, mais avec une condition initiale différente. L'équation différentielle qui décrit cette situation est :

$$C_{piezo} \frac{dv_p}{dt} + \frac{v_p}{R} = I_{piezo} \sin(\omega t) \quad 24.$$

Avec la condition initiale :

$$v_p(t_0) = V_{avant_SSHI} f_{inv} \quad 25.$$

où V_{avant_SSHI} est la tension aux bornes du générateur avant la fermeture de l'interrupteur, au départ elle vaut A .

$$t_0 = \frac{\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}{\omega} \quad 26.$$

La solution de l'équation reste de la forme :

$$v_p(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + B e^{-\frac{t}{RC_{piezo}}} \quad 27.$$

$$\text{où } \varphi = \arctg(-RC_{piezo} \omega) \text{ et } A = \frac{I_p R}{\sqrt{1 + (\omega RC_{piezo})^2}}$$

Puisque $v_p(t_0) = V_{avant_SSHI} f_{inv}$

$$\text{alors } A + B e^{-\frac{t_0}{RC_{piezo}}} = V_{avant_SSHI} f_{inv} \quad 28.$$

$$\text{Nous obtenons } B = \left(-A + V_{avant_SSHI} f_{inv}\right) e^{\frac{t_0}{RC_{piezo}}} \quad 29.$$

Cette étape dure jusqu'à l'instant $t_1 = t_0 + \frac{T}{2}$.

$$v_p(t_1) = -A + B e^{\frac{-t_1}{RC_{piezo}}} \quad 30.$$

$$v_p(t_1) = -A + \left(-A + V_{avant_SSHI} f_{inv} \right) e^{\frac{t_0}{RC_{piezo}}} e^{\frac{-t_1}{RC_{piezo}}} \quad 31.$$

$$v_p(t_1) = -A + \left(-A + V_{avant_SSHI} f_{inv} \right) e^{\frac{-T}{2RC_{piezo}}} \quad 32.$$

L'équilibre est vérifié quand

$$v_p(t_1) = -V_{avant_SSHI} \quad 33.$$

Nous définissons les constantes suivantes :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_{piezo}}} \quad 34.$$

$$2\lambda\omega_0 = \frac{1}{RC_{piezo}} \quad 35.$$

$$\varphi = -a \tan g\left(\frac{\lambda\omega_0}{\Omega}\right) \quad 36.$$

$$\Omega = \omega_0 \sqrt{1 - \lambda^2} \quad 37.$$

$$f_{inv} = \frac{v_p(t_{on})}{v_p(0)} = \frac{e^{-\lambda\pi} \cos(\pi\sqrt{1 - \lambda^2} + \varphi)}{\cos(\varphi)} \quad 38.$$

$$f_a = e^{\frac{-T}{2RC_{piezo}}} \quad 39.$$

L'équation suivante donne la valeur du gain en tension:

$$G = \frac{1 + f_a}{1 + f_{inv} f_a} \quad 40.$$

Les paramètres qui affectent la valeur de l'amplification de tension sont R , C_{piezo} et L . La Figure III-9 et la Figure III-10 représentent l'influence de la valeur de la fréquence et de la valeur de la capacité du GPE sur la valeur de gain.

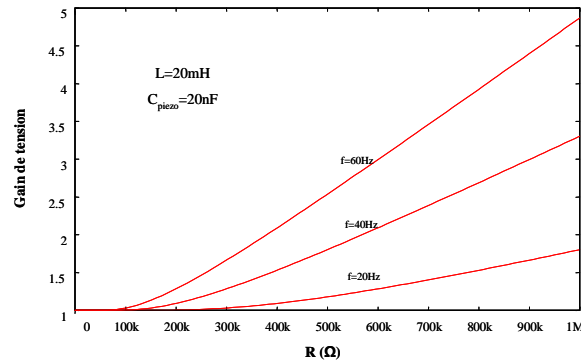


Figure III-9 : Influence de la fréquence d'excitation du GPE sur la valeur de gain de tension (la technique SSHI).

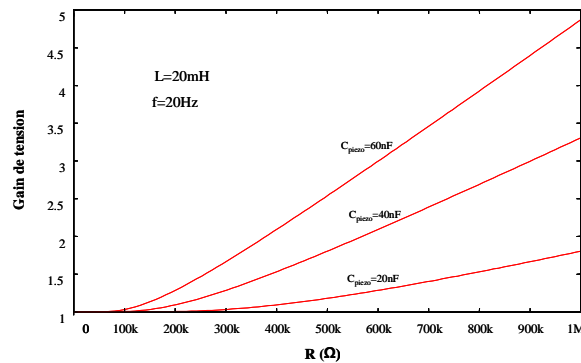


Figure III-10 : Influence de la valeur de la capacité du GPE sur la valeur de gain de tension (la technique SSHI).

Nous constatons que leurs influences sont identiques (plus la valeur de la capacité ou de la valeur de la fréquence est grande plus la valeur de l'amplification augmente). Par contre la valeur de l'inductance introduite n'a pas d'influence sur la valeur de gain.

III.2.3. Synchronized Switch Harvesting on Capacitor (SSHC)

III.2.3.1. Principe de la technique SSHC

Cette méthode est basée sur la commutation d'une capacitance en parallèle avec le générateur. La commutation se fait aux moments du déplacement maximal du générateur. Cette méthode est plus efficace pour les générateurs électromagnétiques mais elle peut être appliquée aussi aux générateurs piézoélectriques. La justification de cette approche est présentée dans les paragraphes suivants.

Dans le cas du GEM, le temps de la commutation T est égal à la moitié de la période T_{os} , où T_{os} est la période de l'oscillateur composé de la capacité de la commutation et l'inductance du générateur électromagnétique. Dans le cas du GPE, le temps de la commutation de la capacité doit être suffisant pour que la capacité du générateur piézoélectrique soit déchargée complètement. Pour cette raison, il n'y a pas de contrainte forte sur le temps de commutation dans le cas de l'application de la technique SSHC sur le GPE.

L'application de la technique SSHC sur un GEM donne les mêmes résultats que nous avons représentés dans le cas de l'application de la technique SSHI sur le GPE. Mais **dans le cas de l'application de la technique SSHC sur le GEM, l'amplification se fait au niveau du courant fourni par ce dernier. Le générateur doit être en court circuit tout le temps sauf aux instants de l'introduction de la capacité.**

L'application du SSHC sur le GPE donne une amplification de la tension qui ne peut atteindre que deux fois la tension initiale. L'évolution de la tension de sortie du générateur piézoélectrique est présentée sur la Figure III-11.

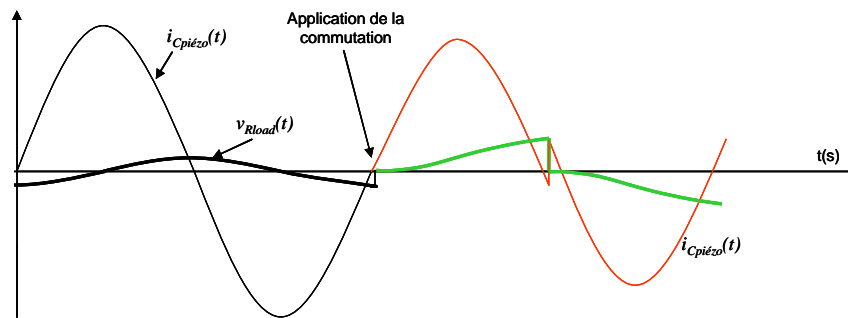


Figure III-11 : Evolution de la tension de sortie du GPE dû à l'application de la technique SSHC.

III.2.3.2. Simulation

Nous avons utilisé un circuit qui ressemble à celui utilisé pour la technique SSHI. Dans ce circuit, nous avons remplacé l'inductance par un condensateur ($C_{SSH C}=10\mu F$). Le résultat de simulation est présenté sur la Figure III-12. Dans ce cas l'amplification de tension est presque égale à deux fois la valeur initiale.

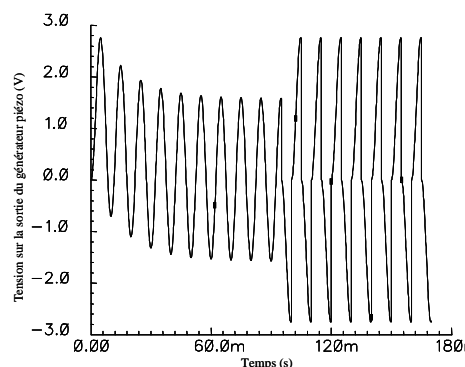


Figure III-12 : Résultat de la simulation technique SSHC (cas du GPE).

Nous avons utilisé le circuit présenté sur la Figure III-13 pour simuler l'effet de l'application de la technique SSHC sur un GEM.

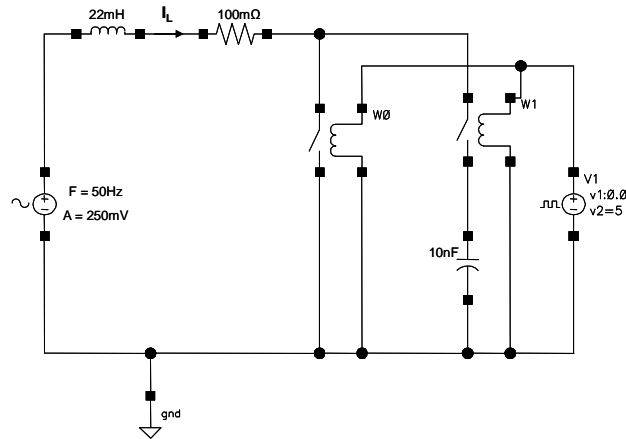


Figure III–13 : Schéma du circuit implémentant la technique SSHC avec un GEM.

Dans ce circuit, nous avons utilisé le modèle du GEM composé d'un générateur de tension (Fréquence=50Hz, Amplitude=250mV), une inductance ($L_e=22\text{mH}$) et une résistance série ($R=0,1\ \Omega$).

Nous avons utilisé une capacité de 10nF qui est introduite en parallèle avec le générateur pour vérifier la technique SSHC. Le résultat de la simulation est présenté sur la Figure III–14.

Les paramètres utilisés sont extraits du modèle du GEM de l'UoS sauf la valeur de la résistance. En effet si nous prenons une valeur de résistance interne égale à celle du GEM, nous n'avons pas d'amplification.

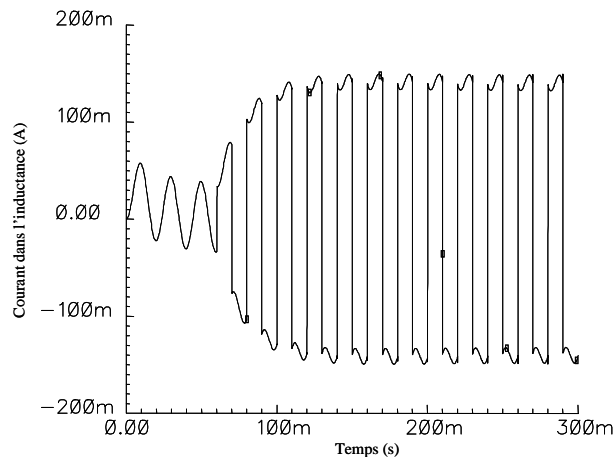


Figure III–14 : Résultat de simulation (l'application du technique SSHC pour un GEM).

Ceci montre une des limitations de la méthode SSHC pour les GEM et notamment les μGEM qui ont des R_e importantes.

III.2.3.3. Etude analytique de la technique SSHC

Nous avons montré que la technique SSHC est basée sur l'introduction d'une capacité en parallèle avec le GPE au moment où la tension est maximale, et pour une durée de temps suffisante pour que la charge stockée sur la capacité du GPE se partage entre cette capacité et la capacité introduite.

D'une façon identique à la technique SSHI, nous pouvons diviser le processus du SSHC en 3 phases :

- avant l'introduction de l'inductance,
- pendant l'introduction de l'inductance,
- après l'ouverture de l'interrupteur.

La première est identique à celle du SSHI.

La différence se trouve au niveau de la deuxième phase où la tension s'annule au lieu d'être inversée.

La troisième est identique à celle du SSHI mais avec une tension de départ qui vaut zéro.

Avec ces hypothèses, la solution de l'équation différentielle est de la forme :

$$v_p(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + B e^{-\frac{t}{RC_{piezo}}} \quad 41.$$

où $\varphi = \arctg(-RC_{piezo}\omega)$ et $A = \frac{I_p R}{\sqrt{1 + (\omega RC_{piezo})^2}}$

Puisque $v_p(t_0) = 0$, alors $A \sin \varphi = -B$

A la fin de la troisième phase (après une demi-période), la tension du générateur devient :

$$v_p\left(\frac{T}{2}\right) = A \sin(\varphi) \left(1 + e^{-\frac{T}{2RC_{piezo}}}\right)$$

Pour $\sin(\varphi)$ proche de 1 la valeur de l'amplification est de

$$G = 1 + e^{-\frac{T}{2R_{load}C_{piezo}}} \quad 42.$$

La valeur maximale de l'amplification dans ce cas vaut au maximum 2.

La Figure III–15 représente l'influence de la capacité du générateur et la résistance de charge sur la valeur de l'amplification.

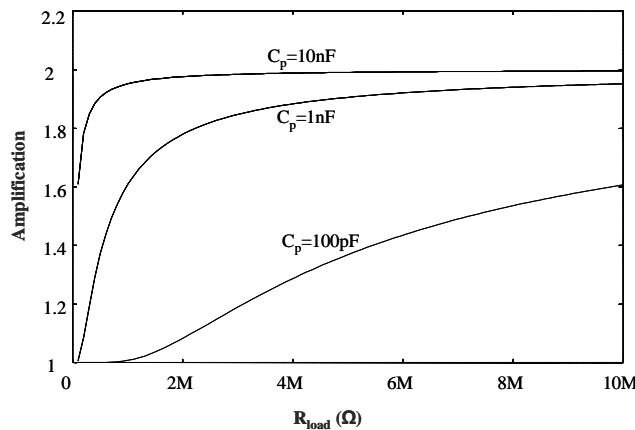


Figure III–15 : Influence de la capacité du GPE et de la résistance de charge sur la valeur de l'amplification (la technique SSHI).

L'étude que nous avons présentée considère que les éléments utilisés sont parfaits (pas d'éléments parasites) ceci peut être justifié dans le cas des éléments discrets où les éléments parasites sont négligeables. Mais cette situation risque de ne plus être valable quand nous allons intégrer notre système. Nous présentons dans le paragraphe suivant l'influence de l'intégration des éléments constitutifs des techniques SSHI et SSHC, sur la valeur de l'amplification de la tension.

III.3. Intégration

L'intégration concerne essentiellement l'inductance (SSHI) ou la capacité (SSHC) et l'interrupteur qui sera réalisé grâce à un transistor. Nous allons étudier l'influence de l'intégration de ces éléments sur l'efficacité de l'application des techniques SSHI et SSHC. Dans la suite de notre étude nous allons nous baser sur la technologie AMS0.35 μ m.

III.3.1. Intégration de l'inductance

Le modèle équivalent de l'inductance intégrée sur silicium est reporté sur la Figure III-16. L'explication de ce modèle équivalent est donné dans l'annexe A.

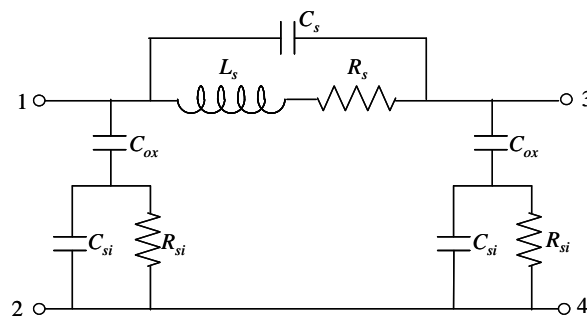


Figure III-16 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée.

Pour une inductance intégrée de 1,4nH issue de la bibliothèque AMS0.35 μ m on a les valeurs typiques $C_s=53$ fF, $R_s=2,127\Omega$, $C_{ox}=700$ fF et $R_{si}=200\Omega$. La valeur de C_{si} est non fournie.

Dans notre système l'inductance aura les points 3 et 4 en court circuit, ce qui nous amène à un modèle simplifié représenté à la Figure III-17.

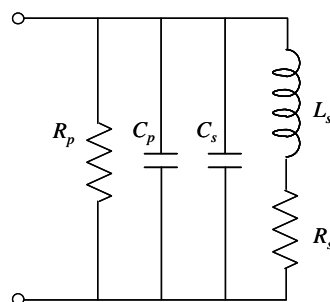


Figure III-17 : Modèle simplifié de l'inductance intégrée.

Les valeurs de R_p et C_p sont données par les relations suivantes:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si}(C_{ox} + C_{si})^2}{C_{ox}^2} \quad 43.$$

$$C_p = C_{ox} \frac{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{si})C_{si}R_{si}^2}{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{si})^2 R_{si}^2} \quad 44.$$

Dans le cas de l'inductance de 1,4nH, les valeurs des composants du modèle simplifié sont :

$$R_p = 10^{15} \Omega.$$

$$C_p = 300 \text{ fF}.$$

$$C_s = 5.3 \text{ fF}.$$

Compte tenu de ces valeurs, nous pouvons négliger R_p , C_p et C_s devant les éléments du générateur piézoélectrique. **Il ne reste que l'influence de la résistance série R_s de l'inductance à prendre en compte dans la suite de notre étude.**

III.3.2. Intégration de l'interrupteur

L'interrupteur intégré est un transistor commandé par la grille. Le modèle équivalent du transistor intégré est donné sur la Figure III-18.

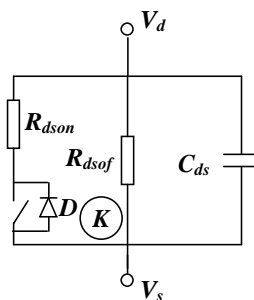


Figure III-18 : Modèle équivalent du transistor intégré en commutation.

Nous pouvons négliger l'influence de la capacité parasite drain-source C_{ds} dans la phase de conduction de l'interrupteur. En effet l'ordre de grandeur de C_{ds} pour un gros transistor de $W= 100\mu\text{m}$ et $L= 0,35\mu\text{m}$ est de la dizaine de fF. Nous avons par définition :

$$C_{ds} = C_{diff} W L_{diff} \quad 45.$$

C_{diff} est la capacité de diffusion par μm^2 de la zone active drain et source. Elle vaut typiquement $0,2\text{fF}/\mu\text{m}^2$ pour la technologie AMS0.35 μm .

W est la largeur de la zone active.

L_{diff} est la longueur de la zone active.

Finalement, le modèle équivalent du transistor intégré peut être représenté comme une résistance série qui s'ajoute à la résistance série de l'inductance intégrée. La valeur de cette résistance vaut 10Ω pour un transistor ayant les caractéristiques suivantes $W=500\mu m$ et $L=0.35\mu m$ en technologie AMS0.35 μ .

La Figure III–19 représente le modèle équivalent du générateur piézoélectrique avec l'inductance intégrée et l'interrupteur en mode de conduction:

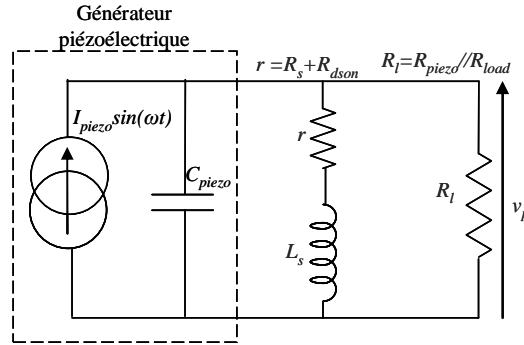


Figure III–19 : Modèle équivalent du générateur piézoélectrique avec le modèle équivalent de l'inductance et l'interrupteur intégrés.

L'étude de l'amplification dans ce cas est similaire à celle que nous avons montrée dans le cas d'une inductance idéale. La différence apparaît dans la deuxième phase. Cette phase qui représente l'introduction de l'inductance avec le GPE.

L'équation différentielle devient:

$$\frac{d^2 v_p}{dt^2} + 2\lambda\omega_0 \frac{dv_p}{dt} + \omega_0^2 v_p = \frac{I_{piezo}\omega}{C_{piezo}} \cos(\omega t) + \frac{r}{LC_{piezo}} I_{piezo} \sin(\omega t) \quad 46.$$

$$\text{où } \omega_0^2 = \frac{r + I}{LC_{piezo}} \quad 47.$$

$$\text{et } 2\lambda\omega_0 = \frac{r}{L} + \frac{I}{RC_{piezo}} \quad 48.$$

L'expression du gain en tension reste valable, à la condition de prendre en compte les nouvelles formules de ω_0 et λ :

$$G = 1 + (1 - f_b f_{inv}) f_a$$

La Figure III–20 représente l'amplification obtenue par la technique SSHI en fonction de la valeur des résistances de l'inductance et de l'interrupteur intégré. Nous avons considéré ici les paramètres suivants pour le générateur ($f=1kHz$ et $C_{piezo}=100pF$), conformes aux spécifications du μ GPE.

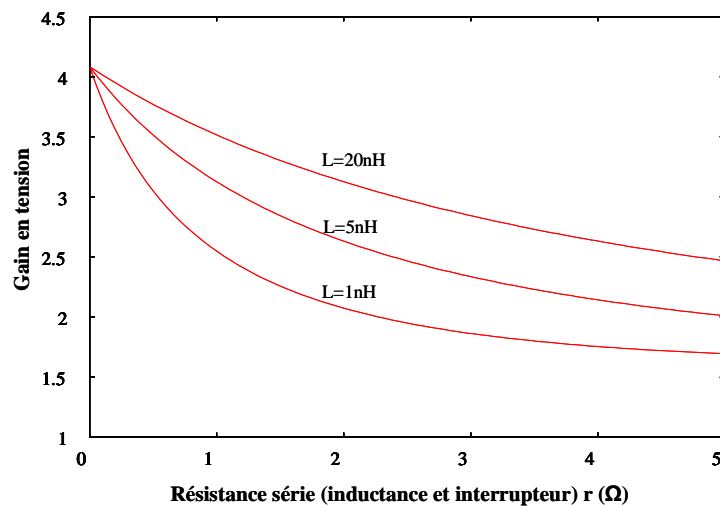


Figure III–20 : Amplification en fonction de la résistance série des éléments intégrés.

Pour montrer l'influence de la résistance série sur la valeur de l'amplification, nous allons prendre comme exemple une inductance intégrée de la bibliothèque de la technologie AMS0.35 μ .

Si on néglige la résistance série de l'interrupteur (une forte approximation pour un interrupteur intégré). L'inductance intégrée prise comme exemple a une valeur de 1,07nH, et une résistance série R_s égale à 1,28 Ω . Dans ce cas, d'après la Figure III–20 le gain en tension vaut 2,2.

	L (nH)	R (Ω)	C_{S1} (fF)	C_{S2} (fF)	R_{S1} (Ω)	R_{S2} (Ω)	Q
AMS0.35μ	1,38	2,127	387	781	146	213	3,2
LIGA-UV	1,28	1,32	316	519	170	260	5,9

Tableau 6 : Comparaison entre une inductance fabriquée en technologie AMS0.35 μ m et une autre de même dimensions fabriquée en technologie LIGA-UV.

Cet exemple nous amène à dire que l'utilisation des inductances intégrées ne sera utile que si la valeur de la résistance série de l'inductance est très faible, en d'autres termes si l'inductance a un grand facteur de qualité. Une technique de microfabrication comme la LIGA-UV, acronyme allemand pour (Lithographie Galvanoformung Abformung), permet de déposer des couches épaisses de conducteur comme le cuivre, et grâce à cette technique, il est possible d'accroître le facteur de qualité des inductances comme l'atteste le Tableau 6.

Des technologies avancées basés sur des conducteurs en cuivre comme celles disponibles chez ST Microelectronics (HCMOS9GP) permettrait à terme de décroître R_s mais aussi C_s (métal 6 éloigné du substrat), et d'augmenter par conséquent la valeur du facteur de qualité Q.

III.4. Circuit de contrôle

Le circuit de contrôle est chargé de générer le signal appliqué sur l'interrupteur. Le signal de contrôle est une impulsion générée aux moments du maximum et du minimum de la valeur de la tension du générateur. La largeur de cette impulsion dépend de la technique que nous voulons appliquer. C'est-à-dire dans le cas de la technique SSHI avec un GPE, la largeur de l'impulsion est égale à :

$$T_{on} = \pi\sqrt{LC_p} \quad 49.$$

Où L est la valeur de l'inductance qui sera ajoutée en parallèle avec le générateur,

et C_p est la valeur de la capacité du générateur piézoélectrique.

Tandis que dans le cas de la technique SSHC avec un GPE, la largeur de l'impulsion doit être supérieure au temps nécessaire pour que la capacité du générateur piézoélectrique soit déchargée complètement.

Le circuit de contrôle contient essentiellement un détecteur de crête de la tension du générateur, suivi d'un circuit de génération de l'impulsion à la largeur voulue.

La réalisation de ce circuit peut se faire par deux méthodes :

- Soit par l'utilisation d'un autre générateur. La sortie de ce générateur va être utilisée pour générer le signal de contrôle. Dans ce cas nous devons fabriquer deux générateurs qui ont exactement la même fréquence d'oscillation et qu'ils soient en phase. Ceci est pratiquement difficile à mettre en œuvre.
- La deuxième solution est d'utiliser le signal donné par le générateur pour mettre en forme le signal de contrôle.

Nous allons étudier la deuxième solution. La difficulté de cette solution vient de la déformation du signal donné par le générateur à cause de l'application de la technique SSHI.

Une proposition pour réaliser ce circuit est donnée dans la thèse de A. Badel [Ths_Badel2005].

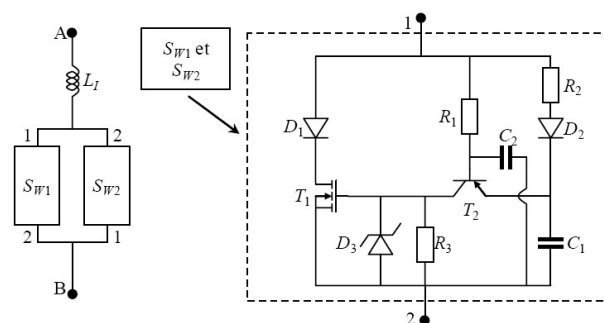


Figure III-21 : Circuit de contrôle pour la technique SSHI [Ths_Badel2005].

Le fonctionnement des interrupteurs électroniques S_{W1} et S_{W2} est assuré par l'énergie stockée dans le condensateur C_I . Tant que la tension V_{AB} demeure supérieure ou égale à la tension de C_I , la diode D_2 est passante et charge C_I à travers la résistance R_2 et l'inductance L_I . Lorsque la tension V_{AB} passe par un maximum sa diminution juste après son maximum provoque la mise en conduction du transistor PNP T_2 , dont la jonction base-émetteur se trouve alors polarisée en direct. La conduction de T_2 provoque la mise en conduction de T_1 : la charge stockée dans C_I est transférée via T_2 dans la capacité de grille du transistor T_1 . A ce moment le dipôle [1,2] est équivalent à un interrupteur fermé, et le courant oscillant dû au circuit $L_I C_p$ peut traverser D_1 et T_1 , tant qu'il est positif. Son annulation provoque le blocage de la diode D_1 , c'est-à-dire l'ouverture de l'interrupteur [1,2]. La quantité de charge nécessaire au fonctionnement des interrupteurs S_{W1} et S_{W2} est reliée à la charge Q_G nécessaire à la mise en conduction de T_1 (donnée constructeur). La résistance R_2 permet d'éviter d'éventuelles résonances entre L et C_I . Elle permet également de filtrer la tension V_{AB} . La résistance R_3 contribue à la décharge de la capacité de grille C_G de T_1 , qui permet au transistor de retrouver son état bloqué [Ths_Badel2005].

Ce circuit permet d'avoir une auto-alimentation du circuit de contrôle pour la technique SSHI. Il est utile pour les macrostructures car l'utilisation des diodes classiques est possible. Par contre les valeurs des composants utilisés doivent être bien ajustées en fonction des paramètres du générateur utilisé.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons proposé une structure de circuit de contrôle. La technologie cible utilisée est la technologie AMS0.35 μ m.

La forme d'onde du signal de contrôle nécessaire est présentée sur la Figure III-22. La séquence du signal du comparateur est (1-0-1-0-1) la séquence du signal de contrôle nécessaire est (0-1-0-0-1). Pour obtenir le signal de contrôle à partir de la sortie du comparateur, il nous faut deux chaînes de bascules de type D, la première travaille sur le front montant de la sortie du comparateur, et la deuxième travaille sur le front descendant. Ces bascules sont préchargées par les séquences suivantes (1-1-0) et (0-1-0). La sortie de contrôle est obtenue en faisant un et logique entre les deux chaînes de bascules.

La consommation de ce nouveau circuit a été réduite de façon sensible (50%). On verra dans le chapitre 4 que grâce à la conception d'un comparateur ultra basse consommation et du dimensionnement convenable des portes logiques, nous pourrions diminuer la consommation de ce circuit jusqu'au 100nW.

La Figure III-25 présente le résultat d'une simulation mixte (Analogique/Numérique) effectuée avec le logiciel CADENCE du circuit avec un modèle de μ GPE (cf. chapitre2). ($f=1kHz$, $I_{piezo}=50nA$, $R_{piezo}=10M\Omega$ et $C_{piezo}=100pF$).

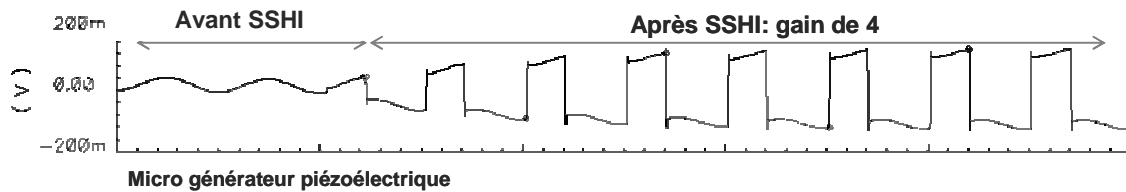


Figure III-25 : Résultat de simulation pour un μ GPE avec l'application de la technique SSHI.

III.5. Résultats expérimentaux

III.5.1. Générateur piézoélectrique

Pour valider le principe de fonctionnement des techniques SSHI et SSHC, nous avons réalisé un prototype qui contient un générateur piézoélectrique de grande taille. La Figure III-26 représente un schéma de ce générateur. C'est un générateur de type bimorphe à base de matériau PSI-5H4E (PiezoSystems) où l'épaisseur de chaque couche piézoélectrique est de 0.16mm.

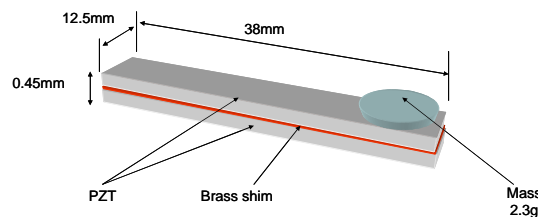


Figure III-26 : Schéma du macro générateur piézoélectrique.

Ce générateur a été relié à un pot vibrant qui génère une excitation pour simuler l'environnement vibratoire du générateur. La Figure III-27 représente le montage expérimental utilisé.

Tout d'abord nous allons montrer la validité du modèle proposé pour le générateur piézoélectrique. Par la suite nous avons mesuré la tension à la sortie du générateur pour plusieurs valeurs de résistance de charge R_{load} .

En se basant sur le modèle proposé et présenté dans le chapitre 2, nous obtenons la formule de la tension du générateur en fonction des autres paramètres du modèle.

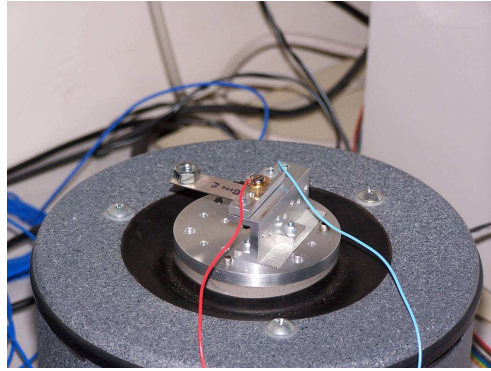


Figure III-27 : Microgénérateur sur le pont vibrant.

$$v_p(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad 50.$$

$$\varphi = \text{arctg}(-RC_{\text{piezo}} \omega) \quad 51.$$

$$A = \frac{I_{\text{piezo}} R}{\sqrt{1 + (\omega RC_{\text{piezo}})^2}} \quad 52.$$

$$R = \frac{R_p R_{\text{Load}}}{R_p + R_{\text{Load}}} \quad 53.$$

La Figure III-28 représente la comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux donnés par la formule analytique basée sur le modèle du GPE.

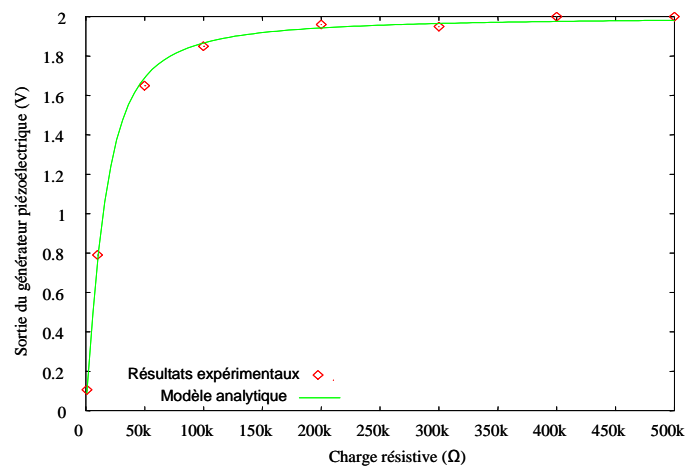


Figure III-28 : Comparaison entre résultats expérimentaux et analytiques (f=60Hz).

Pour réaliser le SSHI, nous avons utilisé une inductance de 22mH. Cette grande valeur d'inductance ainsi que les deux transistors de commutation NMOS (BTS132 - Infineon) sont choisis uniquement pour la justification de l'application de la technique sur une structure de taille centimétrique. Nous avons utilisé deux transistors parce que le transistor contient une diode de protection qui gêne sa fermeture totale. Le signal de contrôle est généré à l'aide d'un circuit programmable FPGA de type

ALTERA (Flex10k). Ce circuit est synchronisé avec le signal d'excitation du pot vibrant. Ensuite le FPGA fournit un signal de largeur égale à $\pi\sqrt{LC_{piezo}}$, qui va être appliqué aux interrupteurs. Nous avons utilisé comme charge une résistance variable. Le schéma de principe est présenté sur la Figure III-29.

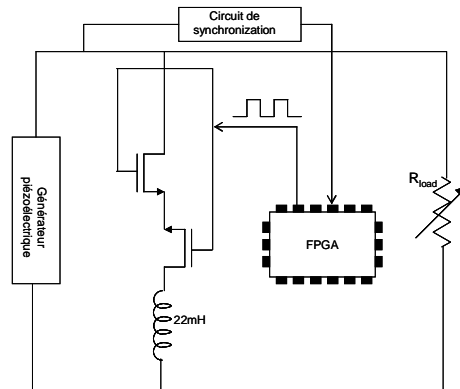


Figure III-29 : Schéma de l'application de la technique SSHI.

La Figure III-30 représente le signal de la sortie du générateur sans et avec l'application de la technique SSHI. Le gain en tension est dans ce cas proche de $\sim 2,2$.

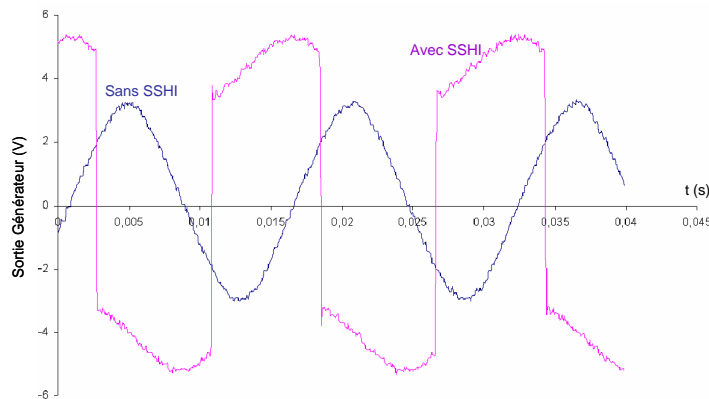


Figure III-30 : Sortie du générateur piézoélectrique sans et avec l'application du SSHI (résultats expérimentaux).

La Figure III-31 représente le schéma équivalent de notre circuit réalisé dans l'étude expérimentale. La Figure III-32 représente le résultat de simulation de ce circuit. Nous pouvons constater le bon accord entre le résultat expérimental (Figure III-30) et celui de la simulation (Figure III-31).

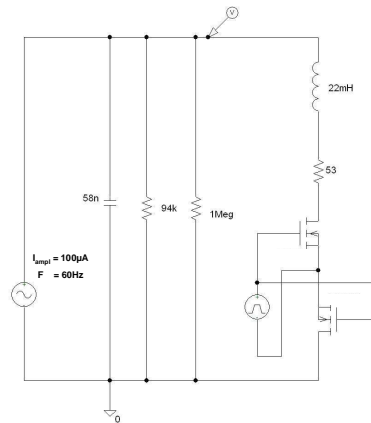


Figure III-31 : Schéma du modèle du générateur avec le module SSHI.

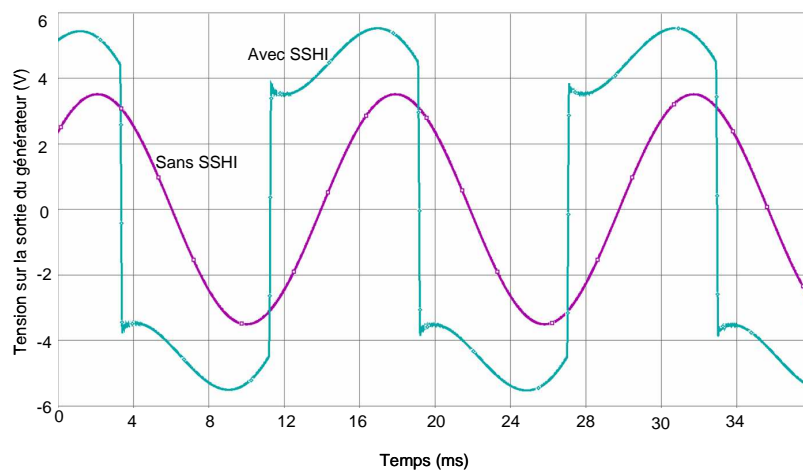


Figure III-32 : Résultat de simulation pour l'application du SSHI.

Pour valider l'étude analytique, nous avons utilisé une autre structure du GPE avec une fréquence de résonance de 85Hz. La Figure III-33 représente la comparaison entre les résultats expérimentaux et l'étude analytique sans et avec l'application du SSHI.

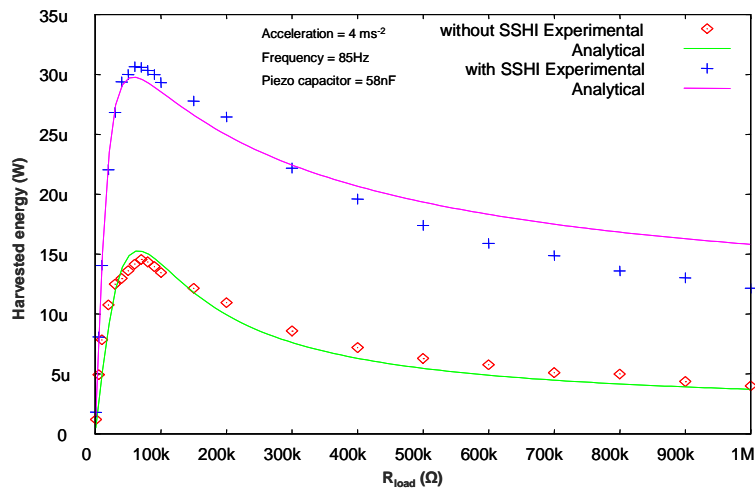


Figure III-33 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et analytiques.

Nous constatons un bon accord entre les résultats expérimentaux et nos simulations.

Pour valider la technique SSHC, nous avons utilisé la structure du générateur présenté sur la Figure III-31 avec une capacité de sortie de $1\mu\text{F}$ et une résistance R_{load} égale à $1\text{M}\Omega$. Le résultat de l'application de cette technique est représenté sur la Figure III-34.

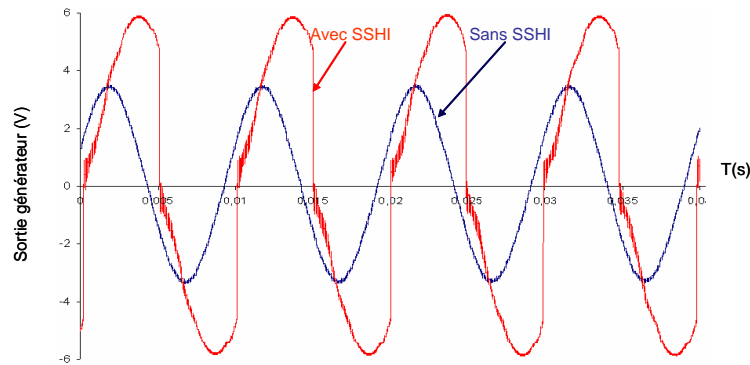


Figure III-34 : Résultat de l'application de la technique SSHC.

Dans ce cas, l'amplification est égale à 1,76 de la tension initiale ce qui est conforme à l'étude analytique qui vaut dans ce cas 1,8.

III.6. Conclusion

Nous avons montré les résultats de l'application des techniques SSHI et SSHC sur un GPE de tailles centimétriques. Nous avons constaté que **la technique SSHI est efficace pour les macrogénérateurs piézoélectriques, et surtout pour de grandes valeurs de capacité internes**. La technique SSHC est moins efficace mais elle est plus facile à implémenter. De plus cette technique est plus simple à intégrer.

