

Titre: Alimentation intermittente d'un robot miniature et sans fil,
Title: synchronisée avec ses déplacements

Auteur: Marc-Antoine Fortin
Author:

Date: 2005

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Fortin, M.-A. (2005). Alimentation intermittente d'un robot miniature et sans fil,
synchronisée avec ses déplacements [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique
de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7381/>

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7381/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Sylvain Martel
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ALIMENTATION INTERMITTENTE D'UN ROBOT MINIATURE ET SANS FIL,
SYNCHRONISÉE AVEC SES DÉPLACEMENTS

MARC-ANTOINE FORTIN

DÉPARTEMENT DE GÉNIE INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AVRIL 2005



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 0-494-01324-9

Our file *Notre référence*

ISBN: 0-494-01324-9

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ALIMENTATION INTERMITTENTE D'UN ROBOT MINIATURE ET SANS FIL,
SYNCHRONISÉE AVEC SES DÉPLACEMENTS

présenté par: FORTIN Marc-Antoine

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. SAVARIA Yvon, Ph. D., président

M. MARTEL Sylvain, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. APRIL Georges-Émile, M.Sc., membre

DÉDICACE

Connaître ses limites pour mieux les dépasser

In order to bridge the gap to the nano world

Porque hay en el pequeño un gran desafío...

Keine Zeit, aber keine Stress !

REMERCIEMENTS

Le cheminement menant à un accomplissement est aussi important, sinon plus, que sa réalisation. Dans cette même ligne d'idée, le soutien et l'encouragement de mon entourage m'a permis de concentrer davantage mes efforts à entreprendre des défis d'envergure. Il va sans dire que sans leur aide et influence, je ne serais pas qui je suis devenu aujourd'hui.

Tout d'abord, pour avoir cru en mon potentiel et m'avoir proposé un projet aussi stimulant, je tiens à remercier mon directeur, le Professeur Sylvain Martel, Ph.D. avec sa chaire de recherche du Canada en conception, fabrication et validation de micro/nano-systèmes. Le soutien administratif a aussi eu un rôle important dans la diligence et le suivi des commandes, toujours trop pressantes.

Aussi, je tiens à remercier les professeurs Yvon Savaria, Ph.D. et Georges-Émile April, M.Sc., respectivement président et membre de mon jury de soutenance. Une pensée particulière va au Prof. April pour ses précieux conseils et sa source d'idées inépuisable.

Ce projet d'études aux cycles supérieurs n'aurait pu être possible sans le financement combien apprécié du CRSNG.

Le laboratoire de NanoRobotique, au travers de ses membres, m'a offert un environnement de travail d'équipe dynamique, multidisciplinaire et des plus stimulants qui soit. Il va sans dire que la contribution de chacun a été importante à mes yeux et je vous en remercie. Je tiens toutefois à souligner (dans une liste non exhaustive et sans ordre particulier) l'aide de quelques personnes :

- ✓ Dominic St-Jacques, pour avoir été un partenaire exemplaire dans cette aventure, parfois périlleuse. Ton soutien, organisation et travail ont permis à tous les collaborateurs du projet de mieux travailler. Et comment oublier ton terrifiant réalisme ?
- ✓ Philippe Levesque, plus qu'un coéquipier de cours. Je lui suis redevable pour son implication, son goût du travail bien fait et ses trucs de PCB.

- ✓ Pascal Hannoyer pour sa collaboration au niveau du design et du placement des révisions apportées au circuit du NanoWalker, en plus des différents prototypes réalisés au LPKF.
- ✓ Nami Bae qui persiste toujours à percer le secret des pattes.
- ✓ Charles Charbonneau-Tremblay pour avoir maintes fois fait face à mon désespoir, prêté l'oreille à mes jurons gras et avoir pris le temps de m'aider.
- ✓ Jean-Baptiste Mathieu pour avoir été un excellent coloc, le plus discret. Ah oui, remercie aussi ta copine pour cette fameuse soirée !
- ✓ Ouajdi Felfoul, un fidèle acolyte depuis 7 ans, mais un redoutable ennemi à UT. Merci pour ces pâtisseries matinales.
- ✓ Olivier Don-Truong pour son enthousiasme et ses grands principes... Si la grève persiste tu devras te résoudre à manger du *Kraft Dinner*.
- ✓ Arnaud Chanu, qui a hérité des pouvoirs (y'a plus d'obligations, mais bon !) des sys. admin.

Aux autres, surtout aux nouveaux arrivés avec qui j'ai passé moins de temps, je vous souhaite de retirer le meilleur de votre passage au lab. À ceux qui restent au lab encore un peu, en attendant de vous revoir dans un autre contexte, je vous dis : *So long suckers ! ;)*

Je tiens aussi à remercier les techniciens du département électrique, avec qui j'ai souvent confronté mes pistes de solutions. Aussi, la bibliothécaire Madeleine Proulx a été d'un grand secours.

D'un côté plus personnel, j'aimerais finalement remercier mes familles. Autant de modèles différents, ils ont contribué à stimuler ma curiosité et à m'encourager à la persévérance et au dépassement de soi. Sans oublier ma partenaire de vie, qui a été d'une présence réconfortante et d'une patience incommensurable pendant cette période d'investissement personnel.

RÉSUMÉ

Le projet NanoWalker vise à développer une nano-usine, composée d'une flotte de 100 robots miniatures, mobiles et sans fil. Le robot se déplace sur trois tubes de céramiques piézoélectriques lui servant de pattes. On sait que tous les robots ont besoin d'alimentation pour pouvoir mener à bien leurs opérations. Toutefois, et surtout en ce qui concerne les robots mobiles sans fil, les encombrer de batteries a plusieurs inconvénients, dont l'autonomie limitée du robot ainsi que le poids supplémentaire qu'il doit déplacer avec lui. Ces contraintes sont d'autant plus importantes dans le cas d'un robot miniature. De façon à optimiser l'efficacité de tels robots, il est intéressant d'envisager d'autres alternatives, dont l'alimentation par le milieu environnant.

Une autre approche consiste à miser sur les constantes du design. Puisque les pas du robot peuvent atteindre jusqu'à 1 μm de déflection, ils requièrent une surface de travail lisse à 0,1 μm près. Cette surface peut donc aussi être utilisée pour alimenter le robot via ses pattes en s'assurant qu'au moins une des pattes soit sur une bande d'alimentation et qu'une autre soit sur une bande à la masse et ce, sans contraindre les déplacements du robot. Un problème déjà entrevu est en fait l'occurrence d'arcs électriques entre le plancher d'alimentation et les pattes lorsque celles-ci doivent briser le lien d'alimentation pour effectuer un pas.

Ces décharges électriques sont doublement dommageables; elles effritent à la fois la surface du plancher d'alimentation et les pattes du robot. En fait, des irrégularités au plancher risquent de compromettre la fiabilité des déplacements ainsi que le positionnement fin. Aussi, l'érosion des pattes pourrait débalancer l'orientation critique du robot miniature NanoWalker, voire déstabiliser son comportement général. Un tel décalibrage du NanoWalker pourrait ainsi compromettre la précision et la fiabilité des résultats obtenus. Ces inconvénients sont d'autant plus critiques que l'instrumentation embarquée interagit au niveau atomique. Autrement dit, énormément de traitement numérique et d'itérations risquent d'être nécessaires pour corriger ces artefacts si les problèmes d'arcs subsistent.

Il va sans dire qu'une alimentation non contraignante (en termes de poids, de déplacements et de bruits) représente la fondation du projet NanoWalker. Pour adresser ce problème incontournable, un circuit de prévention d'arcs est développé. L'approche envisagée consiste à emmagasiner assez d'énergie entre chaque séquence de pas permettant ainsi le déplacement du robot sans qu'il soit connecté à son alimentation externe (le plancher), évitant ainsi les arcs électriques.

Celui-ci consiste en un interrupteur pouvant mettre le circuit du robot en haute impédance par rapport au plancher. Pour que le robot subsiste pendant qu'il est déconnecté de son alimentation, un entreposage temporaire d'énergie est nécessaire. Puisque la consommation du robot s'élève à 3 A, une énergie non négligeable est requise, surtout pour un robot miniature.

Quelques circuits ont été comparés en terme de dimensions et de caractéristiques électriques. Finalement, les supercondensateurs offrent la meilleure densité d'énergie par volume. Toutefois, ils sont limités en tension. Un système de balancement actif est utilisé pour assurer que la tension aux bornes des supercondensateurs ne dépasse pas leur tension nominale. Ce circuit permet au robot de survivre sans alimentation externe pendant une courte période. Cette durée est en fait le temps dont dispose le robot pour effectuer une séquence de déplacement. Toutefois, puisque des rebondissements, encore inconnus, surviennent à la fin d'une telle séquence, il faut prévoir arrêter avant, de sorte que les pattes se soient stabilisées lorsque l'alimentation du plancher est reconnectée.

Pour l'activation des pattes, une plage fréquentielle d'opération de 1 à 10 kHz est visée. En plus de couvrir la fréquence de résonance latérale du tube piézoélectrique de 8 kHz, ceci permet de maximiser la vitesse de déplacement en plus d'offrir une gamme d'amplitudes de pas. En fait, la résistance du circuit de commutation forme un filtre passe-bas avec la capacité des électrodes des pattes. Il est donc possible de profiter de la pente de -20 dB par décade, ce qui correspond à une oscillation de ± 150 V à 1 kHz jusqu'à ± 15 V à 10 kHz. De plus, à la fréquence de résonance mécanique du tube piézoélectrique, l'amplitude de l'oscillation est multipliée par le facteur de qualité Q des

pattes. Avec un facteur de qualité de 100, cette donnée devient particulièrement intéressante. On s'attend donc qu'à 8 kHz, on obtienne des déformations environ dix fois plus élevées qu'à 1 kHz, résultant en un déplacement presque 100 fois plus rapide. La difficulté de ce circuit de commutation réside dans le fait qu'il doit comporter un petit nombre de pièces et atteindre de hautes fréquences, malgré des sources limitées en courant.

Pour atteindre de telles fréquences avec des variations de tensions intéressantes, une inductance assure un transfert rapide des charges avec la capacité des électrodes des pattes.

ABSTRACT

The NanoWalker project aims at developing a nanofactory, composed of a 100 mobile wireless miniature robots fleet. Each robot moves around with a three-leg structure. The legs are in fact piezoelectric ceramic tubes. To perform its tasks, every robot requires a proper power supply. However, especially for wireless mobile robots, it is not convenient to overload them with batteries, which have a few drawbacks. For example, they provide the robot a limited autonomy and imply an additional weight to be carried on. These constraints are especially true for a miniature robot. In order to optimize their efficiency, it is worthwhile investigating alternative power supply sources, such as extracting energy from the environment.

Another approach aims at taking advantage of the design's constraints. Since the steps performed by the robot can reach deflections up to $1 \mu\text{m}$, a walking surface with a $0,1 \mu\text{m}$ flatness is required. This surface can also be used for supplying the robot with its required energy through its legs. Hence, at least one leg must be in contact with a positive conducting band while another must be connected to a negative one. This can be achieved without constraining the robot's motion. A problem is already known to have arisen: electric arcs between the floor and the robot's legs occur when their contact is opened during motion.

These electrical discharges are harmful in two ways; they erode both the power floor and the legs. In fact, irregularities of the floor represent a risk of compromising the motion's reliability as well as fine positioning. Furthermore, the legs' erosion leads to an unbalanced orientation, critical to the robot's general behaviour. This loss of calibrage will lead to unpredictable, unreliable results. This takes a greater importance for the on-board instrumentation that interacts at the atomic level. Unless these arcs can be prevented, a lot of software processing will be required to correct these artefacts. It is to say that a power supply solution without constraints (in terms of weight, motion and noise) is a cornerstone of the NanoWalker project.

To address this unavoidable issue, an arcing prevention circuit is developed. The selected approach consists of storing in the robot enough energy to survive a small period of time, during which motion will take place without being electrically connected to the power floor. For the arcing prevention part, a serial switch puts the robot in high impedance with the floor. Concerning the internal energy, a solution capable of delivering 3 A, corresponding to the robot's DC consumption, is required. This is enormous, especially for a miniature robot.

A few circuits have been compared in terms of dimensions and electrical characteristics. Finally, supercapacitors offer the best energy storage per volume. However, they are limited in voltage. An active balancing cell is used to ensure that the voltage at their terminals never exceeds a nominal voltage. This circuit allows the robot to sustain a short period of time without being connected to its external power supply. This time lap is the time available for the robot's motion. However, the robot might bounce at the end of a motion sequence. Since this behaviour is still unknown quantitatively, the effective motion time lap must be smaller than the 15 ms available in order to ensure that when the power supply is reconnected, the legs will have reached a stable state.