L'application de la technique SSHI en intégration est possible lorsqu'on peut fabriquer des inductances intégrées avec grandes valeurs de facteur de qualité, et fabriquer des interrupteurs intégrés avec de très faibles valeurs de résistances internes (inférieur à $1\ \Omega$). De plus, l'application de la technique SSHC est mieux adaptée pour le μGPE car les résistances internes ajoutées ne fait qu'augmenter le temps de décharge de la capacité interne du μGPE .

Par ailleurs, nous avons montré par les simulations que l'application de la technique SSHC sur les mini GEM de l'UoS n'est pas possible à cause des grandes valeurs des résistances séries de l'inductance. Pour cette raison nous allons proposer dans les chapitres suivants d'autres techniques pour récupérer l'énergie fournie par ce type de générateur.

III.7. Références

- [96] [[Audigier2003](#)] *Audigier D. S., Richard C. L. and Guyomar D., brevet-FR2828256, INSA LGEF, 2003.*
- [97] [[Guyomar2000](#)] *Guyomar D., Richard C., Audigier D and Ching G., Low Consumption Damping of Planar Structures, IEEE-ISAF Symposium – Honolulu, pp.761-764, August 2000.*
- [98] [[Lefevre2006](#)] *Lefevre E., Badel A., Richard C., Petit L. and Guyomar D., A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for stand alone systems, Sensors and Actuators A, Vol. 126, pp. 405–416, 2006.*
- [99] [Richard1999] *Richard C. Guyomar D. Audigier D. and Ching G., Semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device, Proc. SPIE Smart Structure. and Materials. Conf., Passive Damping and Isolation, San Diego, Vol. 3672, pp. 104, 1999.*
- [100] [[Ths_Badel2005](#)] *Badel A., Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire, Thèse de doctorat de l'Université de Savoie 2003.*

CHAPITRE IV CONVERTISSEURS AC/DC

IV.1. Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre que le système de récupération d'énergie est composé essentiellement d'un convertisseur AC/DC pour redresser le signal alternatif fourni par le générateur, et un convertisseur DC/DC pour adapter la sortie du AC/DC à la charge utilisée qui peut être une batterie ou une supercapacité.

Nous proposons dans ce chapitre des solutions originales pour réaliser un convertisseur AC/DC qui est capable de surmonter les deux grandes contraintes représentées par:

- sa très faible consommation d'énergie de quelques dizaines de nanowatts,
- et la rectification de signaux correspondant à des tensions de l'ordre de la centaine de millivolts voire moins.

IV.2. Les convertisseurs AC/DC

IV.2.1. Généralités

Le pont de Graëtz est une structure classique de convertisseur AC/DC. La structure de ce convertisseur est présentée sur la Figure IV-1. Deux diodes conduisent le courant pendant une demi-période de signal de l'entrée. Grâce aux quatre diodes, il est possible d'avoir un redressement double alternance. Une capacité de filtrage est généralement ajoutée à la sortie de cette structure.

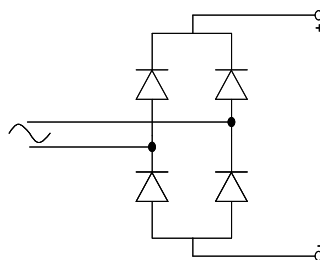


Figure IV-1 : Structure du pont de Graëtz.

Cette structure est souvent utilisée dans les unités d'alimentation et les adaptateurs de tension. Pour que cette structure fonctionne bien, il faut que la tension d'entrée soit supérieure au moins à deux fois la tension de seuil de la diode. De plus la consommation de cette structure est élevée. A titre d'exemple supposons que le pont de Graëtz soit connecté à une capacité de valeur C , supposons que

pendant chaque demi-période de signal, un courant i circule dans deux diodes du pont et charge la capacité. A la fin du chargement, la capacité aura une tension V . L'énergie stockée sur la capacité vaut $\frac{1}{2}CV^2$ où $V = \frac{1}{C} \int idt$. L'énergie dissipée dans les diodes vaut $2 \int V_{th} idt = 2CV_{th}V$. Pour une tension de seuil de 0,3V (diode au germanium) et une tension en sortie de 1V sur une capacité de 1 μ F, l'énergie perdue dans les diodes vaut 0,6 μ J tandis que l'énergie stockée sur la capacité vaut 0,5 μ J. Le rendement est proportionnel au rapport des tensions $\frac{V_{th}}{V}$. Il augmente si V croît (ce n'est pas le cas pour un microgénérateur), soit par diminution de la tension de seuil V_{th} .

Pour ces raisons l'utilisation de cette structure est incompatible avec les caractéristiques de nos microgénérateurs. **Les solutions pour surmonter cette difficulté sont soit de réaliser une diode dont la tension de seuil est très basse, où bien de proposer une autre structure qui n'utilise pas de diodes.** Nous présentons dans la suite ces deux approches.

IV.2.2. Diode à faible tension de seuil

Cette structure est basée sur le concept de transistor DTMOS (Dynamic Threshold voltage MOSFET). Le transistor DTMOS est un transistor dont le substrat est lié à la grille (Figure IV-2).

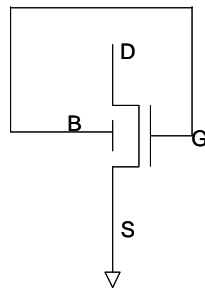


Figure IV-2 : Structure d'un DTMOS.

Cette opération amène à une diminution de la tension de seuil du transistor. Dans ce cas la relation de la tension de seuil est donnée par :

$$V_t = V_{t_0} - \lambda(\sqrt{2\phi_b} - \sqrt{2\phi_b - V_{BS}}) \quad 54.$$

Dans cette relation V_{t_0} correspond à la tension de seuil quand le substrat est relié à la source, V_{BS} est la différence de tension entre le substrat et la source.

La Figure IV-3 représente la relation entre la tension de seuil et la tension V_{BS} d'après les travaux de Assaderghi et al. [Assaderghi1997].

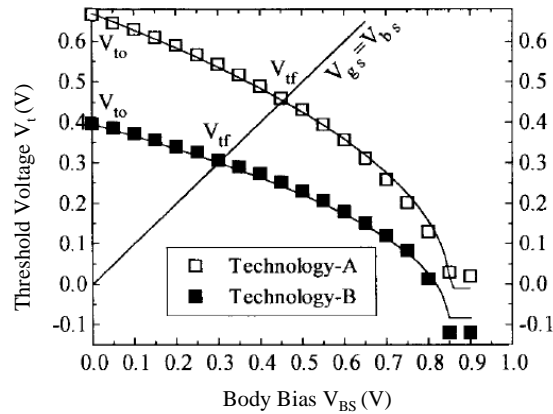


Figure IV-3 : Relation entre la tension de seuil et la tension V_{BS} .

La structure du transistor DTMOS est utilisée dans les applications à basses consommations [Soeleman2001] et [Kim2004].

Nous avons constaté que la longueur du canal du transistor a une influence sur la valeur du courant de la diode, alors nous avons choisi la technologie HCMOS9GP fourni par ST Microelectronics, pour étudier et réaliser nos diodes.

Pour extraire la courbe caractéristique de cette diode, nous avons fait la simulation d'une diode PN conventionnelle et la structure de cette diode. La diode conventionnelle est construite à partir du substrat du transistor NMOS et la source.

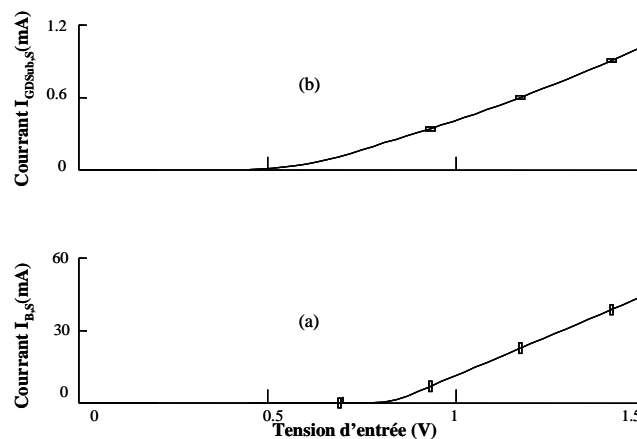


Figure IV-4 : Comparaison entre une diode conventionnelle (a) et la diode proposée (b) (fonctionnement au-dessus de la tension de seuil).

Dans la simulation précédente, nous pouvons constater que la diode conventionnelle a un courant plus important, pour la gamme de tensions supérieures à la tension de seuil du transistor. Mais dans la gamme des tensions faibles (sous le seuil), nous constatons que le courant dans la diode proposée est beaucoup plus grand que pour une diode conventionnelle polarisée avec la même valeur de tension Figure IV-5.

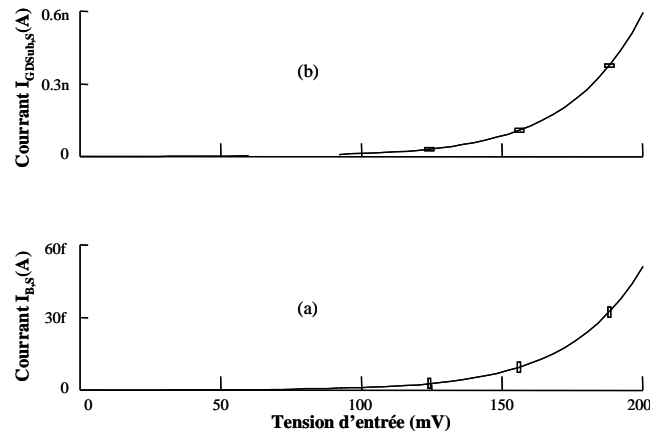


Figure IV-5 : Comparaison entre une diode conventionnelle (a) et la diode proposée (b) (fonctionnement au-dessous de la tension de seuil).

L'étude de l'influence de la dimension du transistor est représentée sur la Figure IV-6. Dans cette simulation nous avons utilisé une longueur de grille $L=0,4\mu\text{m}$ (technologie AMS0.35 μ).

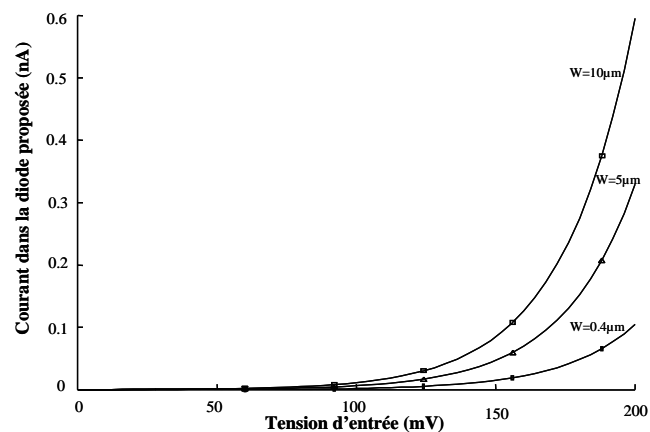


Figure IV-6 : Influence du dimensionnement du transistor sur le courant dans la diode proposée (technologie AMS0.35 μ).

Nous avons effectué la simulation d'une diode construite avec la technologie HCMOS9GP disponible via la fonderie ST Microelectronics. Dans cette technologie la largeur minimale du canal est de $0,13\mu\text{m}$. La Figure IV-7 représente le résultat de simulation de la diode proposé ($W=10\mu\text{m}$, $L=0,4\mu\text{m}$). Nous pouvons remarquer une influence notable de la technologie sur les caractéristiques de la diode (facteur mille sur le courant).

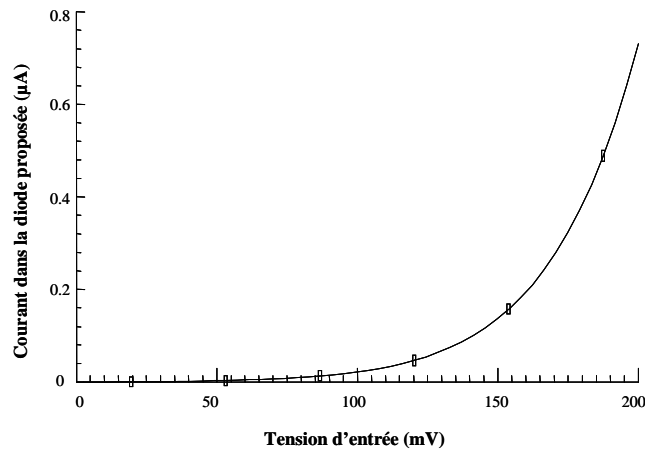


Figure IV-7 : Caractérisation de la diode proposée ($W=10\mu\text{m}$, $L=0,4\mu\text{m}$) (technologie HCMOS9GP).

La simulation d'une structure contenant une source de tension sinusoïdale et la diode proposée ($W=10\mu\text{m}$, $L=0,4\mu\text{m}$), donne le résultat de la Figure IV-8. Nous pouvons constater que la diode redresse la tension d'entrée.

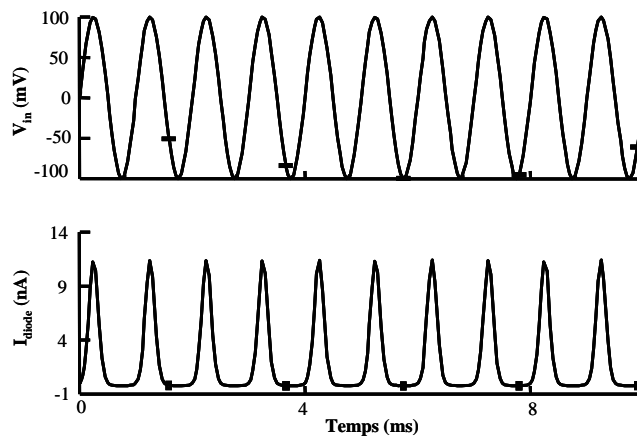


Figure IV-8 : Simulation d'une entrée sinusoïdale avec la diode proposée (technologie HCMOS9GP).

La Figure IV-9 montre le schéma du micro générateur piézoélectrique ($I_{\text{piezo}}=100\text{nA}$, $C_{\text{piezo}}=100\text{pF}$ et $R_{\text{piezo}}=10\text{M}\Omega$) avec la diode proposée et une capacité de sortie de $C_{\text{out}}=100\text{pF}$.

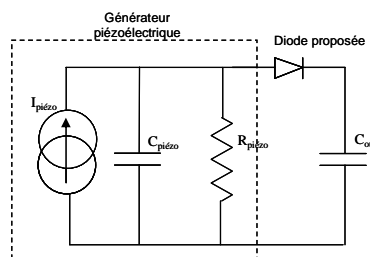


Figure IV-9 : Schéma d'un générateur piézoélectrique avec la diode proposée et une capacité de sortie.

La Figure IV–10 représente le résultat de simulation pour le schéma précédent. L’amplitude de sortie du générateur piézoélectrique vaut dans ce cas 100mV.

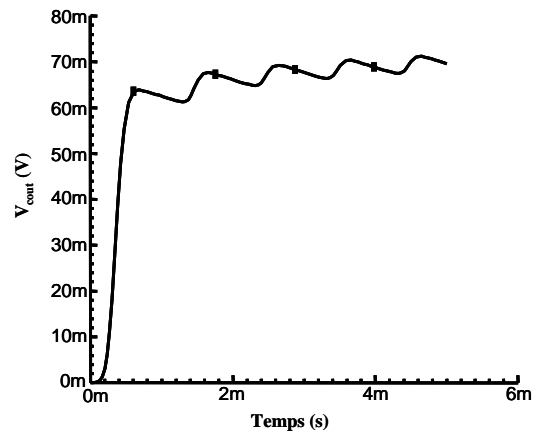


Figure IV–10 : Simulation d’un générateur piézoélectrique avec la diode proposée et une capacité de sortie.

Dans ce cas particuliers pour lequel $C_{piezo} = C_{out}$, nous pouvons obtenir un rendement proche de 60%. Ce rendement est calculé en faisant le rapport entre l’énergie stockée sur C_{out} et celle disponible sur C_{piezo} .

En conclusion, ce type de diode présente des caractéristiques très intéressantes avec des tensions de seuil inférieures à 50mV. Nous les utiliserons dans la suite pour réaliser un multiplieur de tension complètement passif.

IV.2.3. Structure modifiée du convertisseur AC/DC

Nous présentons maintenant, une autre approche pour réaliser un convertisseur AC/DC qui peut rectifier des tensions aussi faibles que quelques dizaines de millivolts. Cette structure est représentée sur la Figure IV–11. Cette structure utilise des interrupteurs cnt_1 , cnt_2 qui sont commandés par des comparateurs. Quand le signal d’entrée est positif le premier comparateur génère un signal de commande des deux interrupteurs nommés cnt_1 , ce qui fait passer l’alternance positive du signal vers la sortie. De la même façon, pour la partie négative du signal les interrupteurs cnt_2 acheminent le signal vers la sortie. **Avec cette structure on peut rectifier des signaux de quelques millivolts de tension.**

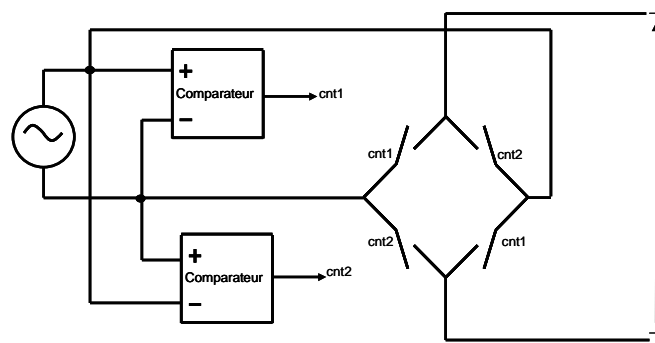


Figure IV-11 : Structure proposée du convertisseur AC/DC.

La clé de la réussite de cette structure est basée sur l'utilisation de comparateurs dont la consommation est très basse. Nous allons présenter dans les paragraphes suivants la structure interne de ces comparateurs.

IV.2.4. Les comparateurs à ultra basse consommation

Nous allons présenter deux structures de comparateur. **La technologie AMS0.35 disponible via le service CMP sera utilisée pour implémenter ces comparateurs.** Dans cette technologie la tension d'alimentation vaut 3,3V et la longueur minimale du canal des transistors vaut 0,35 μ m.

IV.2.4.1. Le comparateur à point mémoire

La Figure IV-12 représente le schéma de ce comparateur.

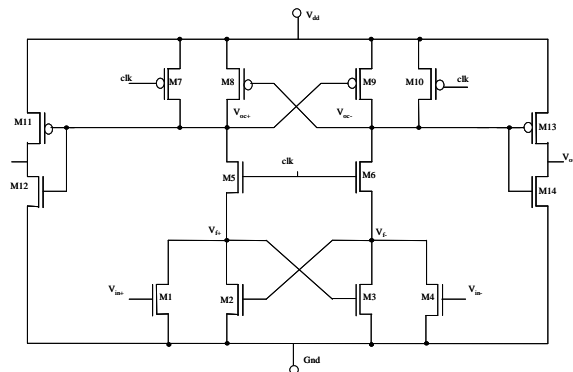


Figure IV-12 : Schéma du comparateur à point mémoire.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

Lorsque le signal d'horloge clk est égal à '0' le comparateur est inactif, dans ce cas nous avons :

$$V_{oc+} = V_{oc-} = V_{dd} \text{ et } V_{out+} = V_{out-} = 0.$$

Lorsque le signal d'horloge clk est égal à V_{dd} et que V_{in+} est supérieur à V_{in-} , V_{oc+} diminue plus vite que V_{oc-} et en même temps V_f augmente plus vite que V_{f+} . Quand V_{oc+} atteint un certain seuil, le transistor M_9 est activé, celui-ci charge le nœud V_{oc-} à V_{dd} tandis que V_{oc+} diminue jusqu'au zéro (gnd). La tension

V_{f-} , quand elle, augmente pour atteindre une tension de seuil qui actionne le transistor M_2 . Dans ce cas V_{f+} passe à la masse et V_f augmente jusqu'à V_{dd} . Le fonctionnement inverse se passe quand la tension V_{in-} est supérieure à la tension V_{in+} .

Un dimensionnement du comparateur est fait afin de minimiser la consommation. Nous constatons que la consommation de ce comparateur est liée à la tension d'alimentation. Mais pour le meilleur cas où la tension d'alimentation est égale à 1,2V nous avons une consommation de l'ordre de 1 μ W, ce qui n'est pas satisfaisant dans notre cas. De plus ce générateur nécessite l'utilisation d'un signal d'horloge externe clk. Ceci nous a amené à concevoir une autre structure.

IV.2.4.2. Comparateur à consommation ultra basse

La Figure IV-13 représente la structure d'un comparateur classique basé sur l'amplificateur opérationnel [Rossetto2002].

Ce comparateur est composé d'un transistor de polarisation (P_4), deux paires différentielles, et un étage d'amplification composée de deux transistors (P_1 et N_1). Chaque paire différentielle est composée d'un transistor P et un transistor N (P_2, N_2 et P_3, N_3).

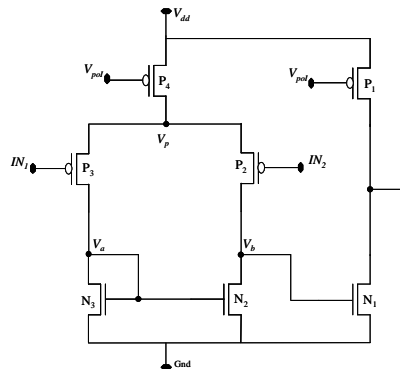


Figure IV-13 : Schéma du comparateur.

IV.2.4.2.1 Principe de fonctionnement

Le transistor de polarisation P_4 fournit un courant de polarisation I_{pol} comme conséquence la tension sur le drain de ce transistor devient V_p . Le comparateur contient deux branches chacune est composée de deux transistors de type N et P (Figure IV-15). Une des deux branches contient le transistor N_3 dont la grille est liée au drain. L'état d'équilibre sur cette branche est $V_{gs}=V_{ds}=V_{eq}$. Cette tension commande la grille du transistor N_2 de l'autre branche. Quand la tension IN_2 est égale à la tension IN_1 , le drain du transistor N_2 (V_b) possède la même valeur de tension d'équilibre que l'autre branche (c'est-à-dire V_{eq}). Quand la tension IN_2 devient plus grande que la tension IN_1 d'une valeur α , alors la tension sur le drain du NMOS bascule à zéro (Figure IV-14), ce qui entraîne la fermeture du transistor de sortie N_1

(‘1’ logique). Le cas inverse se passe quand IN_2 devient plus petite que IN_1 , nous obtenons une ouverture du transistor de sortie N_1 (‘0’ logique).

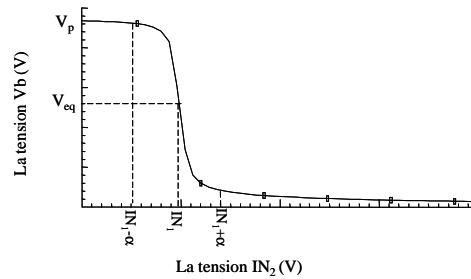


Figure IV–14 : Explication du fonctionnement du comparateur.

IV.2.4.2.2 Stratégie de conception

Le but de notre conception concerne principalement la diminution de la consommation. Plus précisément, **le but est d’avoir un courant débité par V_{dd} inférieur à 10nA.**

Nous allons utiliser la méthodologie de conception ascendante (bottom-up) pour concevoir le comparateur.

L’unité de base du comparateur est composée de deux transistors P et N. Cette unité est représentée sur la Figure IV–15. Cette structure concerne les transistors P_3, N_3 et P_2, N_2 .

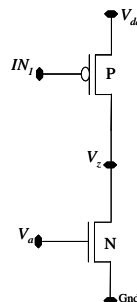


Figure IV–15 : Cellule de base du comparateur.

Nous commençons par le transistor N_3 (Figure IV–13). Si la tension V_{gs} de ce transistor est supérieure à la tension de seuil V_{th} dans ce cas, le transistor est dans la zone ohmique et le courant est donné par la relation :

$$I_{ds} = 2K \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}) V_{gs} - \frac{V_{gs}^2}{2} \quad 55.$$

K est facteur de gain technologique, il vaut $\frac{\mu\epsilon}{2e}$.

où μ est la mobilité des électrons ($m^2V^{-1}s^{-1}$),

ϵ est la permittivité de l'isolant (Fm^{-1})

et e est l'épaisseur de l'isolant (m).

La Figure IV–16 représente la courbe du courant I_{ds} en fonction de V_{gs} pour plusieurs valeurs de longueur de canal, avec une largeur fixe proche de la valeur minimale permise par la technologie AMS0.35 μm . Nous constatons que le courant est de l'ordre des microampères.

Si maintenant la tension V_{gs} est inférieure à la tension de seuil V_{th} (sub-threshold). Dans ce cas le courant est donné par la relation suivante :

$$I_{ds} = I_0 e^{\frac{V_{gs}-V_{th}}{nV_t}} (1 - e^{-\frac{V_{ds}}{V_t}}) \quad 56.$$

où I_0 et n sont des constantes qui dépendent de la technologie et des dimensions des transistors.

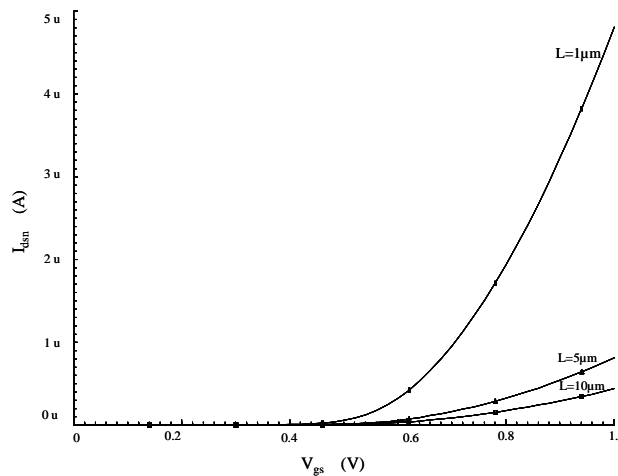


Figure IV–16 : Courant drain source I_{ds} en fonction de V_{gs} pour différentes valeurs de L ($W=0,4\mu m$).

La Figure IV–17 représente le courant dans un transistor NMOS dont $W=0,4\mu m$, et $L=10\mu m$.

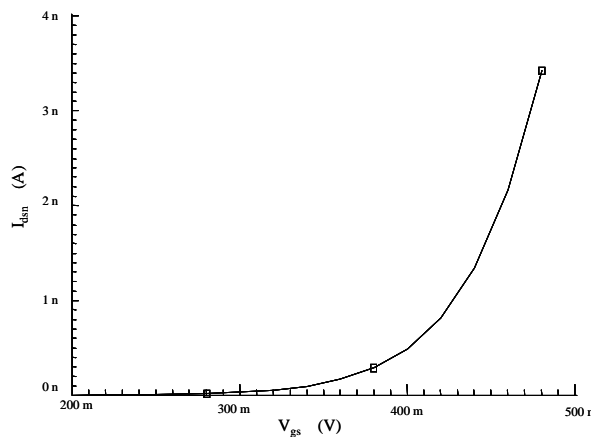


Figure IV–17 : Courant I_{ds} sous la tension de seuil ($W=0,4\mu m$ et $L=10\mu m$).

Ici le courant I_{ds} vaut quelques nanoampères ce qui est favorable à la faible consommation du circuit.

Pour que le transistor N_3 , dont la grille est liée au drain, reste dans la zone sous le seuil, la tension $V_{gs} = V_{ds}$ ne doit pas dépasser 0,5V en technologie AMS0.35 μ . Nous fixons la largeur W du transistor à 0,4 μ m. La Figure IV–18 représente la variation entre le courant I_{ds} du transistor et la longueur du canal.

Notre objectif est d’avoir un courant dans chaque branche du comparateur inférieur à 5nA, pour cela nous choisissons $L=10\mu$ m grâce à la courbe de la Figure IV–18.

Le transistor PMOS doit aussi travailler dans la zone de conduction sous le seuil. Pour vérifier cela, il faut que V_{sg} soit inférieur à V_{thp} . Le substrat du transistor P_3 est relié à V_{dd} ce qui entraîne une différence de potentiel entre le substrat et la source, et un changement de la tension de seuil.

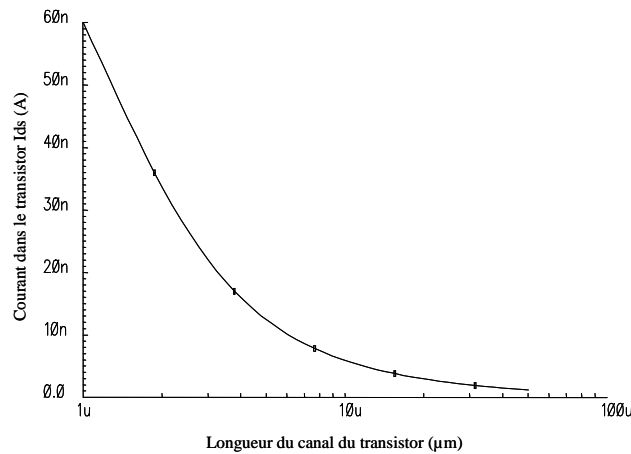


Figure IV–18 : Courant I_{ds} en fonction de la longueur du canal pour $V_{dd}=3.3V$.

L'équation suivante donne la relation entre la tension de seuil et la tension entre le substrat et la source.

$$V_{th} = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\Phi - V_{bs}} - \sqrt{2\Phi}) \quad 57.$$

avec

$$\gamma = \frac{\sqrt{2\epsilon_0\epsilon_{si}qN_{sub}}}{C_{ox}} \quad 58.$$

$$\Phi = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad 59.$$

où

V_{t0} : est la tension de seuil quand le substrat et la source sont liées ensemble.

ϵ_0 : est la permittivité du vide.

ϵ_{si} : est la permittivité de silicium.

q : est la charge de l'électron.

N_{sub} : est le dopage du substrat.

n_i : est la concentration des électrons dans le silicium intrinsèque.

C_{ox} : est la capacité de l'oxyde.

La tension V_p doit vérifier la condition suivante :

$$V_p - E \leq V_{thp}$$

pour que le transistor P travaille dans la région sous le seuil.

$$V_p - E \leq V_{thp} = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\Phi - V_{bs}} - \sqrt{2\Phi}) \quad 60.$$

$$\Phi = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad 61.$$

En prenant les valeurs associées à la technologie AMS0.35 μ m :

$$\gamma_p = 0,4 \sqrt{V}, N_{subp} = 10^{17} \text{ cm}^{-3} \text{ et } n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

nous trouvons que la condition sur V_p revient à : V_p inférieur à 1,02 V. Nous choisissons pour la suite

V_p égale à 1V.

Pour dimensionner le transistor PMOS, nous considérons le schéma représenté sur la Figure IV–19. Le courant dans le transistor P est déterminé par l'équation suivante:

$$I_{ds_p} = I_{0_p} e^{\frac{V_{sg} - V_{thp}}{nV_t}} (1 - e^{\frac{-V_{sd}}{V_t}}) \quad 62.$$

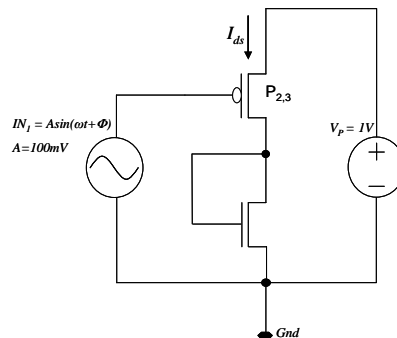


Figure IV–19 : Schéma utilisé pour le dimensionnement du transistor PMOS.

Nous choisissons $L_p = L_n = 10\mu\text{m}$. Dans ce cas, pour un courant inférieur à 5nA nous trouvons $W=3\mu\text{m}$ (Figure IV–20).

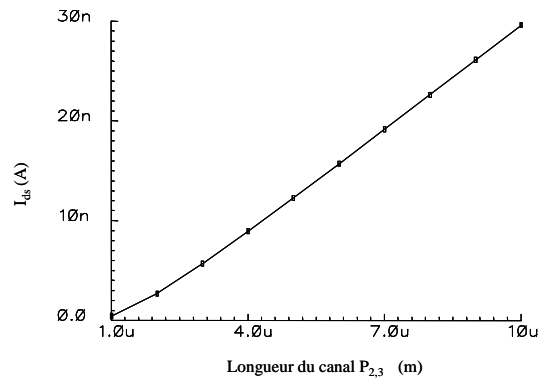


Figure IV–20 : Courant I_{ds} fonction du largeur du canal P_{2,3} ($W=3\mu\text{m}$).

Nous devons choisir maintenant le rapport $\frac{W}{L}$ pour le transistor de polarisation P₄ et la tension de polarisation V_{pol} , afin que la tension V_p soit égale à 1V.

La Figure IV–21 représente le transistor de polarisation et les deux paires différentielles, avec deux signaux sinusoïdaux appliqués aux entrées IN_1 et IN_2 .

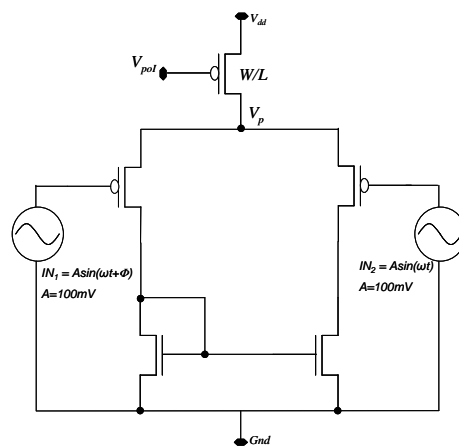


Figure IV–21 : Dimensionnement du transistor de polarisation.

Dans un premier temps, nous allons fixer un paramètre par exemple W/L et chercher à déterminer la valeur optimale de V_{pol} . Le transistor de polarisation est identique aux deux transistors P₁ et P₂. La Figure IV–22 représente la tension V_p et le courant dans le transistor de polarisation en fonction de la tension de polarisation V_{pol} .

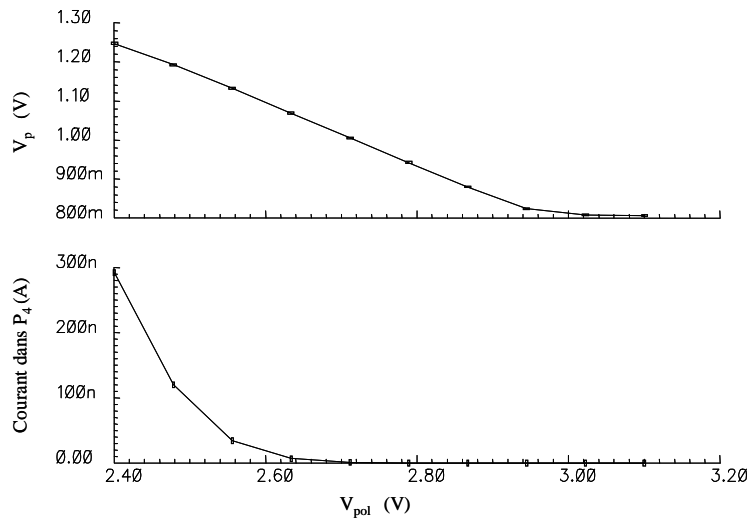


Figure IV-22 : Tension V_p et courant dans le transistor de polarisation en fonction de V_{pol} .

Pour que V_p soit égale à 1V, il faut choisir V_{pol} autour 2,7V.

L'étage d'amplification est constitué des transistors P_1 et N_1 . Pour avoir le même courant (courant dans le transistor de polarisation) dans cette branche, nous choisissons les dimensionnement de P_1 identiques à P_4 , et pour N_1 celles des autres transistors N du reste du circuit.

Les résultats du dimensionnement de ce comparateur sont synthétisés dans le Tableau 7.

Transistors	NMOS	PMOS
$\frac{W}{L}$	$\frac{3\mu m}{10\mu m}$	$\frac{0,4\mu m}{10\mu m}$

Tableau 7 : Résultat de dimensionnement du comparateur.

La consommation dynamique obtenue par simulation pour ce comparateur est de 30nW.

Nous allons maintenant calculer la marge de détection de ce comparateur. A l'équilibre $IN_1=IN_2=0$, et l'égalité des deux courants dans la branche (P2, N2) conduit à :

$$I_{0_p} e^{\frac{V_p - V_{thp}}{n_p V_t}} \left(1 - e^{-\frac{-(V_p - V_{eq})}{V_t}} \right) = I_{0_n} e^{\frac{V_{eq} - V_{thn}}{n_n V_t}} \left(1 - e^{-\frac{-V_{eq}}{V_t}} \right) \quad 63.$$

Supposons que $IN_2 = \alpha$. La tension V_b vaut $V_p - V_T$, l'égalité devient :

$$I_{0_p} e^{\frac{V_p - \alpha - V_{thp}}{n_p V_t}} \left(1 - e^{-\frac{-(V_p - (V_p - V_t))}{V_t}} \right) = I_{0_n} e^{\frac{V_{eq} - V_{thn}}{n_n V_t}} \left(1 - e^{-\frac{-(V_p - V_t)}{V_t}} \right) \quad 64.$$

Ces deux équations donnent $\alpha \approx 5mV$.

Pour déterminer la fréquence maximale du comparateur, il faut prendre en considération que ce circuit va commander des interrupteurs à base de transistors. Supposons que la capacité totale des grilles de

ces transistors soit égale à 10fF. Pour un courant de polarisation égal à 5nA, le temps nécessaire pour charger une capacité de 10fF jusqu'à 3,3V vaut :

$$t = \frac{3.3 * 10^{-15}}{510^{-9}} = 6.6 \mu s \quad 65.$$

Ce temps correspond à une fréquence maximale de 150kHz, valeur bien au dessus de celle de nos microgénérateurs.

Le défaut de ce comparateur est qu'il a besoin d'utiliser une source de tension de polarisation V_{pol} extérieure de valeur précise égale à 2,7V. **Pour surmonter ce problème, nous avons proposé la structure originale** présentée sur la Figure IV-23.

Nous avons proposé l'ajouter d'un transistor P_5 pour générer la tension de polarisation pour les transistors P_1 et P_4 .

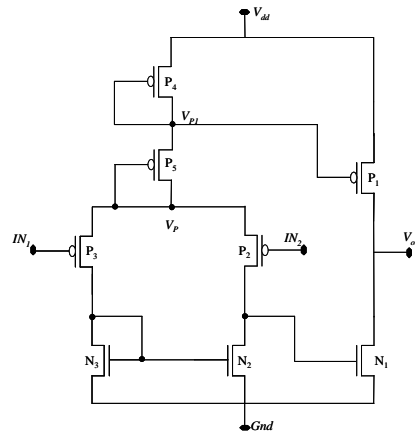


Figure IV-23 : Structure originale du comparateur.

Nous allons étudier le dimensionnement du transistor P_5 . Il doit travailler aussi dans la zone sous le seuil, avec $V_p = 1V$. La Figure IV-24 représente le schéma à étudier.

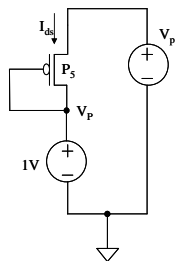


Figure IV-24 : Schéma équivalent pour étudier le dimensionnement du transistor P_5 .

Il faut fixer V_{pl} à une valeur supérieure à 2,6V pour que le transistor P_4 travaille dans la zone de conduction sous le seuil. La source et le substrat du transistor P_4 sont reliés à V_{dd} , donc la tension de seuil vaut V_{thp0} .

Nous fixons la largeur du transistor à $W=0,4\mu\text{m}$, la variation du courant I_{ds} en fonction de la longueur du canal du transistor P_5 est représentée sur la Figure IV–25.

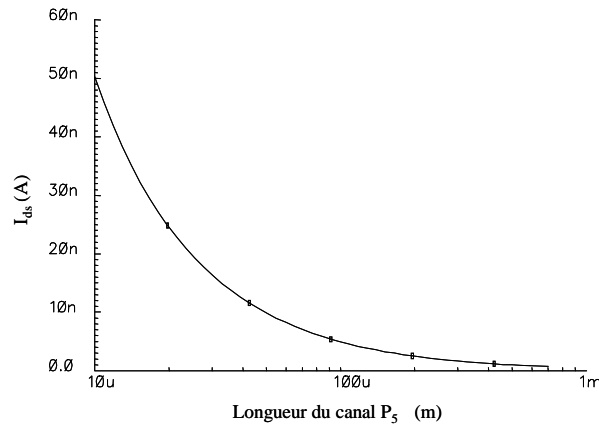


Figure IV–25 : Courant du transistor P_5 en fonction de la longueur du canal ($W=0,4\mu\text{m}$).

Pour avoir un courant de polarisation inférieur à 5nA, la longueur du canal doit être supérieure à 100µm.

Le dimensionnement du transistor P_4 ressemble à celui du P_5 . La variation entre le courant I_{ds} et la longueur du canal du transistor P_4 est représentée sur la Figure IV–26.

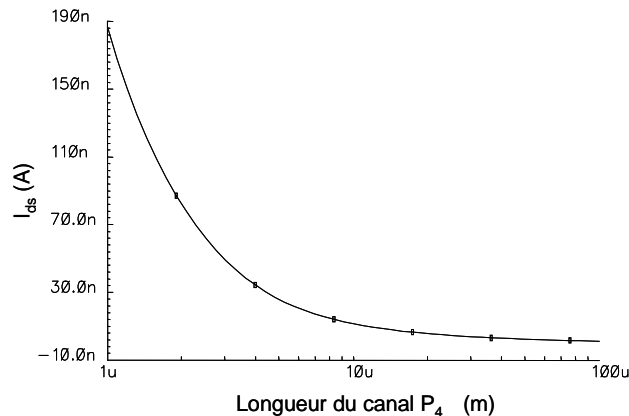


Figure IV–26 : Courant du transistor P_4 en fonction de la longueur du canal ($W=0,4\mu\text{m}$).

Pour respecter les critères que nous avons proposés, la longueur du transistor P_4 doit être supérieure à 10µm. Le Tableau 8 résume le résultat de dimensionnement de ce comparateur.

Transistor	N_1	N_2	N_3	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5
$W(\mu\text{m})/L(\mu\text{m})$	0,4/10	0,4/10	0,4/10	0,4/10	3/10	3/10	0,4/10	0,4/100

Tableau 8 : Résultat de dimensionnement du comparateur ultra basse consommation.

En appliquant sur IN_1 et IN_2 deux signaux sinusoïdaux avec les caractéristiques suivantes ($V_m=100\text{mV}$, $f=100\text{Hz}$) et un retard de 1ms entre les deux signaux, nous obtenons le résultat de simulation suivant (Figure IV–27).

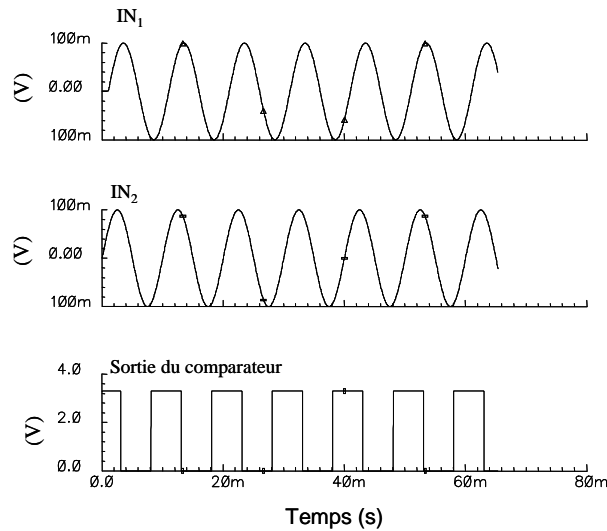


Figure IV-27 : Résultat de simulation du comparateur.

La consommation dynamique de ce comparateur est approximativement de 30nW.

IV.2.5. Le convertisseur AC/DC à ultra basse consommation

La structure standard du convertisseur AC/DC pour traiter les signaux de faibles amplitudes a été présentée dans Figure IV-11. Cette structure nécessite une modification pour que les interrupteurs commandés se comportent comme des diodes, et que la tension sur la capacité de sortie atteigne la valeur maximale de la tension d'entrée. Pour cela, les entrées des comparateurs doivent être reliées d'une part à la sortie du générateur et d'autre part à l'entrée positive de la capacité de sortie. Cette nouvelle modification est représentée sur la Figure IV-28.

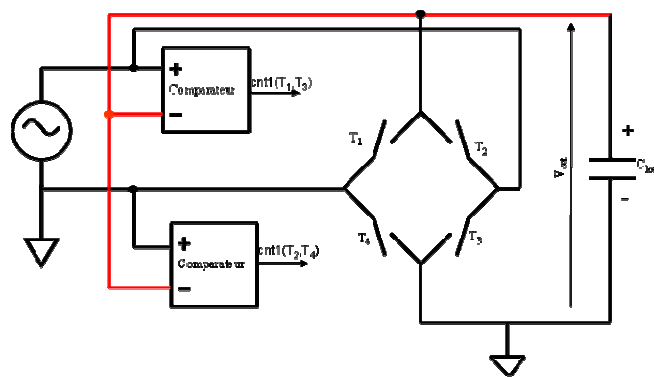


Figure IV-28 : Structure du convertisseur AC/DC modifiée.

Les interrupteurs utilisés sont des transistors NMOS commandés par les signaux cnt_1 et cnt_2 .

La tension de contrôle générée par les comparateurs est égale à V_{dd} (dans notre cas c'est 3,3V), et la tension d'entrée est de l'ordre de 100mV d'amplitude. Nous allons calculer la consommation de ces interrupteurs. Prenons le cas où l'interrupteur est 'ON'. Le schéma équivalent de cette structure est représenté sur la Figure IV-29.

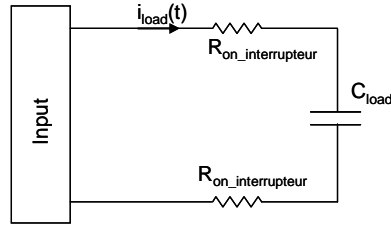


Figure IV–29 : Schéma du convertisseur AC/DC avec la capacité de sortie.

La tension sur le drain du transistor est de l'ordre de 100mV, ce qui place le transistor dans la région de fonctionnement linéaire. Cette résistance est donnée alors par la formule suivante:

$$I_{ds} = K \frac{W}{L} \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] \quad 66.$$

$$\frac{1}{R_{on_MOS}} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = K \frac{W}{L} [(V_{gs} - V_{th}) - V_{ds}] \quad 67.$$

En négligeant V_{ds} devant $V_{gs} - V_{th}$, en fixant $W=L=L_{min_tech}$, en prenant la valeur de K correspondant à la technologie AMS0.35 μ ($K_n=170 \mu A/V^2$), et que $V_{gs}=3,3V$, alors R_{on_MOS} est de l'ordre des k Ω .

Revenons à la Figure IV–29. Si on considère un courant i_{load} sinusoïdal, alors l'énergie stockée dans la capacité est donnée par :

$$E_c = \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) * v(t) dt \quad 68.$$

$$v(t) = \frac{1}{C_{load}} \int i(t) dt \quad 69.$$

$$E_c = \int_0^{\frac{T}{2}} C_{load} * v(t) * \frac{dv(t)}{dt} dt = \frac{1}{2} C_{load} * v^2\left(\frac{T}{2}\right) \quad 70.$$

$$v\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{1}{C_{load}} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) dt = \frac{1}{C_{load}} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin(\omega t) dt = \frac{2I_m}{C\omega} \quad 71.$$

$$E_c = \frac{2I_m^2}{C\omega^2} \quad 72.$$

L'énergie dissipée dans la résistance R_{on_MOS} vaut :

$$E_R = R \int_0^{\frac{T}{2}} i^2(t) dt = R \int_0^{\frac{T}{2}} I_m^2 \sin^2(\omega t) dt = RI_m^2 \int_0^{\frac{T}{2}} \left[\frac{1}{2} - \cos(2\omega t) \right] dt = RI_m^2 \left[\frac{T}{4} \right] = \frac{R\pi I_m^2}{2\omega} \quad 73.$$

On a donc rapport entre énergie dissipée et celle stockée qui vaut

$$\frac{E_R}{E_c} = \frac{R\pi C_{load} \omega}{4} \quad 74.$$

Pour une capacité de charge $C_{load} = 1nF$, ce rapport vaut 10^{-5} .

La Figure IV–30 représente le modèle équivalent du μ GPE connecté avec le convertisseur proposé.

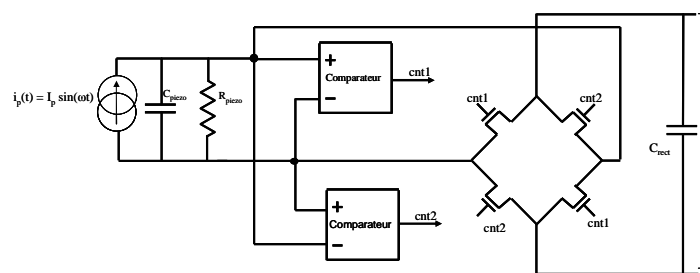


Figure IV–30 : Schéma équivalent du μ GPE avec le convertisseur AC/DC.

La simulation de cette structure, avec le logiciel CADENCE, est reportée sur la Figure IV–31. Nous avons considéré comme entrée notre μ GPE et ses paramètres qui sont $I_p=100nA$, $f=1kHz$, $C_p=100pF$ et $R_p=12M\Omega$. La capacité de sortie C_{rect} utilisée vaut $1nF$. Dans la simulation il est clair que la capacité de sortie a besoin au moins de 10 périodes du signal d'entrée pour qu'elle se charge à la tension finale.

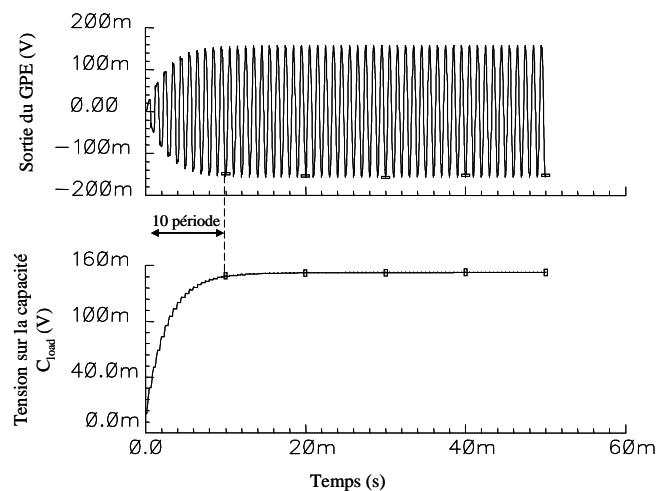


Figure IV–31 : Résultat de la simulation du μ GPE avec le convertisseur AC/DC.

Grâce à l'outil CAO, nous avons pu calculer l'énergie stockée dans la capacité qui vaut 10 pJ . Par ailleurs, l'énergie dissipée dans les interrupteurs (NMOS) est égale à 40 fJ , ce qui correspond au rapport calculé précédemment.

La simulation de cette structure avec un GEM donne les résultats présentés dans la Figure IV–32. Nous avons utilisé les paramètres d'un GEM conçu par l'UoS. C'est à dire $V_e=250mV$, $f=50Hz$, $L_e= 25mH$ et $R_e= 350\Omega$.

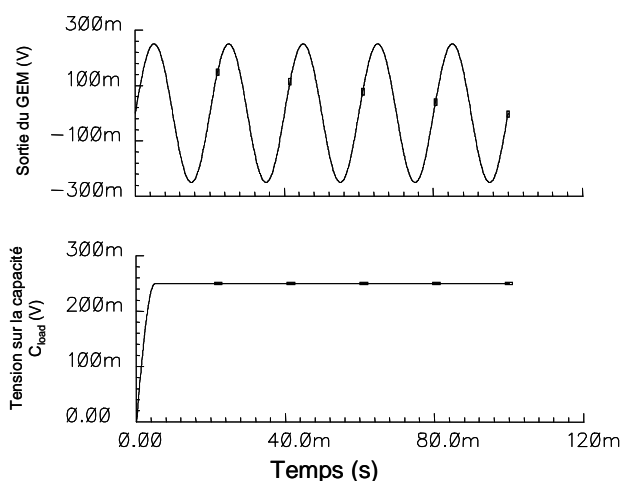


Figure IV–32 : Résultat de la simulation du GEM avec le convertisseur AC/DC.

Nous avons étudié le rendement de ce convertisseur en utilisant un générateur piézoélectrique à son entrée et une capacité et une résistance à la sortie comme présenté à la Figure IV–33. Nous avons défini le rendement par la relation suivante :

$$\text{rendement} = \frac{\text{puissance}_{R_{\text{load}}} - \text{puissance}_{V_{\text{dd}}}}{\text{puissance}_{GPE}}$$

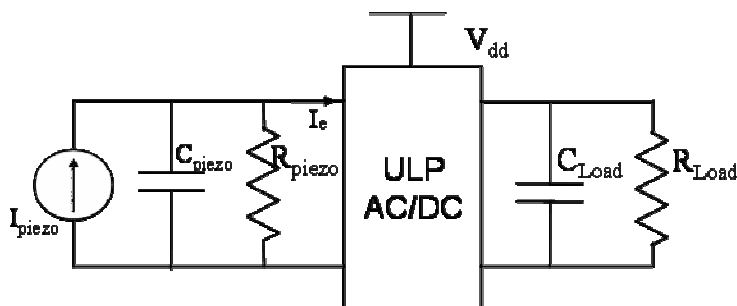


Figure IV–33 : Structure pour étude de rendement du convertisseur.

Nous avons constaté, grâce à des simulations, que ce rendement peut atteindre des valeurs très intéressantes proches de 90%, sur une large gamme de résistance de charge et pour de basses fréquences d'excitation.

En conclusion, grâce à la conception du comparateur ULP, nous avons aboutir à un convertisseur AC/DC qui peut redresser des signaux fournis par les μ GPE ainsi que les μ GEM du projet VIBES. Nous pouvons conclure que ces générateurs doivent fournir une énergie supérieure à l'énergie dissipée par les comparateurs estimée à 60nW.

IV.2.6. Le comparateur ULP optimisé

Nous présentons dans cette partie une amélioration pour diminuer encore plus la consommation dans le comparateur, puisqu'il est un élément critique dans la détermination de la consommation totale de l'AC/DC.

Nous avons montré que la consommation est basée essentiellement sur la tension de polarisation du transistor P_4 , et nous avons proposé d'ajouter un autre transistor pour générer la tension de polarisation. La nouvelle idée est d'ajouter un autre transistor pour augmenter la tension de polarisation et ainsi de diminuer le courant de polarisation dans ce dernier. La Figure IV-34 représente le schéma de ce comparateur original.

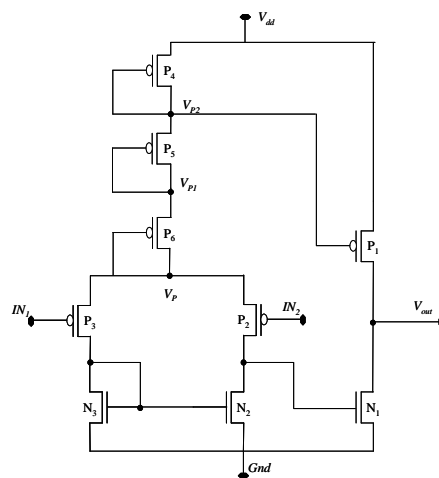


Figure IV-34 : Schéma du comparateur ULP optimisé.

Le dimensionnement des transistors P_1 , P_4 , P_5 et P_6 donne les rapports suivants W/L ($0,6\mu/1\mu$, $0,6\mu/1\mu$, $0,4\mu/1\mu$ et $0,4/10\mu$) respectivement.

La Figure IV-35 représente le résultat de simulation du modèle du GPE relié avec ce comparateur.

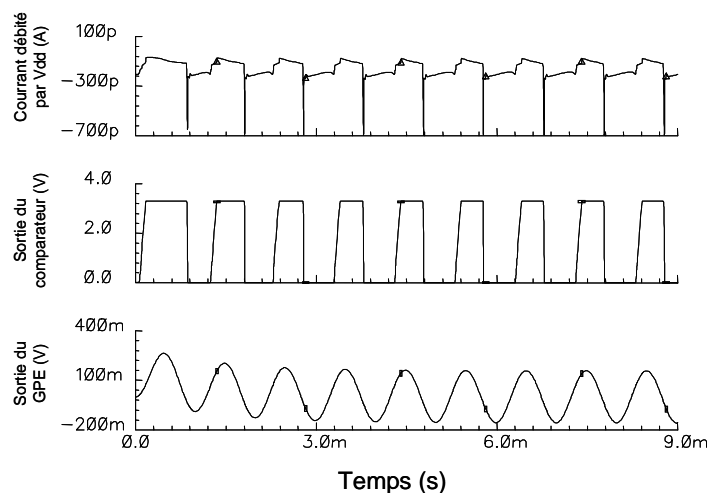


Figure IV-35 : Résultat de simulation du GPE avec le comparateur.

La source de tension de 3,3V débite un courant moyen de 160pA. Ce qui en terme d'énergie correspond approximativement à 500pW (consommation dynamique à 1kHz).

Un défaut de ce comparateur est le temps de montée du signal qui est de l'ordre de 100µs, ce qui est logique compte tenu du faible courant qui charge la capacité de sortie. Ce comparateur est utilisable dans les générateurs dont la fréquence de résonance est basse.

IV.3. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les solutions envisagées pour réaliser le convertisseur AC/DC.

Nous avons proposé une structure originale des diodes de tension de seuil très basse. Ces diodes seront utilisées pour réaliser un système de conversion d'énergie passif pour les microgénérateurs.

Nous avons présenté une structure originale du comparateur ultra base consommation, ce comparateur est utilisé pour la réalisation d'un convertisseur AC/DC basée sur les portes de transmission. La consommation estimée de ce comparateur est de 30nW pour une alimentation de 3,3V.

Une structure améliorée du comparateur ultra basse consommation est proposée. Cette structure ne sera pas validée expérimentalement à cause des contraintes de temps.

Nous présenterons dans le chapitre suivant les structures complètes de conversion d'énergie pour des systèmes qui fonctionnent avec de macrogénérateurs ou bien avec de microgénérateurs.

IV.4. Références

- [101][[Assaderghi1997](#)] *Assaderaghi F., Sinitsky D., Stephen A. Parke Bokor J ,and Ping K., Dynamic Threshold-Voltage MOSFET (DTMOS) for Ultra-Low Voltage VLSI, IEEE transactions on electron devices, vol. 44, no. 3, march 1997.*
- [102][[Soeleman2001](#)] *Soeleman H., Roy K., and Paul B., Robust Ultra-Low Power Sub-threshold DTMOS Logic, IEEE International Symposium on Low-Power Electronics and Design, pp. 25-30, 2000.*
- [103][[Kim2004](#)] *Kim J. and. Roy K., Double-Gate MOSFET Sub threshold Circuit for Ultralow Power Applications, IEEE Transactions on Electron Devices, pp. 1468-1474, September 2004.*
- [104][[Rossetto2002](#)] *Rossetto O., Conception analogique, Cours de DEA, UJF.*

CHAPITRE V CONVERTISSEURS DC/DC & SYSTEMES DE CONVERSION COMPLETS

V.1. Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre que le système de récupération d'énergie est composé essentiellement d'un convertisseur AC/DC pour redresser le signal alternatif fourni par le générateur, et un convertisseur DC/DC pour adapter la sortie du AC/DC à la charge utilisée qui peut être une batterie ou une supercapacité.

Nous avons vu dans le chapitre précédent les solutions proposées pour réaliser un convertisseur AC/DC capable de surmonter les contraintes de tension et puissance imposées par les microgénérateurs.

Dans un premier temps, nous étudions dans ce chapitre les différents types de convertisseurs DC/DC existants dans la littérature. Cette étude nous permettra dans un second temps de proposer des structures adaptées pour la récupération et la gestion de l'énergie des microgénérateurs.

V.2. Généralités

Le convertisseur DC/DC est un élément indispensable dans la chaîne de transfert d'énergie, puisqu'il fait l'adaptation entre le convertisseur AC/DC et la charge. La Figure V-1 représente un GPE lié au convertisseur AC/DC.

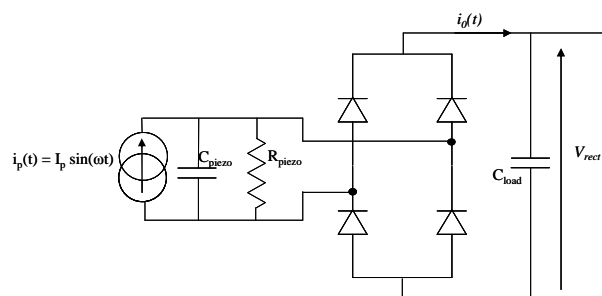


Figure V-1 : Un GPE avec le convertisseur AC/DC.

Le détail des calculs pour ce chapitre se trouve dans l'annexe B.

La valeur moyenne du courant délivré à la sortie est égale à :

$$\langle i_0(t) \rangle = \frac{2I_p}{\pi} - \frac{2V_{rect}\omega C_p}{\pi} \quad 75.$$

La valeur moyenne de la puissance en sortie est donc :

$$\langle P(t) \rangle = \frac{2V_{rect}}{\pi} (I_p - V_{rect}\omega C_p) \quad 76.$$

Sa valeur maximum est obtenue quand :

$$(V_{rect})_{opt} = \frac{I_p}{2\omega C_p} \quad 77.$$

De la même façon pour le GEM. La Figure V-2 représente un GEM avec le convertisseur AC/DC.

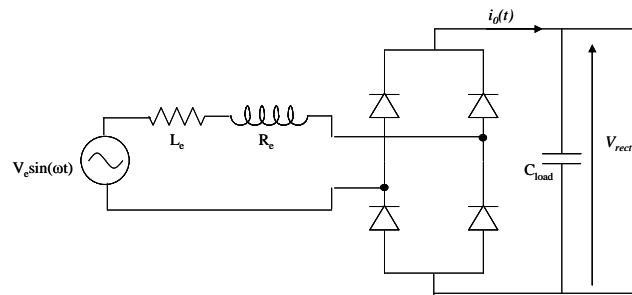


Figure V-2 : Un GPE avec le convertisseur AC/DC.

La valeur moyenne du courant délivré à la sortie vaut dans ce cas (cf. annexe B):

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2}{T} \frac{V_{rect}}{R_e \omega} \left(2 \sqrt{\left(\frac{V_e}{V_{rect}} \right)^2 - 1} - \left(\pi - 2 \arcsin \left(\frac{V_{rect}}{V_e} \right) \right) \right) \quad 78.$$

La valeur moyenne de la puissance en sortie est donc :

$$(V_{rect})_{opt} = \frac{V_e}{2} \quad 79.$$

Pour les deux types de générateurs la valeur optimale de la tension rectifiée sur la sortie du convertisseur AC/DC doit être égale à la moitié de la tension du générateur en circuit ouvert. Pour récupérer le maximum d'énergie du générateur, il faut ajouter un convertisseur DC/DC après le convertisseur AC/DC. Ce convertisseur joue le rôle d'adaptateur d'impédance afin que la tension à la sortie du convertisseur AC/DC soit égale à la valeur optimale.

Nous allons présenter dans la suite les configurations possibles de convertisseurs DC/DC.

V.2.1. Les convertisseurs DC/DC à découpage

Ce sont des régulateurs qui font la conversion d'une tension V_i non stabilisée à une tension stabilisée V_o . Le principe de ces régulateurs est basé sur le découpage de la tension d'entrée, ce qui donne une tension rectangulaire, la valeur moyenne de ce signal donne la valeur de la tension de sortie.

Ce signal rectangulaire est suivi par un filtre passe bas pour bloquer les composantes alternatives, et passer la composante continue du signal. La sortie est réglée par la comparaison de la tension de la sortie et la tension V_{ref} , cette comparaison est utilisée pour changer le rapport cyclique du signal de contrôle. Ce signal est Modulé par Largeur d'Impulsion (MLI), en anglais PWM (Pulse Width Modulated). L'efficacité de ce type de convertisseur peut dépasser 90%.

V.2.1.1. Exemples de convertisseurs à découpages

V.2.1.1.1 Convertisseur abaisseur (buck)

Nous décrivons ce type de convertisseur, car nous l'avons utilisé dans la phase de prototypage. Dans cette phase nous avons testé des GPE de grandes tailles qui peuvent générer des tensions plus grandes que la tension de la batterie à charger.

C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus petite que celle de l'entrée. La structure du convertisseur abaisseur est présentée sur la Figure V-3. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S:

Dans la première phase, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert, et la diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = -V_o$. Le courant la traversant décroît.

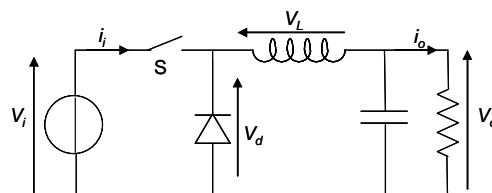


Figure V-3 : Structure du convertisseur abaisseur (Buck).

Le rapport entre la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur est égale à α .

Il existe deux modes de fonctionnement de ce convertisseur :

- le mode dit à courant continu (buck CCM « Continuous Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance ne s'annule pas. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_o = \alpha V_i \tag{80.}$$

$$\langle i_i \rangle = \alpha \langle i_L \rangle \tag{81.}$$

- le mode dit à courant discontinu (buck DCM « Discontinuous Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance s'annule pendant l'ouverture de l'interrupteur. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_o = \frac{\alpha^2 V_i^2}{\alpha^2 V_i + 2L f_s I_L} \tag{82.}$$

où I_L est la valeur moyenne du courant de l'inductance.

V.2.1.1.2 Convertisseur élévateur (Boost)

C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus grande que celle de l'entrée. La structure du convertisseur élévateur est présentée sur la Figure V-4. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S:

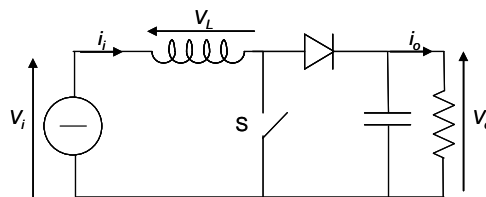


Figure V-4 : Structure du convertisseur élévateur (Boost).

Dans la première phase, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i$ et le courant traversant l'inductance augmente linéairement.

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert. Ceci génère une tension négative aux bornes de l'inductance pour empêcher la décroissance du courant. La diode devient passante. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Dans cette phase la capacité de sortie se charge en même temps par le courant stocké dans l'inductance et par l'entrée V_i .

Il existe deux modes de fonctionnement de ce convertisseur :

- Le mode dit à courant continu (Boost Continuous Current Mode "CCM")

Dans ce mode le courant dans l'inductance ne s'annule pas. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_o = \frac{1}{1-\alpha} V_i \tag{83.}$$

- Le mode dit à courant discontinu (Boost Discontinuous Current Mode DCM)

Dans ce mode le courant dans l'inductance s'annule pendant l'ouverture de l'interrupteur. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_o = V_i + \frac{\alpha^2 V_i^2}{2L f_s I_d} \quad 84.$$

Où I_d est la valeur moyenne du courant de la diode.

Il existe d'autres structures de convertisseurs comme :

Le convertisseur Buck Boost, qui peut générer une tension plus petite ou plus grande de la tension d'entrée.

Le convertisseur Flyback, qui est un convertisseur à découpage avec isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. L'utilisation des transformateurs classiques dans ce type de convertisseur le rend non utilisable dans notre microsystème.

V.2.1.1.3 Choix du convertisseur

La valeur maximale de la tension qui peut être fournie par un GPE est:

$$A = \frac{I_{piezo} R_{piezo}}{\sqrt{1 + (\omega R C_{piezo})^2}} \quad 85.$$

Les valeurs de R_{piezo} et C_{piezo} sont liées aux dimensions du GPE.

Le Tableau 9 représente les limites inférieures et supérieures pour l'utilisation des convertisseurs Buck/Boost. **Ces limites viennent de l'utilisation d'une batterie de tension 3.6V sur la sortie du DC/DC.** Par exemple pour un GPE de taille millimétrique avec un C_{piezo} de l'ordre de 1nF, et une résistance R_{piezo} de l'ordre de mégohm, on a pour une fréquence de résonance de 1kHz un courant de 22,8μA. Cette valeur représente la limite entre l'utilisation du convertisseur Buck ($I_{piezo} > 22,8\mu A$) et le convertisseur Boost ($I_{piezo} < 22,8\mu A$)

Dimensions		μm ²	mm ²	cm ²
Capacitance C _p (F)		10p	1n	100n
Résistance R _p (Ω)		10M	1M	100K
Fréquence (Hz)	100	0,36μA	4μA	261μA
	1k	0,47μA	22,8μA	2,59mA
	10k	2,28μA	226,1μA	25,9mA

Tableau 9 : Limites inférieures et supérieures pour l'utilisation des convertisseurs Buck ou Boost.

Dans le cas du GEM, la tension du générateur à vide détermine les limites inférieures/supérieures pour l'utilisation du convertisseur Buck/Boost. Il est clair que compte tenu des caractéristiques de nos microgénérateurs, un convertisseur de type Boost serait nécessaire.

V.2.1.1.4 Dimensionnement du convertisseur

Nous allons prendre comme exemple le convertisseur Buck. Une réalisation de ce convertisseur est représentée sur la Figure V-5:

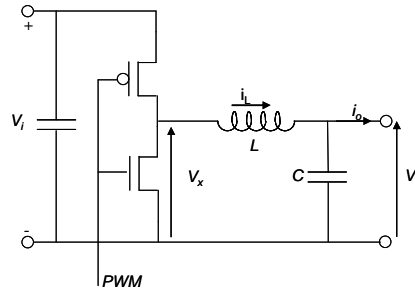


Figure V-5 : Réalisation du convertisseur buck.

Le transistor PMOS est passant pendant l'intervalle de temps DT_s , pendant ce temps le courant dans l'inductance augmente sous l'application de la tension $V_i - V_o$ à ses bornes. Dans cet intervalle de temps une énergie est retirée de l'entrée et délivrée à la sortie, et stockée dans l'inductance. Pendant le reste du temps $(1-D)T_s$, l'énergie déjà stockée dans l'inductance est délivrée vers la sortie. La forme d'onde du courant dans l'inductance est représentée sur la Figure V-6.

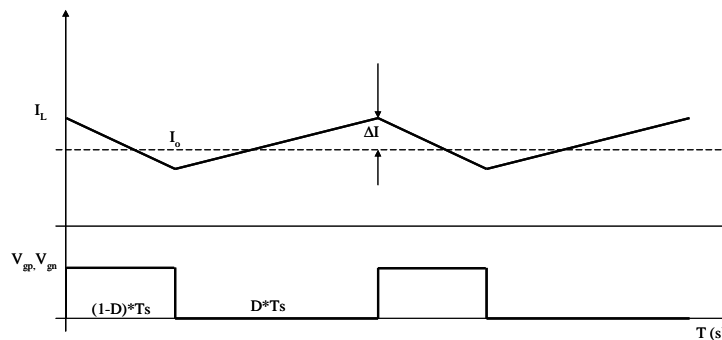


Figure V-6 : Forme d'onde des principaux signaux dans le convertisseur buck.

Le rôle de la structure L, C est de filtrer la composante alternative AC. Pour cela $LC \gg \omega_s^{-2}$ où $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s est la fréquence du signal de découpage.

La valeur de l'oscillation du courant dans l'inductance est donnée par la relation :

$$\Delta I = \frac{V_o(1-D)}{Lf_s} \quad 86.$$

L'oscillation de la tension de sortie est donnée par

$$\Delta V = \frac{\Delta I}{8 * C * f_s} \quad 87.$$

La diminution de l'ondulation de la tension de sortie est vérifiée par l'augmentation de la valeur de L et C et/ou de la fréquence f_s^2 .

Le Tableau 10 représente un résumé de l'étude de la valeur du rapport cyclique optimal et des valeurs de L et C associées pour une ondulation du courant égale à 1% et une ondulation de tension égale à 0,01%.

Il est clair que pour pouvoir utiliser des inductances dont les valeurs sont intégrable, il faut utiliser un signal de contrôle d'une dizaine voire une centaine de MHz. Ceci va augmenter la dissipation dans les interrupteurs.

Type	I_{Piezo} (μA)	Courant dans la batterie (μA)	Rapport cyclique optimal	L (H)	f_s (Hz)	C (F)
Buck CCM	10	8,4	0,378	10^{-8} - 10^{-5}	10^9 - 10^6	$3 \cdot 10^{-10}$ - $3 \cdot 10^{-7}$
Buck DCM	10	8,4	0,0075	10^{-8} - 10^{-5}	$5 \cdot 10^9$ - $5 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^{-14}$ - $2 \cdot 10^{-11}$
Boost CCM	1	0,08	0,734	10^{-8} - 10^{-5}	$3 \cdot 10^8$ - $3 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^{-10}$ - $2 \cdot 10^{-7}$
Boost DCM	1	0,08	0,0554	10^{-8} - 10^{-5}	$5 \cdot 10^{11}$ - $5 \cdot 10^8$	10^{-18} - 10^{-15}
Buck Boost CCM	10	8,4	0,272	10^{-8} - 10^{-5}	10^9 - 10^6	$3 \cdot 10^{-10}$ - $3 \cdot 10^{-7}$
Buck Boost CCM	1	0,08	0,783	10^{-8} - 10^{-5}	$3 \cdot 10^8$ - $3 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^{-10}$ - $2 \cdot 10^{-7}$

Tableau 10 : Résumé des contraintes pour les différents types de convertisseurs DC/DC.

Les pertes dans ces convertisseurs viennent du fait que le courant passe dans des éléments non idéaux comme l'inductance, la capacité et les transistors. Nous pouvons classer ces pertes par :

- des pertes de conduction liée aux résistances parasites.
- des pertes de découpage dues à la charge et décharge des capacités des grilles de transistors N et P.

De façon générale, quand la valeur des courants diminue les pertes de conduction diminuent, mais les pertes dues au découpage restent les mêmes, ce qui rend ce type de convertisseur non efficace dans le cas des faibles courants (notre cas).

V.2.1.1.5 Prototypage

La Figure V-7 représente un exemple d'un GPE connecté avec un convertisseur AC/DC, un convertisseur abaisseur buck en mode continu (CCM) et une batterie.

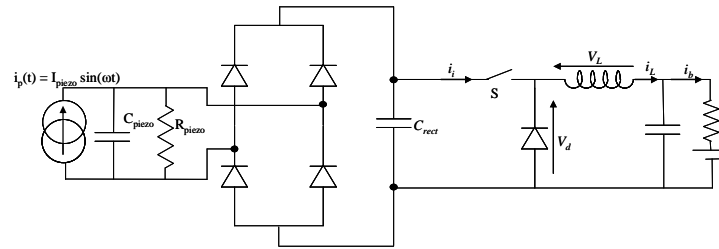


Figure V-7 : Un GPE avec le convertisseur buck.

Nous avons montré que la tension sur la sortie du convertisseur AC/DC doit être égale à la moitié de la tension en circuit ouvert, et c'est le convertisseur DC/DC qui va l'assurer en changeant la valeur du rapport cyclique du signal PWM.

Nous avons utilisé les valeurs expérimentales du GPE données par Ottman ([Ottman2002]):

$I_p = 2,2 \text{ mA}$, $C_p = 180 \text{ nF}$, $f = 50 \text{ Hz}$ et pour la batterie $V_b = 3 \text{ V}$.

La Figure V-8 (a) représente la variation du courant qui passe dans la batterie en fonction du rapport cyclique. De plus la Figure V-8 (b) montre la variation entre la valeur optimale du rapport cyclique et le courant I_p .

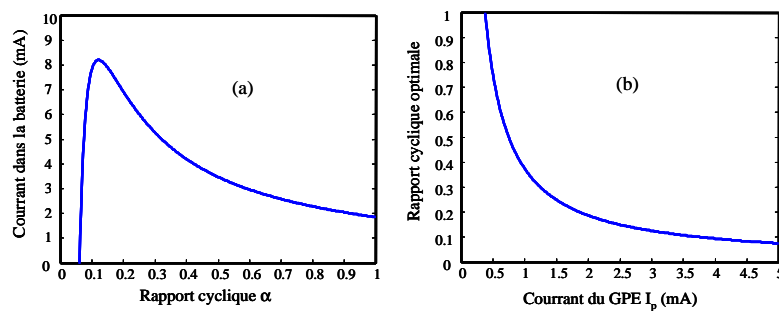


Figure V-8 : Variation du courant dans la batterie en fonction du rapport cyclique (a), la variation du rapport cyclique optimal avec le courant dans le GPE (b).

Il existe une valeur du rapport cyclique pour laquelle le transfert d'énergie est maximal entre le GPE et la batterie. Cette valeur optimale dépend de l'excitation appliquée sur le GPE.

Dans notre cas le rapport cyclique optimal pour $I_p = 2,2 \text{ mA}$ est égal à 13%.

Le choix des valeurs des composants du convertisseur L et C a une influence sur l'ondulation du courant et de la tension à la sortie. Nous continuons avec l'exemple précédent pour la détermination des valeurs de L et C .

En prenant une ondulation du courant de 10% et une ondulation de tension de 0,1%. Les courbes de la Figure V-9 donnent les valeurs de L et C en fonction du rapport cyclique.

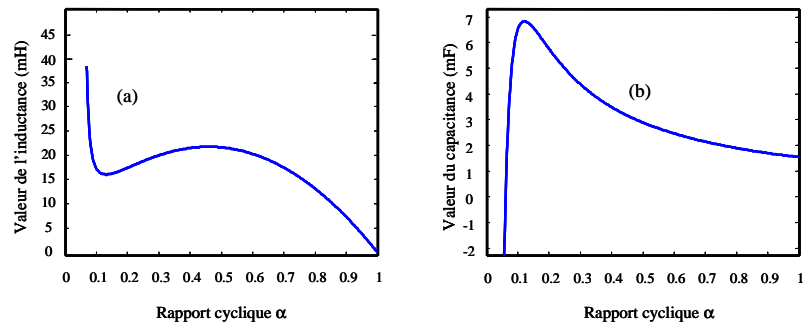


Figure V-9 : Valeurs de l'inductance et de la capacité qui vérifient les conditions d'ondulation du courant (10%) et de la tension de sortie (0,1%).

Les convertisseurs DC/DC à découpage sont utiles dans le cas de macrostructures. En effet les pertes introduites par le circuit de contrôle du PWM sont dans ce cas négligeables.

Dans l'annexe B nous présentons une étude détaillée d'autres types de convertisseurs.

V.2.2. Les convertisseurs DC/DC linéaires

Le principe de fonctionnement de ces régulateurs est présenté sur la Figure V-10. L'avantage de ce type de régulateur est qu'il n'a pas besoin d'utiliser des composants passifs (L , C). Mais un convertisseur linéaire est pénalisé par le fait que la tension de sortie est toujours inférieure à celle d'entrée.

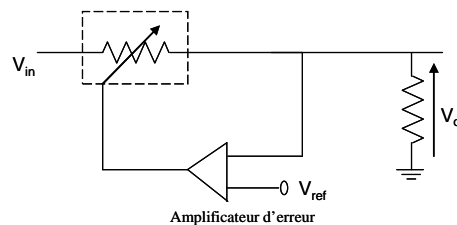


Figure V-10 : Schéma de principe d'un convertisseur linéaire.

Les convertisseurs linéaires sont efficaces dans le cas où la tension de sortie est légèrement inférieure à la tension d'entrée. Nous n'allons pas approfondir l'étude de ce type de convertisseurs, puisque dans notre cas la tension des microgénérateurs est généralement plus petite que la tension de sortie.

V.2.3. Les convertisseurs DC/DC à capacités commutées

V.2.3.1. Généralités

Ce type de convertisseur est largement utilisé quand on a besoin d'une tension de sortie supérieure à celle d'entrée ou de polarité opposée. Contrairement au convertisseur à découpage ces convertisseurs ne contiennent pas d'inductances. Pour cette raison l'intégration de ces convertisseurs est généralement plus aisée en microélectronique.

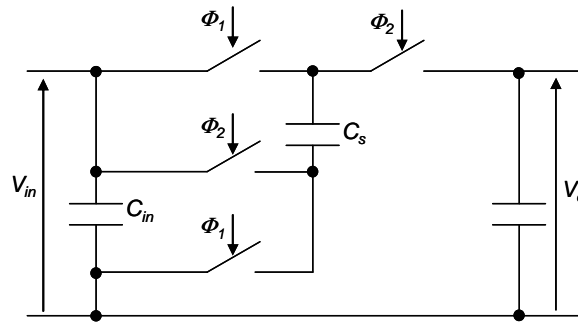


Figure V–11 : Principe de fonctionnement des convertisseurs DC/DC à capacités commutés.

Le fonctionnement de ce type de convertisseur se fait en deux phases :

- pendant la phase Φ_1 , la capacité C_s est chargée par la tension V_{in} .
- pendant la phase Φ_2 , la capacité de sortie C_{out} est connectée en parallèle avec la capacité d'entrée C_{in} chargée à V_{in} , ainsi que la capacité C_s chargée à V_{in} .

Le convertisseur représenté sur la Figure V–11 est un élévateur de tension tel que $V_{out} = 2V_{in}$.

Il existe d'autres topologies qui donnent des convertisseurs abaisseurs de tension ou encore des convertisseurs inverseurs de polarité. Il est alors possible d'obtenir n'importe quel ratio de tension $\frac{M}{N}$, par un convertisseur élévateur de ratio M , suivi d'un convertisseur abaisseur de ratio N .

A titre d'exemple des topologies sont présentées par [Rabaey2000] et [RFID2003].

La consommation de ces convertisseurs ne s'annule pas quand les résistances parasites des interrupteurs approchent de zéros. Ce qui est contraire aux convertisseurs à découpage qui donnent un rendement théorique de 100% quand les éléments parasites de L , C et de l'interrupteur s'annulent.

La perte d'énergie dans le cas des capacités commutées provient essentiellement quand on connecte deux capacités (C_1 et C_2) chargées avec deux tensions différentes (V_1 et V_2).

La dissipation est estimée par :

$$E_{diss} = \frac{1}{2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (V_1 - V_2)^2$$

Par ailleurs, la réalisation des interrupteurs se fait par l'intermédiaire des transistors MOS de grande taille, pour minimiser la résistance série et charger la capacité dans un temps T inférieur à la période du signal de contrôle Φ_j . De plus les capacités de grilles des transistors ajoutent une nouvelle source de dissipation d'énergie.

L'intégration de la capacité C_s aura aussi des capacités parasites C_{para} . Ces capacités sont de nouvelles sources de dissipation d'énergie, car elles vont être chargées et déchargées au cours du temps.

Nous allons donner dans le paragraphe suivant une étude analytique de la tension et de l'énergie dans un convertisseur à capacités commutées afin de choisir les meilleures structures pour nos microgénérateurs.

V.2.3.2. Etude analytique

V.2.3.2.1 Cas d'un générateur de tension continue

C'est le cas basic élémentaire pour ce type de convertisseur à capacités commutées. Dans ce cas, une capacité C_T transmet l'énergie entre la source de tension et la capacité de sortie C_L .

Le fonctionnement de ce circuit est composé de deux phases :

- la source de tension V est connectée en parallèle avec une capacité C_T .
- ensuite la source de tension est connectée en série avec la capacité C_T pour charger la capacité de sortie C_L .

La Figure V-12 représente les deux phases de fonctionnement.

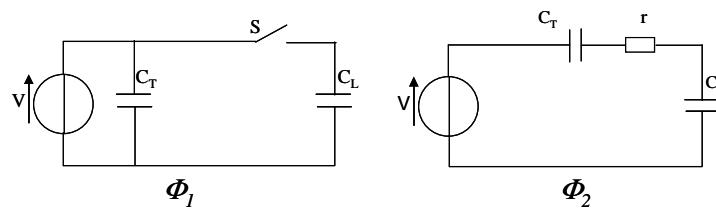


Figure V-12 : Cas simple des capacités commutées.