Regarding the legs' driving circuit, a frequency range from 1 to 10 kHz is targeted. On top of reaching the piezoelectric tube's mechanical resonant frequency of 8 kHz, it maximises the motion's speed as well as allowing for a variety of step sizes. In fact the resistance of the driving circuit, combined with the capacitance of the legs' electrodes, lead to a low-pass filter. Its -20 dB per decade results in a commutation of ± 150 V at 1 kHz to ± 15 V at 10 kHz. Furthermore, at the mechanical resonant frequency, the amplitude of the deformations is multiplied by the mechanical quality factor. Being of 100, it is expected that deformations roughly ten times larger at 8 kHz than at 1 kHz, will result in a motion almost 100 times faster. The difficulty of this design lays in driving circuit with a low component number and a limited current high voltage source.

In order to attain such a frequency range with interesting voltage variations, an inductance assures a fast charge transfer between the electrodes' capacities.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vii
ABSTRACT	x
TABLE DES MATIÈRES	xii
LISTE DES TABLEAUX.....	xvi
LISTE DES FIGURES.....	xvii
LISTE DES ANNEXES.....	xxi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxii
CHAPITRE 1 : INTRODUCTION	1
1.1 : Quelques notions générales.....	2
1.1.1 : Définition d'un robot	2
1.1.2 : Définition d'un nanorobot.....	3
1.1.3 : Définition de la robotique et de la nanorobotique.....	4
1.1.4 : Définition des nanotechnologies.....	4
1.2 : Objectifs et ébauche du mémoire.....	5
CHAPITRE 2 : LE PROJET NANOWALKER	7
2.1 : Projets similaires.....	8
2.1.1 : Méthode de mimétisme.....	8
2.1.2 : Méthode fonctionnelle	9
2.1.3 : Robots miniatures	10
2.2 : La plate-forme du NanoWalker	12
2.2.1 : La chambre de refroidissement.....	14
2.2.2 : Le plancher d'alimentation	15

2.2.3 : Les systèmes de positionnement	16
2.2.4 : Communication infrarouge	19
2.2.5 : L'unité centrale de contrôle	19
2.3 : Le robot NanoWalker	20
2.3.1 : Le module de locomotion	22
2.3.2 : Le module d'alimentation	24
CHAPITRE 3 : ACTIVATION DES PATTES PIÉZOÉLECTRIQUES	26
3.1 : Différentes approches de commutation de piézos.....	27
3.1.1 : Commutation en dents de scie	30
3.1.2 : Contrôle par rétroaction en tension	31
3.1.3 : Contrôle commuté par rétroaction en tension	31
3.1.4 : Contrôle commuté par rétroaction de charges	33
3.1.5 : Principe d'amplificateur hybride	34
3.2 : Contraintes des déplacements du NanoWalker.....	37
3.2.1 : Déformations des piézos	39
3.2.2 : Réponse en fréquence des piézos.....	40
3.2.3 : Fréquence de résonance mécanique.....	43
3.2.4 : Modèle électrique.....	45
3.3 : Méthodologie	50
3.4 : Résultats	51
3.4.1 : Circuit de commutation de base.....	51
3.4.2 : Circuit de commutation avec transfert de charges	53
3.4.3 : Fabrication d'inductances	60
3.5 : Discussion	63
3.5.1 : Les paramètres mécatroniques	64
3.5.2 : Les résistances R3 et R4	65
3.5.3 : Amplitude des oscillations	66
3.5.4 : Algorithme	66
3.5.5 : Choix de l'inductance	67

3.5.6 : Désynchronisation des piézos	68
3.5.7 : Fabrication de l'inductance	69
3.5.8 : Dimensions du circuit	69
CHAPITRE 4 : ALIMENTATION INTERMITTENTE SANS ARC ÉLECTRIQUE ...	71
4.1 : Méthodes d'alimentation sans fil	73
4.1.1 : Les batteries	73
4.1.2 : L'énergie du milieu	74
4.1.3 : Les sources d'énergie des implants médicaux	74
4.1.4 : La transmission d'énergie par électromagnétisme	75
4.1.5 : Les cellules photovoltaïques	76
4.1.6 : Les générateurs thermoélectriques	77
4.1.7 : La transmission sans fil d'énergie	77
4.1.8 : La source d'énergie choisie	79
4.2 : Théorie des arcs électriques	80
4.2.1 : Les arcs statiques	81
4.2.2 : Les arcs dynamiques	86
4.3 : Solutions proposées	90
4.3.1 : Les batteries	91
4.3.2 : Les condensateurs	92
4.3.3 : Les inductances	93
4.4 : Solution retenue	96
4.5 : Montages expérimentaux	100
4.5.1 : Claquage électrostatique	100
4.5.2 : Supercondensateurs	102
4.5.3 : Prévention d'arcs dynamiques	112
CHAPITRE 5 : CONCLUSION	115
5.1 : Activation des pattes piézoélectriques	115
5.2 : Alimentation intermittente sans arc électrique	116

5.2.1 : Arcs électrostatiques	118
5.3 : La réduction d'échelle.....	118
CHAPITRE 6 : TRAVAUX FUTURS	122
6.1 : Activation des pattes piézoélectriques	122
6.1.1 : Manufacturier de piézos.....	122
6.1.2 : Haute tension régulée.....	122
6.1.3 : Miniaturisation du circuit de commande	123
6.1.4 : Synchronisation des déplacements avec une source de vibration externe..	123
6.2 : Alimentation intermittente sans arc électrique.....	123
6.2.1 : Claquage électrostatique	124
6.2.2 : Interrupteur anti-arc	124
BIBLIOGRAPHIE	125
ANNEXES	138

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Recensement de robots miniatures	11
Tableau 3.1 Propriétés de différents types de céramiques piézoélectriques	37
Tableau 3.2 Comparaison de différentes configurations ayant des déformations similaires	40
Tableau 3.3 Capacité et fréquence maximale de différentes configurations	42
Tableau 3.4 Fréquence maximale d'opération des pattes selon le nombre d'électrodes .	43
Tableau 3.5 Fréquences de résonance longitudinale et latérale des pattes selon leur longueur de section considérée uniforme.....	44
Tableau 3.6 Comparaison de différents choix d'inductance	53
Tableau 3.7 Résumé des différences des circuits de commutation des pattes	59
Tableau 3.8 Comparaison des caractéristiques de différentes inductances.....	63
Tableau 4.1 Comparaison de l'énergie de différents types de batteries.....	73
Tableau 4.2 Comparaison de différents types de batteries pour une alimentation temporaire	91
Tableau 4.3 Différentes valeurs optimales d'inductances selon 3 paramètres.....	95
Tableau 4.4 Échauffement du fil en fonction du courant le traversant	114
Tableau I.1 Équations régissant les déformations d'un prisme piézoélectrique	142
Tableau II.1 Allocation de la plage de mémoire de données	147
Tableau II.2 Allocation de la plage de mémoire d'instructions	148
Tableau II.3 Allocation de la plage de mémoire d'entrées/sorties.....	148
Tableau II.4 Assignation du GPIO du TIR2000	149

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Schéma global de l'environnement du NanoWalker	13
Figure 2.2 Représentation d'un modèle réduit du PowerFloor	15
Figure 2.3 Représentation tridimensionnelle du NanoWalker	20
Figure 2.4 Schéma fonctionnel du NanoWalker	20
Figure 2.5 Les quatre électrodes du tube piézoélectrique servant de pattes	22
Figure 2.6 Circuit initial de commutation des pattes pour une électrode.....	23
Figure 2.7 Circuit d'interrupteur de l'alimentation positive	24
Figure 2.8 Circuit d'interrupteur de l'alimentation neutre.....	25
Figure 3.1 Temps de décharge d'une électrode par courant de fuite	28
Figure 3.2 Circuit d'activation d'un piézo en rampe pour une marche avant et arrière ..	30
Figure 3.3 Schéma d'un amplificateur avec rétroaction en tension analogique	31
Figure 3.4 Circuit de commutation entre deux sources et ses formes d'onde sans rétroaction	32
Figure 3.5 Circuit de commutation avec rétroaction PWM à l'aide d'un comparateur...	32
Figure 3.6 Circuit de commutation d'un piézo avec rétroaction par intégration de charges	34
Figure 3.7 Consignes de fabrication des tubes de céramique piézoélectrique servant de pattes	38
Figure 3.8 Forme d'onde carrée selon différents ratios transition:plateau à partir d'un temps de montée d'une sinusoïde	43
Figure 3.9 Phase de l'impédance en fréquence d'une électrode d'une patte PZT-5A	47
Figure 3.10 Impédance d'une patte PZT-5A.....	47
Figure 3.11 Capacitance d'une électrode d'une patte PZT-5A.....	48
Figure 3.12 Modèle électrique du piézo avec une fréquence de résonance à 71 kHz.....	48
Figure 3.13 Réponse normalisée en fréquence du modèle électrique d'un piézo (résonance à 71 kHz).....	49
Figure 3.14 Circuit de commutation de base	51

Figure 3.15 Commutation de 12 électrodes sans transfert de charges en basse fréquence	52
Figure 3.16 Commutation de 12 électrodes sans transfert de charges en haute fréquence	52
Figure 3.17 Schéma électrique de l'activation d'une électrode avec récupération de charges.....	55
Figure 3.18 Forme d'ondes simulées avec $L = 10 \text{ mH}$	56
Figure 3.19 Formes d'ondes simulées avec $L = 50 \text{ mH}$	56
Figure 3.20 Prototype du circuit d'activation des pattes sur plaquette	57
Figure 3.21 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 13 \text{ mH}$) en basse fréquence	57
Figure 3.22 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 13 \text{ mH}$) en haute fréquence	58
Figure 3.23 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 68 \text{ mH}$) en basse fréquence	58
Figure 3.24 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 68 \text{ mH}$) en haute fréquence	59
Figure 3.25 Dimensions du fil et du tore de la bobine étudiée	60
Figure 3.26 Guide de sélection de tore de Molypermalloy	60
Figure 3.27 Perte de perméabilité des Molypermalloy selon le champ magnétique	62
Figure 4.1 Phénomènes de claquage et d'arc du NW	80
Figure 4.2 Caractéristiques d'une décharge gazeuse	82
Figure 4.3 Forme générale des courbes de Paschen.....	84
Figure 4.4 Divergence de la courbe de Paschen à un écart inférieur à $4 \mu\text{m}$	85
Figure 4.5 Évolution d'un arc d'ouverture de contacts par les phases métallique et gazeuse	87
Figure 4.6 Schéma d'alimentation du NW	91
Figure 4.7 Temps de décharge d'un condensateur de $2200 \mu\text{F}$	92
Figure 4.8 Schéma d'un hacheur série appliqué à l'alimentation du NW	93

Figure 4.9 Trois supercondensateur vs. un électrolytique.....	97
Figure 4.10 Unité de balancement actif pour un supercondensateur	98
Figure 4.11 Claquage électrostatique entre deux électrodes adjacentes avant, pendant et après	101
Figure 4.12 Transferts métalliques issu du claquage électrostatique	101
Figure 4.13 Schéma des cellules de balancement des supercondensateurs	103
Figure 4.14 Forme d'onde d'une sortie régulée avec une alimentation intermittente ...	104
Figure 4.15 Prototype du circuit de balancement actif des supercondensateurs.....	104
Figure 4.16 Prototype deux couches du circuit d'alimentation.....	105
Figure 4.17 Interruption de l'alimentation avec une charge de 2,5 A.....	105
Figure 4.18 Durée de l'interruption de l'alimentation avec une charge de 1,3 A.....	105
Figure 4.19 Transition de l'interruption de l'alimentation avec une charge de 1,3 A ...	106
Figure 4.20 Bruit induit dans la tension régulée de 5 V avec une charge de 1,3 A	106
Figure 4.21 Tension aux bornes du supercondensateur SC1 avec $V_{ref} = 2,5$ V	107
Figure 4.22 Tension aux bornes des supercondensateurs SC2 et SC3 avec $V_{ref} = 2,5$ V	107
Figure 4.23 Tension aux bornes du supercondensateur SC1 avec $V_{ref} = 2,0$ V	108
Figure 4.24 Tension aux bornes des supercondensateurs SC2 et SC3 avec $V_{ref} = 2,0$ V	108
Figure 4.25 Dommage causé par les arcs électriques au plancher (gauche) et à la bille (droite).....	113
Figure 4.26 Échantillon de d'acier inoxydable 440C avant et après l'ouverture de contacts avec l'interrupteur anti-arc.....	113
Figure 4.27 Résultats de l'arc survenu à l'ouverture des contacts sans interrupteur anti-arc	113
Figure I.1 Molécule de la céramique originale (1) et polarisée (2).....	138
Figure I.2 Déformations longitudinale et axiale d'un tube piézoélectrique	140
Figure II.1 Chronogramme d'une opération de loadDACs.....	152
Figure II.2 Chronogramme d'une remise à zéro des quatre sorties du DAC	153