Supposons qu'à l'instant t_0 : C_T est chargée à $V_T(0)$ et C_L est chargée à $V_L(0)$.

Nous allons donner la valeur de la tension obtenue sur les deux capacités après la fermeture de l'interrupteur S (dont la résistance interne de l'interrupteur vaut r)

Le courant sur la capacité C_T vaut

$$I_T = C_T \frac{dV_T}{dt} \quad 88.$$

Le courant dans la capacité C_L vaut

$$I_L = C_L \frac{dV_L}{dt} \quad 89.$$

$$I_T = I_L = I \quad 90.$$

$$V = V_T + V_L + rI \quad 91.$$

$$0 = \frac{dV_T}{dt} + \frac{dV_L}{dt} + r \frac{dI}{dt} \quad 92.$$

$$r \frac{dI}{dt} = -I \left(\frac{1}{C_T} + \frac{1}{C_L} \right) \quad 93.$$

La solution de l'équation différentielle est :

$$I = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 94.$$

$$I_0 = \frac{V_T(0) + V - VL(0)}{r} \quad 95.$$

La tension finale sur les deux capacités vaut :

$$V_L(\infty) = \frac{C_L V_L(0) + C_T V_T(0) + C_T V}{C_L + C_T} \quad 96.$$

$$V_T(\infty) = \frac{C_L V_L(0) + C_T V_T(0) + C_L V}{C_L + C_T} \quad 97.$$

V.2.3.2.2 Cas d'un générateur piézoélectrique

La Figure V–13 représente un GPE connecté avec la capacité C_T au moment où la tension est maximale sur la sortie du GPE.

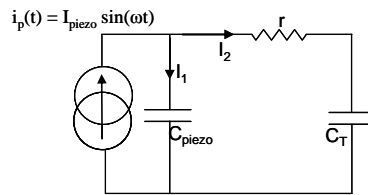


Figure V–13 : Cas du GPE connecté avec une capacité.

Les équations de Kirchoff pour ce circuit sont :

$$I_P \sin(\omega t) = i_1 + i_2 \quad 98.$$

$$\frac{i_1}{C_P} = r \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{C_T} \quad 99.$$

$$\frac{I_P \sin(\omega t)}{C_P} = r \frac{di_2}{dt} + \left(\frac{1}{C_P} + \frac{1}{C_T} \right) i_2 \quad 100.$$

Nous allons négliger la solution particulière, en considérant que le temps de commutation (interrupteur fermé) est très inférieur à la période du générateur piézoélectrique.

$$i_2 = A e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 101.$$

$$\tau = r \frac{C_P C_T}{C_P + C_T} \quad 102.$$

$$\text{à } t = 0, \quad i_2 = A = \frac{V_m}{r} \quad 103.$$

$$V = V_m \frac{C_P}{C_P + C_T} \quad 104.$$

où V_m est la tension maximale du GPE en circuit ouvert.

L'énergie dissipée vaut

$$E_{diss} = \int_0^{\infty} r i^2 dt = r \frac{V_m^2}{r^2} \int_0^{\infty} e^{-\frac{2t}{T}} dt = \frac{1}{2} V_m^2 \frac{C_P C_T}{C_P + C_T} \quad 105.$$

Le cas général est quand C_T est chargée à la tension V_{i-1} . Ensuite le GPE est connecté avec C_T .

$$i_2 = B e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 106.$$

$$\tau = r \frac{C_P C_T}{C_P + C_T} \quad 107.$$

$$t = 0 \quad I_2 = B = \frac{V_m - V_{i-1}}{r} \quad 108.$$

$$V_i = \frac{V_m C_P + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} \quad 109.$$

L'énergie dissipée dans ce cas là vaut

$$E_{diss} = \int_0^{\infty} r i^2 dt = r \frac{(V_m - V_i)^2}{r^2} \int_0^{\infty} e^{-\frac{2t}{T}} dt = \frac{1}{2} (V_m - V_i)^2 \frac{C_P C_T}{C_P + C_T} \quad 110.$$

La différence de tension entre V_i et V_{i-1} est

$$V_i = \frac{V_m C_P + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} \quad 111.$$

$$\Delta V = \frac{V_m C_P + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} - V_{i-1} = \frac{C_P (V_m - V_{i-1})}{C_P + C_T} \quad 112.$$

La consommation sera

$$E_{diss} = \frac{1}{2} C_T (\Delta V)^2 \quad 113.$$

Nous allons maintenant donner l'étude énergétique pour déterminer la structure qui garantit le passage maximum d'énergie entre le GPE et la capacité de sortie.

Si on connecte la capacité C_T chargée à V_{i-1} avec la capacité du GPE chargée à V_m , la tension de l'ensemble sera :

$$V_i = \frac{C_T V_{i-1} + C_P V_m}{C_P + C_T} \quad 114.$$

$$\Delta V = \frac{C_P (V_m - V_{i-1})}{C_P + C_T} \quad 115.$$

Cas particulier $C_P=C_T$

$$V_i = \frac{C_P V_m + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} \quad 116.$$

$$V_i = \frac{V_m + V_{i-1}}{2} \quad 117.$$

Le Tableau 11 représente le développement de la valeur de tension à chaque étape

étape	V_i	ΔV
1	$\frac{V_m}{2}$	$\frac{V_m}{2}$
2	$\frac{3V_m}{4}$	$\frac{V_m}{4}$
3	$\frac{7V_m}{8}$	$\frac{V_m}{8}$
4	$\frac{15V_m}{16}$	$\frac{V_m}{16}$

Tableau 11 : Evolution de la tension sur la capacité à chaque étape de commutation.

Pour charger la capacité C_T à la tension V_m on a besoin d'un certain nombre d'étapes

$$V_i = \frac{V_m + V_{i-1}}{2} \quad 118.$$

$$V_n = \frac{V_m (2^n - 1)}{2^n} \quad 119.$$

On considère que la valeur est atteinte à $0,99V_m$, ce qui entraîne $0,99 = \frac{(2^n - 1)}{2^n}$ donc

$$n \approx 7 \quad 120.$$

L'énergie fournie par C_P vaut :

$$E(C_P) = 7 \times \frac{1}{2} C_P V_m^2 \quad 121.$$

L'énergie stockée dans C_T vaut :

$$E(C_T) = \frac{1}{2} C_T V_m^2 \quad 122.$$

Le rendement dans ce cas vaut :

$$\rho = \frac{E(C_P)}{E(C_T)} = \frac{\frac{1}{2} C_T V_m^2}{\frac{7}{2} C_P V_m^2} = \frac{1}{7} \quad 123.$$

Cas particulier $C_P \ll C_T$

$$V_i = \frac{C_P V_m + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} \quad 124.$$

$$V_i = V_{i-1} + \frac{C_P V_m}{C_T} \quad 125.$$

$$\Delta V \approx \alpha V_m \quad 126.$$

$$V_i = \frac{C_P V_m + C_T V_{i-1}}{C_P + C_T} \quad 127.$$

$$C_T = 10 C_P \quad 128.$$

$$V_i = \frac{V_m}{11} + \frac{10 V_{i-1}}{11} \approx 0.1 V_m + V_{i-1} \quad 129.$$

Le nombre d'étapes approximatif pour arriver à la tension V_m est $n \approx 10$

L'énergie donnée par C_P vaut :

$$E(C_P) = 5 C_P V_m^2 \quad 130.$$

L'énergie stockée par C_T vaut :

$$E(C_T) = \frac{1}{2} C_T V_m^2 \quad 131.$$

Le rendement dans ce cas vaut :

$$\rho = \frac{E(C_p)}{E(C_T)} = \frac{\frac{1}{2}C_T V_m^2}{\frac{10}{2}C_p V_m^2} \approx 1 \quad 132.$$

Cas particulier $C_p \gg C_T$

Dès la première étape la capacité est chargée par V_m

$$V_i = \frac{C_p V_m + C_T V_{i-1}}{C_p + C_T} \quad 133.$$

$$E_{diss} = \frac{1}{2} C_T (V_m)^2 \quad 134.$$

Le rendement vaut :

$$\rho = \frac{E(C_p)}{E(C_T)} = \frac{\frac{1}{2}C_T V_m^2}{\frac{1}{2}C_p V_m^2} \approx 0.1 \quad 135.$$

D'après cette étude il est clair que prendre $C_T \gg C_p$ nous garanti un bon rendement du convertisseur. Pour atteindre cet objectif, nous prenons plusieurs capacités en parallèle, la somme de leurs valeurs étant égale à C_T . Puis ces capacités vont être reliées en série pour amplifier la tension de départ.

Au lieu d'atteindre plusieurs cycles pour charger l'ensemble des capacités qui valent C_T , et pour simplifier le circuit de contrôle et diminuer l'énergie consommée par ce circuit, nous allons considérer que le transfert d'énergie sera effectué vers les capacités ensuite nous allons passer l'énergie stockée par ces capacités vers la charge (batterie ou supercapacité).

Nous allons étudier le passage d'énergie d'un autre point de vue. Nous voulons transmettre le maximum d'énergie par une seule étape à la capacité de sortie.

La capacité du GPE est chargée à V_m , la capacité C_T est chargée à V_{i-1} .

$$V_i = \frac{C_p V_m + C_T V_{i-1}}{C_p + C_T} \quad 136.$$

Pour la première étape nous avons :

$$V_1 = \frac{C_p V_m}{C_p + C_T} \quad 137.$$

L'énergie transférée à la capacité C_T est :

$$E = \frac{I}{2} C_T \left(\frac{C_P V_m}{C_P + C_T} \right)^2 \quad 138.$$

$$\frac{\partial E}{\partial C_T} = \left(\frac{C_P V_m}{C_P + C_T} \right)^2 - 2C_T \left(\frac{C_P V_m}{C_P + C_T} \right) \left(\frac{C_P V_m}{(C_P + C_T)^2} \right) = 0 \quad 139.$$

$$(C_P + C_T)(C_P V_m)^2 - 2C_T(C_P V_m)^2 = 0 \quad 140.$$

$$C_P = C_T \quad 141.$$

Pour passer le maximum d'énergie du GPE à la capacité de sortie d'un seul coup, il faut que la capacité de sortie soit égale à la capacité interne du GPE.

Nous allons présenter dans les paragraphes suivants les propositions de systèmes de récupération d'énergie basée sur l'étude précédente.

V.3. Systèmes de récupération pour macrostructures

Puisque les macrogénérateurs peuvent fournir des tensions et des puissances assez grandes pour faire fonctionner les diodes et alimenter les autres éléments du système, alors le système de récupération sera un système classique composé d'un redresseur AC/DC (pont de Graëtz), un convertisseur DC/DC et un contrôleur. Nous avons bien détaillé dans les paragraphes précédents les principes de choix des convertisseurs et leurs dimensionnements. Nous allons présenter dans le chapitre des résultats expérimentaux, un système de récupération d'énergie basé sur un macrogénérateur de taille centimétrique. Nous allons focaliser notre étude sur la proposition des système de gestion d'énergie pour les minigénérateurs et macrogénérateur.

V.4. Systèmes de récupération pour microstructures

V.4.1. Solution capacitive pour le μ GPE

Nous avons montré dans le chapitre 3 que l'utilisation des diodes dans le convertisseur AC/DC est peu judicieuse dans le cas des générateurs délivrant de faibles tensions. Nous allons utiliser un convertisseur basé sur les portes de transmission utilisant des comparateurs ultra basse consommation (voir chapitre IV).

Dans la suite, nous allons utiliser le principe des capacités commutées pour faire de la récupération et de la conversion d'énergie à partir du μ GPE. Ces capacités seront utilisées pour charger ensuite la microbatterie. Tout d'abord nous allons étudier la connexion du microgénérateur avec une seule capacité. Ensuite nous allons généraliser ce principe pour un ensemble de capacités qui vont être reliées en parallèle avec le générateur, et qui vont assurer le principe des capacités commutées.

Supposons que nous chargeons une capacité de stockage à partir d'un μ GPE. Pour récupérer le maximum de la valeur de la tension, nous connectons une capacité en parallèle avec le générateur au moment de la génération du maximum de tension.

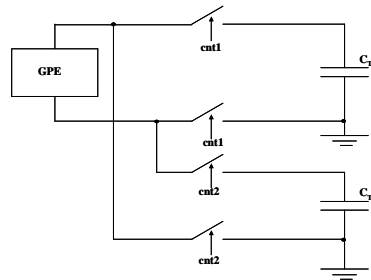


Figure V-14 : Schéma de principe du convertisseur d'énergie entre le GPE et une capacité de charge.

Sur la Figure V-14 nous reportons le schéma de ce montage. Dans cette figure nous avons deux capacités la première C_{Lp} est chargée pendant l'alternance positive du signal, tandis que la deuxième C_{Ln} est chargée pendant l'alternance négative du signal.

Dans cette simulation nous avons considéré le modèle du μ GPE présenté sur la Figure V-15.

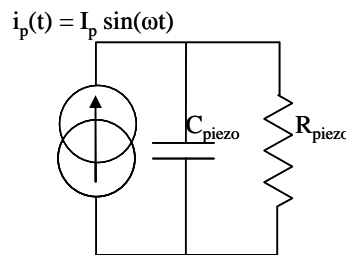


Figure V-15 : Modèle équivalent du μ GPE.

La valeur des capacités de stockage ajoutées (C_{Tn} , C_{Tp}) est égale à la valeur de la capacité interne du GPE (cf. chapitre 3) pour avoir un maximum d'énergie en sortie. Le résultat de simulation de cette structure est reporté sur la Figure V-16.

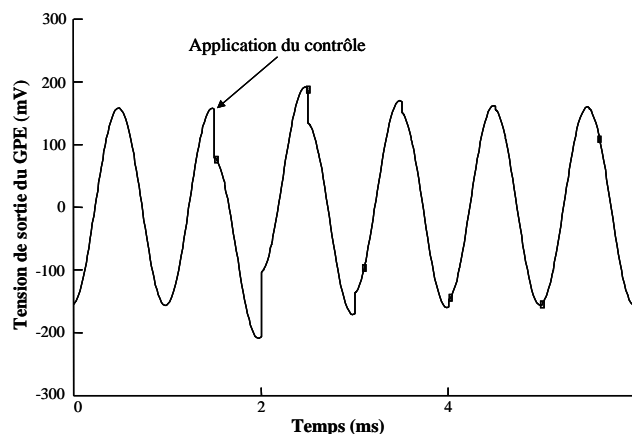


Figure V-16 : Forme d'onde de la sortie du μ GPE.

D'après cette figure on constate que l'amplification est très faible dans le cas où l'on connecte alternativement le μGPE à C_{Tn} et C_{Tp} . Pour contourner ce problème, nous proposons une variante du montage. La modification porte sur l'utilisation d'un interrupteur pour décharger la capacité du GPE après chaque phase de connexion avec les capacités C_{Lp} et C_{Ln} . La structure modifiée est représentée sur la Figure V-17. Le résultat de simulation est reporté sur la Figure V-18.

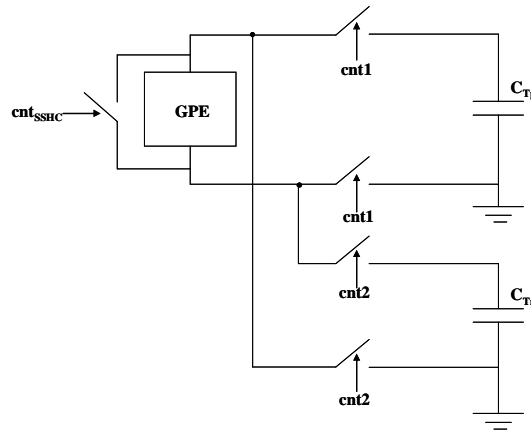


Figure V-17 : Schéma du circuit de conversion d'énergie modifié.

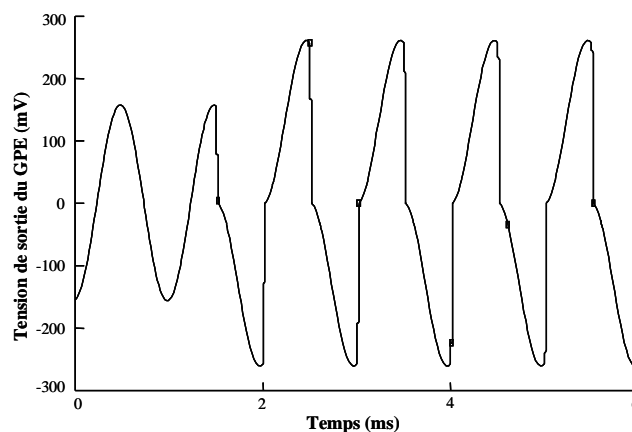


Figure V-18 : Forme d'onde à la sortie du μGPE .

La structure proposée vérifie la fonction d'amplification de tension conformément aux prévisions énoncées par la technique SSHC où le gain maximal est égal à 2. De plus ce montage permet la conversion du signal alternatif fourni par le μGPE à une tension continue stockée sur les capacités de sortie, en d'autre terme il réalise la fonction de redressement. **Le défaut de cette structure est la perte d'énergie dans l'interrupteur du SSHC, qui vaut approximativement l'énergie transférée à la sortie.**

Cette structure est contrôlée par les signaux cnt_1 , cnt_2 et cnt_{switch} . La génération de ces signaux nécessite deux étapes :

- la détection du signal de crête,

- la génération d'une impulsion à partir du signal de détection de crête. Cette impulsion est utilisée pour charger la capacité C_{Tn} (C_{Tp}) respectivement à partir de la capacité du μ GPE.

Pour réaliser la détection de la crête, nous utilisons un comparateur entre le signal direct et celui retardé de la sortie du μ GPE.

La génération des impulsions a été mise en oeuvre avec deux approches.

La première approche est basée sur l'utilisation de bascules D, leur horloge est la sortie du comparateur, tandis que le "reset" est la sortie des bascules retardée. La consommation de ce circuit en technologie AMS0.35 μ est approximativement de 2 μ W. Cette consommation peut être acceptable dans le cas de structures de taille centimétrique fournissant des puissances de quelques centaines de microwatts. Le principe de cette approche et la forme d'onde expliquant son fonctionnement sont représentés sur la Figure V-19 et la Figure V-20 respectivement.

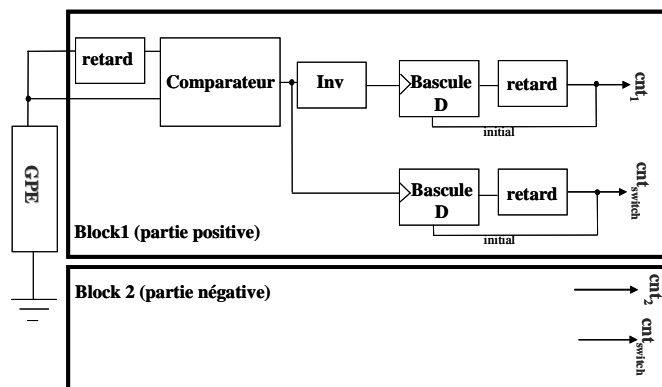


Figure V-19 : Première approche pour la génération du signal de contrôle.

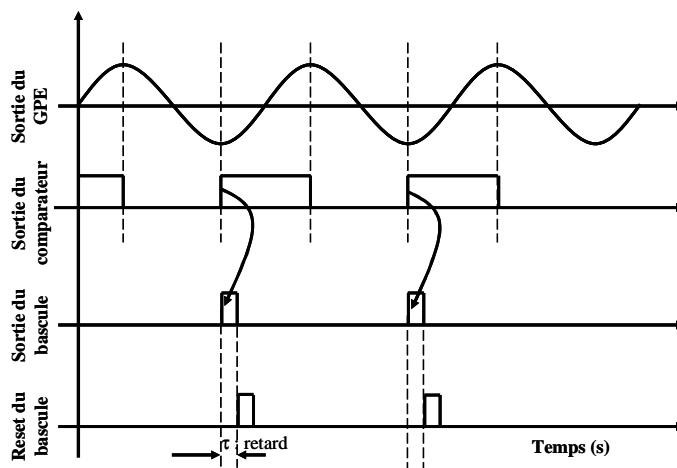


Figure V-20 : Formes d'ondes expliquant la première approche.

La deuxième approche que nous avons envisagée est basée sur l'utilisation d'une porte logique de type Nand à la place de la bascule D. Les entrées de cette porte sont constituées par la sortie directe et retardée du comparateur. Le schéma bloc de cette approche et les formes d'onde expliquant son

fonctionnement sont représentés sur la Figure V–21 et la Figure V–22 respectivement. La consommation de ce circuit en technologie AMS0.35 μ est égale à 90nW. Cette valeur de consommation va chuter à 80nW si la fréquence du signal d’entrée varie de 1kHz à 100Hz.

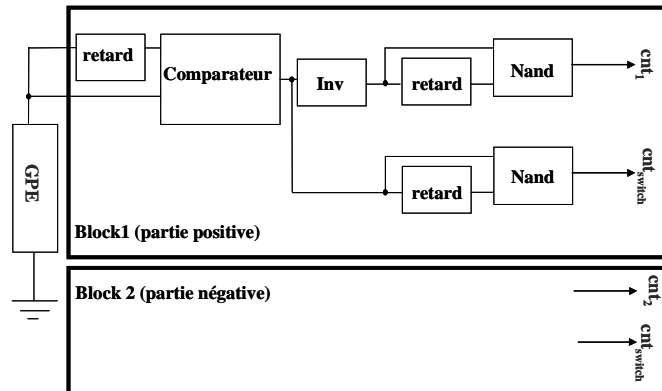


Figure V–21 : Deuxième approche de génération du signal de contrôle.

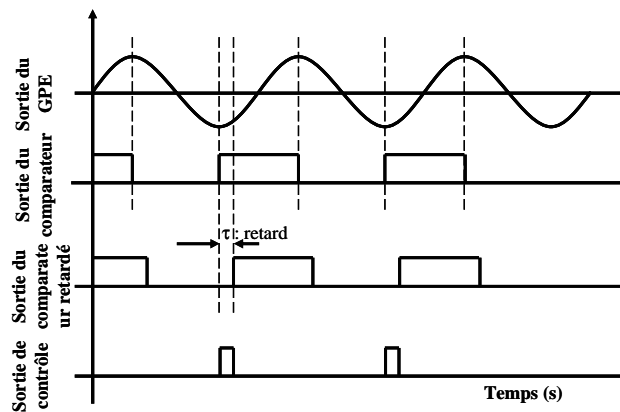


Figure V–22 : Forme d’onde expliquant la deuxième approche.

Puisque la tension de la batterie est généralement plus élevée que la tension donnée par le μ GPE, nous avons besoin d’un convertisseur élévateur de tension. Pour le vérifier nous allons utiliser le même principe de chargement d’une capacité à partir du μ GPE. Mais nous allons utiliser alors N capacités au lieu d’une seule. La valeur de chaque capacité vaut C_{piezo}/N , pour que la capacité totale soit égale à C_{piezo} . Ces capacités sont mises au départ en parallèle, ensuite elles sont reliées en série pour que la tension en sortie soit égale à NV_p , où V_p est la tension maximale du μ GPE en circuit ouvert.

La Figure V–23 représente le résultat de simulation du convertisseur composé de 11 étages. La tension de sortie atteint alors 2,2V.

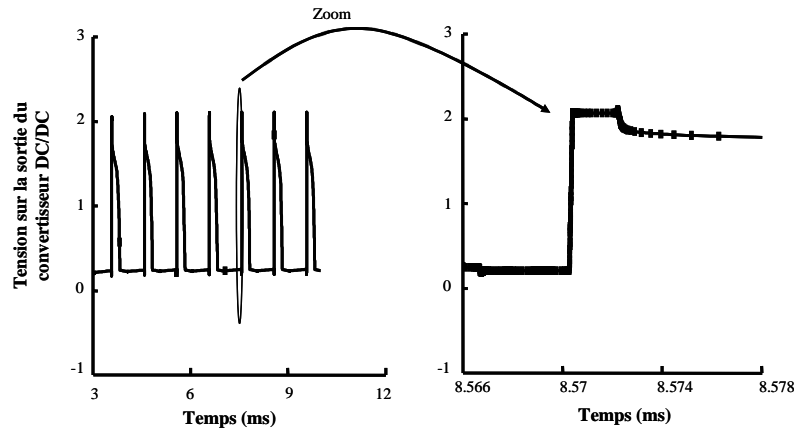


Figure V-23 : Résultat de simulation du système de conversion DC/DC avec 11étages.

Nous avons tenté de voir les limites de cette approche. Nous nous sommes intéressés à l'influence du nombre d'étages sur le gain final. Nous constatons que la relation entre la sortie du convertisseur et le nombre d'étage n'est pas linéaire après un certain nombre d'étages, comme on peut le constater sur la Figure V-24.

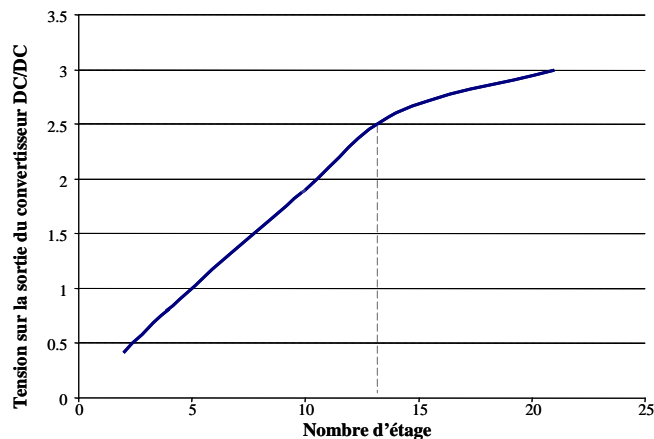


Figure V-24 : Sortie du convertisseur en fonction du nombre d'étages.

Ce comportement est dû à la différence de tension entre la grille du transistor (qui joue le rôle de l'interrupteur) (3,3V) et la source (>2,6V). Cette différence devient inférieure à la tension de seuil du transistor. Ainsi le transistor n'est plus dans la région de conduction normale, ce qui implique l'augmentation de la résistance interne du transistor. Par conséquent on obtient des pertes du signal de sortie. Dans la suite, nous allons choisir un nombre maximum d'étages égal à 14.

La consommation de cette structure à 14 étages extraite des simulations est approximativement de 90nW.

La valeur de chaque capacité est choisie de telle façon que la somme de leurs valeurs quand elles sont en parallèle vaut la capacité interne du μGPE dont la valeur typique est de $C_{\text{piezo}} = 100\text{pF}$ d'où

$C_L = 7pF$. L'énergie récoltée sur la sortie vaut $E = \frac{1}{2} C_{eq} V^2$, où C_{eq} est la capacité équivalente de 14 capacités reliées en série.

Dans ce cas nous avons $C_{eq} = 7pF/14 \approx 0.5pF$.

Alors $E = 3.4pJ$ au bout d'un temps égal à 1ms.

Si on appelle E_{totale} l'énergie stockée dans la capacité C_{piezo} pendant un cycle T . Puisque ce circuit peut récupérer la moitié de cette énergie, et si on prend en considération la consommation dans le circuit de

contrôle, le rendement est calculé par $\rho = \frac{(E_{totale} / 2) - 90n * (T)}{E_{totale}}$.

Pour que cette structure soit efficace, en d'autres termes pour que l'énergie générée soit supérieure à l'énergie dissipée, il faut que l'énergie stockée sur la capacité du GPE soit supérieure à : $2 * (90nW * 1ms) = 180pJ$.

En d'autres terme, il faut que $\frac{1}{2} C_p V_p^2 \geq 200pJ$. Si nous considérons que la capacité du microgénérateur vaut $C_p = 100pF$, alors la valeur de la tension générée par le μGPE doit vérifier $V_p \geq 2V$.

Nous constatons que l'efficacité de cette structure est faible puisque nous récoltons l'énergie stockée du μGPE en circuit ouvert, tandis que l'énergie optimale est récoltée quand on connecte une charge résistive de valeur égale à $2,5M\Omega$ dans notre cas. L'énergie maximale dans ce cas vaut 1nW. Mais puisque nous avons exclu la solution du convertisseur à découpage, cette solution reste une solution possible. Une autre solution qui contient plus d'avantages est celui présentée dans le paragraphe suivant.

V.4.2. Solution inductive pour le μGPE

La structure proposée est représentée sur la Figure V-25.

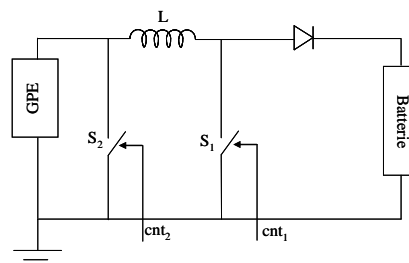


Figure V-25 : Système de récupération d'énergie pour le μGPE .

Dans cette structure, nous utilisons une inductance. La valeur de facteur de la qualité de l'inductance n'a pas la même influence sur le fonctionnement du circuit comme c'était le cas pour les techniques

non linéaires. En effet dans ce cas on ne cherche pas à avoir un système oscillant. L'idée ici est de transférer l'énergie stockée dans la capacité du générateur vers l'inductance. L'influence de la résistance interne de cette dernière participe aux pertes pendant la phase de charge.

Le fonctionnement de cette structure est basé sur trois phases :

- **Fermeture de l'interrupteur S1.** Au moment où la tension est maximale sur le μ GPE, alors l'énergie statique stockée dans la capacité vaut $\frac{1}{2}C_{piezo}V_p^2$ va se décharger dans l'inductance, et se transformer en énergie cinétique $\frac{1}{2}LI^2$. I est le courant qui passe dans l'inductance à la fin de la décharge de la capacité.
- **Ouverture de l'interrupteur S1.** La décroissance du courant dans l'inductance, génère une tension positive aux bornes de la diode, et le chargement de la batterie. La tension générée sur l'inductance vaut alors $L\frac{di_L}{dt}$.
- **Fermeture de l'interrupteur S2.** Cette fermeture se fait avec un déphasage d'une demi période. Cette opération est utilisée pour compléter le fonctionnement du SSHC.

La diode utilisée ici est une diode présentant une tension de seuil très basse. Nous allons présenter la configuration de cette diode dans les paragraphes suivants.

Nous avons fait une simulation de cette structure en utilisant le modèle du μ GPE donné dans le chapitre2, et en utilisant une batterie rechargeable de tension 3,6V.

Le résultat de la simulation est représenté sur la Figure V-26.

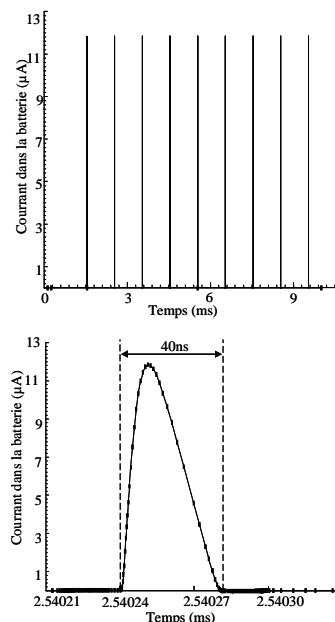


Figure V-26 : Résultat de simulation du système de récupération d'énergie.

Le chargement de la batterie se fait dans ce cas par des impulsions de courant ce qui est toléré par les microbatteries de nouvelle génération comme les batteries de Li-ion. **La valeur moyenne du courant est de 1,1nA.**

La génération du signal cnt_1 est faite en utilisant le circuit représenté sur la Figure V–27.

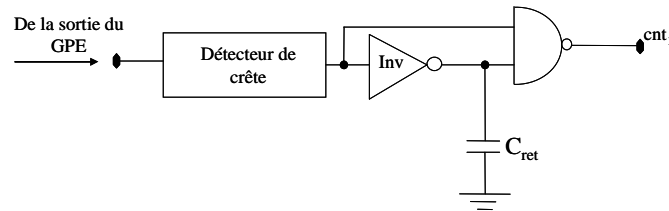


Figure V–27 : Circuit utilisé pour générer le signal cnt_1 .

Nous avons choisi une inductance L de valeur 10mH. Cette valeur est déterminée de telle façon que le temps d'ouverture de l'interrupteur S_1 soit suffisant pour décharger la capacité.

Le temps d'ouverture de l'interrupteur S_1 est déterminé par la valeur de la capacité de retard C_{ret} tel que $T_{ret} = \frac{C_{ret}V}{I_{pinv}}$ où V est la tension de la batterie d'alimentation qui vaut dans notre cas 3,3V, et I_{pinv} et le courant délivré par le transistor P de l'inverseur pour charger la capacité C_{ret} .

La consommation d'énergie, pour le système présenté dans le paragraphe précédent, vaut 120nW. Pour réduire la consommation, nous proposons de réduire la consommation due au circuit de contrôle (c'est-à-dire de ne pas faire fonctionner ce circuit tout le temps). Nous proposons alors la structure représentée sur la Figure V–28.

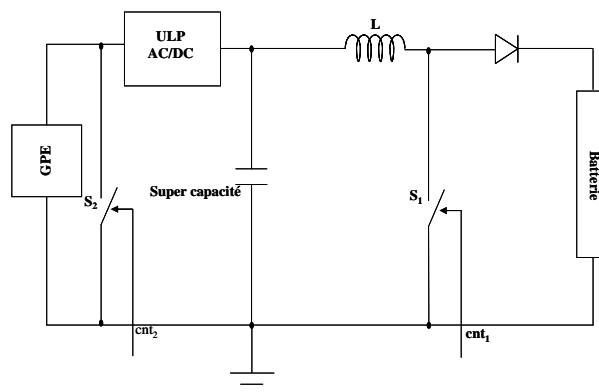


Figure V–28 : Système amélioré de récupération d'énergie pour le GPE.

La structure améliorée ressemble à la structure précédente, sauf que toute l'activité du circuit de contrôle est précédée par une période de charge d'une super capacité pour assurer un maximum d'énergie stockée pour alimenter le système. L'amélioration vient du fait que la consommation due à l'étage DC/DC n'apparaît que quand la supercapacité est chargée. Pour un bon rendement il faut alors que la consommation du convertisseur AC/DC soit inférieure à l'énergie stockée dans ce réservoir.

Pour vérifier cette hypothèse, nous allons utiliser la structure du comparateur ultra basse consommation présentée dans le chapitre III. Dans notre cas la consommation doit être inférieure à $1nW$, pour avoir un bilan énergétique acceptable.

Nous avons utilisé le comparateur présenté dans le chapitre 3 pour vérifier la détection de crête du signal. Le courant donné par la source d'alimentation est représenté sur la Figure V-29 (structure de détection de crête).

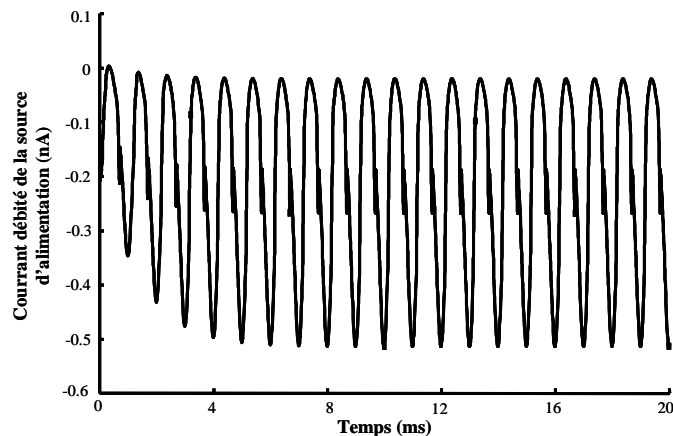


Figure V-29 : Courant débité de la source d'alimentation pour un circuit de détection de crête.

Le défaut de ce comparateur, comme nous avons déjà montré, est que sa fréquence de fonctionnement est basse.

Cette approche nécessite une continuation pour dimensionner d'une façon efficace les transistors qui vont jouer le rôle d'interrupteurs dans le convertisseur AC/DC, avec pour but d'augmenter le rendement du système.

V.4.3. Solution pour le GEM

Rappelons que le modèle équivalent du GEM est composé d'une source de tension connectée avec une résistance et une inductance. (Figure V-30)

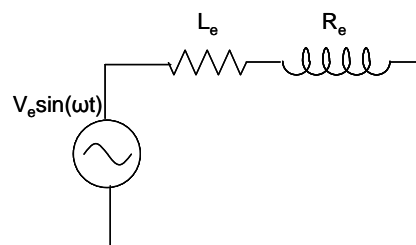


Figure V-30 : Modèle équivalent du GEM.

Pour récupérer l'énergie de ce type de générateur, nous proposons la structure représentée sur la Figure V-31.

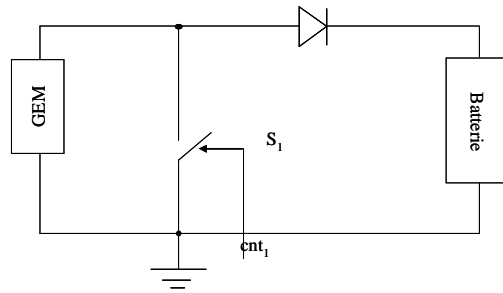


Figure V-31 : Système de récupération d'énergie pour un GEM.

Le fonctionnement de ce circuit est composé de deux phases :

- fermeture de l'interrupteur S_1 jusqu'à ce que le courant dans l'inductance atteigne sa valeur maximale,
- ouverture de l'interrupteur S_1 . Cette ouverture augmente la tension aux bornes de l'inductance, ce qui rend la diode passante, et laisse passer l'énergie stockée dans l'inductance pour charger la batterie.

La diode que nous allons utiliser est une diode dont la tension de seuil est ultra basse. Cette diode sera présentée dans ce chapitre.

La détection du moment du maximum du courant se fait en utilisant un comparateur ultra basse consommation. Sa sortie est une entrée du circuit présenté sur la Figure V-27.

Si nous considérons que le début du cycle de travail est à l'instant $t=0$, la fermeture de l'interrupteur, se fait jusqu'à l'instant $t=T/4$. L'ouverture de l'interrupteur pour un temps (τ) fait diminuer le courant dans l'inductance jusqu'à zéro. La fermeture de l'interrupteur après ce temps (τ) oblige le courant à augmenter encore une fois jusqu'à l'arrivée d'un nouveau maximum, et le déclenchement d'une nouvelle phase d'ouverture de l'interrupteur S_1 . Ce cycle se répète jusqu'à l'instant $t=T/2$.

Nous avons simulé cette structure en utilisant le modèle du générateur fabriqué à l'UoS et l'Institut Tyndall (cf. chapitre 2). Ce générateur est composé d'une source de tension de 250mV d'amplitude, une inductance de 25 mH et une résistance de 340 Ω . Nous avons utilisé le modèle d'une microbatterie rechargeable de tension nominale 3,6V, et une résistance interne de 1k Ω .

Le résultat de la simulation de cette structure est représenté sur la Figure V-32.

La valeur moyenne du courant dans la microbatterie vaut 0,45 μ A. Ce qui donne 1,5 μ W d'énergie récupérée. La consommation du circuit de contrôle vaut 152nW. Puisque la puissance maximale que le générateur peut donner sur une charge résistive vaut 16 μ W, alors **le rendement théorique du système de récupération vaut 8%. Il faut constater que ce résultat est certes très faible par rapport aux circuits conventionnels de gestion d'énergie, mais ce système peut récupérer de l'énergie pour des sources présentant des tensions et des puissances très faibles en entrée.**

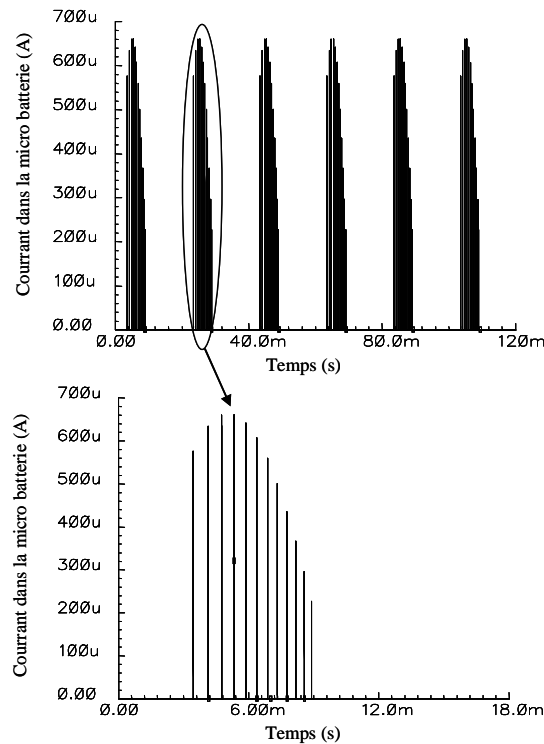


Figure V-32 : Résultat de simulation du système de récupération d'énergie dans le GEM.

V.4.4. Multiplicateur de tension

Nous allons présenter dans ce paragraphe la solution envisagée pour les systèmes fournissant une ultra faible énergie et des tensions de très faible amplitude. Pour atteindre ce but nous allons introduire la conception de la diode à basse tension de seuil. Cette diode sera utilisée pour réaliser **un système de récupération qui contient en même temps le convertisseur AC/DC et DC/DC, sans l'utilisation de sources d'alimentation supplémentaires.**

La Figure V-33 représente la structure conventionnelle d'un multiplicateur de tension de type Villard. Cette structure est basée sur l'utilisation de diodes et de capacités [Lamantia1994].

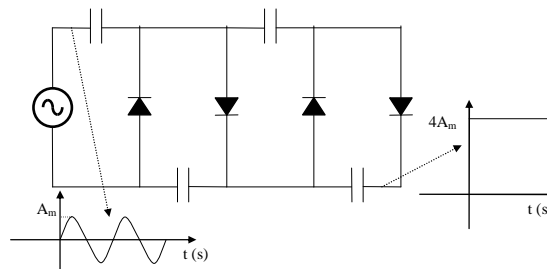


Figure V-33 : Structure du multiplicateur de tension (Structure de Villard).

En remplaçant ces diodes par les diodes proposées précédemment, nous pouvons obtenir la structure représentée sur la Figure V-34.

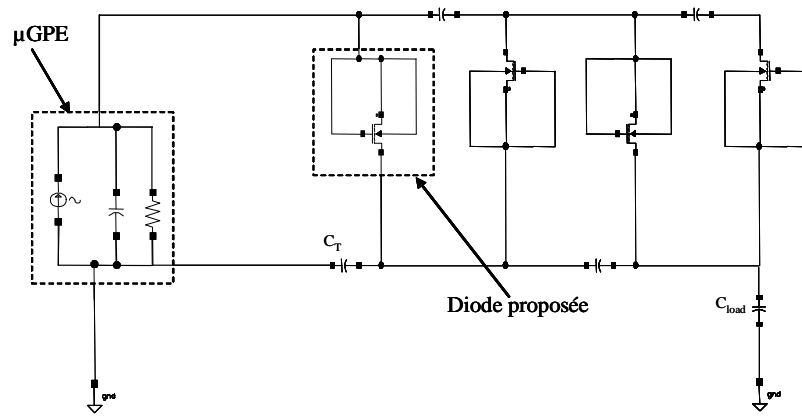


Figure V–34 : Structure du multiplicateur de tension en utilisant la diode proposée avec un μ GPE.

Dans cette structure nous avons utilisé des transistors de type PMOS et des capacités de valeur égale à $C_T=40\text{pF}$. Nous avons choisi le PMOS au lieu du NMOS car c'est plus facile technologiquement d'avoir des transistors PMOS dont les substrats sont polarisés différemment que des transistors NMOS. Nous avons choisi $C_T=40\text{pF}$ pour une question liée à la capacité intégrée dans la technologie ST 0.12 μ . Le maximum de surface admis dans la technologie pour faire une capacité est de $210^4 \mu\text{m}^2$, ce qui est équivalent à $40,276\text{pF}$. Le meilleur choix serait d'augmenter la valeur de la capacité par exemple $C_T=1\text{nF}$.

Le résultat de la simulation de cette structure avec un μ GPE est représenté sur la Figure V–35 pour $f_{\text{piezo}}=1\text{kHz}$, $C_{\text{piezo}}=100\text{pF}$, $V_{\text{circuit_ouvert}}=140\text{mV}$, $C_{\text{load}}=1\text{nF}$ et $C_T=40\text{pF}$.

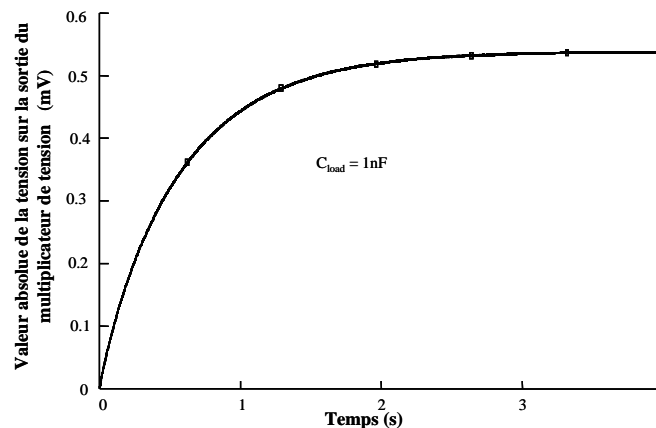


Figure V–35 : Résultat de simulation du multiplicateur de tension (4 étages).

Le résultat de simulation du multiplicateur avec un GEM est reporté sur la Figure V–36. Les spécifications utilisées sont celles d'un GEM développé dans le cadre du projet VIBES ($V_{oc}=150\text{mV}$, $f=100\text{Hz}$, $R=340 \Omega$ et $L=22\text{mH}$), $C_T=1\text{nF}$.

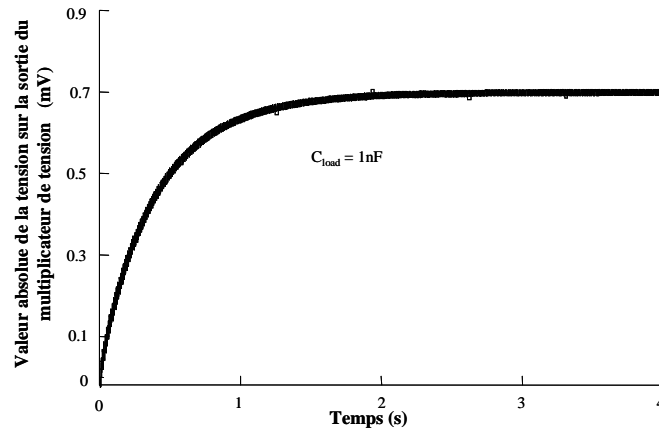


Figure V-36 : Résultat de simulation du multiplicateur de tension (4_étages).

La différence de tension finale entre les deux générateurs est due à la différence de la valeur de capacité C_T entre les deux structures.

Pour étudier l'influence de la valeur de la capacité interne C_T du multiplieur, et de la fréquence du signal d'entrée, nous avons effectué des simulations pour un système composé d'une diode ($W=10\mu m$, $L=0,4\mu m$) et d'une capacité avec une source d'entrée sinusoïdale. La Figure V-37 représente la valeur moyenne de la tension sur la capacité C_{Load} en fonction de la valeur de la capacité C_T et pour deux valeurs de fréquences (10 et 100Hz).

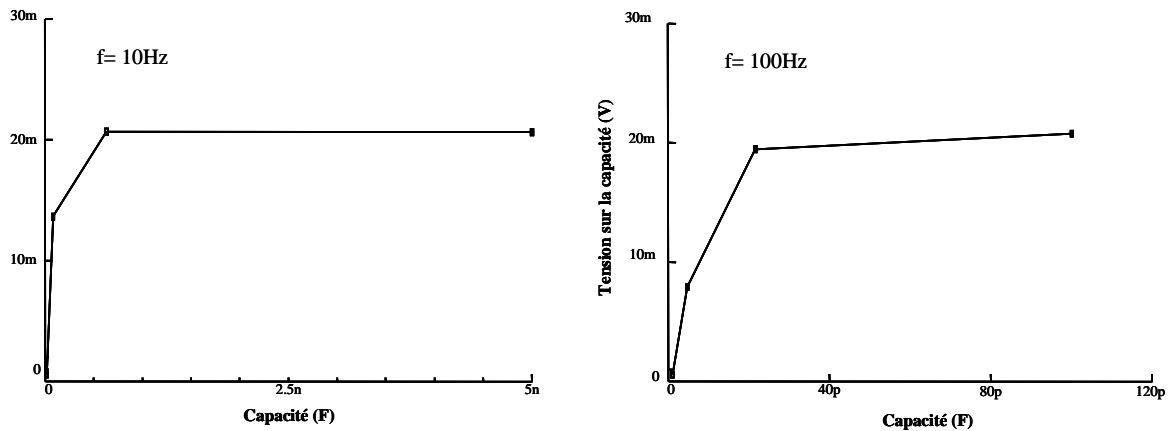


Figure V-37 : Tension sur la capacité de sortie diode et capacité (amplitude d'entrée est 50mV).

Nous constatons que l'augmentation de la fréquence du signal d'entrée nous permet de réduire la valeur de la capacité du multiplieur, ce qui facilite son intégration.

V.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les solutions envisagées pour réaliser un convertisseur DC/DC.

La structure du convertisseur DC/DC à découpage est convenable pour les macrostructures, mais l'énergie nécessaire pour son contrôle le rend inacceptable pour notre microsystème, nous avons choisi la structure basée sur les capacités commutées, qui, de plus, est plus simple à intégrer.

Nous avons présenté également des structures de gestion d'énergie allant des systèmes qui fonctionnent avec les macrogénérateurs jusqu'aux systèmes qui récupèrent l'énergie des microgénérateurs. Pour les mini et microstructures, le rendement des systèmes de gestion d'énergie est faible. Cela est évident sachant que les tensions et l'énergie des générateurs sont très faibles.

Dans cette présentation, nous avons utilisé les diodes proposées précédemment pour réaliser **un système de gestion d'énergie passif, et qui peut accepter des signaux dont la tension et la puissance sont très basses. Cette structure est originale du faite de l'utilisation des diodes à très faible tension de seuil.**

V.6. Références

- [105] [\[Ottman2002\]](#) *Ottman, G.K., Hofmann H.F., Bhatt A.C. and Lesieutre G.A., Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply, IEEE transaction. on power electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 669-76, Sept 2002.*
- [106] [\[Oata1990\]](#) *Analysis of a switched capacitor transformer with a large voltage transformer-ratio and its applications, Electronics and communication in Japan, part 2 (Electronics), Vol. (73), No.1, pp.85-96, January 1990.*
- [107] [\[Harada1992\]](#) *Harada I., Ueno F., Inoue T. et Oata I., Characteristics analysis of Fibonacci Type SC Transformer, IEICE Transaction on fundamentals of electronics, communications and computer science, E27-A(6), pp. 655-662, June 1992.*
- [108] [\[Lamantia1994\]](#) *Lamantia A., Maranesi P. G., and Radrizzani L., Small-Signal Model of the Cockcroft-Walton Voltage Multiplier, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 9, No. 1, January 1994.*

CHAPITRE VI IMPLEMENTATIONS PHYSIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

VI.1. Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre les solutions proposées pour les systèmes de récupération d'énergie. Nous commençons par une présentation des systèmes de récupération pour les macrogénérateurs qui sont sensés fournir des puissances de l'ordre de quelques milliwatts, ensuite nous discuterons des solutions envisagées pour les microgénérateurs.

VI.2. Systèmes de récupération pour macrostructures

La Figure VI-1 représente un système complet de récupération d'énergie. Il est composé d'un GPE suivi d'un convertisseur AC/DC, un convertisseur DC/DC et une batterie.

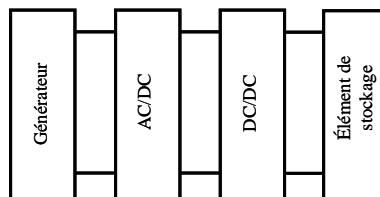


Figure VI-1 : Structure du système de récupération d'énergie.

Le rôle de ce démonstrateur est de valider le principe de récupération de l'énergie mécanique pour charger une batterie. Le GPE utilisé pour le prototypage est composé d'une structure bimorphe avec une masse attachée au bout. La Figure VI-2 représente le schéma de principe de ce générateur.

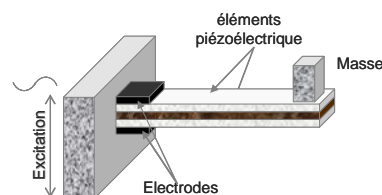


Figure VI-2 : Schéma du générateur piézoélectrique.

Le convertisseur AC/DC est un convertisseur conventionnel de type pont de Graëtz. Le convertisseur DC/DC est un convertisseur abaisseur (Buck) composé d'un interrupteur, une diode, une inductance et une capacité (cf. chapitre 3). L'interrupteur est contrôlé par un signal de type MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) ou en anglais PWM. Nous avons montré dans le chapitre 3 qu'il existe une

valeur du rapport cyclique du signal PWM, pour laquelle le transfert d'énergie entre le GPE et la batterie est maximale. Cette valeur dépend de l'excitation du GPE, autrement dit de la valeur de I_p (cf. le modèle du GPE dans le chapitre 2).

On peut utiliser un algorithme pour générer le signal PWM pour avoir le rapport cyclique optimal.

Ottoman dans sa publication présente un algorithme pour calculer la valeur du rapport cyclique optimale [Ottman2002]. Cet algorithme est basé sur l'addition ou la soustraction d'une valeur fixe (pas) à la valeur du rapport cyclique actuelle, cette opération est effectuée jusqu'à l'obtention de la valeur optimale.

La valeur du rapport cyclique à chaque étape est obtenue selon l'équation suivante :

$$\alpha_{i+1} = \alpha_i + K * \text{sign}\left(\frac{\partial I}{\partial \alpha}\right) \quad 142.$$

$\frac{\partial I}{\partial \alpha}$ représente la variation du courant vis-à-vis du rapport cyclique α . La Figure VI-3 montre la courbe $I(\alpha)$.

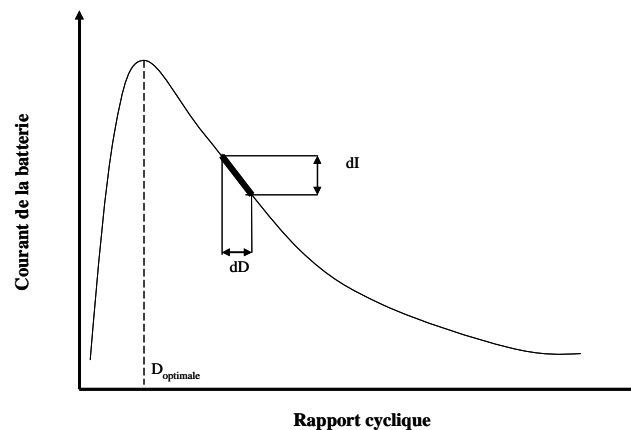


Figure VI-3 : Variation du courant dans la batterie par rapport au rapport cyclique [Ottman2002].

Où I est le courant dans la batterie, K est le pas de changement du rapport cyclique, α_i est le rapport cyclique actuel et α_{i+1} est le rapport cyclique suivant. Nous appelons cette méthode pour calculer la valeur du rapport cyclique l'algorithme statique.

Cet algorithme, change la valeur du rapport cyclique d'une façon régulière. Si nous prenons une petite valeur de K , nous risquons de passer longtemps pour arriver à la valeur optimale. Tandis qu'une grande valeur de K peut aboutir à un résultat peu précis du rapport cyclique finale.

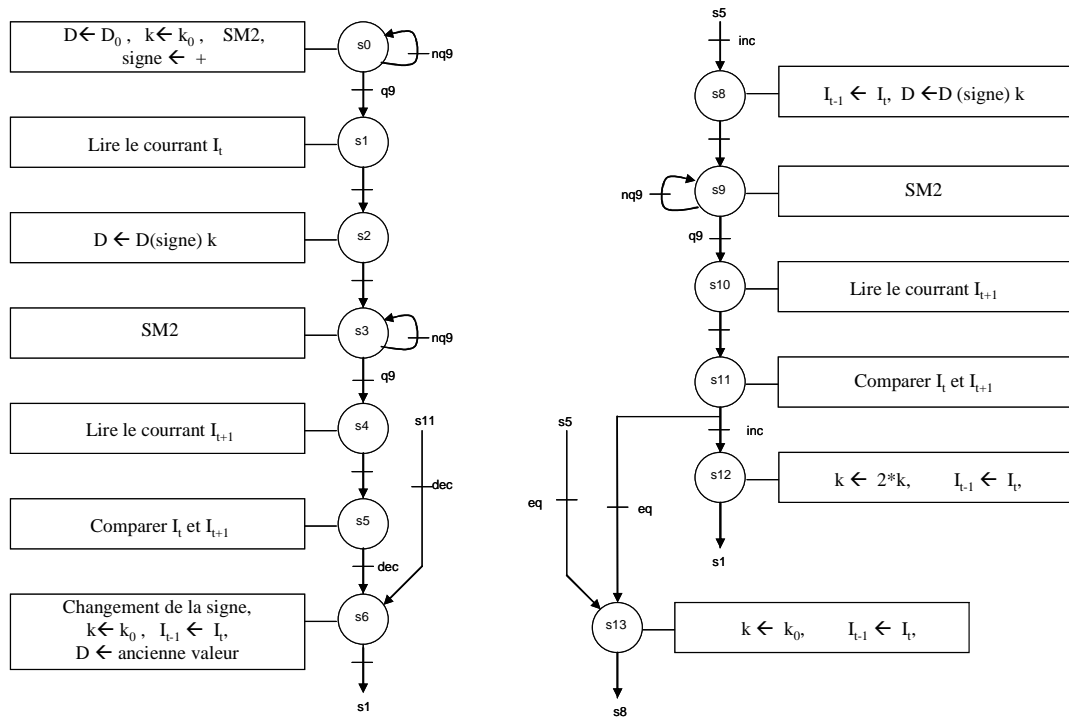


Figure VI-4 : Machine d'état de l'algorithme adaptatif de contrôle du convertisseur DC/DC.

Nous avons proposé un algorithme adaptatif qui change la valeur du pas K selon la position de la valeur du rapport cyclique actuel par rapport à la valeur optimale.

La description générale de cet algorithme est la suivante :

- nous affectons à K une valeur initiale minimale.
- le pas K est doublé s'il y a deux augmentations consécutives de la valeur du courant dans la batterie.
- en cas de diminution de la valeur du courant dans la batterie, nous réinitialisons la valeur de K , nous inversons le signe de changement du rapport cyclique et nous revenons à l'ancienne valeur du rapport cyclique avant la diminution du courant.
- dans le cas de non changement de la valeur du courant dans la batterie, nous réinitialisons la valeur de K .

Pour la lecture de la valeur du courant nous avons mesuré la tension aux bornes d'une résistance en série avec la batterie. La tension aux bornes de la résistance est multipliée par une valeur constante, pour qu'on puisse la convertir par un convertisseur analogique/numérique. Pour avoir une valeur précise du courant, nous avons effectué la valeur moyenne de N lectures consécutives. La valeur de N est déterminée par le rapport entre la période du signal et la période de lecture.

La machine d'état qui décrit cet algorithme est représentée sur la Figure VI-4. Dans cette figure, SM2 est une machine d'état dédiée pour calculer la valeur moyenne du courant. Q9 est un signal de la machine d'état SM2 qui indique la fin du calcul de la valeur moyenne du courant.

Les deux signaux *inc* et *dec* représentent respectivement l'augmentation et la diminution de la valeur du courant de la batterie.

Le détail de ce circuit est donné dans l'annexe C.

Pour comparer les deux algorithmes nous avons réalisé le circuit présenté sur la Figure VI-5.

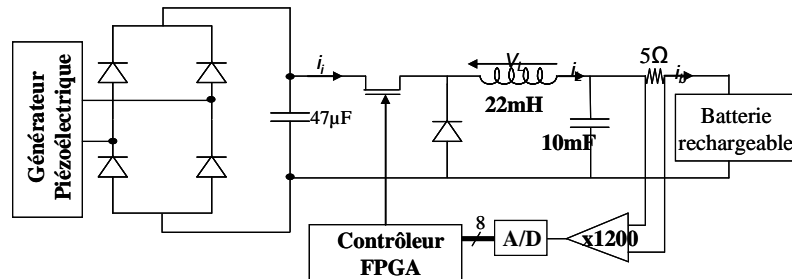


Figure VI-5 : Circuit expérimental pour comparer les algorithmes de contrôle.

Le générateur est une structure bimorph présenté sur la Figure VI-2. Dans cette figure, les dimensions de la poutre sont ($L=38mm$, $W=12,5mm$ et $H=0,45mm$), et la masse attachée au bout de la poutre est de 2,3g.

Nous avons excité la structure bimorphe avec une accélération sinusoïdale d'amplitude $6,9 \text{ m/s}^2$ et une fréquence de résonance de 87Hz. La tension du GPE en circuit ouvert est de 21V. La capacité mesurée du bimorphe est de 35nF. La fréquence du signal PWM est égale à 1 kHz.

Nous avons utilisé un circuit FPGA pour implémenter les deux algorithmes. Le FPGA utilisé est de type ALTER de la famille Flex10k. Les résultats de l'application de ces algorithmes sont représentés sur la Figure VI-6.

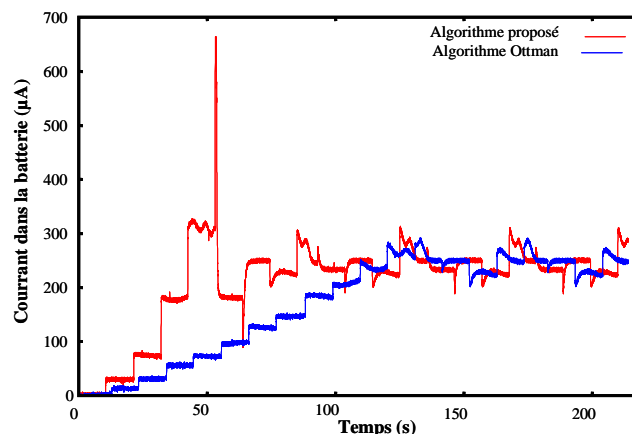


Figure VI-6 : Comparaison des deux algorithmes de contrôle du PWM sur le courant dans la batterie.

La Figure VI-6 montre que notre algorithme est plus rapide que l'algorithme d'Ottman. La différence sera certes plus remarquable si la valeur du rapport cyclique optimale est plus loin de la valeur initiale. Dans notre cas la valeur initiale est de 0,7% et la valeur finale est 10%. La puissance maximale que le

générateur peut fournir à une résistance optimale est de l'ordre de $430\mu\text{W}$. L'énergie récupérée dans la batterie est de l'ordre de $325\mu\text{W}$. Alors ce système a pu récupérer 75% de la puissance optimale. Cette différence est due aux pertes dans les diodes et les autres composants du système.

Cette étude du convertisseur à découpage a été effectuée pour valider le principe de conversion d'énergie, mais ce type de convertisseur ne convient pas pour les microgénérateurs piézoélectriques ou électromagnétiques. En effet, l'énergie générée est très faible, et l'algorithme de contrôle nécessite un circuit supplémentaire gourmand en énergie (quelques milliwatts pour un circuit de type FPGA). Pour contourner ce problème, nous avons été amenés à proposer d'autres solutions pour les mini et microgénérateurs.

VI.3. Systèmes de récupération pour ministructures

La Figure VI-7 représente une photo du CI qui contient le circuit de test du comparateur ultra basse consommation (A), le redresseur AC/DC (B) et les deux circuits de récupération d'énergie (C, D).

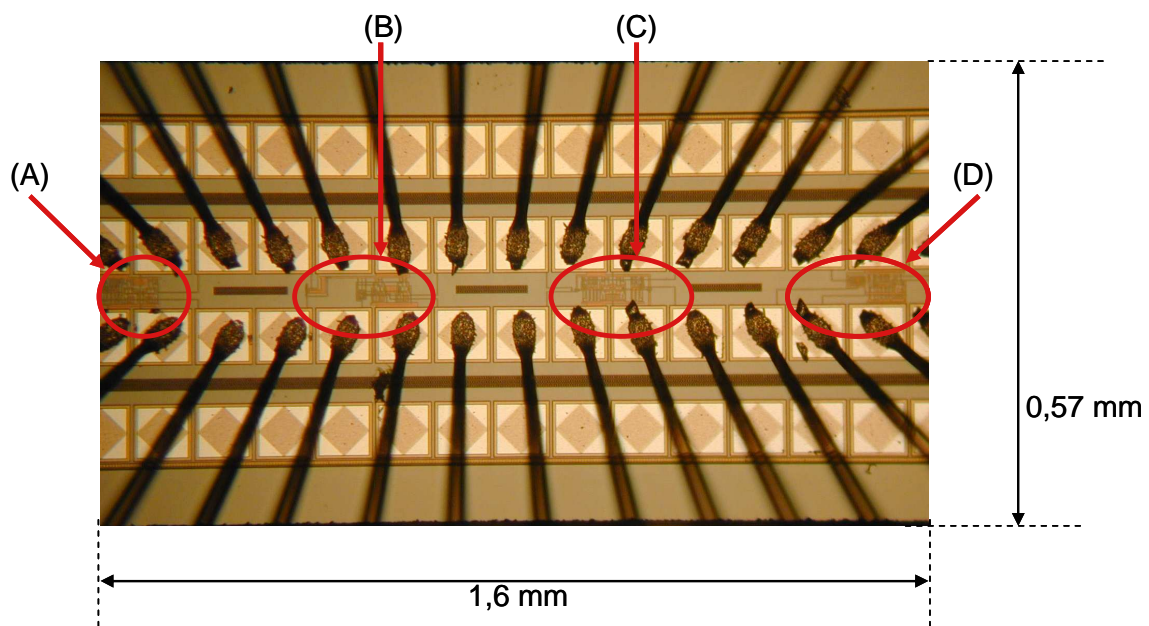


Figure VI-7 : Photo du CI et ses composants.

Les schémas électriques des circuits A, B, C et D sont représentés dans la Figure VI-8.

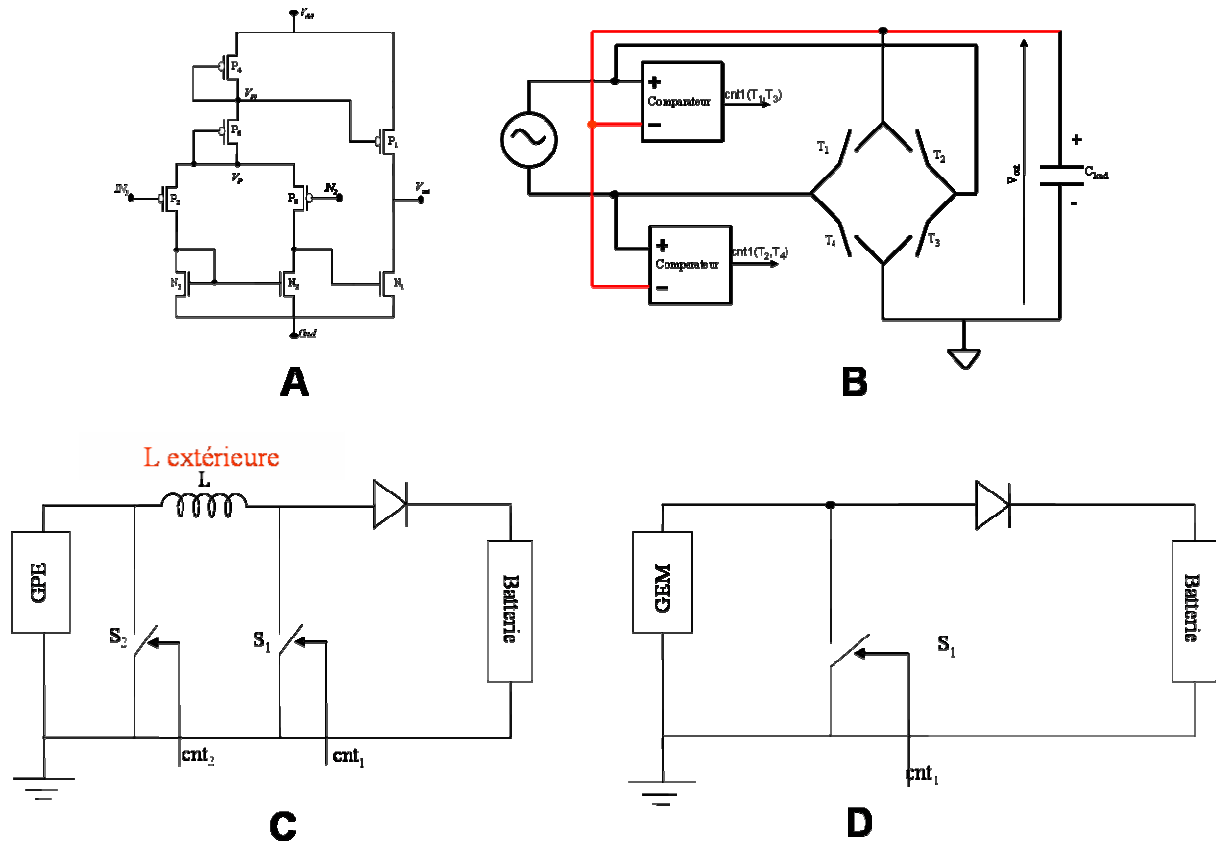


Figure VI-8 : Schémas électriques des circuits A, B, C et D.

Après avoir vérifié la bonne fonctionnalité du comparateur, nous avons testé le circuit redresseur AC/DC basé sur ces comparateurs.

Une caractérisation de ce redresseur pour différentes valeurs d'amplitude d'entrée est représentée sur la Figure VI-9. Dans cet essai nous avons utilisé une capacité sur la sortie du redresseur de $1\mu\text{F}$ et une source d'alimentation de tension telle que $V_{\text{dd}}=2,5\text{V}$.

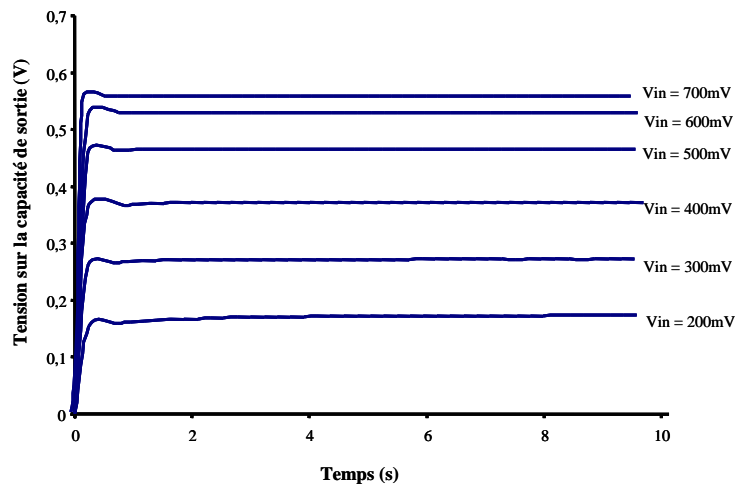


Figure VI-9 : Réponse du redresseur pour différentes valeurs de tension d'entrées (capacité de sortie $1\mu\text{F}$).

Nous constatons que le redresseur fonctionne pour des faibles tensions de l'ordre de 100mV. L'efficacité de ce redresseur se dégrade dès que l'amplitude de la tension d'entrée dépasse 500mV. Ceci est dû à la mauvaise réponse du comparateur pour les fortes valeurs de tension supérieures à 500mV.

Au niveau de la consommation de ce redresseur nous avons constaté un courant de l'ordre de 90 nA pour une tension d'alimentation de 3,4V. Ce courant chute jusqu'à 100pA pour une tension d'alimentation de 1,8V qui est la tension la plus basse pour garantir le bon fonctionnement du circuit. Pour cette polarisation de 1,8V la puissance consommée par le circuit est de 180pW. La courbe du courant débité par la source d'alimentation en fonction de la tension est représentée sur la Figure VI-10 .

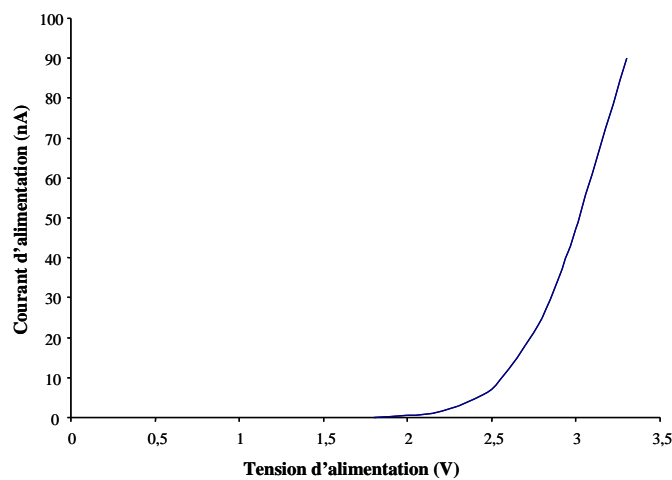


Figure VI-10 : La courbe I (V) de la source d'alimentation.

Les résultats obtenus par ce test sont très encourageants car avec ce très faible niveau de consommation, nous pouvons utiliser le circuit multiplicateur de tension pour l'alimenter. Ainsi nous pouvons obtenir un système auto-alimenté complet. Nous présentons cette structure après les résultats qui concerne le multiplicateur de tension.

VI.4. Systèmes de récupération pour microstructures

La Figure VI-11 représente une photo du circuit multiplieur de tension.

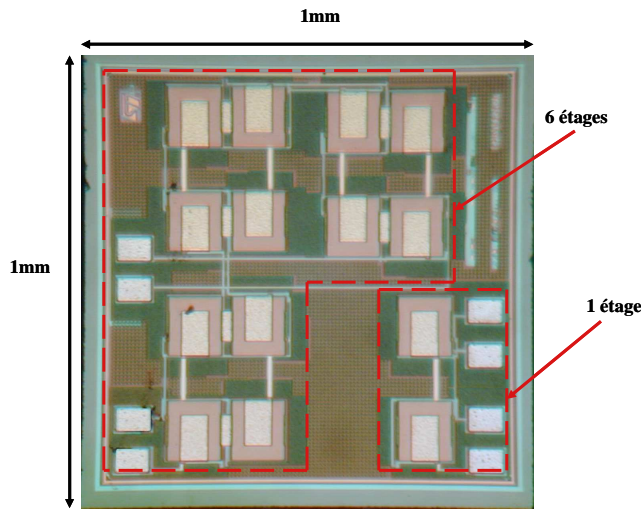


Figure VI-11 : Photo du circuit multiplieur de tension.

Pour faciliter le test nous avons utilisé un packaging de type DIL8. Le schéma du circuit et son contenu sont représentés sur la Figure VI-12. Nous présenterons dans les paragraphes suivants les résultats de caractérisation du multiplieur de tension.

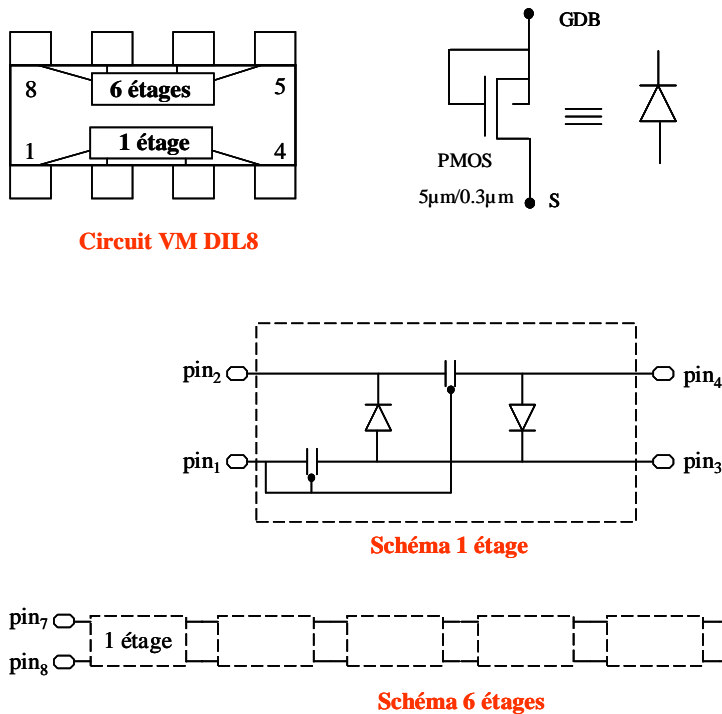


Figure VI-12 : Circuit MT avec ses composants.

VI.4.1.1.1 Caractérisation des diodes

La première étape de test consiste à caractériser la diode ayant une basse tension de seuil. On peut accéder à cette diode sur le circuit à un étage et aussi sur le circuit à 6 étages. Pour cela nous avons réalisé les deux schémas représentés sur la Figure VI-13.

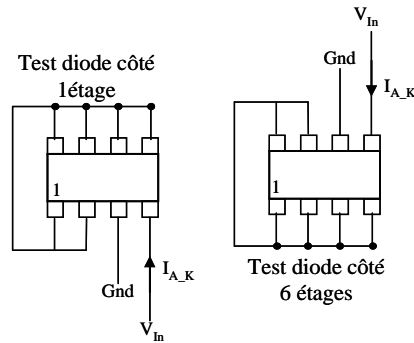


Figure VI-13 : Circuit de test des diodes à faible tension de seuil.

Les résultats de caractérisation des diodes sont représentés sur la Figure VI-14 et la Figure VI-15

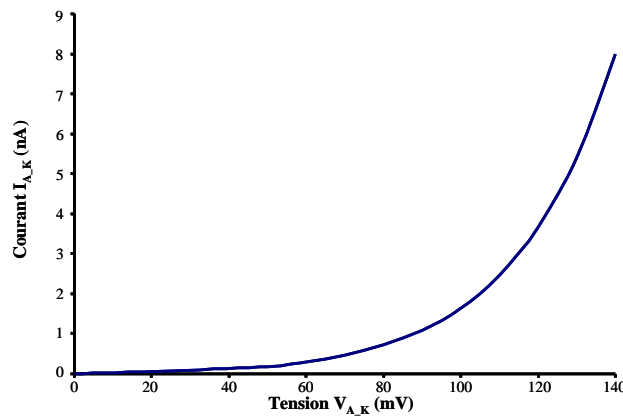


Figure VI-14 : Résultats de caractérisation des diodes à faible tension de seuil (1/2).

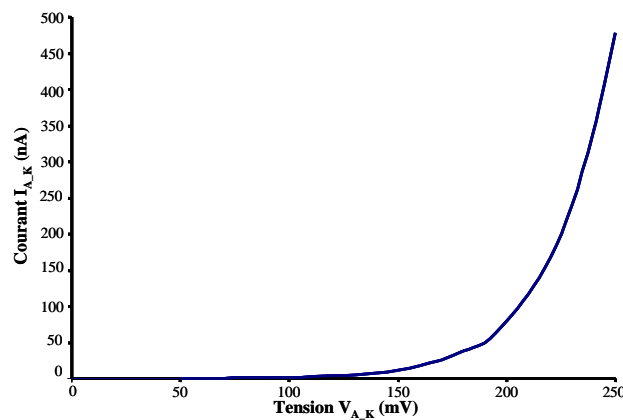


Figure VI-15 : Résultats de caractérisation des diodes à faible tension de seuil (2/2).

La comparaison entre le résultat expérimental et celui de la simulation est représentée sur la Figure VI-16.

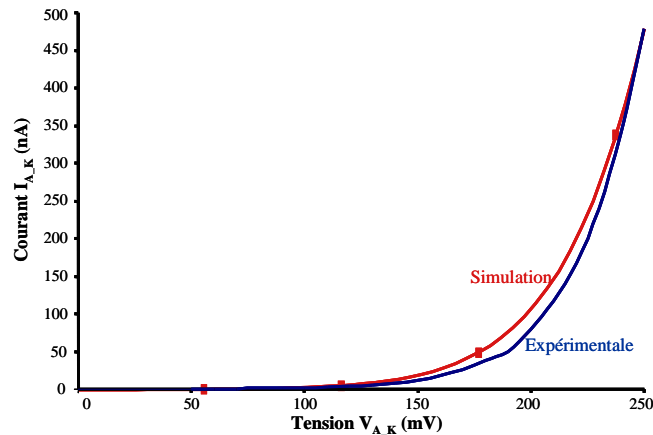


Figure VI-16 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation.

On peut constater un bon accord entre les deux résultats expérimentaux et la simulation du comportement du composant.

Il est clair que le courant est de l'ordre des nanoampères quand la tension d'entrée est inférieure à 100mV. Cela est dû aux petites dimensions du transistor formant la diode. La petite valeur de courant ne constitue pas un point faible de fonctionnement de la diode, puisque les valeurs de courants générées par le microgénérateur piézoélectrique sont de l'ordre de centaine voire dizaine de nanoampères. La relation entre le courant de la diode et la largeur du transistor est linéaire. Cela veut dire que si nous choisissons une largeur de transistor de l'ordre de la centaine de micromètres la valeur du courant (pour 100mV entrée) deviendra de l'ordre de la centaine de nanoampères. La Figure VI-17 représente les variations du courant de la diode en fonction du largeur du transistor pour une tension entrée de 100mV.

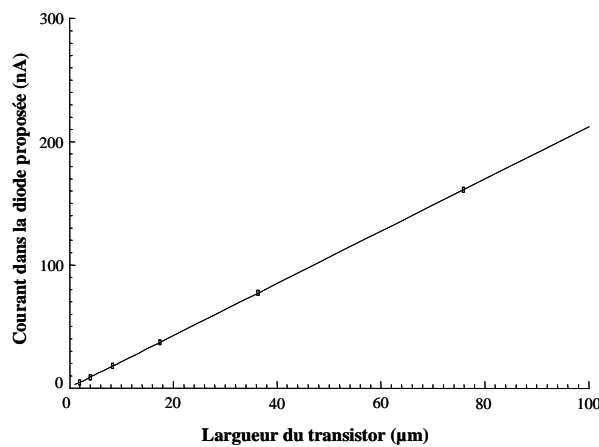


Figure VI-17 : Variation du courant de la diode en fonction de la largeur du transistor ($L=0,4\mu\text{m}$, $V_{in}=100\text{mV}$)

VI.4.1.1.2 Caractérisation du multiplieur de tension

a. Avec un générateur de fonction

La Figure VI–18 représente le circuit réalisé pour étudier le comportement d'un seul étage dans le multiplieur de tension.

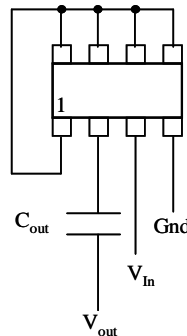


Figure VI–18 : Schéma de test d'un seul étage.

Dans cette partie la tension d'entrée est fournie par un générateur de fonction. Le circuit a été placé dans un boîtier métallique pour éviter les parasites de type RF présents dans l'environnement.

La Figure VI–19 représente les courbes de charge d'une capacité de 10nF en utilisant une entrée sinusoïdale d'amplitude 50mV.

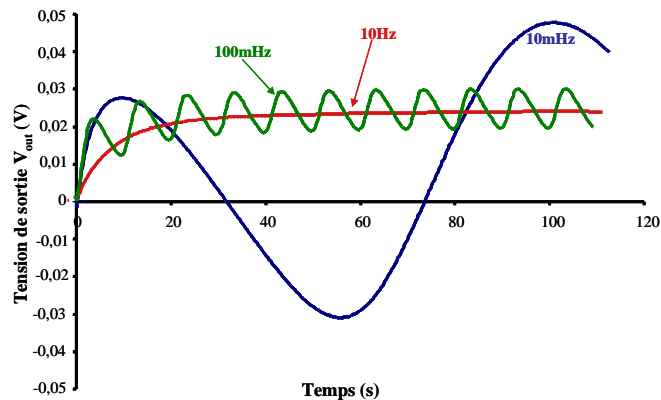


Figure VI–19 : Les courbes de charge d'une capacité de 10nF en fonction de la fréquence du signal d'entrée ayant une amplitude de 50mV.

Nous constatons que pour une entrée de 50mV la valeur moyenne de la tension sur la sortie est de l'ordre de 20mV due à la chute de tension sur les diodes. La courbe qui donne la sortie d'un seul étage en fonction de l'amplitude du signal d'entrée appliqué est représentée sur la Figure VI–20.