Figure II.3 Chronogramme d'une écriture au DAC	153
Figure II.4 Chronogramme d'une demande de conversion à l'ADC	154
Figure II.5 Chronogramme d'une lecture de l'ADC	154
Figure II.6 Chronogramme d'une lecture de la FlashRAM	155
Figure II.7 Chronogramme d'une écriture à la FlashRAM	155
Figure II.8 Chronogramme d'une lecture de la SRAM	156
Figure II.9 Chronogramme d'une écriture à la SRAM	156
Figure II.10 Chronogramme d'une lecture du TIR2000	157
Figure II.11 Chronogramme d'une écriture au TIR2000	157
Figure II.12 Prototype sur deux couches du circuit STM, version 1	158
Figure II.13 Prototypes sur deux couches du circuit STM, version 2 et du circuit NanoCourant	158
Figure II.14 Prototype sur deux couches du circuit d'alimentation	159
Figure II.15 Prototype sur deux couches du circuit de communication IR	159
Figure II.16 Prototype sur deux couches du circuit de température	159
Figure II.17 Prototype sur quatre couches du circuit MAFwalker	160
Figure III.1 Morphologie des pattes du NanoWalker vue de haut	161
Figure III.2 Morphologie des pattes du NanoWalker dans le plan de la direction de son déplacement	162
Figure III.3 Représentation de l'algorithme de déplacement	162

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I : L'EFFET PIÉZOÉLECTRIQUE	138
ANNEXE II : CONCEPTION MATÉRIELLE	146
ANNEXE III : ALGORITHME DES PATTES	161
ANNEXE IV : LISTE DES ÉTUDIANTS SUPERVISÉS	164

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

- AC Courant alternatif (*Alternative current*)
- ADC Convertisseur analogique-numérique (*Analog-to-Digital converter*)
- AFM Microscope à force atomique (*Atomic Force Microscope*)
- AM Modulation d'amplitude (*Amplitude Modulation*)
- CAD Conception assistée par ordinateur (*Computer-Aided Design*)
- CCD Caméra à dispositif à transfert de charge (*Charge-Coupled Device camera*)
- CMOS *Complementary Metal Oxyde Semiconductor*
- CPLD Complex Programmable Logic Device
- DAC Convertisseur numérique-analogique (*Digital-to-Analog converter*)
- DC Courant continu (*Direct current*)
- DMA *Direct Memory Access*
- DSP Processeur de signal numérique (*Digital Signal Processor*)
- EDLC Condensateur électrochimique à double couche (*Electrochemical Double Layer Capacitor*)
- EMI Interférence électromagnétique (*Electromagnetic interference*)
- EPM École Polytechnique de Montréal
- ESR Résistance série équivalente (*Equivalent Series Resistance*)
- FCC *Federal Communication Commission*
- FEM Force électromagnétique
- FEM Modélisation par éléments finis (*Finite Element Modelling*)
- FIB *Focussed Ion Beam*
- FIFO *First In, First Out*

FIR	<i>Fast-Speed Infrared</i>
FM	Modulation en fréquences (<i>Frequency Modulation</i>)
FSK	Modulation par déplacement de fréquence (<i>Frequency Shift Keying</i>)
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i> (IEEE-488)
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
HOPG	<i>Highly Oriented Pyrolytic Graphite</i>
ID	Diamètre interne (<i>Inner diameter</i>)
IR	Infrarouge
IrDA	<i>Infrared Data Association</i>
IRM	Imagerie par Résonance Magnétique
IRQ	<i>Interrupt Request</i>
ISA	<i>Industry Standard Architecture</i>
ISR	Sous-routine d'interruption (<i>Interrupt Service Routine</i>)
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i> (IEEE 1149.1)
LED	<i>Light emitting diode</i> (Diode ÉlectroLuminescente ou DEL en français)
LSB	Bit de poids faible (<i>Least Significant Bit</i>)
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
MSB	Bit de poids fort (<i>Most Significant Bit</i>)
MTBF	Temps moyen avant défaillance (<i>Mean Time Before Failure</i>)
NI	<i>National Instruments</i>
NW	NanoWalker
OD	Diamètre externe (<i>Outer diameter</i>)
SPS	<i>Solar Power Satellite</i>

PF	PowerFloor
PFE	Projet de fin d'études
PID	Contrôleur proportionnel, dérivé et intégral
PLC	<i>Programmable Logic Controller</i>
PSD	<i>Position Sensing Device</i>
PWM	Modulation à largeur d'impulsion (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RAM	Mémoire vive (<i>Random Access Memory</i>)
RF	Fréquence radio (<i>Radio Frequency</i>)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RPM	Rotations par minute
SCI	Interface de communication sérielle (<i>Serial Communication Interface</i>)
SEM	Microscope à balayage électronique (<i>Scanning Electron Microscope</i>)
SIC	<i>Silicon Carbide</i>
SOI	<i>Silicon On Insulator</i>
SPM	Microscope-sonde à balayage (<i>Scanning Probe Microscopy</i>)
SRAM	Mémoire vive statique (<i>Static Random Access Memory</i>)
STM	Microscope à effet tunnel (<i>Scanning Tunneling Microscope</i>)
PZT	Céramique polycristalline ayant des propriétés piézoélectriques (<i>Plumbum Zirconate Titanate</i>)

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION

L'évolution de la science a, avec les siècles, pris plusieurs tangentes. L'une d'elles s'avère particulièrement prometteuse de par ses avantageuses applications dans des domaines aussi variés que la biomédecine, l'étude des matériaux et l'électronique. Révolutionnant ainsi les procédés, elle est destinée, par le fait même, à avoir un impact important sur les technologies futures.

En effet, les nanotechnologies ont déjà fait de remarquables progrès depuis quelques décennies. On compte parmi ceux-ci l'imagerie d'une surface au niveau atomique. Avec une résolution de l'ordre du nanomètre (c'est-à-dire un milliardième de mètre, soit environ 1000 fois plus petit que le diamètre d'un cheveu), il devient possible de distinguer les atomes composant la surface examinée. La corporation IBM est même allée jusqu'à aligner des atomes un à un de sorte à reproduire les trois lettres de leur sigle (*IBM (©1995-)*).

Traditionnellement, la manipulation d'échantillons nécessite une intervention humaine, tant dans la préparation de ceux-ci que dans l'opération de machines trop souvent imposantes, complexes et à vocation unique. On parle alors d'amener la matière à la machine pour y effectuer une opération. À l'opposé, le projet NanoWalker du Laboratoire de NanoRobotique de l'École Polytechnique de Montréal (EPM), en collaboration avec le « Massachusetts Institute of Technology » (MIT), a une vision des nanotechnologies qui s'aventure hors des sentiers battus; l'approche préconisée consiste plutôt à amener la machine à la matière. En fait, l'instrument se rendra à l'échantillon pour y effectuer localement des tâches spécifiques.

Pour y parvenir, on a recours à une petite plate-forme robotique autonome, sans fil, équipée d'instruments scientifiques et capable d'interactions aux échelles atomique et moléculaire. Cette dernière deviendra ainsi l'élément de base d'une « nano-usine » à haut débit, permettant d'atteindre un niveau d'opérations parallèles jusqu'ici inégalé et ce, simplement en augmentant le nombre de ces robots.

L'équipe du Laboratoire de NanoRobotique a pour mission le développement de la première version de ce robot, nommé « NanoWalker ». D'un volume approximatif de 30 mm × 32 mm × 30 mm, il sera équipé d'une version miniature d'un microscope à effet tunnel (STM) pour l'assister dans sa conquête de l'infiniment petit.

Les différents systèmes et sous-systèmes du robot font appel à bon nombre de sciences modernes, faisant de ce projet une entreprise à fort caractère pluridisciplinaire où les défis sont tout aussi motivants que variés. En effet, la miniaturisation entraîne plusieurs complications au niveau du design en termes d'alimentation, d'isolation au bruit et aux vibrations et de densité des composants électroniques. Cette dernière engendre une dissipation élevée de chaleur et limite les ressources disponibles à même le robot. Notamment, une optimisation est indispensable pour les routines effectuées ainsi que pour le protocole de communication.

Avant, quelques précisions sont données sur les notions pour éclaircir la différence entre la nano robotique et les nanotechnologies.

Avant de poursuivre ce mémoire et entrer dans le vif du sujet, il est important de différencier les notions de nanotechnologie et de nanorobotique. La prochaine section oppose ces concepts. Elle est suivie par les objectifs et l'ébauche du présent mémoire.

1.1 : Quelques notions générales

Cette section est dédiée à mettre quelques idées en place avant de poursuivre avec l'introduction du projet de façon plus détaillée au CHAPITRE 2 :. On définit ce que sont un robot, un nanorobot, la robotique, la nanorobotique et les nanotechnologies.

1.1.1 : Définition d'un robot

Selon le modèle de Allen Newell, on définit un robot comme étant une machine capable de perception, d'analyse et d'actionnement (manipulation et mobilité). Récemment, on a introduit aussi l'aspect de communication (*Siegel (2001)*). La perception permet au robot de décrire son environnement de travail; l'analyse permet au robot de choisir comment s'adapter à son environnement selon une série de cas prédéfinis et l'action lui permet de

le faire. La communication lui sert à rafraîchir les instructions cognitives en plus de permettre la transmission de données, pouvant donner lieu à la coopération.

Certains robots sont autonomes, mobiles ou dotés d'intelligence. La miniaturisation des robots amène de nouveaux défis, tant au niveau de leur alimentation que des actionneurs et des capteurs.

Selon *Canada. Bureau de la traduction (2000-)*,

Le robot dit de première génération répète les gestes qu'on lui a appris ou qui ont été programmés [...] Le robot de deuxième génération est capable d'acquérir certaines données sur son environnement [...]; le robot de troisième génération comprendra un langage proche du langage oral et sera capable de résoudre de véritables problèmes après avoir perfectionné lui-même son propre savoir-faire.

1.1.2 : Définition d'un nanorobot

Le matériel de perception, d'analyse et de communication a rapidement évolué de l'échelle macro à micro. On s'attend même à atteindre l'échelle moléculaire. Cependant, les actionneurs sont beaucoup moins évolués en terme de miniaturisation d'après *Siegel (2001)*. Aussi, l'attribution du préfixe nano- à un robot est possible si le robot en question rencontre deux des trois critères suivants :

Le robot a une dimension linéaire inférieure à 100 nm.

Le robot a des actionneurs capables d'opération dans la plage inférieure à 100 nm.

Le robot a des capteurs capables d'opération dans la plage inférieure à 100 nm.

Selon cette convention de nomenclature, le NanoWalker serait un nanorobot puisqu'il rencontre les deux derniers critères. Il en va de même pour les préfixes macro-, milli- et micro-. Cependant, cette convention n'est pas unanime. En effet, d'autres auteurs établissent une plage de dimension linéaire pour chaque classe de robots par exemple. Ainsi, pour ne pas porter à confusion, on réfère au NanoWalker comme étant un robot miniature.

1.1.3 : Définition de la robotique et de la nanorobotique

La robotique est donc l'« ensemble des techniques de conception, construction et mise en oeuvre des robots », toujours selon *Canada. Bureau de la traduction (2000-)*. En ce qui concerne la nanorobotique, on la définit comme étant l'application de la robotique aux nanotechnologies.

1.1.4 : Définition des nanotechnologies

En fait, le dictionnaire *Canada. Bureau de la traduction (2000-)* définit les nanotechnologies comme étant les « moyens techniques qui regroupent un nombre important d'outils d'observation, d'analyse, de préhension, de manipulation et de fabrication d'objets dont une dimension au moins est inférieure à 10 nm ». *La notion des applications nanotechnologiques est plus ou moins large selon les pays*. On peut donc résumer que les nanotechnologies englobent les technologies qui interfèrent au niveau nanométrique.

Les atomes sont la base de la matière. Ces éléments ne sont pas visibles car ils sont plus petits que la longueur d'onde de la lumière visible (*The Economist (2004)*). En fait, un nanomètre représente la longueur de 10 atomes d'hydrogène. L'investigation à l'échelle nanométrique doit donc passer par de l'instrumentation scientifique capable de traduire ce qui se passe à ce niveau en un format que l'humain peut interpréter.

De plus, à très petite échelle, les propriétés (couleur, magnétisme, conductivité) des matériaux changent de façon inattendue. En effet, certaines forces, négligeables à l'échelle macro, deviennent prépondérantes à l'échelle micro. Par exemple, une particule d'or fond à plusieurs centaines de degrés sous la température de fusion d'une pépite d'or (*The Economist (2004)*). Aussi, à cette échelle, le cuivre devient un piètre conducteur. Ceci s'explique par le fait que plus un objet est petit, plus son ratio entre sa surface et son volume augmente. Ceci revêt une énorme importance puisque généralement, les atomes en surface sont plus réactifs que ceux du centre.

Les nanotechnologies sont un domaine pluridisciplinaire faisant notamment appel à des connaissances fondamentales en chimie et en physique. La possibilité de synthétiser des matériaux avec une résolution atomique permet d'améliorer leurs caractéristiques optique, magnétique, thermique, électrique et bien plus. Le nanotube de carbone est sans doute le produit le plus connu issu des nanotechnologies. Il s'apparente à une mince couche de graphite roulée en un cylindre d'un diamètre d'environ un nanomètre. C'est un matériau très fort et léger. On s'en sert entre autre comme capteur, sonde moléculaire et mémoire d'ordinateur. On le retrouve aussi dans les téléviseurs, les batteries et les piles à combustible.

Bien que ces réalisations scientifiques soient impressionnantes en elles-mêmes, le génie voit à la conception d'applications faisant recours à ces notions scientifiques. En fait, l'objectif du Laboratoire de NanoRobotique est d'automatiser des micro- et nanoprocessus en optimisant par le fait même la productivité. On parle déjà de nanousines qui consistent en des chaînes de production au niveau moléculaire. C'est exactement dans ce contexte que vient s'inscrire le projet NanoWalker.

1.2 : Objectifs et ébauche du mémoire

Le présent document résume le travail réalisé dans le cadre d'une maîtrise recherche en électronique. Bien que la validation de l'électronique complète du NanoWalker ait été faite (l'allocation des espaces de mémoire, l'attribution des ressources aux différentes fonctionnalités, les chronogrammes des accès à tous les composants, l'interaction de composants de différentes familles et la programmation JTAG en modes interne et externe), l'accent sera mis sur les aspects les plus intéressants.

Deux problématiques du NanoWalker (NW) sont adressées dans ce mémoire. Premièrement, l'activation des pattes en haute fréquence nécessite plus d'énergie qu'il y en a de disponible. Pour optimiser la vitesse des déplacements, un circuit miniature de commutation haute tension est présenté. Deuxièmement, ces déplacements engendrent des arcs électriques en raison du mode d'alimentation du robot. Un circuit de prévention

d'arc, comprenant un interrupteur et une source d'énergie temporaire interne, est ensuite développé.

Pour présenter ce travail, le mémoire est divisé comme suit. Le prochain chapitre expose une revue de différents robots et explique les différents aspects du projet NanoWalker (NW), tant au niveau de son environnement de travail que du robot lui-même. Le troisième chapitre adresse la description et le développement d'un circuit d'activation des pattes pour le déplacement du NW selon les contraintes imposées par le projet. Le quatrième chapitre revoit les méthodes d'alimentation sans fil, la théorie des arcs électriques ainsi que le développement d'un circuit de prévention d'arc pour le concept actuel d'alimentation du NW. Finalement, une conclusion présente les contributions du mémoire à l'avancement des connaissances alors que quelques améliorations au projet sont proposées au chapitre des travaux futurs.

CHAPITRE 2 : LE PROJET NANOWALKER

Traditionnellement, la recherche implique de gros équipements auxquels on amène l'échantillon de travail. Avec la miniaturisation de l'instrumentation, une autre approche gagne en popularité, soit celle d'amener l'instrumentation à l'échantillon. Dans cette lignée, on retrouve le projet NW, qui vise à développer une plate-forme comportant une flotte d'une centaine de nano-robots équipés d'instruments scientifiques. Dans la poursuite de l'objectif de nano-usines, une première étape vise à positionner un robot au-dessus d'un atome préalablement identifié par un autre robot. Ainsi, un processus de positionnement atomique automatisé et répétitif serait démontré.

Ceci devient possible, non seulement avec l'instrumentation intégrée, mais aussi grâce aux systèmes de contrôle, de positionnement et de communication. Même si ce robot doit être supervisé par un ordinateur central externe offrant une interface usager, il demeure autonome.

Une fois ce but réalisé, l'automatisation d'un assemblage moléculaire deviendrait envisageable. Une telle application pourrait révolutionner les domaines pharmaceutique (dans la synthèse de médicaments), biomédical (dans l'assemblage de vaisseaux intraveineux capables de livrer une drogue dans un endroit particulier) et microélectronique (la diminution des dimensions des transistors intégrés est limitée par la longueur d'onde de la lumière utilisée dans les masques de photolithographie) pour n'en nommer que quelques-uns.

Ce chapitre vise donc à introduire le lecteur aux différentes facettes du projet NW, tant au niveau du système que du robot lui-même. De par la nature des travaux du présent ouvrage, une plus grande importance est accordée à leur aspect électronique. Toutefois, puisque d'autres laboratoires de recherche oeuvrent aussi dans la miniaturisation de robots, commençons par une revue des projets similaires.

2.1 : Projets similaires

Dans la littérature, les solutions classiques de locomotion ont toujours privilégié les méthodes de déplacement avec des roues (*Wagner et al. (2001)*), car elles sont beaucoup mieux développées que les techniques à pattes (*Guccione et al. (2003)*). Cependant, ces premières éprouvent rapidement des limitations en terrain accidenté ou irrégulier tels que des escaliers. Puisque les robots marcheurs ne sont pas encore assez fiables, rapides et capables de déplacer des charges intéressantes, certains chercheurs se retournent vers des solutions hybrides, comme le grillon qui se meut à l'aide d'un combo pattes-roues (*Birch et al. (2002)*). Selon *Fong et al. (2003)*, il existe deux approches de design de robot: celle d'inspiration biologique et celle d'inspiration fonctionnelle. La première est aussi connue sous le nom de biomimétisme¹.

2.1.1 : Méthode de mimétisme

Voth (2002) avance « *Nothing succeeds like success* ». Il explique qu'on a découvert que les animaux à pattes utilisent le même principe dynamique que les humains lorsque ces derniers courrent. En fait, leurs pattes agissent comme des systèmes masse-ressort en amortissant, emmagasinant et en réutilisant de l'énergie à chaque pas. Ce processus d'auto-stabilisation ne requiert aucun stimulus du cerveau. Dans le cas d'hexapodes, il a été établi que les six pattes sont utilisées comme 2 tripodes ; ces tripodes sont normalement constitués des pattes avant et arrière d'un côté et la patte centrale de l'autre côté. Les animaux ayant plus de pattes les utilisent aussi en groupe de trois. D'un autre côté, plutôt que de prévoir le comportement encore méconnu du vol d'insectes, certains groupes de recherche ont recours à l'intelligence artificielle pour que leur robot évolue et apprenne par lui-même l'algorithme optimal de vol. Il en va de même pour des robots-chien et -serpent. Plus spécifiquement, on retrouve de petits bipèdes (*Xiao et al. (2002)* et *Tani (1996)*), comme des humanoïdes (*Kagami et al. (2004)* ; des quadripèdes (*Kitano*

¹ Qui exploite une ressemblance de leur milieu physique ou biologique avec certains animaux (*Québec. Office québécois de la langue française (2002-)*).

et al. (1998), des hexapodes sous forme de crabe (*Yoneda et al. (1994)* et de coquerelle (*Quinn et al. (2002)*). De plus, il y a des robots qui collent aux murs (*Xiao et al. (2002)*, des geckos (*Sitti et al. (2003)*), des insectes volants (*Campolo et al. (2003a)*), des robots volant sur le principe de l'hélicoptère (*Miki et al. (1999)*), des humanoïdes nageurs (*Ikeda et al. (1998)*) et bien plus. Certains chercheurs, dont *Seyfried (2003)*, vont même jusqu'à développer des colonies de fourmis pour accomplir des tâches plus complexes nécessitant l'interaction, voire la collaboration, de plusieurs unités robotisées. Il est donc normal que les algorithmes de démarches à trois pattes ne soient pas bien exploités dans la littérature puisqu'un être vivant ne se déplace sur trois pattes.

2.1.2 : Méthode fonctionnelle

À l'opposé, on retrouve la méthode fonctionnelle, de laquelle s'inspirent les bras robotisés dans les chaînes de montage. Un autre exemple est la plate-forme mobile Miniman (*Fahlbusch et al. (1999)* et *Seyfried (2003)*) qui fait tourner une sphère munie d'une longue tige métallique en actionnant trois piézos. Ce même consortium de recherche fait aussi mention du projet MiCRoN (*Bergander (2004)*), qui utilise une matrice de leviers amplifiant la déformation de piézos pour se déplacer. Quelques unités robotiques collaborent déjà pour s'échanger un cheveu à l'aide de leurs micro-pinces. *Ruffieux et al. (2000)* ont plutôt recours à la fabrication par procédé lithographique bord en bord d'une matrice d'actionneurs piézoélectriques pour déplacer leur plate-forme. Quant à *Simu et al. (2002)*, ils ont recours à six pattes piézoélectriques pour se déplacer et de six autres pour déplacer une sphère, similaire à celle du projet Miniman. D'autres techniques de locomotion originale existent, comme un robot à une patte qui saute en quelque sorte à pieds joints (*Rembold et al. (1997)*) ou un tripode avec levier pour amplifier le mouvement. Finalement, il existe aussi un mouvement à multi-pattes, qui prend la forme d'une brosse (*Ioi (2001)*).

D'autres projets de recherche ressemblent beaucoup au NanoWalker sous divers aspects, mais peu ont son niveau de complexité, notamment au niveau de l'alimentation et de la

communication sans fil en plus de l'instrumentation embarquée. La prochaine sous-section fait plus particulièrement référence aux robots miniatures.

2.1.3 : Robots miniatures

Il existe une multitude de robots miniatures. Cependant, la plupart ne comprennent pas d'instrumentation (capteur/actionneur) submicronique. Par exemple, Doug Adler et Ed Heller du *Sandia National Laboratories* (New Mexico) ont développé un robot de 4 cm³, soit 16 mm de côté (*Siegel (2001)*). Son poids et son volume sont dominés par l'alimentation fournie par 3 batteries de montre, lui permettant un temps de vie sans fil de 15 à 20 minutes. Son seul capteur à bord est un capteur de température.

Dans *Inoue (1996)*, on fait allusion à des robots-fourmis au MIT et à des petites machines capables de suivre une ligne au sol faite par ETH Zurich. Il ajoute aussi qu'à l'échelle micro, la force gravitationnelle n'est plus prédominante. En effet, les forces électrostatiques, de van der Waals² et des tensions de surface font en sorte que tout semble vouloir coller à tout. De plus, de façon générale, plus un objet est petit, plus sa bande passante est élevée, ce qui implique des fréquences de contrôle plus élevées et donc à des efforts de calculs plus grands. Ces considérations mènent à développer une architecture comprenant une intelligence externe pour contourner les difficultés de la miniaturisation. Le Tableau 2.1 recense quelques robots miniatures instrumentés et les compare en termes de quelques caractéristiques d'intérêt, soit :

1. les dimensions,
2. la méthode de locomotion,
3. la méthode d'alimentation,
4. la méthode de communication et
5. l'instrumentation.

² Forces attractives de nature électrostatique s'exerçant entre les molécules d'un milieu (*Québec. Office québécois de la langue française (2002-)*)

Tableau 2.1 Recensement de robots miniatures

Robot	Image	Caractéristiques
Miniaturised Robot for Micro Manipulation (MINIMAN) ³		<ol style="list-style-type: none"> 1. dizaine de cm de côté 2. trois piezos verticaux 3. câblée 4. câblée 5. micro-pince sur sphère
Miniaturised Co-operative Robots advancing towards the Nano range (MiCrON) ⁴		<ol style="list-style-type: none"> 1. 12 mm de côté 2. matrice piézoélectrique 3. câblée pour l'instant 4. infrarouge 5. micro-pince sur bras rotatif
Walking Die, une évolution du NanoWalker		<ol style="list-style-type: none"> 1. 2 mm de côté 2. roues hexagonales 3. via le plancher 4. via le plancher 5. Scanning Probe Microscopy (SPM)
In-Pipe Worm ⁵		<ol style="list-style-type: none"> 1. Ø 9,5 mm, 60 mm de long 2. piezo à étage 3. dans un tube 4. Fréquence Radio (RF) 5. chirurgie minimalement invasive par commande RF

Le projet MiCrON est inspiré du NW. En fait, une plate-forme robotique capable de se déplacer par déformation d'une matrice piézoélectrique avec amplification du mouvement a été développée à l'Institut des systèmes robotiques de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne. À l'aide de micro-pinces et de capteurs, une manipulation d'objet rigide et flexible en trois dimensions est possible avec une

³ (Fahlbusch et al. (1999), Fahlbusch et al. (1999) et Seyfried (2003))

⁴ (Seyfried (2003))

⁵ (Takahashi et al. (1994) et Nishikawa et al. (1999))

résolution nanométrique sur quelques mm³. Sa locomotion par translation et rotation sur une surface plane de 50 cm × 50 cm, permet d'amener l'instrumentation vers le lieu de travail et de retourner à la zone de recharge du système d'énergie. Les déplacements ont une précision nanométrique. Un système de positionnement externe est précis au micron près. Ils ont d'ailleurs développé une approche de manipulation mésoscopique avec une précision nanométrique par un groupe de collaboration de 5 à 10 microrobots. Chaque microrobot occupe un volume de quelques cm³. D'autres robots seront équipés de *Scanning Probe Microscopy* (SPM) et de caméra à dispositif à transfert de charge (CCD) pour la supervision des tâches.

Ces robots seront éventuellement sans fil et comporteront l'électronique de contrôle et de communication à même le robot (*Seyfried (2003)*). Le tout ne devra consommer que 1 W de puissance, soit 15 fois moins que le NanoWalker.

De son côté, le projet *Micromechanical Flying Insect* (MFI) est semblable au NW au niveau de la miniaturisation et de l'activation de matériaux piézoélectriques pour ses déplacements. En fait, l'objectif est de reproduire le comportement complexe du vol des calliphorides, la famille de mouche à laquelle appartient notamment la mouche verte (*Québec. Office québécois de la langue française (2002-)*). Le robot a une masse de 100 mg et une longueur d'aile de 11 mm. Le battement des ailes s'effectue selon une onde quasi-carrée à 150 Hz et requiert 10 mW pour activer les piézos (*Schenato et al. (2001)*).