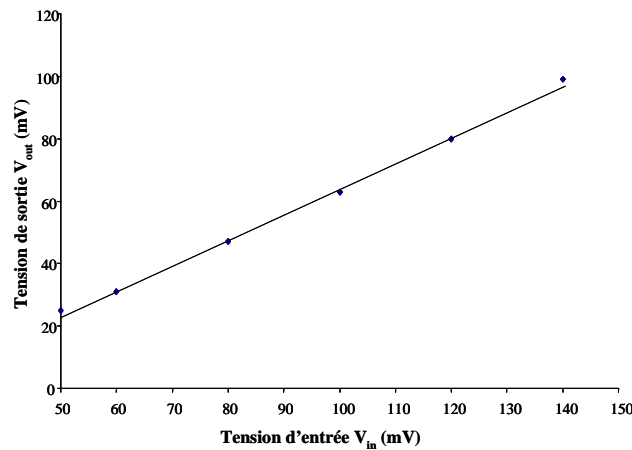


Figure VI–20 : Courbe de la tension de sortie maximale obtenue à partir d'un seul étage.

Il est clair que le circuit à un étage vérifie la rectification du signal d'entrée avec une perte qui varie entre 20 et 60% de l'amplitude du signal d'entrée.

Nous avons procédé à la même démarche pour le circuit à 6 étages. Les courbes de charge d'une capacité de 10nF en utilisant différentes valeurs d'amplitude d'entrée sont représentées sur les Figure VI–21.à Figure VI–23.

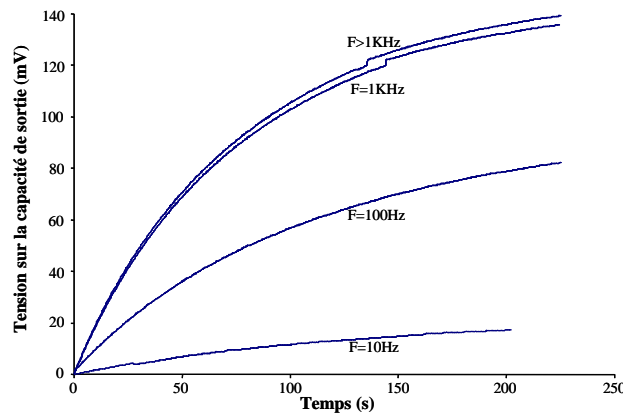


Figure VI–21 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 50mV).

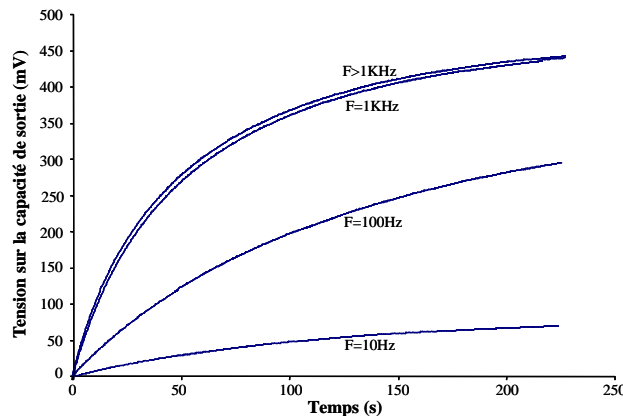


Figure VI–22 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 100mV).

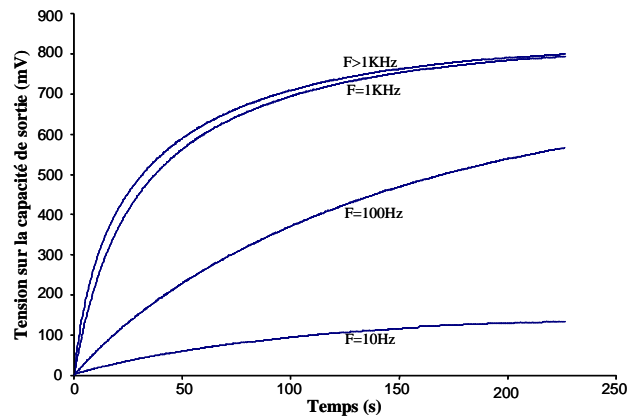


Figure VI-23 : Courbes de charge d'une capacité de 10nF (entrée 150mV).

La Figure VI-24 représente les tensions de sortie obtenues par un multiplicateur à six étages en fonction de la valeur de la fréquence du signal d'entrée.

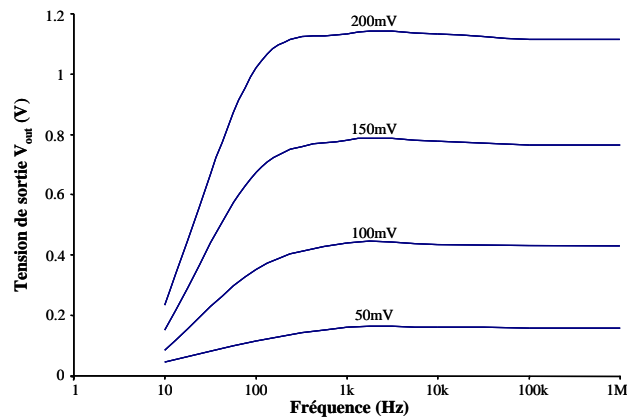


Figure VI-24 : Courbes de l'amplification en fonction de la fréquence (circuit à 6 étages).

La Figure VI-25 représente la valeur maximale de la tension de sortie qui peut être atteinte en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée pour une fréquence supérieure à 1kHz.

La valeur maximale est atteinte après une certaine valeur de fréquence qui dépend de la valeur des capacités internes du multiplieur de tension.

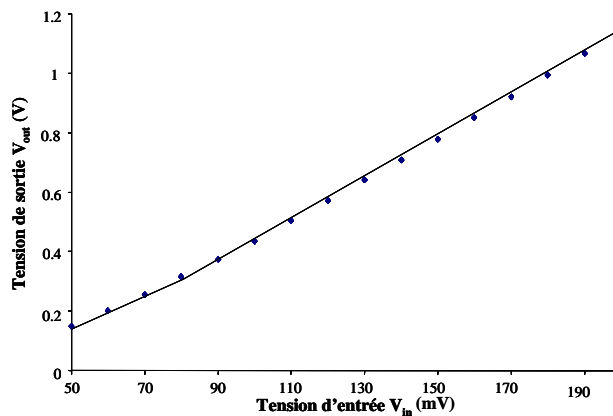


Figure VI-25 : Courbes de l'amplification en fonction de la valeur de tension d'entrée.

L'amplification de cette structure vaut trois pour une faible amplitude de signal d'entrée ($<50\text{mV}$), cette amplification monte jusqu'à six pour des signaux dont l'amplitude est supérieur à 150mV . Cette différence est une conséquence du comportement de la diode (Figure VI-14).

b. Avec un microgénérateur piézoélectrique

Dans la première phase de caractérisation du système, nous avons relié le multiplieur de tension (circuit DIL8) avec le μGPE qui se trouvait sur un pot vibrant. Nous avons étudié la réponse du multiplieur de tension en utilisant comme entrée un μGPE . Les générateurs utilisés sont ceux fabriqués dans notre groupe par M. Marzencki dans le cadre de sa thèse.

La Figure VI-26 représente une photo des microgénérateurs. La partie active de ce générateur est une couche de nitrure d'aluminium (AlN) de $1\mu\text{m}$. La masse m , qui est utilisée pour atteindre la fréquence de résonance du cahier des charges, est composée d'une structure SOI qui fait $800\mu\text{m} \times 1200\mu\text{m}$ avec un épaisseur de $525\mu\text{m}$.

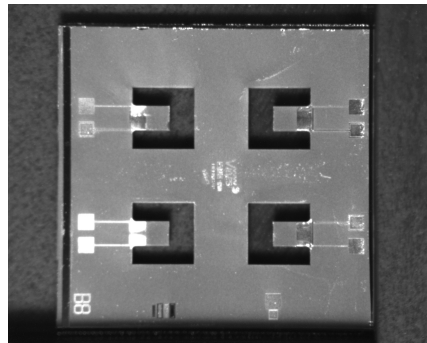


Figure VI-26 : Photo des microgénérateurs piézoélectriques.

Nous avons utilisé un pot vibrant pour exciter le microgénérateur à sa fréquence de résonance f_{res} . Le signal obtenu par le microgénérateur est un signal de fréquence f_{res} modulé par un signal à 50Hz qui est considéré comme un signal parasite.

La Figure VI-27 représente la courbe de charge d'une capacité C_{out} de 10nF en utilisant le microgénérateur piézoélectrique à travers le multiplicateur de tension à six étages. Le signal sortant du générateur est un signal de fréquence à 1850Hz et d'amplitude 150mV , modulé par un signal à 50Hz . L'amplitude totale des deux signaux est de 370mV .

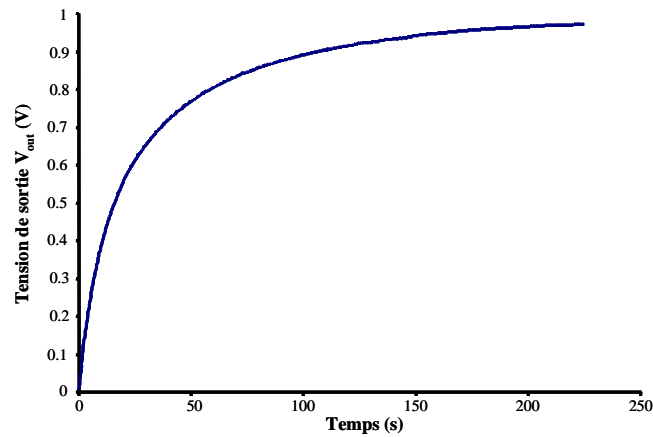


Figure VI-27 : Courbe de Charge de $C_{out} = 10\text{nF}$ avec μGPE ($f_s = 1850\text{Hz}$).

Puisque le signal qui entre dans le multiplicateur de tension n'est pas uniquement celui du microgénérateur, alors nous avons étudié l'influence du signal parasite sur la réponse du générateur. Pour cela nous avons utilisé un modèle équivalent de notre essai expérimental. Nous avons utilisé le modèle simplifié du générateur piézoélectrique présenté dans le chapitre 2 d'une part, tandis que le signal parasite est considéré comme un générateur de tension de fréquence 50Hz qui se superpose au signal utile. Le modèle utilisé est représenté sur la Figure VI-28.

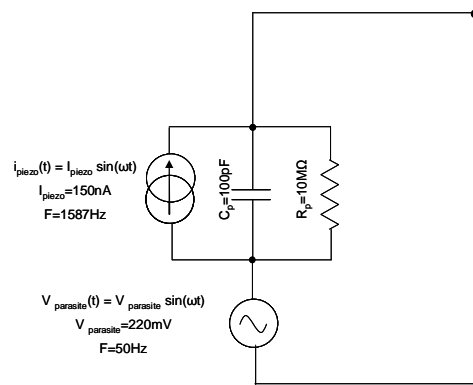


Figure VI-28 : Modèle du microgénérateur avec le signal parasite.

La comparaison entre le résultat de simulation obtenu à partir du schéma de la Figure VI-28 et celui donné par l'expérience est reportée sur la Figure VI-29.

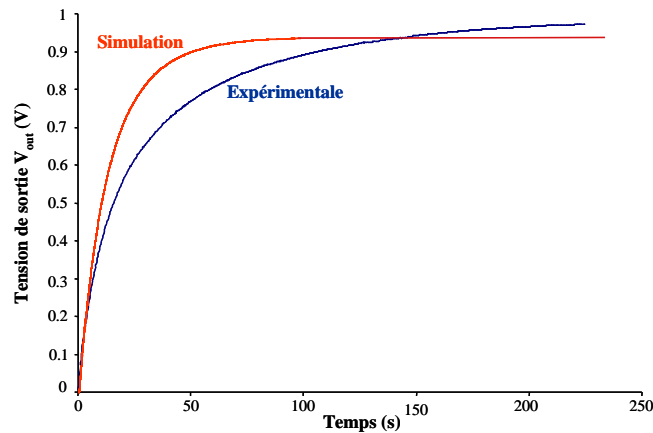


Figure VI-29 : Comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation.

Nous pouvons constater un accord acceptable entre les deux résultats notamment sur la valeur finale de la tension en sortie.

Le temps de montée expérimental étant plus élevé par rapport à la simulation prouve que nous négligeons des effets parasites (notamment capacitifs) sur la partie mesure de la tension de sortie (sonde $1\text{M}\Omega//13\text{pF}$). Nous avons effectué une autre simulation en éliminant la source de tension parasite, la comparaison entre les deux cas (avec et sans la source de parasite) est représentée sur la Figure VI-30.

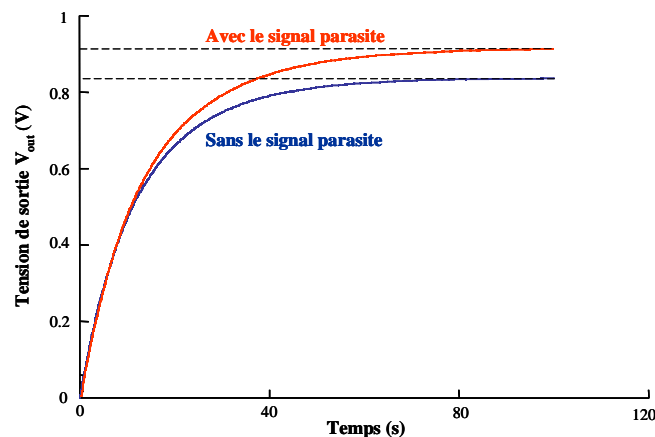


Figure VI-30 : Réponse du multiplicateur pour un signal du générateur d'amplitude 150mV.

Nous constatons une différence entre les deux courbes de l'ordre de 100mV.

Cette différence devient beaucoup plus petite pour des valeurs d'amplitude du générateur plus importantes. Ceci est visible sur la Figure VI-31 lorsque la valeur de l'amplitude fournie par le microgénérateur vaut 240 mV.

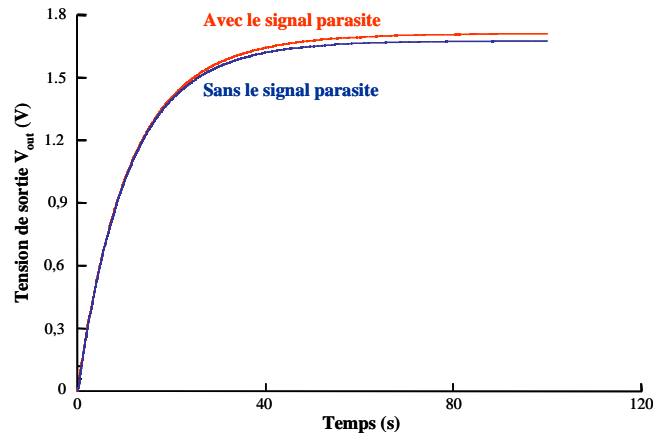


Figure VI-31 : Réponse du multiplicateur pour un signal du générateur d'amplitude 240mV.

Dans ce cas, nous pouvons considérer que l'entrée du multiplicateur est celle obtenue par le microgénérateur.

La courbe de l'amplification dans le cas du microgénérateur est donnée par la Figure VI-32.

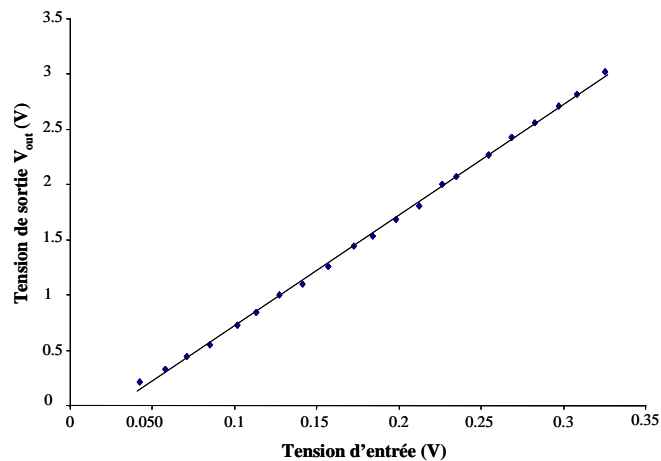


Figure VI-32 : Sortie du multiplieur de tension à 6 étages en fonction de l'entrée du µGPE en AIN.

Pour éliminer l'influence du signal parasite et pour avoir une entrée d'amplitude bien définie, nous avons procédé en connectant la sortie du microgénérateur avec l'oscilloscope qui présente une charge résistive de $1M\Omega$ en parallèle avec une capacité de $13pF$. La réponse du multiplieur de tension pour un seul étage et six étages sont représentés sur la Figure VI-33 et la Figure VI-34. La fréquence de résonance du microgénérateur est de $1610Hz$.

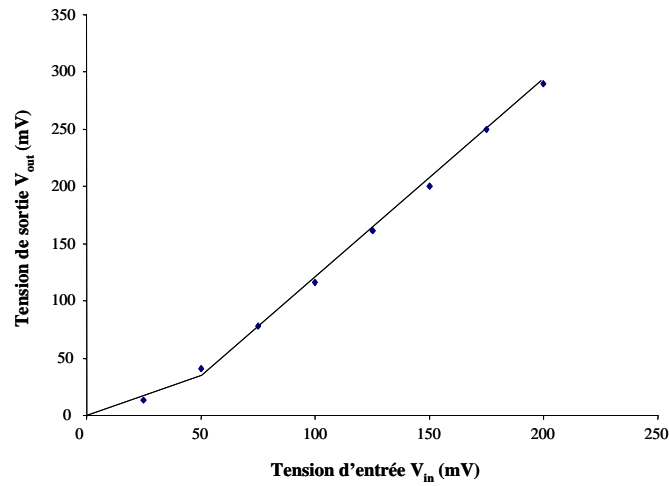


Figure VI-33 : Sortie du multiplicateur de tension en fonction de l'entrée du μ GPE en AIN (1 étages).

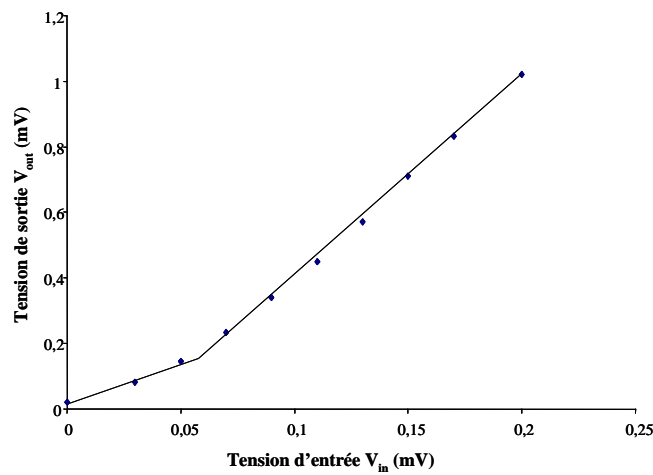


Figure VI-34 : Sortie du multiplicateur de tension en fonction de l'entrée du μ GPE AIN (6 étages).

Pour réaliser un Système in a Package, et pour éliminer les parasites introduits par le câblage, nous avons connecté un circuit multiplicateur de tension avec le microgénérateur comme présenté sur la Figure VI-35.

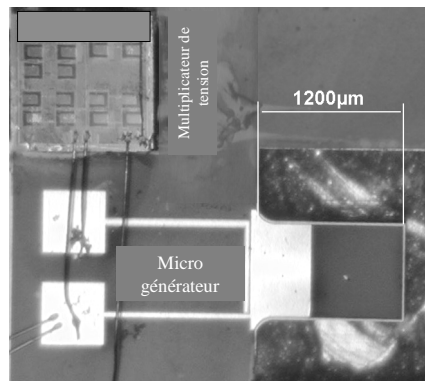


Figure VI-35 : SiP contenant un microgénérateur et un multiplicateur de tension.

L'application d'une accélération de 0,05g avec une fréquence de 1510Hz sur le μ GPE donne une tension de 10mV, cette valeur n'est pas mesurée mais estimée à partir des caractéristiques obtenues sur des μ GPE identiques. La sortie du multiplieur est reliée à une capacité de 400pF. La Figure VI-36 représente l'évolution de la tension sur la capacité de sortie au cours du temps

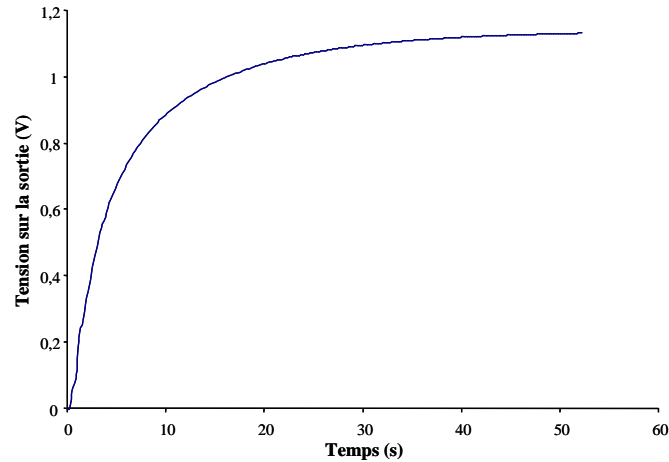


Figure VI-36 : Evolution de la tension sur une capacité de 400pF (excité à 50mg).

Nous constatons que La courbe de la sortie du système en fonction de l'accélération est représentée sur la Figure VI-37.

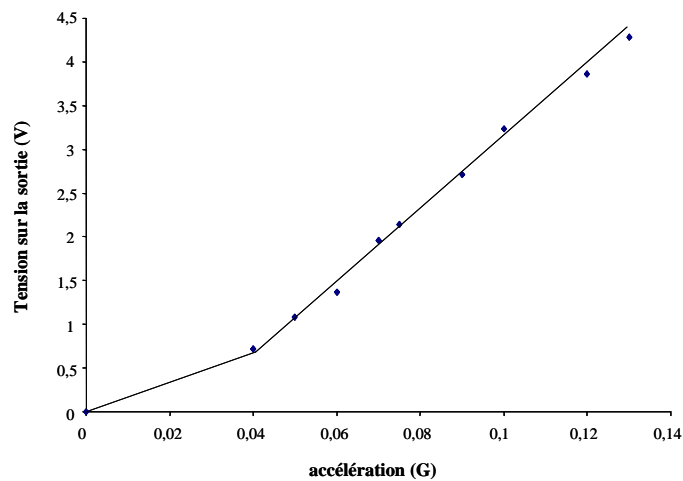


Figure VI-37 : Sortie du générateur en fonction de l'accélération appliqué sur le SiP.

Nous constatons que le multiplicateur de tension présente une amplification de trois pour une entrée de l'ordre de 50mV, cette amplification arrive à six pour une entrée de 200mV. Ce comportement est du aux caractéristiques de la diode qui laisse passer un courant de l'ordre de 0,15nA pour des tensions d'entrée de l'ordre de 50mV, tandis que ce courant s'élève à 80nA pour une entrée de 200mV.

L'amplification pour le cas du microgénérateur n'était pas aussi simple à déterminer à cause de l'existence du signal parasite associé avec le signal du microgénérateur. Pour cette raison nous préférons fournir l'évolution de la tension du système en fonction de l'accélération. Ces résultats

prouvent que nous pouvons charger une capacité avec des accélérations de faible amplitude que l'on retrouve dans beaucoup d'applications.

Une autre série de mesures a consisté à connecter la sortie du multiplieur de tension à une capacité de $1\mu\text{F}$. Les courbes de charge de cette capacité avec plusieurs valeurs d'accélération sont représentées dans la Figure VI-38.

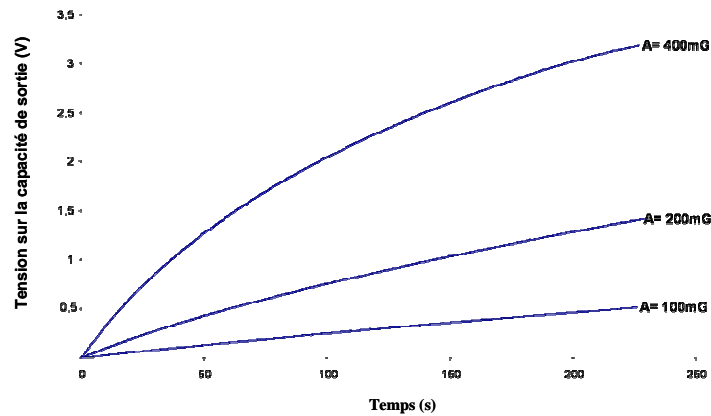


Figure VI-38 : Evolution de la tension sur une capacité de $1\mu\text{F}$ pour plusieurs valeurs d'excitations

Le Tableau 12 montre les valeurs moyennes de puissances et énergies récupérées sur une capacité de $1\mu\text{F}$. Nous constatons que pour une accélération de 400mg, la puissance moyenne récupérée est de 33nW. En se rappelant que la valeur de puissance moyenne nécessaire pour faire fonctionner un microsystème autonome (cf. chapitre 1) vaut 150nW, nous pouvons utiliser 5 modules de ce type pour avoir un microsystème autoalimenté.

Accélération (mg)	Puissance moyenne (nW)	Energie après 250s (μJ)
100	0,14	0,156
200	1,76	1,125
400	33	5,3

Tableau 12 : Puissance et énergie récolté sur une capacité de $1\mu\text{F}$ via le multiplieur de tension pour différentes accélération.

Une étude montre que l'efficacité de ce multiplieur est faible. Par exemple pour un microgénérateur piézoélectrique qui a une tension à circuit ouvert de 100mV et une puissance maximale de 1,5nW sur une charge résistive. Le rendement du multiplieur vaut dans ce cas 7%. Ce rendement augmente si la tension donnée par le microgénérateur augmente. Le rendement est lié aussi au nombre d'étage du multiplieur comme il est montré sur la Figure VI-39.

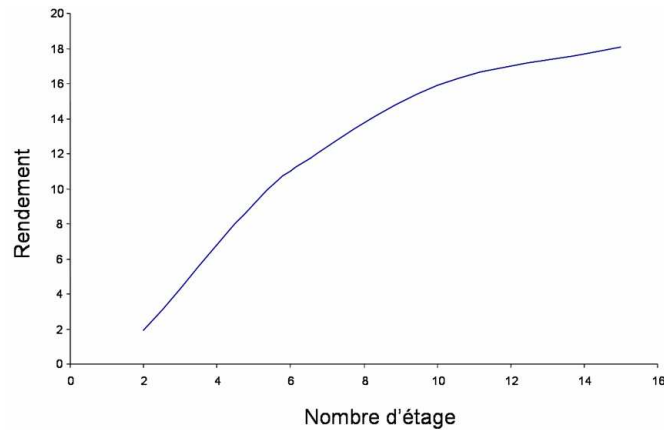


Figure VI-39 : Relation entre le nombre d'étage du multiplicateur de tension et le rendement.

Nous avons réalisé un système auto-alimenté qui contient un μ GPE connecté avec un circuit multiplicateur de tension branché à sa sortie à une capacité C_L de $1\mu\text{F}$. Cette capacité joue le rôle d'une source d'alimentation pour le circuit AC/DC, qui est lui aussi connecté au μ GPE. Sa sortie est reliée à une capacité de 80nF (Figure VI-40).

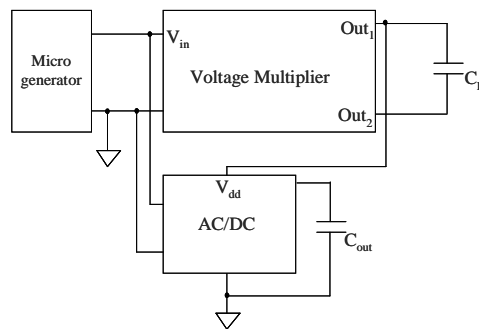


Figure VI-40 : Schéma du circuit auto-alimenté.

La Figure VI-41 représente la sortie sur la capacité de sortie du redresseur AC/DC pour un microgénérateur qui donne un signal d'amplitude de 65mV .

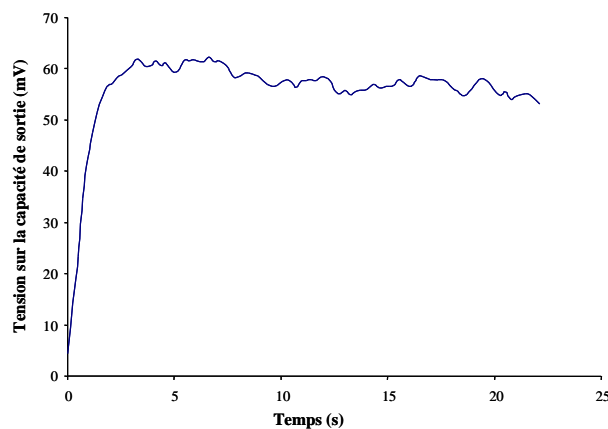


Figure VI-41 : Tension sur la sortie du redresseur AC/DC, l'amplitude du signal du microgénérateur est 65mV .

Une autre courbe, avec une amplitude du microgénérateur plus grande (140mV), montre que la sortie de l'AC/DC est plus stable. Dans ce cas le générateur fournit l'énergie nécessaire pour que le multiplicateur de tension soit capable d'alimenter le circuit AC/DC.

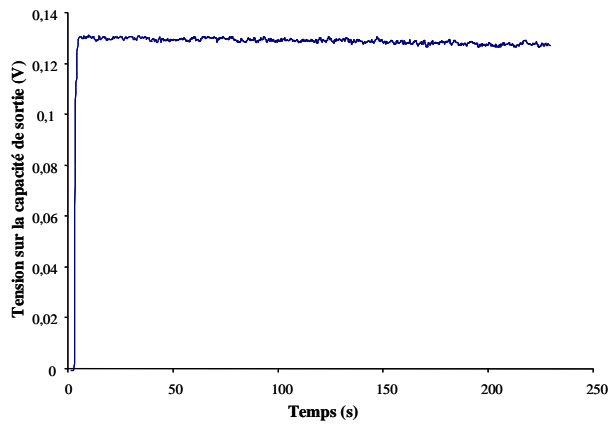


Figure VI-42 : Tension sur la sortie du redresseur AC/DC, l'amplitude du signal du microgénérateur est 140mV.

Il est clair que la valeur de la tension récupérée est faible mais ceci est dû à la faible valeur de tension générée par le μ GPE. Ce qui est important dans cette structure est que nous avons pu rectifier le signal délivré par le microgénérateur caractérisé par une faible amplitude et une ultra faible puissance sans l'utilisation d'une source de tension extérieure (auto alimentation). Pour vaincre ce handicap, on propose de connecter plusieurs structures en série pour avoir la tension voulue qui permettra d'alimenter notre microsystème autonome (Figure VI-43).

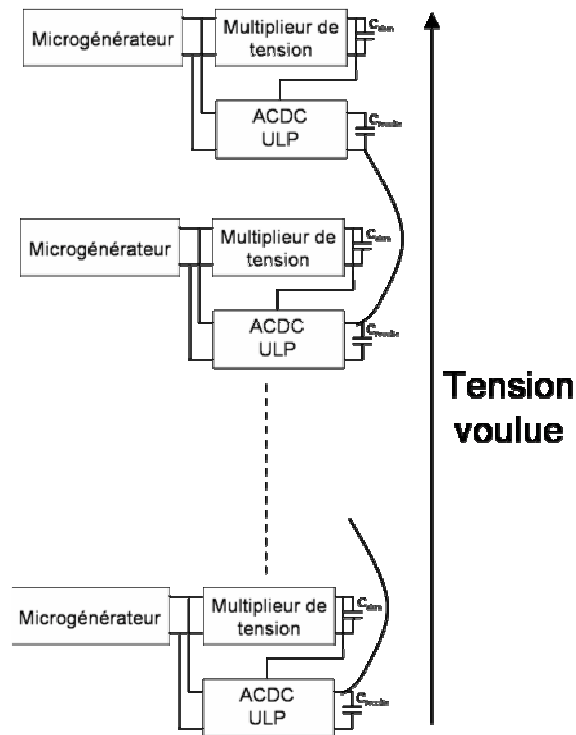


Figure VI-43 : Structure proposée pour avoir une alimentation d'un microsystème autonome.

VI.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les solutions envisagées pour la récupération d'énergie des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques. Nous avons vu que le convertisseur AC/DC conventionnel suivi d'un convertisseur DC/DC contrôlé est préférable pour les macrostructures de dimensions centimétriques. Les microstructures ont besoin de circuits différents. Nous avons proposés différentes solutions pour les GPE et GEM. Nous avons vu que le rendement de ces structures est généralement faible.

La solution la plus intéressante est celle du multiplieur de tension qui ne nécessite pas d'alimentation extérieure, et qui peut amplifier des signaux d'amplitude très faible de l'ordre de quelques dizaines de millivolts. Cette solution a été fabriquée en CI grâce à la technologie HCMOS9GP de ST Microelectronics, et testé avec le μ GPE.

Nous avons aussi conçu et fabriqué un circuit AC/DC intégré en technologie AMS0.35 μ . Ce convertisseur est capable de redresser des signaux dont l'amplitude est de l'ordre de quelques millivolts. Ce circuit présente une consommation ultra basse. La tension d'alimentation pour ce circuit peut varier de 2V jusqu'à 3,6V. Sa consommation descend approximativement à 400pW pour une alimentation de 2V, ce qui veut dire une consommation de moins de 1nW.

Nous avons remarqué que le multiplieur de tension ne nécessite pas d'alimentation extérieure, il donne une sortie de quelques volts pour une excitation du générateur de quelques dizaines de mg, mais son rendement est faible. Par ailleurs, le convertisseur AC/DC peut avoir un rendement élevé mais nécessite une alimentation extérieure (consommation proche de 1nW).

Nous avons donc proposé d'utiliser le multiplieur de tension pour alimenter le convertisseur AC/DC. Avec cette configuration nous avons pu rectifier le signal du microgénérateur caractérisé par une faible amplitude et ultra faible puissance d'une façon efficace et sans l'utilisation de source de tension extérieure (auto alimentation). On propose de connecter plusieurs structures en série pour avoir la tension voulue pour alimenter notre microsystème autonome.

VI.6. Références

- [109][\[Ottman2002\]](#) *Ottman, G.K., Hofmann H.F., Bhatt A.C. and Lesieutre G.A., Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply, IEEE transaction. on power electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 669-76, Sept 2002.*

CONCLUSION & PERSPECTIVES

Cette thèse est une contribution dans le domaine de la gestion d'énergie pour les microsystemes autonomes. Nous avons traité le cas des systemes qui s'alimentent en utilisant les sources d'énergie vibratoires. Ces énergies sont récoltées grâce à des microgénérateurs piézoélectriques ou électromagnétiques. Les microgénérateurs piézoélectriques sont conçus, caractérisés et fabriqués dans notre équipe durant la thèse d'un collègue. Tandis que les microgénérateurs électromagnétiques sont conçus, caractérisés et fabriqués avec nos partenaires de l'UoS et l'Institut Tyndall.

Nous avons présenté le système de conversion d'énergie utilisée. Nous avons identifié les problèmes liés à la conception de chaque partie de ce système, et nous avons proposé des solutions pour surmonter les divers verrous.

Nous avons proposé d'utiliser les techniques non linéaires pour surmonter le problème lié aux signaux de faibles tensions et puissances fournies par les microgénérateurs. Nous avons proposé une nouvelle technique inspirée par les techniques déjà utilisées. Nous avons investigué l'influence de la réduction d'échelle sur l'efficacité de ces techniques. Les résultats ont montré que l'application des techniques SSHI en intégration nécessite l'utilisation d'inductances et d'interrupteurs intégrés avec de petites valeurs de résistances internes. En outre ces résistances n'ont pas d'influence sur l'efficacité de la technique SSHC. Finalement, nous avons conclu que cette technique est la mieux adaptée pour notre microsysteme autonome.

De plus, nous avons proposé deux solutions pour surmonter le problème lié à la forte tension de seuil des diodes par rapport aux tensions générées par les microgénérateurs. La première solution est basée sur la conception d'une diode de faible tension de seuil. La deuxième solution est basée sur la conception d'une diode active à faible consommation. Pour réaliser la première solution, nous avons proposé une structure d'une diode qui a une tension de seuil de 40mV. Pour réaliser la deuxième solution nous avons proposé une structure de diode composée d'un interrupteur commandée par un comparateur. Le défi était de concevoir un comparateur à ultra basse consommation. Pour cette raison nous avons conçu une structure innovante du comparateur à ultra basse consommation.

Parallèlement à ces structures, nous avons proposé une structure de circuit de contrôle à ultra basse consommation pour surmonter le problème lié à la consommation du circuit de contrôle pour les convertisseurs DC/DC.

Ces solutions ont été utilisées pour construire un système complet de gestion d'énergie. Nous avons utilisé les circuits à ultra basse consommation et les techniques non linéaires pour construire un circuit

spécifique de récupération d'énergie. Nous avons conçu ce comparateur (schéma et layout), et nous l'avons réalisé grâce à la technologie austriamicrosystems CMOS 0.35 C35B4C3.

Nous avons utilisé les diodes actives pour avoir un AC/DC à consommation ultra basse. Nous avons conçu ce comparateur (schéma et layout), et nous l'avons réalisé avec la technologie austriamicrosystems CMOS 0.35 C35B4C3. Ce convertisseur est capable de rectifier des signaux de quelques millivolts d'amplitudes avec une consommation ultra basse qui descend jusqu'à moins de 1 nanowatt pour une source d'alimentation de 2V. L'étude théorique de ce convertisseur montre que l'efficacité peut atteindre des valeurs très importantes pour les basses fréquences autour de 100Hz et pour une large gamme de résistances de charge.

Nous avons utilisé également les diodes à faibles tensions de seuil pour concevoir un multiplieur de tension qui amplifie des signaux dont l'amplitude est de quelques dizaines de millivolts. Nous avons conçu ce multiplieur (schéma et layout), et nous l'avons réalisé avec la technologie STMicroelectronics CMOS0.12 HCMOS9. L'efficacité de ce multiplieur est faible, pour un microgénérateur piézoélectrique qui a une tension à circuit ouvert de 100mV et une puissance maximale de 1,5nW sur une charge résistive. Le rendement du multiplieur vaut dans ce cas 7%. Ce rendement augmente si la tension donnée par le microgénérateur augmente.

Grâce aux techniques d'assemblage disponibles par le CIME-Nanotech (Minatec – Grenoble), nous avons pu réaliser un « System in a Package » (SiP) qui contient un microgénérateur et le multiplieur de tension. Le test de cette structure montre que l'on peut avoir une tension de 1 volt pour une accélération très faible de 50mg. Une autre série de mesures sur cette structure montre que l'on peut charger une capacité de 1 μ F par une tension de 3,25V pendant 250s ce qui veut dire une puissance moyenne de 33nW.

Nous avons remarqué que le multiplieur de tension ne nécessite pas d'alimentation extérieure, il donne une sortie de quelques volts pour une excitation du générateur de quelques dizaines de mg, mais son rendement est faible. Par ailleurs, le convertisseur AC/DC peut avoir un rendement élevé mais nécessite une alimentation extérieure (consommation proche de 1nW).

Nous avons donc proposé d'utiliser le multiplieur de tension pour alimenter le convertisseur AC/DC. Avec cette configuration nous avons pu rectifier le signal du microgénérateur caractérisé par une faible amplitude et ultra faible puissance d'une façon efficace et sans l'utilisation de source de tension extérieure (auto alimentation). On propose de connecter plusieurs structures en série pour avoir la tension voulue pour alimenter notre microsystème autonome.

Finalement, dans le cadre du projet VIBES, nous nous sommes fortement impliqués dans la modélisation des microbatteries, et dans la simulation globale de la partie récupération d'énergie constituée par le générateur, les circuits AC/DC et DC/DC, le contrôleur, et la microbatterie.

En termes de perspectives à très court terme, nous avons pour objectif de caractériser les circuits de récupération d'énergie (circuits C et D du chapitre VI) afin de confronter les résultats expérimentaux à nos simulations.

Nous avons constaté que pour les microsystemes à faibles activités (c'est le cas des systemes de surveillance et d'alertes pour les machines comme pour l'être humain) la majeure partie de la consommation est due au microcontrôleur. Il nous semble pertinent de concevoir à plus long terme, un ASIC de type ULP pour contrôler le fonctionnement général du microsysteme autonome. Pour augmenter l'autonomie du systeme, ce circuit aura pour mission première de solliciter les sous-systemes en fonction des tâches à effectuer et de les mettre en veille juste après. L'approche basée sur des méthodes asynchrones pourrait être une piste intéressante à explorer dans le cadre de cette thématique de recherche.

Nous proposons également d'étudier les solutions basées sur des microgénérateurs hybrides pour bénéficier de plusieurs types d'énergies disponibles.

Parallèlement, nous pensons que l'utilisation de modèles plus précis des microgénérateurs, des microbatteries, voire des supercapacités ; permettront de faire des simulations globales plus précises dans lesquelles nous pourrons investiguer l'influence de divers paramètres (Température, état de charge la batterie, etc..) sur l'efficacité du systeme.

ANNEXE A LES INDUCTANCES INTEGREES

A.1. Introduction

Nous allons présenter dans cette annexe:

- les différentes méthodes de fabrication des inductances;
- la définition des pertes dans les inductances intégrées;
- la définition du facteur de qualité pour les inductances;
- et les méthodes pour améliorer la valeur de ce facteur de qualité.

A.2. Méthodes de fabrication des inductances

Les principales méthodes pour réaliser les inductances sont:

- les inductances en dehors du circuit intégré (CI);
- les inductances actives (gyrateur);
- les inductances intégrées sur silicium.

L'utilisation des inductances en dehors des CI, introduit beaucoup d'éléments parasites dus aux fils de connexion, ce qui pénalise son emploi notamment dans les applications en HF.

Les inductances actives présentent des inconvénients comme la faible précision de la valeur de L, et surtout la consommation d'énergie.