Maintenant qu'un bref aperçu de ce qui se fait aujourd'hui dans le monde en termes de robots miniatures a été dressé, on peut maintenant s'attaquer à la description des systèmes de la plate-forme du NW, qui sera suivie d'une description des différents modules du robot lui-même.

2.2 : La plate-forme du NanoWalker

Comme il en a été fait allusion précédemment, plusieurs systèmes sont requis pour encadrer le NW, tel que démontré à la Figure 2.1. Afin de bien situer chacun des

systèmes, ils seront introduits du plus gros au plus petit. Tout d'abord, la chambre de refroidissement, nécessaire à la dissipation de chaleur du NW, sera introduite. Puis, un survol du système de contrôle (centre nerveux de la flotte de robots) sera donné. Ensuite, le système de communication sera présenté, suivi par les différents niveaux du système de positionnement. Enfin, la surface de travail sera décrite. En ce qui concerne les différents modules composant du NW, le lecteur devra se référer à la prochaine section.

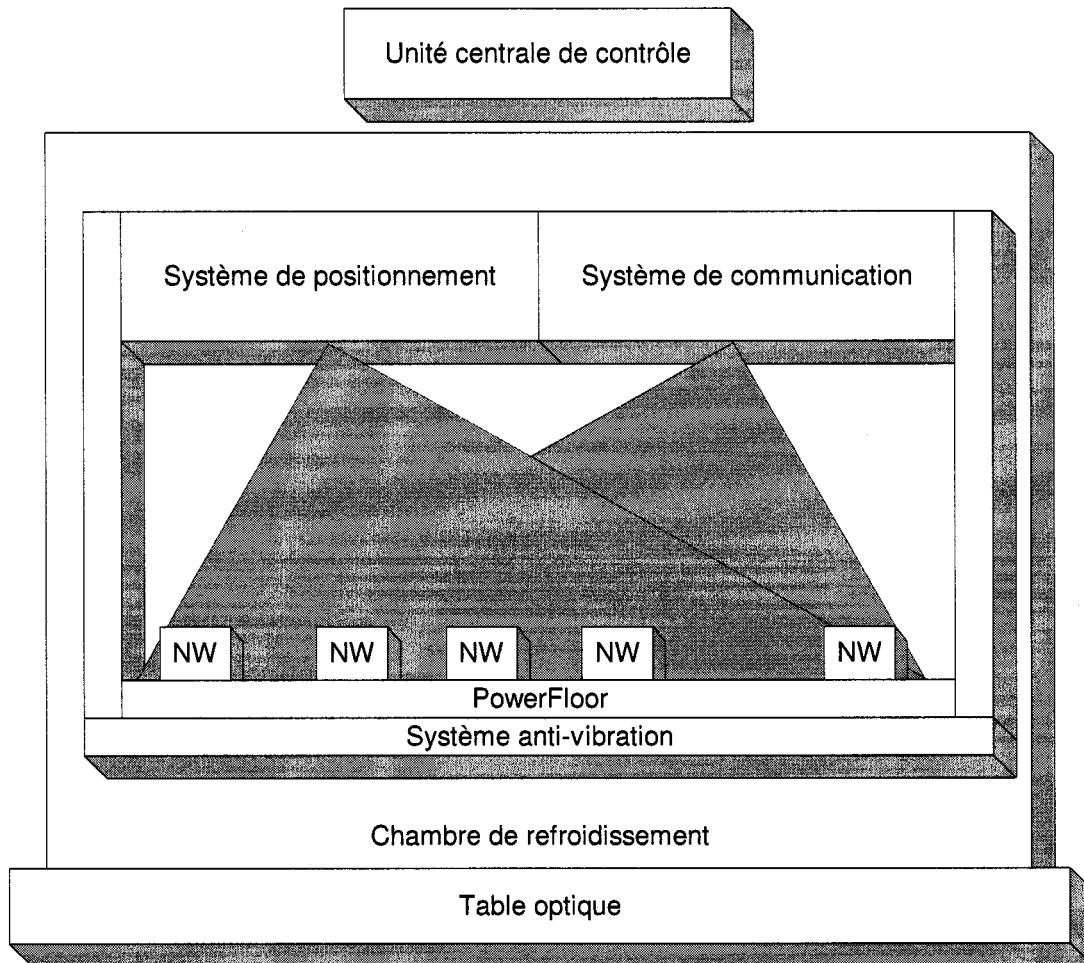


Figure 2.1 Schéma global de l'environnement du NanoWalker

2.2.1 : La chambre de refroidissement

D'entrée de jeu, le lecteur doit être avisé que chaque robot consomme environ une puissance de 15 W (*Martel (2004b)*), soit 3 A à 5 V. De plus, une puissance additionnelle de 7,5 W ($[7,5-5]V \cdot 3A$) est dissipée par le régulateur linéaire de 5 V en plus de celle du pont de rectification de 3 W ($2 \times 0,5V \cdot 3A$). Compte tenue de la faible surface de contact avec son entourage dont le NW dispose, la dissipation de chaleur doit être facilitée afin d'éviter un échauffement local du robot. Pour l'aider à se refroidir, une chambre refroidit le milieu environnant des robots, soit de l'hélium refroidi par échange thermique avec de l'azote liquide (*Martel et al. (2004b)*). Le choix de ce gaz s'appuie sur quelques faits. Premièrement, il s'agit du plus petit gaz inerte. Il ne réagit pas avec le reste, bien qu'il puisse s'infiltre partout. Deuxièmement, il n'est pas organique. Finalement, il a un excellent coefficient thermique, idéal pour un haut taux de transfert de chaleur (*Martel (2004b)*). Cependant, l'hélium est un moins bon diélectrique que l'air. Il est donc moins apte à éviter le claquage électrostatique entre deux électrodes. Le CHAPITRE 4 : explore cette avenue plus en détail.

Évidemment, cette chambre offre la possibilité de contrôler la température par une vitesse variable de l'hélium poussé dans la chambre. Ce flot risque toutefois d'altérer la précision de l'instrumentation, voire de littéralement provoquer la dérive des robots.

Ce contrôle de température est absolument nécessaire pour que les robots puissent fonctionner correctement. En effet, l'ensemble des composants électroniques utilisés est de type commercial, qui prescrit une plage de température de fonctionnement entre 0 et 70 °C. De plus, l'instrumentation embarquée (actuellement, il s'agit d'une technologie de microscopie à effet tunnel ou STM) requiert une variation maximale aussi faible que $\pm 0,1$ °C pour permettre une résolution atomique (*Madden (1996)*). Il va sans dire que plus l'échantillon à être imaginé est froid, plus stables sont les atomes qui le composent. Il est donc possible de baser le contrôle de température sur les données fournies par les robots ou directement à partir des thermocouples répartis dans la chambre.

Afin de prévenir le plus de vibrations externes possible et d'assurer un plan horizontal parfait, la chambre de refroidissement siège sur une table optique. De plus, une structure montée sur un système anti-vibration maintient fixe la distance entre les robots et l'équipement de positionnement et de communication (*Martel et al. (2004b)*). Bref, elle offre un environnement fermé et contrôlé au NW, en plus de contenir d'autres systèmes qui sont décrits dans les prochaines sous-sections.

2.2.2 : Le plancher d'alimentation

Toujours dans l'optique de minimiser les dimensions, ainsi que le poids du NanoWalker, l'alimentation de ce dernier se fait, non pas par des batteries qui confineraient l'autonomie du robot à quelques minutes d'opération, mais bien via le plancher d'alimentation, nommé *PowerFloor* (PF). Il est composé de bandes conductrices en alternance entre la tension positive d'alimentation et la masse. Les dimensions de ses bandes font en sorte que le robot est assuré de toujours avoir au moins une de ses pattes sur une bande conductrice de chaque polarité, tel qu'expliqué par *Martel (2004a)*. L'alimentation est donc transmise aux robots via deux de leurs trois pattes. La Figure 2.2, tirée de *Martel (2004b)*, illustre ce principe de paires de bandes conductrices.

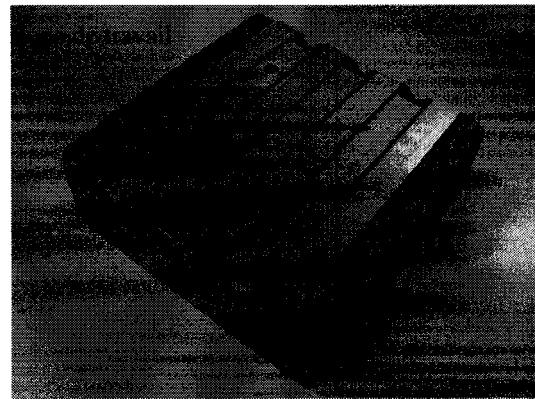


Figure 2.2 Représentation d'un modèle réduit du PowerFloor

Ces paires de bandes peuvent être alimentées indépendamment les unes des autres. Ceci a l'avantage de ne pas alimenter les robots non nécessaires à l'accomplissement de

certaines tâches en plus d'abaisser la température globale de la chambre puisque moins de robots dissipent nécessairement moins de chaleur.

2.2.2.1 : Zone de travail

Les zones de travail, qui consistent en des pastilles isolées, sont réparties uniformément au centre de la largeur des bandes conductrices, comme dans *Martel (2004a)*. De cette façon, plusieurs robots pourront faire des opérations au niveau atomique en même temps, augmentant ainsi le nombre d'exécutions par seconde. Ces pastilles sont composées d'une zone neutre en circonférence pour les isoler des bandes conductrices. À l'intérieur de cet anneau isolant, il devra y avoir un anneau conducteur connecté à l'échantillon. C'est à cet endroit que la tige de différence de potentiel du STM pourra se connecter.

Des échantillons en *Highly Oriented Pyrolytic Graphite* (HOPG) sont fixés à ces pastilles. Il va de soi que les robots ne doivent pas poser les pattes sur ces zones de travail pour deux raisons : le robot risque de perdre son alimentation en plus d'abîmer l'échantillon. Le matériau HOPG est conducteur et est caractérisé par une structure atomique plane et répétitive, ce qui facilite le comptage d'atomes avec l'instrumentation, tel que précisé par *St-Jacques et al. (2004)*.

2.2.3 : Les systèmes de positionnement

Puisqu'un des objectifs du projet est de positionner le NW au-dessus d'un atome, qui peut se trouver sur un des 100 échantillons répartis sur un plancher spécial, appelé PowerFloor (PF), d'une surface de 80 cm × 80 cm (surface nécessaire à l'opération d'une flotte de 100 robots mobiles de 30 mm × 32 mm × 30 mm selon *Martel et al. (2004a)*), plusieurs systèmes de positionnement sont nécessaires pour combiner la résolution requise sur toute la surface de travail. Le positionnement comprend donc trois systèmes, soit global, intermédiaire et fin (*St-Jacques et al. (2004)*).

2.2.3.1 : Le système de positionnement global

Puisque le PF revêt une grande surface, celle-ci est divisée en quatre quadrants qui se recoupent. Dans chacun de ces quadrants, le positionnement global est assuré par un Position *Sensing Device* (PSD) (*Martel et al. (2003)*), muni d'un objectif à grand angle, qui calcule le centre de masse de la lumière captée avec une précision de $\pm 75 \mu\text{m}$ tel qu'affirmé par *Aboussouan (2004)*. Il est donc possible de positionner un robot au-dessus d'un des échantillons, fixés à même le PF. Pour optimiser cette résolution, les NanoWalker devront se déplacer dans le noir, ce qui contribuera aussi à conserver une température la plus constante possible.

Les vibrations et les sauts des NW lors de leurs déplacements risqueraient de compromettre la résolution du PSD. C'est pourquoi l'équipement de positionnement et de communication est solidaire avec la surface où circulent les robots. Il est en fait fixé à une structure rigide, qui elle est solidaire avec la surface (*Martel et al. (2003)*).

Sur chaque robot, on retrouve donc deux diodes électroluminescentes (DELs) infrarouges de positionnement. La longueur d'onde utilisée est de 950 nm, contrairement à la longueur d'onde de 875 nm, utilisée pour la communication. *Chimi-Ngakeng (2003)* spécifie qu'un filtre passe-haut doit donc être fixé à la lentille du PSD pour éliminer les interférences provenant de la communication.

2.2.3.2 : Le système de positionnement intermédiaire

Sur le PF, on retrouve de nombreux échantillons, déposés sur des pastilles isolées, nommées zones de travail. Le système de positionnement intermédiaire est en fait là pour combler l'écart entre la résolution du PSD et la plage d'opération de l'instrumentation du NW. Ainsi, quatre quadrants entourent une grille atomique, qui sert de point de référence à même l'échantillon. Selon *St-Jacques et al. (2004)*, le NanoWalker peut déterminer et corriger sa position selon ces repères additionnels en un seul balayage. Les patrons sont gravés dans l'échantillon à l'aide de la technique du *focussed ion beam* (FIB).