Les inductances sur silicium, 'ou inductances intégrées' sont compatibles avec les systèmes qui nécessitent la miniaturisation (systèmes de communications sans fils). Cette méthode possède aussi le problème des éléments parasites, mais on va voir comment on peut éliminer ou diminuer l'effet de ces éléments.

La méthode la plus connue pour avoir une inductance intégrée est la fabrication d'une simple spirale rectangulaire ou polygonale sur le substrat. Le problème de cette méthode est l'existence des éléments parasites. Plusieurs recherches ont été effectuées pour la diminution de ces éléments [Duo2003], [Park2002], [Héctor2002], et [Yoon1999].

Pour les inductances sur silicium les paramètres de conception et les paramètres technologiques donnent les caractéristiques de l'inductance.

Les paramètres de conception sont présentés sur la Figure VI-44:

- L_x : le largueur extérieur de l'inductance.
 W : le largueur des pistes en métal.
 S : la distance entre les lignes de métal.
 N : le nombre de tours.

Ce sont les paramètres que le concepteur peut modifier.

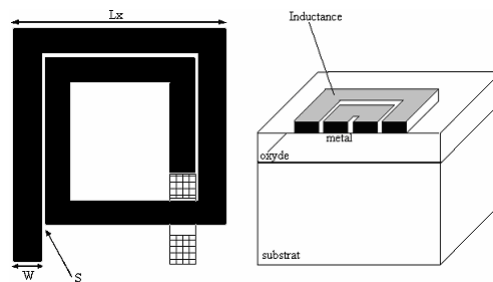


Figure VI-44 : Paramètres de conception de l'inductance : vue de dessus et vue en coupe.

Les paramètres technologiques sont ; L l'épaisseur du métal, la résistivité du métal, l'épaisseur du substrat, la résistivité du substrat, l'épaisseur de la couche d'oxyde. Ces paramètres sont hors contrôle de la part du concepteur.

A.3. Les pertes dans les inductances intégrées

Pour avoir le modèle équivalent de l'inductance, il faut déterminer tous les éléments parasites associés. Ces éléments parasites diminuent la performance énergétique de l'inductance. Cette performance est représentée par la valeur du facteur de qualité (Q). Ce facteur représente le rapport entre l'énergie magnétique stockée dans l'inductance et l'énergie dissipée. Les éléments parasites notamment résistifs augmentent la valeur de l'énergie dissipée, et les éléments parasites capacitifs stockent l'énergie sous forme électrique. Alors on peut considérer les éléments capacitifs et résistifs comme des éléments de pertes d'énergie. Nous allons expliquer les origines de ces éléments.

Les éléments de pertes sont dus aux : pertes par le substrat et pertes dans le métal. La Figure VI-45 représente l'inductance avec tous les éléments parasites.

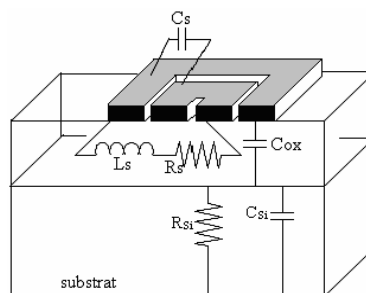


Figure VI-45 : L'inductance avec les éléments parasites.

Les pertes dans le substrat

Il existe deux sources de pertes dans le substrat :

- les pertes dues à la résistivité du semi-conducteur (R_{Si});
- les pertes de type capacitif (C_{Si}).
- Si on imagine une coupe verticale dans le substrat Figure VI-45, on constate l'existence d'un courant de fuite qui passe dans le substrat. Ce courant a deux origines :
- le couplage capacitif entre l'inductance et le substrat;
- les courants de Foucault qui apparaît à cause de la variation du champ magnétique produit par l'inductance. Ce courant est une source de dissipation d'énergie, de plus il diminue la valeur de L, car il produit un champ électrique opposé à celui produit par l'inductance (effet de mutuelle inductance).

Il est évident que le courant qui circule dans le substrat est plus important quand la résistivité du substrat est plus petite. Sachant que la conductivité du semi-conducteur est donné par la relation suivante :

$$\sigma_{Si} = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad [\text{S/m}]$$

Avec q : est la charge de l'électron.

μ_n : est la mobilité des électrons.

μ_p : est la mobilité des trous.

Le substrat peut être représenté comme une capacité en parallèle avec une résistance [Héctor2002], l'effet capacitif apparaît essentiellement aux hautes fréquences (centaines de MHz).

Les pertes dans le métal

La résistance du métal est un facteur déterminant sur la perte dans les inductances. L'aluminium, est le métal normalement utilisé dans la fabrication des inductances. Sachant qu'on peut avoir des valeurs de résistivité plus petites avec d'autres matériaux comme l'argent, le cuivre, et l'or, mais l'utilisation de l'aluminium est compatible avec les processus des circuits CMOS.

La résistance de métal est exprimée par la résistance carrée qui vaut :

$$R_{carré} = \frac{\rho}{h} (\Omega)$$

$$\text{Où } \rho = \frac{1}{\sigma}$$

Pour diminuer la résistance du métal il faut :

- augmenter l'épaisseur du métal en jouant sur la technologie de fabrication.
- diminuer la longueur des spires, ou augmenter le largeur de spire.

Il faut mentionner le changement de la résistance de l'inductance en augmentant la fréquence. Le source de cette augmentation est l'effet de peau que l'on va expliquer.

L'effet de peau

La densité de courant est affectée par la fréquence. Cette densité n'est plus uniforme le long de la section du métal. La relation de densité de courant est fonction de la profondeur x dans le métal :

$$J(x) = J_0 \exp\left(\frac{-x}{\delta}\right) \quad [\text{A.m}^{-2}]$$

δ : est le profondeur pour lequel la densité de courant vaut $\frac{J_0}{e}$.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad [\text{m}]$$

Avec

f : Fréquence de travail.

μ : Permittivité du métal.

σ : Conductivité du métal.

La Figure VI-46 représente le changement de la densité du courant dans le métal.

Il existe aussi un autre type d'élément parasite relié au métal, c'est la capacité entre les spires de métal (C_s). La valeur de cette capacité est très petite (quelques fF).

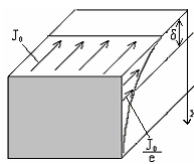


Figure VI-46 : La densité de courant dans le métal.

A.4. Le facteur de qualité de l'inductance Q

Le modèle équivalent de l'inductance avec les éléments parasites est représenté sur la Figure VI-47, par un quadripôle en forme π .

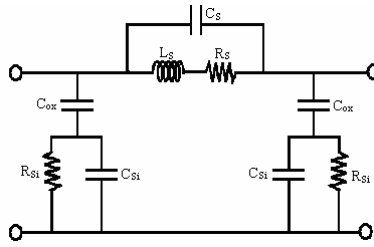


Figure VI-47 : Le modèle équivalent de l'inductance.

Pour calculer le facteur de qualité de l'inductance on prend le modèle précédent en liant le deuxième terminal à la masse. Ce modèle sera aussi valable dans l'oscillateur LC, dans le quelle on intégrera l'inductance. On obtient alors les modèles équivalents représentés sur la Figure VI-48.

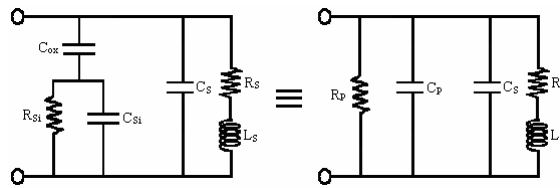


Figure VI-48 : Le modèle simplifié de l'inductance.

Les valeurs de R_p et C_p sont données par les relations suivantes:

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si} (C_{ox} + C_{si})^2}{C_{ox}^2}$$

$$C_p = C_{ox} \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 R_{si}^2}$$

Le facteur de qualité de l'inductance est défini par le rapport entre l'énergie effective magnétique stockée dans l'inductance et celle dissipée par les effets résistifs, alors:

$$Q = \frac{E_{magnétique} - E_{électrique}}{E_{pertes}}$$

$$E_{magnétique} = \frac{V_0^2 L_s}{2[(\omega L_s)^2 + R_s^2]}$$

$$E_{électrique} = \frac{V_0 (C_s + C_p)}{2}$$

$$E_{loss} = \frac{V_0^2}{2\omega} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega L_s)^2 + R_s^2} \right]$$

On obtient alors :

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s (C_s + C_p) \right]$$

$$Q = Q(IS) * f(SL) * f(SRF)$$

Avec

$Q(IS)$: est la valeur de facteur de qualité quand il n'y a pas d'effet de substrat.

$f(SL)$: est un facteur lié à la perte du substrat (Substrat Loss)

$f(SRF)$: est un facteur lié à la fréquence de résonance (Self Resonance Frequency).

La Figure VI-49 représente l'influence du substrat sur ce facteur de qualité [Yue], et la Figure VI-50 montre l'évolution des deux termes $f(SL)$ et $f(SRF)$ en fonction de la fréquence. Ces deux courbes sont des résultats d'une étude faite à l'université de 'Stanford'.

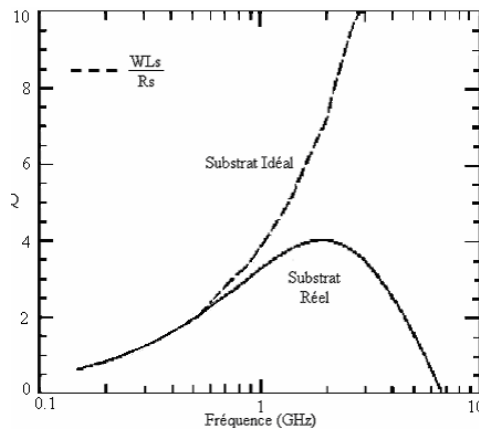


Figure VI-49 : Variation du facteur de qualité pour un substrat idéal et un substrat réel en fonction de la fréquence

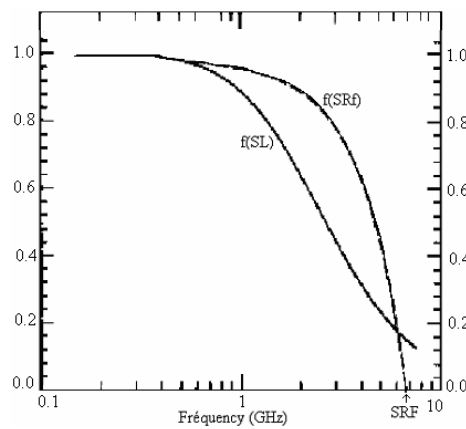


Figure VI-50 : Variation de $f(SL)$ et $f(SRF)$ en fonction de la fréquence.

A.5. Stratégies d'amélioration de Q

D'après la relation de R_p , nous constatons que la valeur de R_p tend vers l'infini si ($R_{si} = 0$) ou ($R_{si} = \infty$), dans ce cas la valeur de facteur $f(SL)$ tend vers 1 (valeur maximale). On peut améliorer la valeur de Q si le substrat est parfaitement isolant ou parfaitement conducteur. En tenant compte de cette remarque, on donne dans la suite les différentes méthodes proposées pour l'amélioration de la valeur du facteur de qualité.

Blindage sous substrat lié à la masse

Cette méthode consiste à mettre une couche conductrice sous l'inductance. Dans ce cas ($R_{si} = 0$), mais cette couche augmente les courants de Foucault. Pour diminuer ces courants, on utilise une couche conductrice qui contient des gravures, on appelle cette structure PGS (Patterned Ground Shield). Dans cette structure la capacité parasite est augmentée, et entraîne la diminution de la fréquence de résonance. La Figure VI-51 représente la structure proposée. Une étude de cette technique a montré une amélioration de Q de 1 à 8 pour 1GHz [Yue1998].

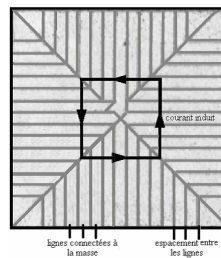


Figure VI-51 : Structure de blindage sous le substrat.

Silicium sur isolant (SOI)

Cette méthode consiste à ajouter un isolant entre l'inductance et le substrat, alors ($R_{si} = \infty$). Cette méthode est chère à cause de la complexité de processus. La Figure VI-52 représente ce type de substrat. Elle est toute fois de plus en plus utilisée du point de vue industriel, mais cette technique n'est pas disponible via l'unité de service du CMP.

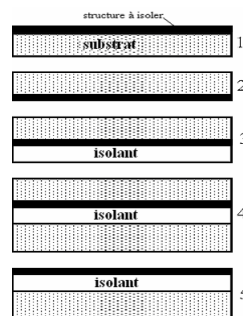


Figure VI-52 : Processus SOI.

Inductance suspendue

Cette méthode consiste à enlever le substrat au dessous de l'inductance, comme la méthode précédente, on a ($R_{si} = \infty$), mais ce processus est difficile à réaliser, et fragilisé les composants.

Influence de la géométrie sur Q

Une étude a été faite pour voir l'influence de la géométrie de l'inductance sur Q [Lee2002]. Cette étude montre qu'on peut avoir une amélioration de Q en minimisant l'espacement entre les lignes de métal, maximiser l'épaisseur du métal et rendre le diamètre intérieur de l'inductance (où il n'y a pas de métal) égale à 40% de celle de l'extérieur.

- Le Tableau 13 représente quelques méthodes proposées pour améliorer la valeur de Q.

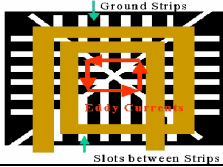
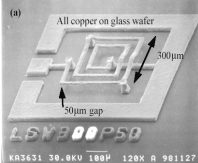
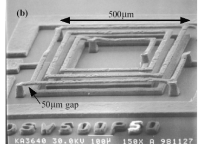
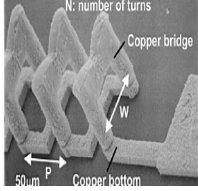
[réf] année	commentaire	Q	f(GHz)	Image
[Duo2003]	Inductance fabriquée dans l'isolant du niveau de Packaging	60	30	
[Park2002]	3-D inductance	70	6	
[Héctor2002]	Inductance sur structure de blindage (Patterned Ground Shield)	6	2	
[Yoon1999]	Inductance suspendue	60	10	
	Double couche d'inductances	38	1.5	
[Yoon1998]	Solénoïde	18	5	

Tableau 13 : différents méthodes proposés pour améliorer la valeur de Q.

On peut conclure que les deux critères essentiels pour améliorer la valeur du facteur de qualité Q de l'inductance sont :

- La réduction des pertes dans le substrat.
- La réduction des pertes dans le métal.

On a vu que la réduction des pertes dans le substrat se fait soit par la structure (PGS) ou par un substrat gravé ou isolant, ces deux dernières techniques donnent des valeurs de Q élevées, mais ils sont plus chères que la PGS.

A.6. Implémentation physique

Nous avons vu les deux critères essentiels pour améliorer la valeur du facteur de qualité Q de l'inductance. Nous présentons ici une méthode pour la fabrication d'une inductance qui tient en compte l'amélioration du facteur de qualité avec un coût de production acceptable. Cette méthode se base sur la technologie AMS 0.8 μm de Austria Microsystems, en remplaçant le deuxième niveau du métal par une autre couche du métal déposée par la technologie (LIGA) au laboratoire LPMO. On a utilisé un logiciel ASITIC, pour faire la simulation de l'inductance.

Dans la suite on va présenter brièvement la technologie de dépôt du métal (LIGA), et on donne une introduction du logiciel ASITIC. On présente après une étude qu'on a faite pour l'évaluation de la simulation par ASITIC. À la fin on donne la structure de test réalisée pour la comparaison entre notre modèle et celui de AMS 0.8 μm .

Structures sur CI (ABOVE-IC)

Dans tous les domaines (industrie, médecine, pharmacie ou dans les sciences de la vie), on cherche de plus en plus des microcomposants en matière plastique ou en métal. Pour pouvoir réaliser ces microstructures en trois dimensions, on peut utiliser la technique dite LIGA.

La technique LIGA acronyme allemand pour (Lithographie Galvanoformung Abformung), elle donne la possibilité d'obtenir des structures très épaisses (entre 1 μm et 1 mm) avec une grande définition des motifs. Cette technique se base sur l'exposition d'une résine photosensible aux rayons (X ou UV), les parties exposées sont ensuite enlevées à l'aide d'un «développeur», laissant ainsi des parois verticales très précises, cette couche de résine servira ensuite de moule pour l'électroformage d'un métal. Cette forme métallique peut devenir la pièce finale ou servir à son tour, de moule pour une variété de matières plastiques. La Figure VI-53 représente des structures de test avec des facteurs de forme de 20 (rapport épaisseur sur largeur), ces structures ont été réalisées au LPMO [Basrour].

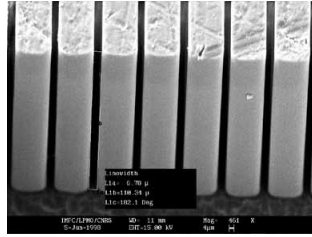


Figure VI-53 : Structures de test en polymère ($e=250 \mu\text{m}$) sur un substrat en Si.

L'utilisation des rayons UV dans la technique LIGA-UV, est très importante, car on utilise alors les aligneurs utilisés dans la fabrication des CI. En outre, toutes les étapes technologiques mises en œuvre sont réalisées à des températures inférieures à 120°C . Cette technique est donc compatible avec la fabrication de circuits intégrés. C'est la filière ABOVE-IC.

La Figure VI-54 représente les étapes clés utilisées pour la fabrication des bobines par la technique LIGA-UV.

Les étapes utilisées pour la fabrication des bobines par la technique LIGA-UV sont [Basrou2002]:

- Oxydation double face du substrat.
- Dépôt d'une couche mince de Cr/Cu.
- Dépôt de résine photosensible.
- Insolation et développement de la résine.
- Electroformage du métal.
- Elimination de la résine restant, et gravure de la couche mince par gravure ionique.

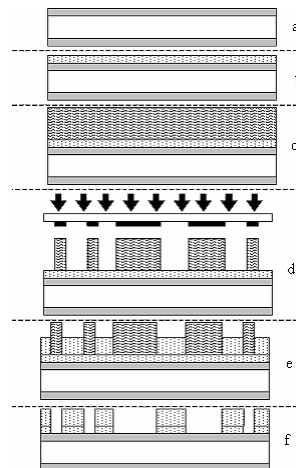


Figure VI-54 : Les étapes de la technologie LIGA-UV.

A.7. Références

- [110][Duo2003] Duo X., Zheng L.-R. and Tenhunen H.,
Modeling and simulation of spiral inductors in wafer level packaged RF/wireless chips,
ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING, 34, 39-47, 2003.
- [111][Park2002] Park E.-C., Choi Y.-S., Yoon J.-B., and Yoon E.,
Monolithically integrable RF MEMS passives,
Journal of semiconductor technology and science, Vol. 2, No. 1, March 2002.
- [112][Héctor2002] Héctor J.,
On the ultimate limits of IC inductors – An RF MEMS perspective,
Electronic Components and technology conference, 2002 IEEE.
- [113][Yoon1999] Yoon J.-B., Han C.-H., Yoon E. and Kim C.-K.,
High-performance three-dimensional on-chip inductors fabricated by novel micromachining technology for RF MMIC,
IEEE, MAY 1999.
- [114][Yoon1998] Yoon J.-B., Han C.-H., Yoon E. and Kim C.-K.,
High-performance electroplated solenoid-type integrated inductor (SI²) for RF application using simple 3D Surface micromachining technology,
IEEE September, 1998.
- [115][Lee2002] Lee S.-G. and Kim S.-C.
Spiral inductor design for quality factor,
Journal of semiconductor technology and science, Vol. 2, No. 1, MARCH 2002.
- [116][Basrou] BASROUR S .et ROBERT L.,
Axes de recherche du laboratoire LPMO,
site Web 'www.lpmo.edu/lib/'.
- [117][Basrou2002] BASROUR S., Bleuler H., Bourouina T., Cugat O., Divoux C., Fedeli J.M.,
Microactionneurs Electromagnétiques - MAGMAS, chapitre4, LAVOISIER, 2002.
- [118][Neagu1997] Neagu C.R., Jansen H.V., Smith A and Gardeniers J.G.E.,
Characterization of a planar microcoil for implantable microsystems,
Sensors and Actuators A, Vol. 62, PP. 599-611.1997.
- [119][Bohuslav2002] Bohuslav P.
Conception de microcapteurs PH-ISFET faible bruit et d'inductances intégrées suspendues a fort facteur de Qualité Q,
Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'INPG, PP.120-135. 2002.
- [120][Yue] Yue C.P., Ryu C., Lau J., Lee T. H., and Wong S. S.,
A Physical model for planar spiral inductors on silicon,
Site web <http://holst.stanford.edu/CPYue>.

- [121][Yue1998] *Yue C.P. and Wong S. S.,
ON-Chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's,
IEEE Journal of solid state circuits, Vol. 33, No. 5, MAY 1998.*
- [122][Lee2002] *Lee S.-G. and Kim S.-C.,
Spiral inductor design for quality factor,
Journal of semiconductor technology and science, Vol. 2, No.1, MARCH 2002.*

ANNEXE B Etude analytique des convertisseurs DC/DC à commutation

B.1. Etude du transfert d'énergie (GPE)

La Figure VI-55 représente la structure conventionnelle du GPE avec le convertisseur AC/DC.

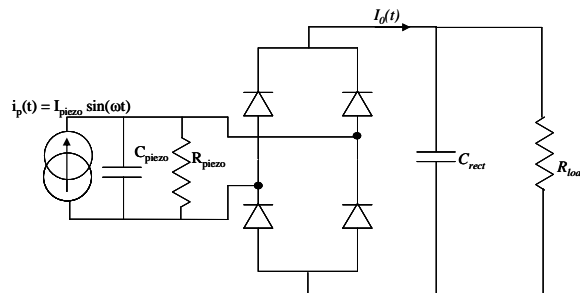


Figure VI-55 : Le GPE avec le convertisseur AC/DC.

Nous allons considérer dans la suite que C_{rect} est assez grande pour que la tension en sortie V_{rect} soit constante.

Si la tension sur la capacité C_p est inférieure à V_{rect} toutes les diodes sont bloquées et le courant en sortie $i_o(t)$ est nul. Quand cette tension est égale à V_{rect} , un courant circule depuis le GPE vers la charge et la capacité C_{rect} . La forme d'onde du signal $v_p(t)$ est représentée dans la Figure VI-56.

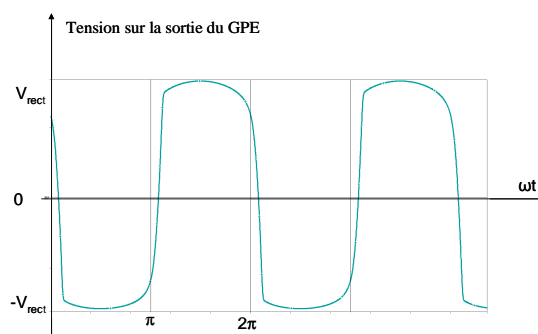


Figure VI-56 : La tension en sortie du GPE.

Si on considère la charge comme une impédance infinie le courant $i_p(t)$ est distribué entre C_p et C_{rect} .

Le courant en sortie est donc :

$$i_o(t) = 0, \quad 0 < \omega t < u$$

$$i_o(t) = \frac{C_{rect}}{C_{rect} + C_p} I_p |\sin(\omega t)|, \quad u < \omega t < \pi$$

La courbe associée à ces relations est reportée sur la Figure VI-57.

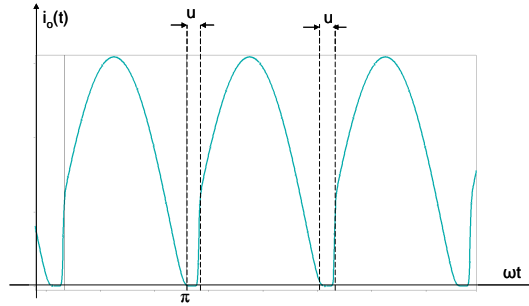


Figure VI-57 : Le courant sortant du redresseur AC/DC.

D'une façon générale, et pour une charge résistive Le courant $i_o(t)$

$$I_p \sin(\omega t) = \frac{V_{rect}}{R_p} + \frac{1}{C_p} \frac{\partial V_{rect}}{\partial t} + i_o(t)$$

$$i_o(t) = I_p \sin(\omega t) - \frac{V_{rect}}{R_p}$$

La valeur moyenne du courant de sortie est

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} + \pi} \left(I_p \sin(\omega t) - \frac{V_{rect}}{R_p} \right) dt$$

$$\left| \frac{I_p}{\omega} \cos(\omega t) - \frac{V_{rect}}{R_p} t \right|_{t_1}^{\frac{T}{2}}$$

$$A \sin(\omega t_1 + \varphi) + B e^{\frac{-t_1}{R_p C_p}} = V_{rect}$$

On néglige le terme $e^{\frac{-t_1}{R_p C_p}}$, la valeur de C_p est de l'ordre de nF et R_p de 100kΩ.

$$A \sin(\omega t_1 + \varphi) = V_{rect}$$

$$\omega t_1 = \text{Arc sin}\left(\frac{V_{rect}}{A}\right) - \varphi$$

$$\cos(\omega t_1) = \cos\left(\text{arcsin}\left(\frac{V_{rect}}{A}\right) - \varphi\right)$$

$$\cos(\omega t_1) = \cos\left(\text{arcsin}\left(\frac{V_{rect}}{A}\right)\right) \cos \varphi + \sin\left(\text{arcsin}\left(\frac{V_{rect}}{A}\right)\right) \sin \varphi$$

$$\cos(\omega t_1) = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{rect}}{A}\right)^2} \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} + \frac{V_{rect}}{A} \frac{RC\omega}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}$$

$$\cos(\omega t_1) = \frac{V_{rect}}{IR} \left[\sqrt{\frac{I^2 R^2}{V_{rect}^2 (1 + (RC\omega)^2)} - 1} + RC\omega \right]$$

$$\cos(\omega t_1) = V_{rect} \left[\sqrt{\frac{1}{V_{rect}^2 (1 + (RC\omega)^2)} - \frac{1}{I^2 R^2}} + \frac{C\omega}{I} \right]$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} + t_1} \left(I_p \sin(\omega t) - \frac{V_{rect}}{R_p} \right) dt$$

Si on néglige le terme concernant la résistance interne du pièzo. On considère cette résistance est une partie de la résistance de sortie.

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2}{T} \frac{V_{rect}}{\omega} \left[\sqrt{\frac{I^2}{V_{rect}^2 (1 + (RC\omega)^2)} - \frac{1}{R^2}} + C\omega \right]$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{V_{rect}}{\pi} \left[\sqrt{\frac{I^2}{V_{rect}^2 (1 + (RC\omega)^2)} - \frac{1}{R^2}} + C\omega \right]$$

Pour simplifier le calcul, supposons que la valeur de C_{rect} est plus grande que la valeur de C_p , alors :

$$\frac{C_{rect}}{C_{rect} + C_p} I_p \approx I_p$$

Avec ces hypothèses on peut simplifier $i_p(t)$:

$$i_o(t) = 0, \quad 0 < \omega t < u$$

$$i_o(t) \approx i_p(t), \quad u < \omega t < \pi$$

Il faut avoir la tension $v_p(t)$ pour calculer la puissance.

Pendant l'intervalle de commutation, quand les diodes sont bloquées, tout le courant généré circule sur la capacité C_p . Nous avons donc :

$$i_p(t) = I_p \sin(\omega t) = C_p \frac{\partial v_p}{\partial t} = \omega C_p \frac{\partial v_p}{\partial \omega t}$$

Les valeurs aux limites sont:

$$v_p(0) = -V_{rect} \quad v_p(u) = V_{rect}$$

En intégrant la relation précédente entre ces limites, on obtient:

$$\int_0^u I_p \sin(\omega t) \partial \omega t = \omega C_p (v_p(u) - v_p(0))$$

$$-I_p \cos(\omega t) \Big|_0^u = I_p (1 - \cos(u)) = 2V_{rect} \omega C_p$$

$$\cos(u) = 1 - \frac{2V_{rect} \omega C_p}{I_p}$$

Pour trouver la valeur moyenne de $i_0(t)$, on calcule la moyenne intégrale sur une moitié de la période du sinus :

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{1}{\pi} \left(0 + \int_u^\pi I_p \sin(\omega t) \partial \omega t \right)$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{-I_p \cos(\omega t) \Big|_u^\pi}{\pi} = \frac{I_p (1 + \cos(u))}{\pi}$$

En utilisant l'équation trouvée avant, concernant $\cos(u)$, on obtient :

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2I_p}{\pi} - \frac{2V_{rect} \omega C_p}{\pi}$$

La valeur moyenne de la tension est V_{rect} :

$$\langle v_o(t) \rangle = V_{rect}$$

La valeur moyenne de la puissance consommée par la résistance de charge est donc :

$$\langle P(t) \rangle = \frac{2V_{rect}}{\pi} (I_p - V_{rect} \omega C_p)$$

Sa valeur maximum est atteinte lorsque :

$$\frac{\partial \langle P(t) \rangle}{\partial t} = 0 \rightarrow (I_p - V_{rect} \omega C_p) + V_{rect} (-\omega C_p) = 0 \rightarrow V_{rect} = \frac{I_p}{2\omega C_p}$$

Mais la valeur de la tension en circuit ouverte est donnée par:

$$v_p(t) = \frac{1}{C_p} \int_0^t I_p \sin(\omega t) \partial t = \frac{I_p}{\omega C_p} [1 - \cos(\omega t)]$$

Alors le transfert maximal de puissance arrive quand la tension redressée est égale à la moitié de la tension à circuit ouvert de l'élément piézoélectrique.

B.2. Etude du transfert d'énergie (GEM)

La Figure VI-58 représente la structure conventionnelle du GPE avec le convertisseur AC/DC.

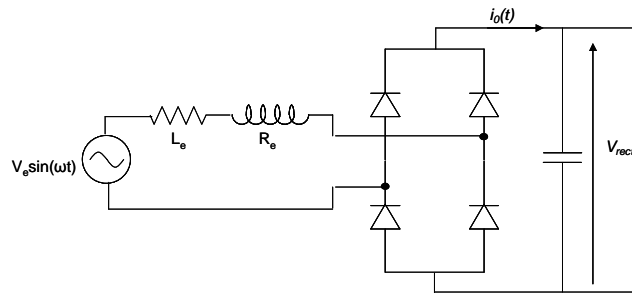


Figure VI-58 : Le GEM avec le convertisseur AC/DC.

Si la tension du GEM est inférieure à V_{rect} toutes les diodes sont bloquées et le courant en sortie $i_o(t)$ est nul. Quand cette tension est égale à V_{rect} (à l'instant t_1) un courant circule depuis le GPE vers la charge et la capacité C_{rect} , ce courant continue à circuler jusqu'à arriver à la valeur zéro (à l'instant t_2). La forme d'onde du courant de sortie et la tension du générateur sont représentées dans la Figure VI-59.

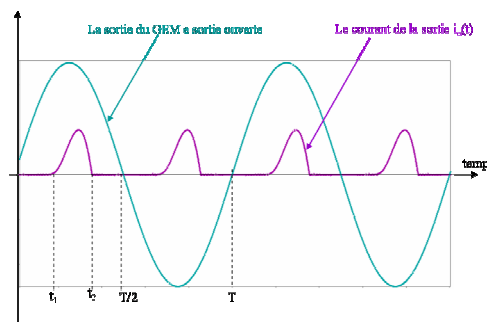


Figure VI-59 : Le courant de la sortie du convertisseur AC/DC, et la tension du GEM.

Nous allons calculer la valeur moyenne du courant $i_o(t)$,

L'équation différentielle qui décrit le système pendant que les diodes sont conductrices est :

$$V_m \sin(\omega t) - V_{rect} = L \frac{\partial i_o(t)}{\partial t} + r i_o(t)$$

La solution de cette équation est :

$$i_o(t) = A e^{-\frac{r}{L}t} + B \sin(\omega t + \varphi) + C \quad \text{En remplaçant dans l'équation précédente, nous obtenons}$$

$$V_m \sin(\omega t) - V_{rect} = L \left[-A \frac{r}{L} e^{-\frac{r}{L}t} + B \omega \cos(\omega t + \varphi) \right] + r \left[A e^{-\frac{r}{L}t} + B \sin(\omega t + \varphi) + C \right]$$

$$V_m \sin(\omega t) - V_{rect} = LB \omega \cos(\omega t + \varphi) + rB \sin(\omega t + \varphi) + rC$$

$$\text{Alors } C = \frac{-V_{rect}}{r}$$

$$V_m \sin(\omega t) = LB\omega \cos(\omega t + \varphi) + rB \sin(\omega t + \varphi)$$

$$t = 0 \Rightarrow V_m = -LB\omega \sin(\varphi) + rB \cos(\varphi)$$

$$t = \pi \Rightarrow 0 = -LB\omega \cos(\varphi) - rB \sin(\varphi)$$

$$tg(\varphi) = \frac{-L\omega}{r}$$

$$\frac{V_m}{\cos(\varphi)} = -LBtg(\varphi) + rB$$

$$\frac{V_m \sqrt{r^2 + (L\omega)^2}}{r} = LB\omega \left(\frac{L\omega}{r} \right) + rB$$

$$B = \frac{V_m}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}}$$

La condition initiale est $i_o(t_1) = 0$ où $V_m \sin(\omega t_1) = V_{rect} \Rightarrow t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right)$.

$$0 = Ae^{\frac{-r}{L}t_1} + B \sin(\omega t_1 + \varphi) + C$$

$$0 = Ae^{\frac{-r}{L}t_1} + B \left(\sin\left(\arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right)\right) \cos(\varphi) + \cos\left(\arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right)\right) \sin(\varphi) \right) + C$$

$$A = -e^{\frac{-r}{L}t_1} * \left(\frac{rV_{rect} + L\omega \sqrt{V_m^2 - V_{rect}^2}}{r^2 + (L\omega)^2} - \frac{V_{rect}}{r} \right)$$

A l'instant t_2 le courant $i_o(t)$ s'annule, alors la valeur moyenne du courant de sortie

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{t_1}^{t_2} i_o(t) dt .$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} Ae^{\frac{-r}{L}t} + B \sin(\omega t + \varphi) + C$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2}{T} \left[-A \frac{L}{r} e^{\frac{-r}{L}t} - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t + \varphi) + Ct \right]_{t_1}^{t_2}$$

$$\langle i_o(t) \rangle = \left(-A \frac{L}{r} e^{\frac{-r}{L}t_2} - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_2 + \varphi) + Ct_2 \right) - \left(-A \frac{L}{r} e^{\frac{-r}{L}t_1} - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_1 + \varphi) + Ct_1 \right)$$

Mais

$$Ae^{\frac{-r}{L}t_1} + B \sin(\omega t_1 + \varphi) + C = 0$$

$$Ae^{\frac{-r}{L}t_2} + B \sin(\omega t_2 + \varphi) + C = 0$$

Alors

$$\begin{aligned} & \left(-\frac{L}{r}(-B \sin(\omega t_2 + \varphi) - C) - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_2 + \varphi) + C t_2 \right) - \left(-\frac{L}{r}(-B \sin(\omega t_1 + \varphi) - C) - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_1 + \varphi) + C t_1 \right) \\ &= \frac{LB}{r} \sin(\omega t_2 + \varphi) - \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_2 + \varphi) - \frac{LB}{r} \sin(\omega t_1 + \varphi) + \frac{B}{\omega} \cos(\omega t_1 + \varphi) + C(t_2 - t_1) \\ &= B \left(\frac{L}{r} \sin(\omega t_2 + \varphi) - \frac{1}{\omega} \cos(\omega t_2 + \varphi) - \frac{L}{r} \sin(\omega t_1 + \varphi) + \frac{1}{\omega} \cos(\omega t_1 + \varphi) \right) + C(t_2 - t_1) \\ &= B \left[\frac{L}{r} (\sin(\omega t_2 + \varphi) - \sin(\omega t_1 + \varphi)) + \frac{1}{\omega} (\cos(\omega t_1 + \varphi) - \cos(\omega t_2 + \varphi)) \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= B \left[\frac{L}{r} \left(2 \sin \left[\frac{\omega(t_2 - t_1)}{2} \right] \right) \cos \left[\frac{\omega(t_2 + t_1) + 2\varphi}{2} \right] + \frac{1}{\omega} \left(+ 2 \sin \left[\frac{\omega(t_2 + t_1) + 2\varphi}{2} \right] \sin \left[\frac{\omega(t_2 - t_1)}{2} \right] \right) \right] + C(t_2 - t_1) \end{aligned}$$

Supposons que

$$t_2 = \frac{T}{2} - t_1$$

$$\begin{aligned} &= B \left[\frac{L}{r} \left(2 \sin \left[\frac{\omega \left(\frac{T}{2} - 2t_1 \right)}{2} \right] \cos \left[\frac{\omega \frac{T}{2} + 2\varphi}{2} \right] \right) + \frac{1}{\omega} \left(+ 2 \sin \left[\frac{\omega \frac{T}{2} + 2\varphi}{2} \right] \sin \left[\frac{\omega \left(\frac{T}{2} - 2t_1 \right)}{2} \right] \right) \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= B \left[+ \frac{2L}{r} \cos(\omega t_1) \sin(\varphi) + \frac{2}{\omega} \cos(\omega t_1) \cos(\varphi) \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= 2B \cos(\omega t_1) \left[\frac{L}{r} \frac{L\omega}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} + \frac{1}{\omega} \frac{r}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= \frac{2V_m}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \sqrt{1 - \frac{V_{rect}^2}{V_m^2}} \left[\frac{r^2 + (L\omega)^2}{r\omega\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= \frac{2V_m}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \sqrt{1 - \frac{V_{rect}^2}{V_m^2}} \left[\frac{r^2 + (L\omega)^2}{r\omega\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \right] + C(t_2 - t_1) \\ &= \frac{2\sqrt{V_m^2 - V_{rect}^2}}{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}} \left[\frac{\sqrt{r^2 + (L\omega)^2}}{r\omega} \right] + C(t_2 - t_1) \end{aligned}$$

$$= \frac{2\sqrt{V_m^2 - V_{rect}^2}}{r\omega} - \frac{V_{rect}}{r} \left(\frac{T}{2} - \frac{2}{\omega} \arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right) \right)$$

$$= \frac{V_{rect}}{r\omega} \left(2\sqrt{\left(\frac{V_m}{V_{rect}}\right)^2 - 1} - \left(\pi - 2 \arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right) \right) \right)$$

La valeur moyenne du courant vaut

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2}{T} \frac{V_{rect}}{r\omega} \left(2\sqrt{\left(\frac{V_m}{V_{rect}}\right)^2 - 1} - \left(\pi - 2 \arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right) \right) \right)$$

La puissance passée à la sortie est :

$$P = V_{rect} * i_o(t) = \frac{2}{T} \frac{V_{rect}^2}{r\omega} \left(2\sqrt{\left(\frac{V_m}{V_{rect}}\right)^2 - 1} - \left(\pi - 2 \arcsin\left(\frac{V_{rect}}{V_m}\right) \right) \right)$$

Le maximum est atteint quand $V_{rect} \approx 0.5V_m$

B.3. Analyse des convertisseurs DC/DC

Convertisseur buck-CCM

La représente le schématique du système de conversion composé d GPE, le redresseur AC/DC, le convertisseur DC/DC et la batterie.

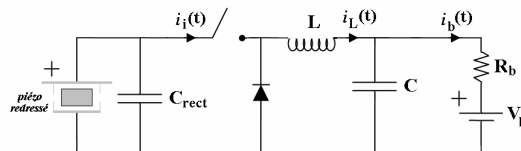


Figure VI-60 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_CCM et la batterie.

Le mode de fonctionnement continu a comme caractéristiques un courant moins ondulé en sortie, des contraintes moins fortes sur les dispositifs, mais un temps de réaction plus longue du mode discontinu. Dans le deux modes le convertisseur est caractérisé par un courant en entrée discontinu, fait qui implique une perturbation harmonique dans la source de puissance.

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$\frac{V_o}{V_i} = \alpha$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i - v_o}{L} t + I_m \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = -\frac{v_o}{L} (t - \alpha T) + I_M \quad \alpha T < t < T$$

Courant en entrée au convertisseur :

$$i_i(t) = i_L(t) \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_i(t) = 0 \quad \alpha T < t < T$$

$$\langle i_i \rangle = \alpha \langle i_L \rangle$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \frac{v_o - V_b}{R_b}, \quad i_b = \langle i_L \rangle = \frac{\langle i_i \rangle}{\alpha}$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-61.

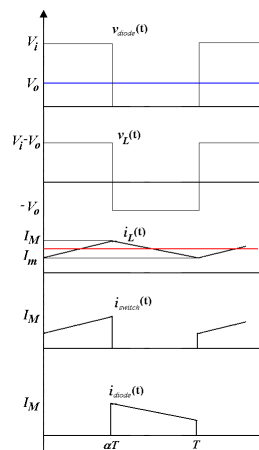


Figure VI-61 : La forme d'onde des différents signaux buck_CCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta v_{R_c} = R_c \Delta i_L$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution du transfert maximal de puissance.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = v_i \quad i_{diode\max} = i_b + \frac{(1-\alpha)v_o}{2Lf_s} \quad \langle i_{diode} \rangle = (1-\alpha)i_b$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{switch}|_{\max} = v_i \quad i_{switch\max} = i_b + \frac{(1-\alpha)v_o}{2Lf_s} \quad \langle i_{switch} \rangle = \alpha i_b$$

Rendement :

En général le rendement est exprimé comme:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{v_o i_b}{v_i i_i}$$

Si les dispositifs étaient idéels et il n'y avait pas de résistance parasite le rendement serait unitaire. Mais, aussi en négligeant les effets dissipatifs, on doit considérer l'influence de la tension de saturation aux bornes de l'interrupteur, et la tension aux bornes de la diode passante. En première approximation on peut considérer la situation de la Figure VI-62:

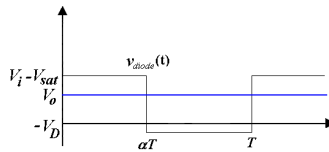


Figure VI-62 : La tension au borne de la diode buck_CCM (cas réelle).

En faisant la moyenne intégrale de la tension sur une période on obtient:

$$v_o = \alpha(v_i - V_{sat}) - (1-\alpha)(V_D)$$

$$\alpha = \frac{v_o + V_D}{(v_i - V_{sat} + V_D)}$$

En rappelant que $\langle i_i \rangle = \alpha \langle i_L \rangle = \alpha \langle i_b \rangle$, on trouve que :

$$\eta = \frac{v_o (v_i - V_{sat} + V_D)}{v_i (V_{sat} + V_D)}$$

Convertisseur buck-DCM

Le convertisseur Buck est un abaisseur de tension, c'est-à-dire la tension en sortie est toujours inférieure à la tension en entrée.

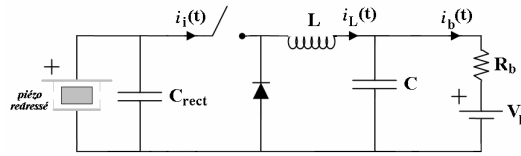


Figure VI-63 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_DCM et la batterie.

Le mode de fonctionnement discontinu est préférée pour les applications qui demandent une certaine rapidité de réponse à la variation de la charge et/ou de la tension d'entrée. Par contre, il entraîne un courant important dans la bobine, et un condensateur élevé pour le filtrage en sortie.

$$\text{Condition de fonctionnement en modalité discontinue : } i_b < \frac{1}{2Lf_s} \left(v_o - \frac{v_o^2}{v_i} \right)$$

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$v_o = \frac{\alpha^2 v_i^2}{\alpha^2 v_i + 2Lf_s i_b}, \quad \frac{v_o}{v_i} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'}$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i - v_o}{L} t \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = I_M - \frac{v_o}{L} (t - \alpha T) \quad \alpha T < t < \alpha' T$$

$$i_L(t) = 0 \quad \alpha' T < t < T$$

$$I_M = \frac{v_i - v_o}{L} \alpha T = \frac{v_o}{L} \alpha' T$$

Courant en entrée au convertisseur :

$$\langle i_i \rangle = \frac{\alpha}{2} I_M$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \langle i_L \rangle = \frac{I_M}{2} (\alpha + \alpha') = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} \frac{v_i}{v_o} (v_i - v_o)$$

$$i_b = \frac{v_o - V_b}{R_b}$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-64.

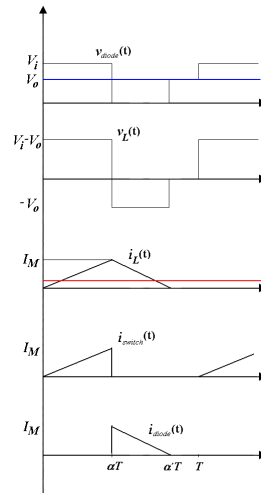


Figure VI-64 : La forme d'onde des différents signaux buck_DCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta v_{R_c} = R_c \Delta i_L$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution de la puissance maximale qui peut être transférée.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = v_i \quad i_{diode\max} = I_M = \frac{v_i - v_o}{Lf_s} \alpha \quad \langle i_{diode} \rangle = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} \frac{(v_i - v_o)^2}{v_o}$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{switch}|_{\max} = v_i \quad i_{switch\max} = I_M = \frac{v_i - v_o}{Lf_s} \alpha \quad \langle i_{switch} \rangle = \frac{\alpha}{2} I_M$$

Rendement :

En première approximation on peut considérer la situation illustrée sur la Figure VI-65:

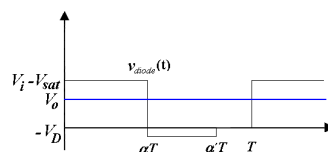


Figure VI-65 : La tension au borne de la diode buck_DCM (cas réelle).

En faisant la moyenne intégrale de la tension sur une période on obtient:

$$v_o = \alpha(v_i - V_{sat}) - \alpha'(V_D)$$

$$\alpha' = \frac{\alpha(v_i - V_{sat}) - v_o}{V_D}$$

En observant que

$$\langle i_i \rangle = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'} \langle i_b \rangle = \frac{\alpha V_D}{\alpha(V_D + v_i - V_{sat}) - v_o} \langle i_b \rangle$$

On trouve que :

$$\eta = \frac{v_o [\alpha(V_D + v_i - V_{sat}) - v_o]}{\alpha v_i V_D}$$

Convertisseur boost_CCM

Le convertisseur boost est un élévateur de tension, c'est-à-dire la tension en sortie est toujours supérieure à la tension en entrée.

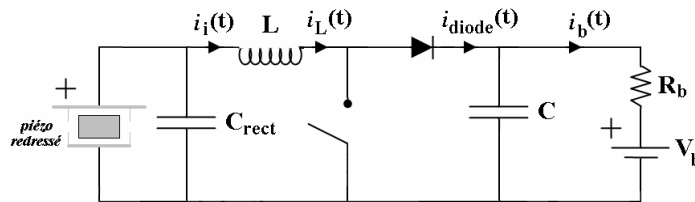


Figure VI-66 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_DCM et la batterie.

Ce convertisseur n'est pas trop utile pour notre application, étant la tension donnée par l'élément piézoélectrique très importante. Il est caractérisé par un courant en sortie discontinue, donc la capacité en sortie doit être très grande pour pouvoir filtrer suffisamment l'alimentation pour la charge.

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$v_o = \frac{1}{1 - \alpha} v_i$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i}{L} t + I_m \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = -\frac{V_o - V_i}{L}(t - \alpha T) + I_M \quad \alpha T < t < T$$

Courant en entrée du convertisseur :

$$i_i(t) = i_L(t)$$

$$\langle i_i \rangle = \langle i_L \rangle$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \langle i_{diode} \rangle = (1 - \alpha) \langle i_L \rangle$$

$$i_b = \frac{V_o - V_b}{R_b}$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-67.

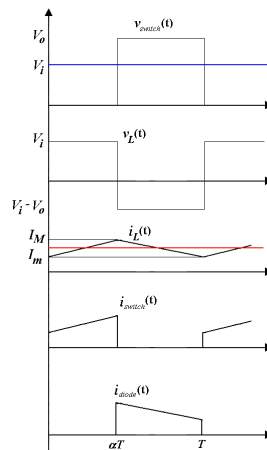


Figure VI-67 : La forme d'onde des différents signaux boost_CCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta V_{R_c} = R_C I_M$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution de la puissance maximale qui peut être transférée et un changement du duty cycle qui fait atteindre ce maximum.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = V_o \quad i_{diode\max} = \frac{i_b}{1 - \alpha} + \frac{\alpha(1 - \alpha)}{2Lf_s} V_o \quad \langle i_{diode} \rangle = i_b$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{\text{switch}}|_{\text{max}} = v_o \quad i_{\text{switch max}} = \frac{i_b}{1-\alpha} + \frac{\alpha(1-\alpha)}{2Lf_s} v_o \quad \langle i_{\text{switch}} \rangle = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_b$$

Rendement :

En introduisant la tension de saturation aux bornes de l'interrupteur, et la tension aux bornes de la diode passante, on obtient une situation comme sur la figure :

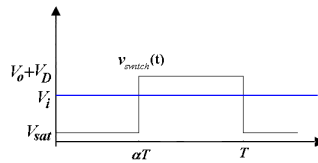


Figure VI-68 : La tension au borne de la diode boost_CCM (cas réelle).

En faisant la moyenne intégrale de la tension sur une période on obtient:

$$v_i = \alpha V_{\text{sat}} + (1-\alpha)(v_o + V_D)$$

$$\alpha = \frac{v_o - v_i + V_D}{v_o + V_D - V_{\text{sat}}}$$

En observant que $\langle i_b \rangle = (1-\alpha)\langle i_i \rangle = \frac{v_i - V_{\text{sat}}}{v_o + V_D - V_{\text{sat}}} \langle i_b \rangle$, on trouve que :

$$\eta = \frac{v_o (v_i - V_{\text{sat}})}{v_i (v_o + V_D - V_{\text{sat}})}$$

Convertisseur boost_DCM

Le convertisseur boost est un élévateur de tension, c'est-à-dire la tension en sortie est toujours supérieure à la tension en entrée.

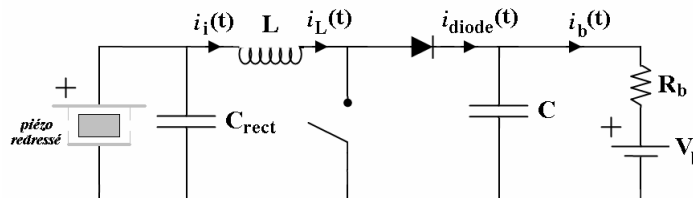


Figure VI-69 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur boost_DCM et la batterie.

Ce convertisseur n'est pas trop utile pour notre application. On reporte ici quelque information pour généralité.

Condition de fonctionnement en modalité discontinue : $i_b < \frac{1}{2Lf_s} \frac{v_i^2}{v_o} \left(1 - \frac{v_i}{v_o}\right)$

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$v_o = v_i + \frac{\alpha^2 v_i^2}{2Lf_s i_b}, \quad \frac{v_o}{v_i} = \frac{\alpha + \alpha'}{\alpha}$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i}{L} t \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = I_M - \frac{v_o - v_i}{L} (t - \alpha T) \quad \alpha T < t < T'$$

$$i_L(t) = 0 \quad T' < t < T$$

$$I_M = \frac{v_i}{L} \alpha T = \frac{v_o - v_i}{L} \alpha' T$$

Courant en entrée du convertisseur :

$$i_i(t) = i_L(t)$$

$$\langle i_i \rangle = \langle i_L \rangle$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \langle i_{diode} \rangle = \frac{I_M}{2} \alpha' = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} \frac{v_i^2}{v_o - v_i}$$

$$i_b = \frac{v_o - V_b}{R_b}$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-70.

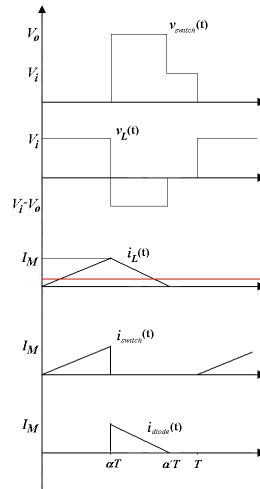


Figure VI-70 : La forme d'onde des différents signaux boost_DCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta v_{R_c} = R_c I_M$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution de la puissance maximale qui peut être transférée et un changement du duty cycle qui fait atteindre ce maximum.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = v_o \quad i_{diode\max} = \frac{\alpha}{Lf_s} v_i \quad \langle i_{diode} \rangle = i_b$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{switch}|_{\max} = v_o \quad i_{switch\max} = \frac{\alpha}{Lf_s} v_i \quad \langle i_{switch} \rangle = \frac{I_M}{2} \alpha = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} v_i$$

Convertisseur buck_boost_CCM

Le convertisseur buck_boost est un inverseur de tension à stockage inductif ; la tension en sortie est toujours de signe contraire à la tension en entrée.

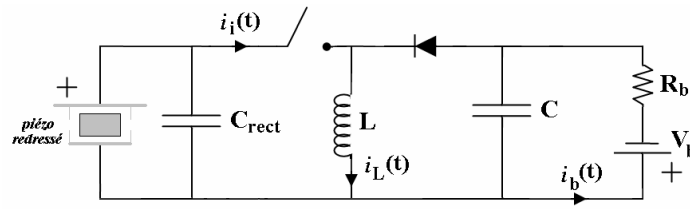


Figure VI-71 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_boost_CCM et la batterie.

Il est caractérisé par une fonction de transfert qui peut être soit inférieure soit supérieure à l'unité ; théoriquement, ce type d'adaptation pourrait permettre d'exploiter une plage infinie de courant de polarisation. En réalité le dimensionnement des éléments du filtrage interne change dans une façon importante avec l'ordre de grandeur des courants en jeu. Un deuxième niveau d'adaptation (en ajoute au contrôle du duty cycle) serait dans ce cas conseillable pour élargir au maximum l'efficacité de récolte d'énergie.

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$v_o = \frac{\alpha}{1-\alpha} v_i$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i}{L} t + I_m \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = -\frac{v_o}{L} (t - \alpha T) + I_M \quad \alpha T < t < T$$

Courant en entrée au convertisseur :

$$i_i(t) = i_L(t) \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_i(t) = 0 \quad \alpha T < t < T$$

$$\langle i_i \rangle = \alpha \langle i_L \rangle$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \frac{v_o - V_b}{R_b}$$

$$i_b = \langle i_{diode} \rangle = (1-\alpha) \langle i_L \rangle = \frac{1-\alpha}{\alpha} \langle i_i \rangle$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-72.

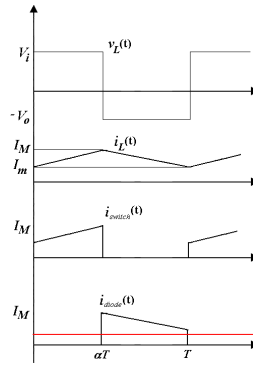


Figure VI-72 : La forme d'onde des différents signaux buck_boost_CCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta v_{R_c} = R_C I_M$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution de la puissance maximale qui peut être transférée, et un changement du duty cycle associé à ce maximum.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = v_i + |v_o| \quad i_{diode\max} = \frac{i_b}{(1-\alpha)} + \frac{(1-\alpha)|v_o|}{2Lf_s} \quad \langle i_{diode} \rangle = i_b$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{switch}|_{\max} = v_i + |v_o| \quad i_{switch\max} = \frac{i_b}{(1-\alpha)} + \frac{(1-\alpha)|v_o|}{2Lf_s} \quad \langle i_{switch} \rangle = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_b$$

Rendement :

En introduisant la tension de saturation aux bornes de l'interrupteur, et la tension aux bornes de la diode passante, on obtient une situation comme sur la figure suivante :

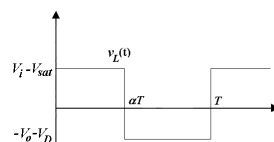


Figure VI-73 : La tension au borne de inductance buck_boost_CCM (cas réelle).

En régime la moyenne sur une période de la tension sur l'inducteur est nulle :

$$\frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{(v_o + V_D)}{(v_i - V_{sat})}$$

On a donc le rendement suivant :

$$\eta = \frac{v_o i_b}{v_i i_i} = \frac{v_o (v_i - V_{sat})}{v_i (v_o + V_D)}$$

Convertisseur buck_boost_DCM

Le convertisseur buck_boost est un inverseur de tension à stockage inductif, c'est-à-dire la tension en sortie est toujours de signe contraire à la tension en entrée.

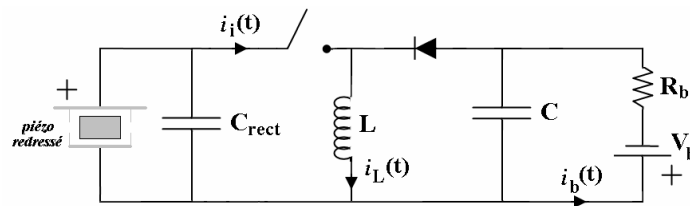


Figure VI-74 : Le GPE, le convertisseur AC/DC, le convertisseur buck_boost_DCM et la batterie.

$$\text{Condition de fonctionnement en modalité discontinue : } i_b < \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{1}{2Lf_s} \frac{v_i^2 v_o}{(v_i + v_o)^2}$$

Comportement idéal

Fonction de transfert :

$$v_o = \frac{\alpha^2 v_i^2}{2Lf_s i_b}, \quad \frac{v_o}{v_i} = \frac{\alpha}{\alpha'}$$

Courant dans l'inducteur :

$$i_L(t) = \frac{v_i}{L} t \quad 0 < t < \alpha T$$

$$i_L(t) = I_M - \frac{v_o}{L} (t - \alpha T) \quad \alpha T < t < \alpha' T$$

$$i_L(t) = 0 \quad \alpha' T < t < T$$

$$I_M = \frac{v_i}{L} \alpha T = \frac{v_o}{L} \alpha' T$$

Courant en entrée du convertisseur :

$$\langle i_i \rangle = \frac{\alpha}{2} I_M = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} v_i$$

Courant en sortie du convertisseur :

$$i_b = \langle i_{diode} \rangle = \frac{\alpha'}{2} I_M = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} \frac{v_i^2}{v_o}$$

$$i_b = \frac{v_o - V_b}{R_b}$$

La forme d'onde des différents signaux est représentée dans la Figure VI-75

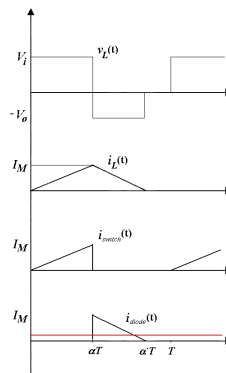


Figure VI-75 : La forme d'onde des différents signaux buck_boost_DCM.

Influences des résistances parasites :

Une résistance parasite en série au condensateur C produit une ondulation résiduelle :

$$\Delta v_{R_c} = R_c I_M$$

Pour cette motivation avoir une grande capacité peut être inutile pour diminuer l'ondulation en sortie ; des meilleurs résultats peuvent être atteints si on utilise des condensateurs plus petits en parallèle.

Une résistance parasite en série à l'inducteur L produit une diminution de la puissance maximale qui peut être transférée et un changement du duty cycle qui fait atteindre ce maximum.

Contraintes sur les dispositifs :

$$\text{Diode : } |v_{diode}|_{\max} = v_i + |v_o| \quad i_{diode\max} = \frac{\alpha}{Lf_s} v_i \quad \langle i_{diode} \rangle = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} \frac{v_i^2}{v_o}$$

$$\text{Interrupteur : } |v_{switch}|_{\max} = v_i + |v_o| \quad i_{switch\max} = \frac{\alpha}{Lf_s} v_i \quad \langle i_{switch} \rangle = \frac{\alpha^2}{2Lf_s} v_i$$

Rendement :

En première approximation on peut considérer la situation illustrée sur la figure ci-dessous :

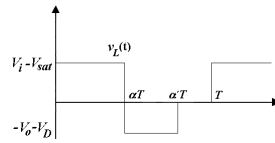


Figure VI-76 : La tension au borne de inductance buck_boost_DCM (cas réelle).

En régime la moyenne sur une période de la tension sur l'inducteur est nulle :

$$\frac{\alpha}{\alpha'} = \frac{(v_o + V_D)}{(v_i - V_{sat})}$$

On a donc le rendement suivant :

$$\eta = \frac{v_o i_b}{v_i i_i} = \frac{v_o (v_i - V_{sat})}{v_i (v_o + V_D)}$$

B.4. Dimensionnement des convertisseurs (GPE)

Dans un premier temps, les éléments dissipatifs du contrôleur et du générateur sont considérés négligeables. Le circuit équivalent est donc celui représenté dans la Figure VI-77.

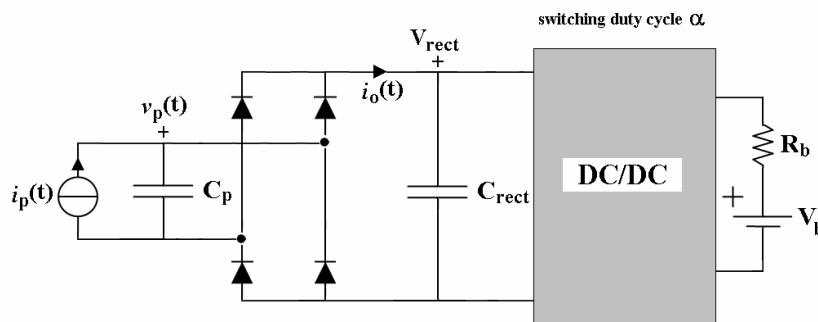


Figure VI-77 : La représentation du système complet.

Les caractéristiques de l'interrupteur et des diodes sont aussi considérées idéales.

Deux événements indépendants changent la configuration du circuit :

L'inversion du courant généré par l'élément piézoélectrique, causée par le passage exclusif en conduction des deux couples de diodes du pont de Graetz,

Le changement de l'état de l'interrupteur dans le convertisseur à découpage.

Le deuxième a une fréquence de fonctionnement plus élevée du premier.

Redresseur

Le dimensionnement de la capacité du redresseur est très importante parce que est à la base des hypothèses de non ondulation de la tension en entrée du convertisseur.

Capacité du redresseur

Le circuit équivalent du système complet est représenté dans la Figure VI-78. Dans cette figure $i_o(t)$ et I_+ sont les fonctions introduites précédemment dans l'analyse du transfert de puissance. En fait si la période du convertisseur est suffisamment petite, les perturbations seraient coupées par une capacité dimensionnée pour filtrer des fréquences plus basses, comme ceux de l'élément piézoélectrique.

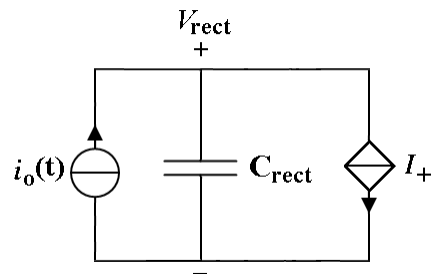


Figure VI-78 : Le circuit équivalent du système complet.

Le courant dans la charge est bien redressé si le condensateur absorbe toute l'ondulation du courant généré.

Dans des conditions de fonctionnement stables, les surfaces rouge et jaune dans la Figure VI-79 sont égales. La charge perdue quand les diodes sont bloquées est récupérée totalement quand les diodes sont en conduction. Cette variation de charge détermine une ondulation de tension.

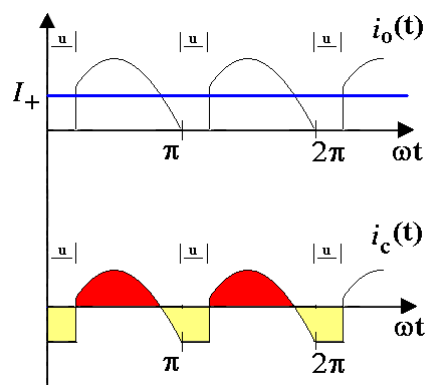


Figure VI-79 : Les courants de sortie et dans la capacité.

$$\Delta V_{rect} = \frac{\Delta Q}{C_{rect}}$$

1

La valeur de cette variation est donnée par :

$$\Delta Q = \int_{\text{jaune}} I_+ - i_o(t) dt \quad 2$$

L'expression de $i_o(t)$, en supposant que $C_{\text{rect}} \gg C_p$:

$$i_o(t) = 0, \quad 0 < \omega t < u$$

$$i_o(t) \approx i_p(t) = I_p \sin(\omega_p t), \quad u < \omega t < \pi$$

Le deuxième point dans une période où le courant dans le condensateur est nul est :

$$\omega_p t = \pi - \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right)$$

L'expression (2) devient donc

$$\Delta Q = \frac{1}{\omega_p} \int_0^u I_+ d\omega_p t + \frac{1}{\omega_p} \int_{\pi - \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right)}^{\pi} I_+ - I_p \sin(\omega_p t) d\omega_p t$$

$$\Delta Q = \frac{I_+}{\omega_p} u + \frac{I_+}{\omega_p} \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right) - \frac{I_p}{\omega_p} \left[-1 - \cos\left(\pi - \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right)\right) \right]$$

$$\Delta Q = \left[u + \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right) \right] \frac{I_+}{\omega_p} + \left[1 - \cos\left(\arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right)\right) \right] \frac{I_p}{\omega_p}$$

Si on suppose l'angle résultant de la fonction arcsin dans le premier quadrant (les deux courants sont positifs et le numérateur est sûrement inférieur au dénominateur) on a :

$$\Delta Q = \left[u + \arcsin\left(\frac{I_+}{I_p}\right) \right] \frac{I_+}{\omega_p} + \left[I_p - \sqrt{I_p^2 - I_+^2} \right] \frac{1}{\omega_p}$$

La relation pour u a été déjà donnée pendant l'analyse du transfert de puissance :

$$\cos(u) = 1 - \frac{2V_{\text{rect}} \omega_p C_p}{I_p}$$

La courant moyen est fonction de la tension sur le condensateur :

$$I_+ = \frac{2I_p}{\pi} - \frac{2V_{\text{rect}} \omega C_p}{\pi}$$

A partir de (1), en définissant un taux d'ondulation \square , on obtient :

$$C_{rect} = \frac{\Delta Q(V_{rect})}{\Delta V_{rect}} = \frac{1}{\beta} \frac{\Delta Q(V_{rect})}{V_{rect}} \quad 3$$

Voici quelque courbe dessinée avec MATLAB en utilisant les relations trouvées ici dessus:

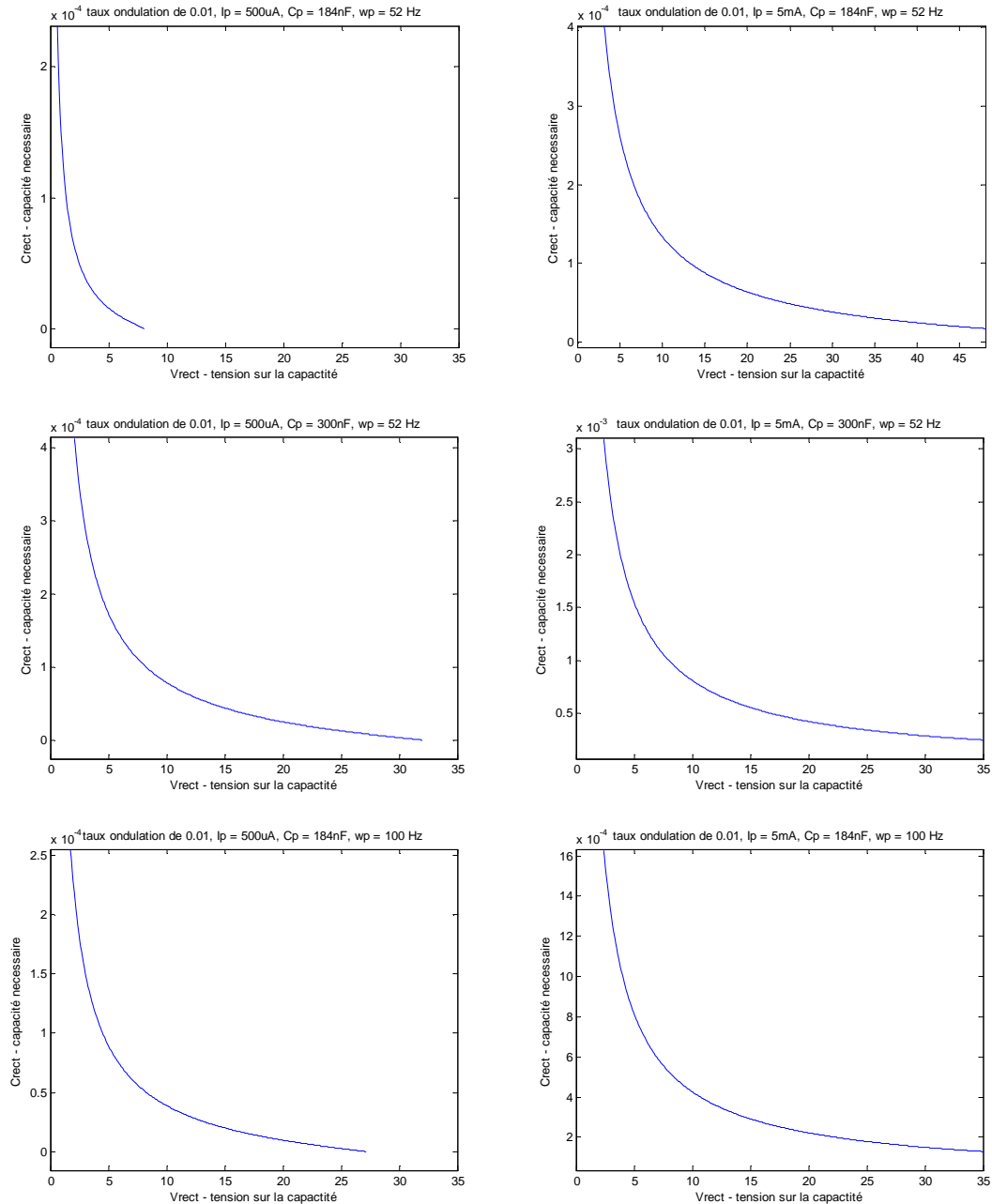


Figure VI-80 :Les résultats de dimension de la capacité C_{rect} .

Convertisseur buck_CCM

On utilisera d'ici après les notations et les hypothèses utilisées dans l'analyse du fonctionnement des convertisseurs DC/DC. En particulier i_o et v_o représentent maintenant les valeurs de courant et tension en sortie du convertisseur, et non plus de l'élément piézoélectrique.

La variation de courant dans l'inducteur nous permet de définir la valeur de l'inductance:

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_i - v_o}{L} t_1$$

$$\Delta i_L = \frac{(1-\alpha)v_o}{Lf_s} = \frac{\alpha(1-\alpha)v_i}{Lf_s}$$

Les hypothèses utilisées jusqu'à maintenant considéraient la tension en sortie constante, mais ceci n'est pas réellement vrai. Une petite ondulation est toujours présente, due à la charge.

Les relations sur le courant dans un condensateur sont :

$$i_C(t) = i_L(t) - i_o$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt}$$

Le courant dans la charge i_o est considérée comme constant afin que l'ondulation de courant soit être absorbée totalement par le condensateur.

Cette condition est de plus en plus vraie si :

$$R_b C \gg T$$

En régime, le courant moyen sur le condensateur est nul.

Le courant de l'inductance et la tension de la capacité du convertisseur buck_CCM sont représentées dans la Figure VI-81.

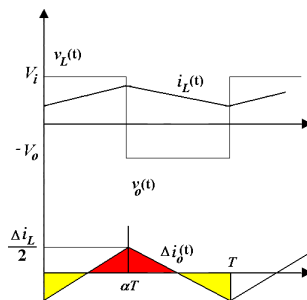


Figure VI-81 : Les courbes du courant dans l'inductance et la tension sur la capacité du convertisseur.

La surface du triangle rouge (en régime égale à cela du jaune) représente la charge accumulée quand le courant est supérieur de la valeur moyenne. Cette charge est égal à:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{T}{2}$$

A partir de cette relation nous avons:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta i_L}{8Cf_s} \rightarrow \Delta v_o = \frac{(1-\alpha)v_o}{8LCf_s^2} = \frac{\alpha(1-\alpha)v_i}{8LCf_s^2}$$

A partir de ces relations les valeurs de L, C et f_s peuvent être trouvées en spécifiant le taux d'ondulation. Avec des hautes fréquences L, C seront plus basses, mais f_s ne peut pas être toujours augmentée, étant bloqué par les contraintes des dispositifs et des matériaux utilisés pour la fabrication.

Normalement la fréquence est la variable choisie en premier. Les valeurs de L et C sont acquises en imposant les taux d'ondulation maximale β_I , sur la courant de l'inducteur et β_V , sur la tension en sortie.

$$|i_L(t) - \langle i_L(t) \rangle| \leq \frac{\Delta i_L}{2} = \beta_I \langle i_L(t) \rangle \quad |v_C(t) - \langle v_C(t) \rangle| \leq \frac{\Delta v_C}{2} = \beta_V \langle v_C(t) \rangle$$

Finalement on obtient :

$$L = \frac{\alpha(1-\alpha)v_i}{f_s \Delta i_L} = \frac{1}{2\beta_I} \frac{\alpha(1-\alpha)v_i}{f_s i_o} \quad C = \frac{(1-\alpha)v_o}{8Lf_s^2 \Delta v_o} = \frac{1}{2\beta_V} \frac{\alpha(1-\alpha)v_i}{8Lf_s^2 v_o}$$

Remarque :

Pour les convertisseurs DC-DC on reportera d'ici après quelque courbe tracée avec MATLAB à partir des relations finales de v_i , i_i (tension et courant en entrée), v_o , i_b (tension et courant en sortie) en fonction du duty cycle trouvés pendant l'analyse du fonctionnement.

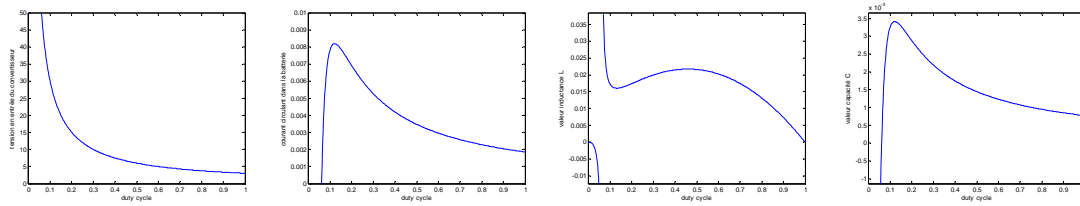
Sauf d'autres indications les valeurs utilisées sont :

$$\text{Transducteur piézoélectrique : } C_p = 0.184 \mu F \quad \omega_p = 2\pi \cdot (52.8 \text{ Hz}) \approx 338 s^{-1}$$

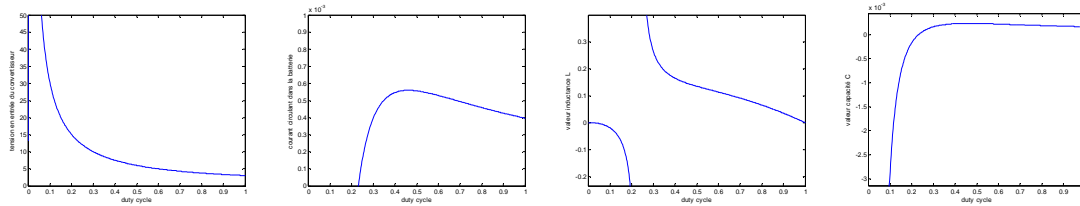
$$\text{Batterie : } V_b = 3V \quad R_b = 0.1 \Omega$$

La fréquence choisie est de 100 KHz, $\beta_I = 10\%$ et $\beta_V = 0.0001\%$. Les résultats sont :

$$I_p = 3.1mA$$



$$I_p = 0.81mA$$



$$I_p = 0.31mA$$

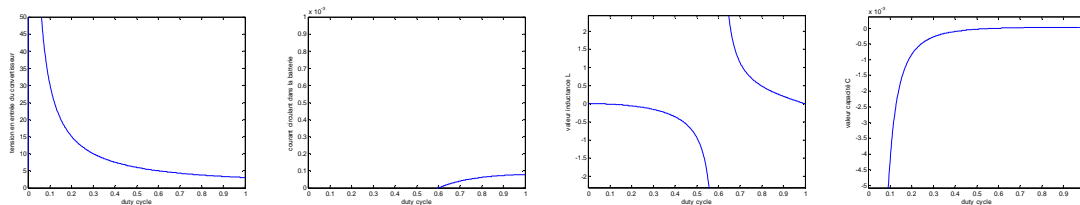


Figure VI-82 : La tension sur Crect, courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes données en différentes conditions de polarisation pour un buck_CCM.

Convertisseur buck_DCM

Les équations utilisées pour le dimensionnement sont :

$$I_M = \frac{v_i - v_o}{L} \alpha T \qquad L = \frac{v_i - v_o}{I_M f_s} \alpha$$

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{(I_M - i_b)^2 t_1}{2CI_M} \cdot \frac{v_i}{v_o} \qquad C = \frac{(I_M - i_b)^2 \alpha}{2I_M f_s \Delta v_o} \cdot \frac{v_i}{v_o} = \frac{(I_M - i_b)^2 \alpha}{4I_M f_s \beta_V} \cdot \frac{v_i}{v_o^2}$$

Dans ce cas-là on ne peut pas introduire une condition sur l'ondulation de courant dans l'inducteur, mais un coefficient que indique le rapport maximal entre le courant qui circule dans l'inducteur et celui dans la batterie :

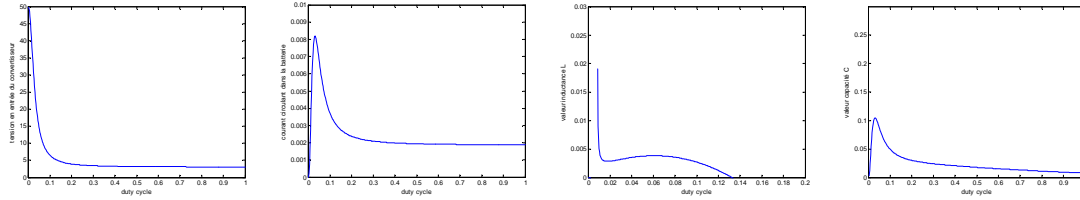
$$I_M = \gamma_I i_b$$

La condition pour un fonctionnement en mode discontinue est :

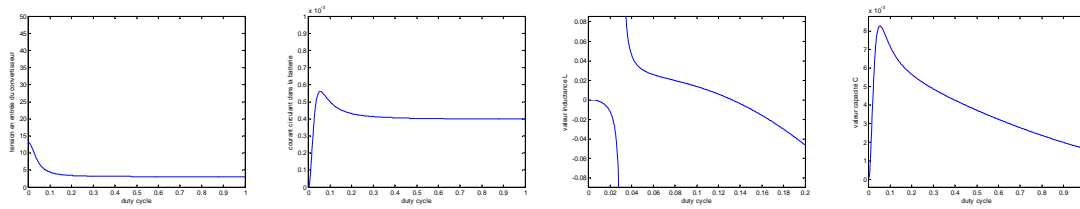
$$i_b = \frac{I_M}{\gamma_I} = \frac{1}{\gamma_I} \frac{v_i - v_o}{Lf_s} \alpha < \frac{1}{2Lf_s} \left(v_o - \frac{v_o^2}{v_i} \right) \quad \Rightarrow \quad \gamma_I > 2\alpha \frac{v_i}{v_o}$$

Voici les courbes obtenues avec les contraintes $\beta_I = 10\%$ et $\gamma_I = 15.1$

$$I_p = 3.1mA$$



$$I_p = 0.81mA$$



$$I_p = 0.31mA$$

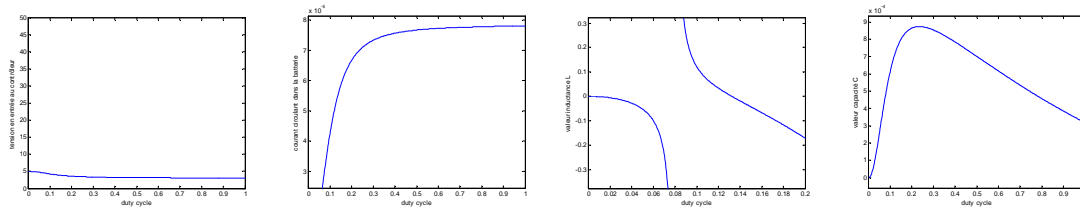


Figure VI-83 : Tension sur C_{rect} , le courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes données en différentes conditions de polarisation pour un buck_DCM.

Convertisseur buck_boost_CCM

Les équations utilisées pour le dimensionnement sont :

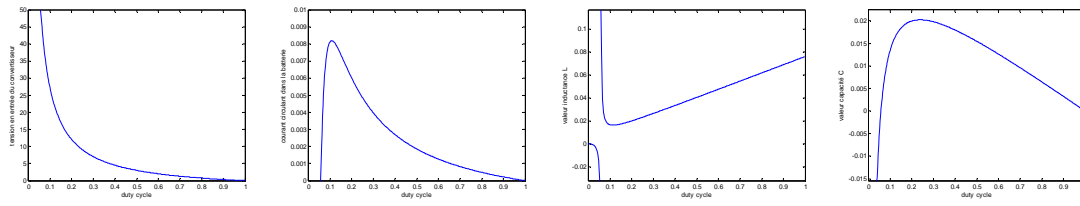
$$i_b = \langle i_{diode} \rangle = (1 - \alpha) \langle i_L \rangle$$

$$\Delta i_L = \alpha \frac{v_i}{Lf_s} = (1 - \alpha) \frac{v_o}{Lf_s} \quad L = \frac{\alpha v_i}{f_s \Delta i_L} = \frac{(1 - \alpha) v_o}{f_s \Delta i_L} = \frac{v_o}{f_s 2\beta_I i_b}$$

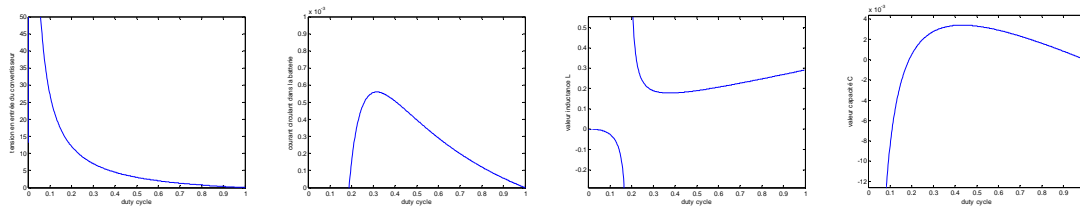
$$\Delta v_o = \frac{i_b}{C} \alpha T \quad C = \frac{\alpha i_b}{f_s \Delta v_o} = \frac{\alpha i_b}{f_s 2\beta_V v_o}$$

La fréquence choisie est de 100 KHz. Voici les courbes obtenues pour $\beta_I = 10\%$ et $\beta_V = 0.001\%$:

$$I_p = 3.1mA$$



$$I_p = 0.81mA$$



$$I_p = 0.31mA$$

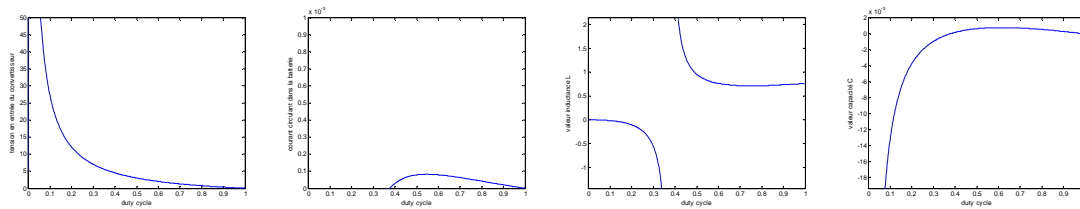


Figure VI-84 : la tension sur C_{rect} , courant dans la batterie, l'inductance et la capacité nécessaires pour les contraintes données en différentes conditions de polarisation pour un buck_boost_DCM.