En fait, chaque quadrant est caractérisé par des lignes parallèles d'une certaine largeur. Leur distance assure qu'en un seul balayage perpendiculaire, au moins une ligne soit croisée. Basée sur l'information du quadrant, le NW peut alors entreprendre quelques itérations de positionnement jusqu'à l'atteinte de la grille atomique, disposée au centre des quatre quadrants (*St-Jacques et al. (2003)*). La grille est composée de lignes de différentes largeurs dans les deux axes de la surface, définissant ainsi un certain nombre de cellules. Ces cellules permettent au NanoWalker de faire un balayage plus fin (et plus précis!) et ainsi procéder au comptage d'atomes pour finalement se positionner sur atome bien précis, soit le positionnement fin.

2.2.3.3 : Le système de positionnement fin

Le microscope à effet tunnel, ou STM, n'est qu'une des techniques de SPM qu'il serait possible d'annexer au NW. Cette technique, inventée par G. Binning et H. Rohrer en 1981 au centre de recherche IBM à Zurich, permet d'imager la topographie de matériaux conducteurs avec une résolution permettant de distinguer les atomes. Cette technologie repose sur des principes de la physique quantique. Bref, une tige, dont l'extrémité se termine par un seul atome et positionnée à une distance de quelques dixièmes de nanomètres d'une surface, avec laquelle elle a une différence de potentiel de plusieurs millivolts, est parcourue par un courant tunnel. Ce dernier est en fait un flux d'électrons arrachés à la surface. L'amplitude de ce courant augmente de façon logarithmique avec la distance entre la pointe de la tige et la surface (*Canada. Bureau de la traduction (2000-)*).

En balayant la surface et en mesurant les variations induites sur le courant par la topographie de l'échantillon à l'étude, une image tridimensionnelle de la surface peut être reconstruite.

Afin de minimiser les effets d'hystéresis, de fluage et de vieillissement, une stratégie de contrôle en boucle fermée s'affaire à maintenir un courant constant (et donc une distance constante) entre la pointe et la surface afin d'éviter tout contact dommageable à la fois à la pointe et à la surface. Les variations en z peuvent donc être analysées pour

reconstituer une image en fonction de la surface balayée. Le contrôle du STM est couvert par *FitzGerald Boitani (2003)* alors que son implémentation logicielle est adressée par *St-Jacques (2004)*.

2.2.4 : Communication infrarouge

Tout comme pour le système de positionnement global, le système de communication par infrarouge est divisé en quatre zones de couverture (*Martel et al. (2003)*). La communication se fait selon le standard *Fast-Speed Infrared (FIR)* en mode *half duplex* à un taux maximal de 4 Mbps. Il y a donc qu'un seul émetteur à la fois. Il est à noter que les robots ne pourront pas communiquer les uns avec les autres autrement que via l'unité centrale de contrôle. La longueur d'onde utilisée est de 875 nm, soit 75 nm inférieure à la longueur d'onde utilisée pour le positionnement. De plus, pour minimiser le bruit lors de l'échantillonnage du courant tunnel, le robot demeurera silencieux pendant ce laps de temps.

2.2.5 : L'unité centrale de contrôle

Évidemment, une architecture logicielle assez complexe est nécessaire pour interfaçer tous ces systèmes. Cette partie du projet est bien couverte par *St-Jacques (2004)*. En plus de fournir des pilotes pour interfaçer avec les systèmes décrits précédemment, la plateforme logicielle doit, entre autres choses, interpréter les données STM pour en reconstituer une image, s'occuper de la planification de chemin de l'ensemble des robots en évitant les collisions avec des obstacles fixes (échantillons) et mobiles (robots). En décomposant les parcours que doivent suivre les robots en plusieurs petits segments, ceci permettra non seulement de rapidement corriger l'erreur de déplacement, mais aussi d'éviter les collisions entre les robots et de détruire les échantillons répartis sur le PF.

La prochaine section décrit les différents modules du robot NW. Encore une fois, une importance particulière sera accordée à leur aspect électronique.

2.3 : Le robot NanoWalker

Maintenant que l'environnement de travail du NW a été défini, une description du robot lui-même est donnée. En fait, l'électronique d'un robot tel que le NanoWalker comprend plusieurs fonctionnalités, dont le contrôle numérique, la communication et le positionnement, la température, l'instrumentation STM, la locomotion et l'alimentation. Un schéma fonctionnel du NW est présenté à la Figure 2.4, adaptée de *Martel (2004b)*. Compte tenu de leur intérêt prépondérant, seuls les trois derniers modules seront développés. La Figure 2.3, tirée de *Martel et al. (2004a)*, présente l'aspect général du NW.

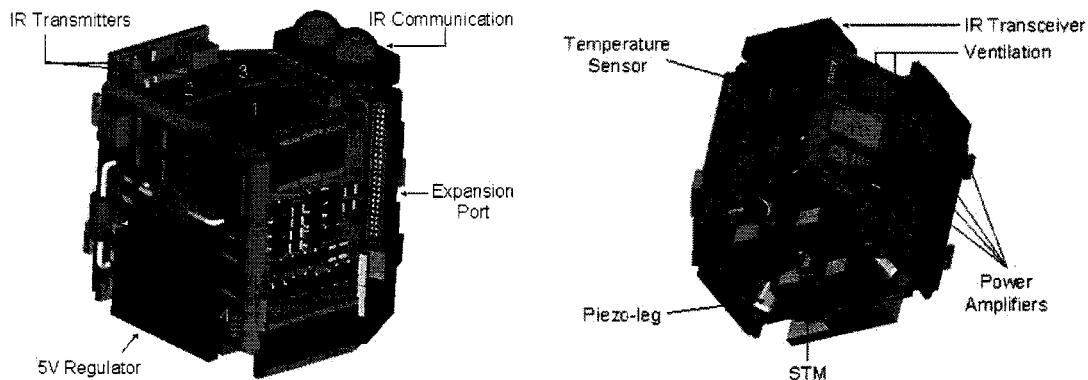


Figure 2.3 Représentation tridimensionnelle du NanoWalker

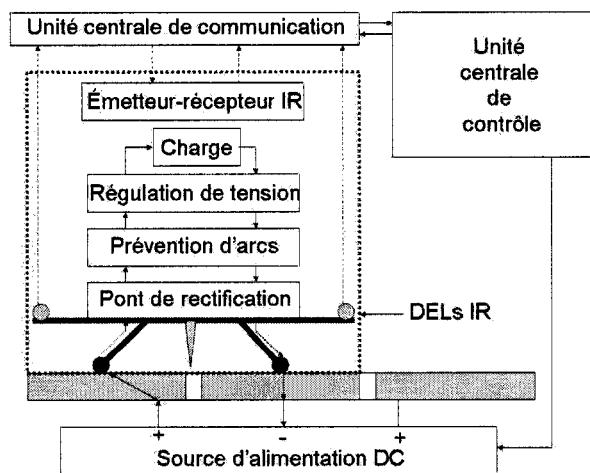


Figure 2.4 Schéma fonctionnel du NanoWalker

Pour maximiser le nombre d'opérations au niveau atomique par seconde, il faut maximiser le nombre de robots instrumentés. Ainsi, on peut envisager que 100 robots travaillent en parallèle dans la chambre de refroidissement. Puisque le plancher d'alimentation a des dimensions de 80 cm × 80 cm, les robots doivent être petits s'ils doivent se déplacer au travers des autres unités. Ceci explique, en partie, pourquoi le robot est de si petite taille (30 mm × 32 mm × 30 mm). En plus d'engendrer des problèmes de dissipation de chaleur, ses faibles dimensions requièrent une très grande densité de circuit. Donc, des choix de conception s'imposaient et seules les fonctionnalités absolument nécessaires ont été conservées dans le design original. Plusieurs puces utilisées sont assemblées sous leur forme non encapsulée (*die*) et connectées à l'aide de microfils afin de minimiser la surface requise. Pour les protéger, ils sont recouverts d'une colle d'époxy. La technologie *flip-chip* (qui consiste à assembler une puce non encapsulée avec des contacts sous formes de billes métalliques à l'envers sur un substrat approprié, comme un circuit hybride à couches minces ou épaisses (*Québec. Office québécois de la langue française (2002-)*)) permettrait de sauver davantage d'espace puisque les connexions sont faites sous la puce. Il est à noter que les composants ne sont pas tous offerts sous cette forme et que cette donnée a influencé le choix de certains composants.

Quant au circuit, il est composé de 12 couches totalisant une épaisseur de 500 µm (*Martel (2004b)*). Le circuit est littéralement plié selon les arêtes d'un prisme de manière à recouvrir les faces du squelette. Il est à noter que pour plier, le circuit ne doit être composé que de deux couches au niveau des arêtes et ce, avec un dégagement de 2,04 mm (*Hannoyer et al. (2004)*). Un matériau flexible est utilisé pour ces dégagements. Dans l'industrie, ce circuit tombe dans la catégorie *rigid-flex circuit*. Pour que les puces d'une face du prisme à l'autre puissent communiquer entre elles, tous les signaux partagés doivent passer par les deux couches centrales en *flex*. Il reste à déterminer si les effets sur le bruit d'une telle densité de vias et de signaux affecteront le comportement de l'instrumentation.

Afin de mieux isoler chacune des parties du circuit et éviter un couplage bruité, on a recours à trois plans de masse pour la circuiterie analogique, numérique et de communication IR. Ainsi le bruit numérique (du contrôle et de la communication) est moins sujet à polluer le design analogique, qui comporte des tensions de référence et des convertisseurs.

2.3.1 : Le module de locomotion

La configuration des pattes du NW prend la forme d'un tripode à 45° , tel qu'identifié dans *Martel (2004b)*. Ses pattes sont en fait des tubes de céramique piézoélectrique dont l'électrode externe est divisée en quatre quadrants : $\pm x$ et $\pm y$, comme à la Figure 2.5, tirée de *Physik Instrument (2005)*. Les trois pattes comptent donc 12 électrodes externes.

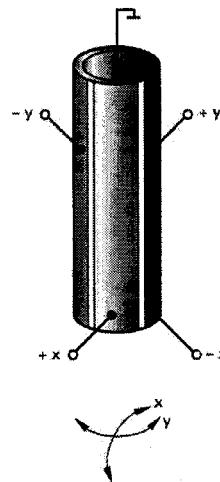


Figure 2.5 Les quatre électrodes du tube piézoélectrique servant de pattes

Toujours selon *Martel (2004b)*, un premier prototype a été élaboré au MIT pour développer un algorithme de déplacement : le *push-slip*. Ce type de mouvement est basé sur la *stiction* (ou friction initiale), comme pour l'algorithme plus connu de *stick-slip*, mais avec des forces vectorielles différentes. L'ANNEXE I : sur l'effet piézoélectrique comporte une section sur l'algorithme *stick-slip*. De plus, contrairement au NW, l'amplitude de la tension appliquée sur chaque électrode du prototype était contrôlée par un convertisseur numérique-analogique (DAC).

Les contraintes d'espace de la présente version du NW empêchent d'avoir recours à 12 DAC (à raison d'un par électrode). Une approche par commutation a donc été élaborée par les gens du MIT. La Figure 2.6 présente ce circuit initial, tiré du design initial du NW.

Étant donné que le NW dispose d'une source de courant limité à $\pm 8,3$ mA, ce circuit n'était pas apte à être mis en parallèle 12 fois. En effet, un courant d'environ 3 mA circule de la source positive à la source négative, tel qu'identifié par la flèche de la Figure 2.6. Il va sans dire que ce courant, multiplié par 12, n'a jamais permis d'activer les pattes.

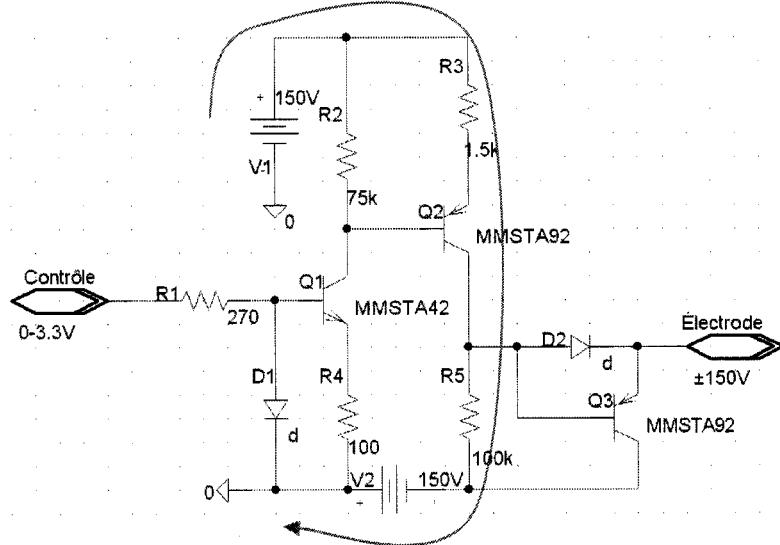


Figure 2.6 Circuit initial de commutation des pattes pour une électrode

Avec ces contraintes, l'approche du push-slip n'était plus envisageable non plus car seules les tensions nominales peuvent être appliquées aux électrodes. Une modulation fréquentielle, développée par *Martel et al. (1999)*, permet toutefois d'atteindre des amplitudes plus faibles. Cette approche a l'avantage de minimiser le matériel nécessaire à la commutation. En fait, les déplacements se font en imitant les sauts d'un lapin.

Bref, le circuit d'activation des pattes était donc à refaire. L'objectif de ce module est de commuter 12 électrodes sur une plage fréquentielle élevée en dépit du faible courant de sortie des sources de ± 150 V. Un transfert de charge entre une bobine de faible de taille

et l'électrode permet d'augmenter cette plage d'opération. Puisque ce module fait l'objet du travail de recherche, plus de détails sont présentés au **CHAPITRE 3** :

2.3.2 : Le module d'alimentation

Compte tenu que le robot obtient son alimentation via ses pattes, son déplacement engendre des arcs électriques. Pour les éviter, le circuit initial prévoyait des interrupteurs série pour chacune des deux bornes d'alimentation, soit positive et neutre. On prévoyait ainsi pouvoir contrôler indépendamment ces deux interrupteurs selon l'algorithme de déplacement. On prévoyait un temps d'interruption aussi court que la durée d'une oscillation des pattes. De plus, ces interrupteurs devaient être polarisés de sorte qu'à la mise sous tension du robot, ils laissent passer le courant, même si la circuiterie de contrôle n'a pas encore été initialisée. Les Figure 2.7 et Figure 2.8 illustrent ces circuits d'interrupteurs, tirés du design initial du NW.

Bien que la synchronisation des interrupteurs avec l'algorithme de déplacement soit possible, il est pratiquement impossible (étant donné les contraintes du projet) de prévoir en tout temps, quelle patte est connectée à quelle borne de l'alimentation. De plus, il faut prévoir une façon d'emmagerer de l'énergie interne au robot de sorte qu'il puisse continuer de fonctionner pendant la durée où il sera déconnecté de son alimentation externe. Pour résoudre ce problème de synchronisation et d'emmagerage interne d'énergie, une approche est proposée en détail au **CHAPITRE 4** :

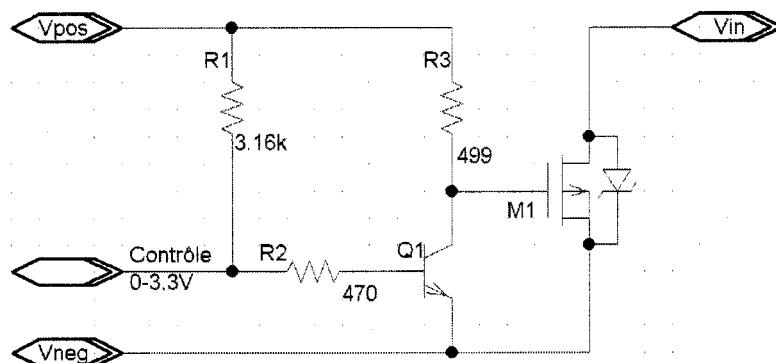


Figure 2.7 Circuit d'interrupteur de l'alimentation positive

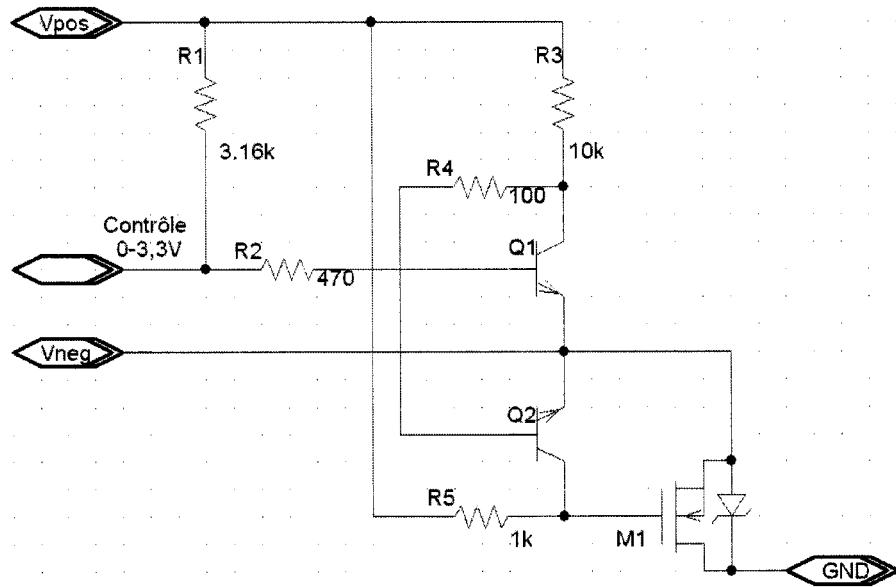


Figure 2.8 Circuit d'interrupteur de l'alimentation neutre

Il s'agit en fait d'un seul interrupteur série, qui est mis en haute impédance avant le début des déplacements. L'interrupteur est maintenu dans cet état jusqu'à ce que les pattes se soient stabilisées à la fin d'une séquence de déplacement ; plusieurs sauts peuvent être faits dans une séquence de déplacement. Ainsi, il n'y a aucune interruption soudaine du courant sur un écart croissant. Ceci implique que le robot sera privé de son alimentation pendant une durée plus longue qu'anticipée initialement. Étant donné sa consommation DC de 3 A, une méthode d'entreposage d'une grande quantité d'énergie à faible volume doit donc être développée. De fait, un système de supercondensateurs est élaboré pour accumuler et fournir l'énergie nécessaire au bon fonctionnement du robot pendant de courtes périodes d'interruption de l'alimentation.

CHAPITRE 3 : ACTIVATION DES PATTES PIÉZOÉLECTRIQUES

Tel qu'entrevu au chapitre précédent, plusieurs robots miniatures ont des méthodes de déplacement ayant recours à toutes sortes de piézos⁶. Ceci étant dit, la morphologie des pattes du NW et ses méthodes de déplacement demeurent uniques. Par exemple, le choix de n'utiliser que trois pattes vise à assurer une grande stabilité à la structure. En effet, pour qu'une structure soit stable, elle doit reposer sur un minimum de trois appuis. Ajouter un appui risquerait de compromettre l'équilibre de la structure et la faire osciller entre deux positions (i.e. bistable). Il va sans dire que pour atteindre une résolution de positionnement et une stabilité optimales, il faut se restreindre à trois pattes. Sinon, les tolérances de fabrication et d'assemblage risquent fort bien de compromettre notre mission, surtout que l'implémentation actuelle du NW ne comporte aucun joint qui aurait permis de compenser ces tolérances. En fait, chaque patte n'est constituée que d'un seul tube de céramique piézoélectrique capable de déformations (extension axiale, contraction radiale et déflection latérale). Les trois pattes sont réparties uniformément autour d'un axe vertical central de façon à simplifier les déplacements, peu importe leur direction. Ceci explique l'angle horizontal de 120° entre chaque patte. De plus, les trois pattes du NW sont disposées à 45° de la verticale dans le but d'avoir une plus grande force de poussée horizontale, i.e. $\sqrt{2}/2 \cdot F_{longitudinale}$. Cette morphologie permet d'atteindre des vitesses de déplacement plus élevées. Il reste cependant que ces déplacements sont sensibles à la masse à déplacer et à la friction, phénomène dont les effets sont encore méconnus à l'échelle micrométrique (*Corwin et al. (2004)*).

La méthode de locomotion envisagée consiste en des « sauts de lapins » effectués en deux étapes. Premièrement, le robot se soulève à l'aide de la patte avant pour mieux répartir son poids sur ses pattes arrière. Deuxièmement, il quitte le plancher en poussant simultanément sur ses deux pattes arrière. En supposant que le centre de masse est

⁶ Afin de soulager le texte, le diminutif « piézo » sera dorénavant employé pour désigner une céramique piézoélectrique.

exactement au centre du robot, n'importe laquelle des trois pattes peut agir en tant que patte avant et ainsi permettre au robot de se déplacer de façon similaire selon les trois axes représentés par chacune de ses pattes. Une impédance résistive de l'électronique de commande adressant une charge principalement capacitive (électrodes des piézos) résulte en un filtre passe-bas. Une modulation fréquentielle agissant à -20 dB/décade permet ainsi d'obtenir une gamme de différentes amplitudes de pas, nécessaire pour combiner grandes vitesses de déplacement et positionnement sub-micrométrique.

L'objectif du travail décrit dans ce chapitre est de concevoir un circuit capable de commander les 12 électrodes (4 par patte) sur une plage fréquentielle de 1-10 kHz. Pour l'alimentation en haute tension, on a recours à deux sources continu-continu (DCDC) de ± 150 V avec une puissance de sortie de 1,25 W chacune, ce qui correspondant à un courant de sortie de $\pm 8,3$ mA à la tension nominale. Compte tenu de l'algorithme de déplacement envisagé (voir l'ANNEXE III :), des limitations en puissance de sortie des DCDC et de la disposition des pattes, l'électronique de commande des pattes a dû être adaptée de manière à tirer le meilleur profit du système de déplacement. Ce chapitre se consacre donc à l'étude des différentes approches de commutation d'une charge principalement capacitive, à l'analyse des contraintes des déplacements du NanoWalker et à l'élaboration d'un circuit miniature d'activation des pattes en trois étapes. L'élaboration est divisée en trois sections, soit la méthodologie, les résultats et la discussion de ceux-ci.

3.1 : Différentes approches de commutation de piézos

Puisque le contrôle des pattes du NW consiste à commuter une charge capacitive entre deux niveaux de tension, on peut s'attendre à ce que les méthodes d'alimentation traditionnelles ne soient pas appropriées ; elles sont typiquement conçues pour des charges résistives. D'ailleurs, *Main et al. (1996)* indiquent que la consommation de puissance d'un actionneur piézoélectrique sans charge est extrêmement basse. On doit plutôt blâmer l'électronique de contrôle. En effet, l'implémentation actuelle des deux stratégies de contrôle de piézo, soit le contrôle par rétroaction de tension et par

rétroaction de charges, est un fléau en terme de dissipation de chaleur. En fait, la quantité d'énergie requise pour l'activation d'un piézo correspond au travail mécanique effectué lors de la déformation du matériau. Néanmoins, seulement 2 à 3 % de la puissance dissipée dans le système est typiquement transféré à l'actionneur pour accomplir un travail mécanique. Le reste est dissipé sous forme de chaleur dans l'électronique.

Plus précisément, les piézos agissent comme des charges capacitives, dont le courant de fuite est très faible ; i.e. avec une résistance parallèle de l'ordre des $10 \text{ M}\Omega$ (*Physik Instrument* (2005)). Avec une telle résistance parallèle, la constante de temps de décharge s'évalue à :

$$t = C \cdot R_p \approx 1,2 \times 10^{-9} \cdot 10 \times 10^6 = 12 \text{ ms} \quad (3.1)$$

La Figure 3.1 illustre un temps de décharge de 150 V à 0 V en environ 75 ms.

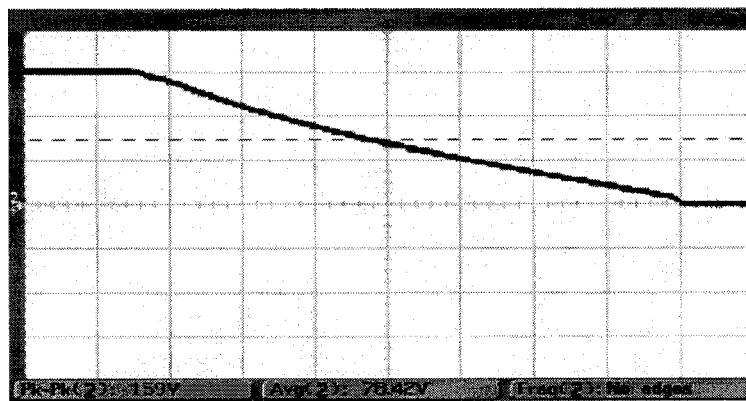


Figure 3.1 Temps de décharge d'une électrode par courant de fuite

Devant ce temps, les périodes souhaitées de commutation des pattes (100-250 μs) sont négligeables et ne devraient pas être affectées par le courant de fuite. Il est à noter que ce temps inclut la décharge du condensateur de 0,1 μF du DCDC.

Les actionneurs piézoélectriques ne consomment donc pratiquement aucune puissance dans une application statique et donc, ne dissipent pas de chaleur. Toutefois, pour des applications dynamiques, la consommation de puissance augmente linéairement avec la fréquence et la capacité des électrodes.

Il est à noter que pour un positionnement fin, la rétroaction est indispensable. Dans le cas de l'activation de piézos, on en retrouve notamment deux grandes familles, soit à tension ou à charge. Puisque la première ne nécessite qu'un diviseur de tension pour mesurer la tension de sortie appliquée, cette méthode est à la fois la plus simple et la plus répandue (*Main et al. (1996)*).

De plus, il est bien connu que les méthodes de contrôle à commutation permettent d'atteindre des niveaux d'efficacité plus élevés que les méthodes linéaires (*Campolo et al. (2003b)*); similairement, les convertisseurs linéaires dissipent beaucoup plus de puissance sous la forme de chaleur que les convertisseurs commutés comme les DCDC *boost* ou *flyback*. Ainsi, la modulation de largeur d'impulsions (PWM) et la commutation à charges contrôlées devraient être plus efficace que leurs contreparties linéaires. Puisque l'instrumentation du robot n'est jamais utilisée pendant les déplacements du robot, le bruit induit par ces techniques à commutation peut être toléré. La commutation à recouvrement de charges est encore plus efficace et permet d'atteindre des oscillations à plus haute fréquence. Il a d'ailleurs été démontré que la commutation à charges contrôlées est plus linéaire et indépendante que les méthodes de rétroaction par tension (*Main et al. (1996)*).

Les travaux de *Goldfarb et al. (1997)* démontrent que l'hystérésis dépend de la fréquence. L'aire inscrite dans la courbe d'hystérésis correspond à la perte d'énergie par cycle et ce, sans avoir de dépendance envers la fréquence ni la forme de la tension d'entrée.

L'objectif de déplacement du NW est d'atteindre une fréquence d'activation des pattes approchant le plus possible la fréquence de résonance latérale théorique des pattes. Tel que présenté à la sous section 3.2.3 :, celle-ci est de 8 kHz. Cette section est donc consacrée à l'étude de différentes approches de commutation à haut rendement.

3.1.1 : Commutation en dents de scie

Pour les méthodes de locomotion *stick-slip* ou *inertia-drive* (voir l'ANNEXE I : sur l'effet piézoélectrique pour plus de détails), une stimulation en dents de scie est nécessaire. Pour ce faire, il suffit de faire varier la constante de temps $\tau = R \cdot C$ pour la charge et la décharge. Donc, par l'ajout d'une résistance en série avec l'interrupteur de la séquence lente, on obtient une rampe plus douce. Dans le cas du robot-locomotive miniature pour les chirurgies minimalement invasives (*Nishikawa et al. (1999)*), la marche avant et arrière est assurée par des constantes de temps lentes et rapides pour les deux cycles de charges et de décharges. Cette approche est envisageable en raison de la faible consommation énergétique du robot. On obtient ainsi un circuit simple composé de quatre interrupteurs analogiques, tel qu'illustré à la Figure 3.2, tirée de l'article *Nishikawa et al. (1999)*.

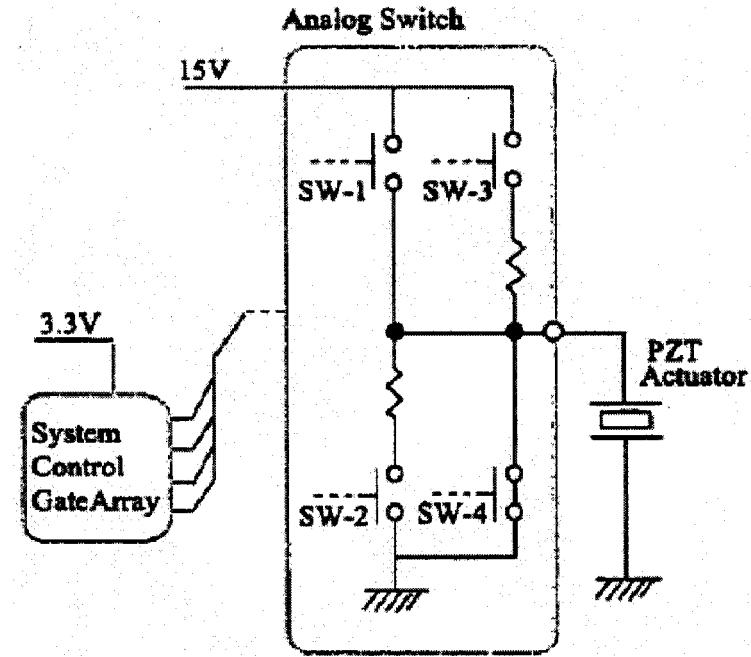


Figure 3.2 Circuit d'activation d'un piézo en rampe pour une marche avant et arrière

3.1.2 : Contrôle par rétroaction en tension

Une hypothèse critique rend la rétroaction en tension envisageable : le champ électrique correspond à la tension appliquée V divisée par l'épaisseur de la céramique l , ce qui permet d'obtenir un ratio de déformation S en fonction de la tension appliquée (*Main et al. (1996)*) :

$$S = s^E \cdot T + d \cdot \frac{V}{l} \quad (3.2)$$

avec la souplesse élastique s^E [m/N] à champ constant, la contrainte externe T [N] et le coefficient de déformation d [m/V].

Cette hypothèse projette l'idée d'un déplacement linéairement dépendant de la tension appliquée. Bien que ce type de contrôle soit intrinsèquement stable, le comportement d'un piézo est hautement non linéaire, tel qu'expliqué à l'ANNEXE I : sur l'effet piézoélectrique.

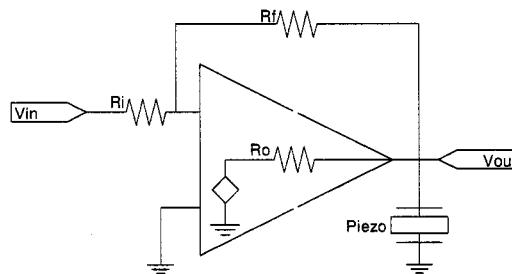


Figure 3.3 Schéma d'un amplificateur avec rétroaction en tension analogique

En fait, la plupart de l'énergie est dissipée à travers la résistance de sortie interne de l'amplificateur opérationnel R_o , où aucun travail utile n'est effectué.

3.1.3 : Contrôle commuté par rétroaction en tension

Dans ce cas, la puissance est dissipée seulement lors des transitions d'un niveau à l'autre. D'ailleurs, les régulateurs commutés peuvent atteindre des niveau d'efficacité allant jusqu'à 85 % selon *Main et al. (1996)*. L'inconvénient de cette approche est que

deux seuls niveaux de tension sont appliqués à la charge, à moins que la fréquence de commutation soit plus rapide que le temps de réponse mécanique.

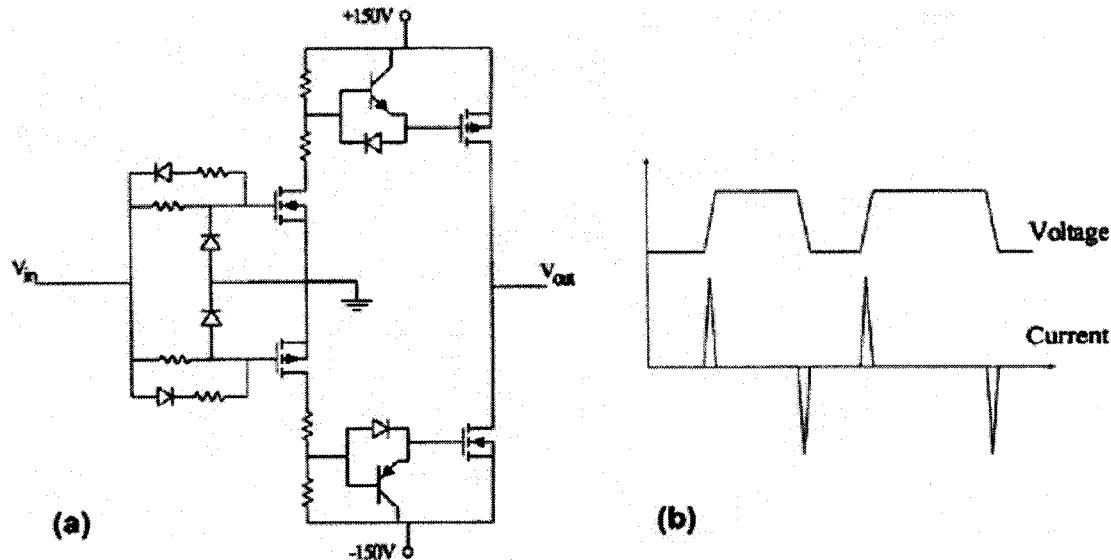


Figure 3.4 Circuit de commutation entre deux sources et ses formes d'onde sans rétroaction

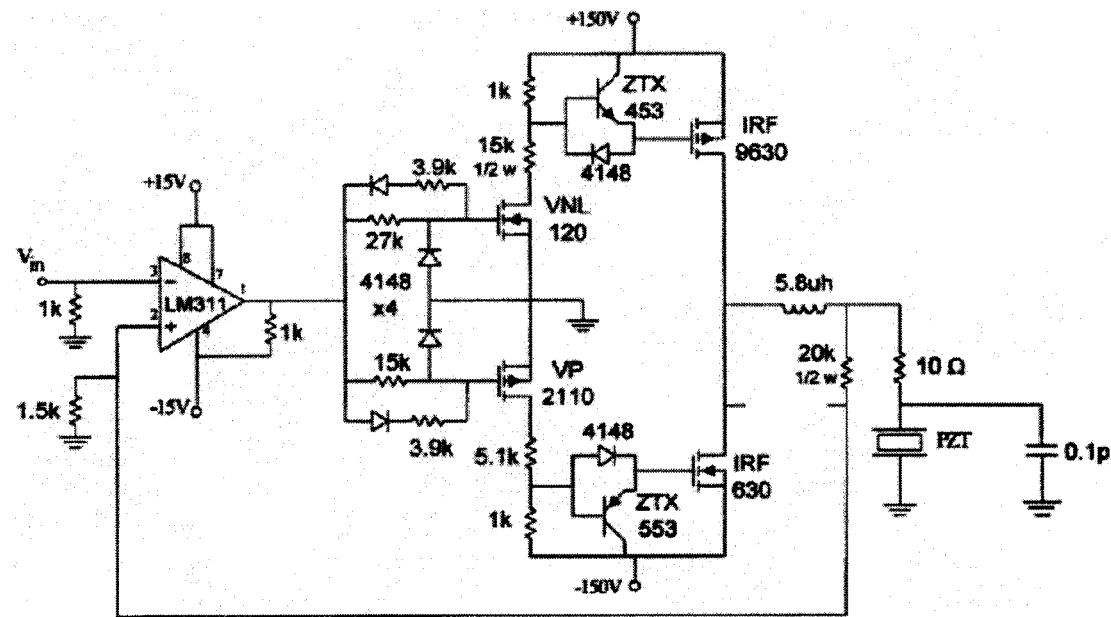


Figure 3.5 Circuit de commutation avec rétroaction PWM à l'aide d'un comparateur

La Figure 3.4, tirée de *Main et al. (1996)*, illustre ce principe, avec V_{in} bipolaire (e.g. ± 3 V). Dans ce cas, le contrôle peut être réalisé par la modulation de largeur d'impulsions (PWM). En fait, la sortie haute tension est filtrée par un circuit RLC où le

piézo agit en tant que capacité. Ceci a pour effet d'intégrer (i.e. faire la moyenne) de sorte que la sortie soit proportionnelle au facteur d'utilisation. La tension aux bornes du piézo est soustraite à la commande de manière à ajuster la sortie en fonction de l'erreur obtenue. *Main et al. (1996)* ont d'ailleurs obtenu une efficacité de l'ordre de 50 % avec ce type de méthode. Il est à noter que le gain du filtre à la fréquence de commutation détermine l'amplitude des ondulations perçues par le piézo. La Figure 3.5, tirée de *Main et al. (1996)*, donne un exemple d'implémentation d'un contrôle par tension commutée. Il est à noter que la rétroaction devrait être faite sur la borne négative du comparateur.

3.1.4 : Contrôle commuté par rétroaction de charges

Les techniques de contrôle par rétroaction de tension ne pourront jamais compenser pour les non-linéarités des piézos, d'où l'intérêt d'une rétroaction de charge. Il a d'ailleurs été démontré que le comportement d'un piézo est plus linéaire avec une rétroaction de charge (*Main et al. (1996)*). Cependant, puisqu'il s'agit d'une opération d'intégration de charge, cette méthode est susceptible à une dérive électronique. Autrement dit, des déplacements relatifs corrects d'une itération à l'autre sont possibles, mais il risque d'y avoir une erreur accumulée non-compensée.

Selon les travaux de *Main et al. (1996)*, l'équation constitutive d'un piézo contrôlé par charges est :

$$S_3 = \left(\frac{1}{Y} - \frac{d_{33}^2}{\epsilon} \right) \cdot T_3 + \frac{d_{33} \cdot Q}{2 \cdot \epsilon \cdot A} \quad (3.3)$$

avec le module d'Young Y , la permittivité ϵ , la surface des électrodes A et la charge appliquée Q . On en déduit que sans contrainte externe T appliquée, le ratio de déformation S est proportionnel à la charge Q .

Dans le but d'éliminer l'erreur résiduelle due à l'intégration de la charge, un contrôle commuté peut être utilisé. Un circuit type, comprenant les quatre modules d'impulsion, de puissance, de saisie de charge et de rétroaction, proposé par *Main et al. (1996)* est présenté à la Figure 3.6. Ce circuit ne consomme aucune puissance statique ; seulement

la puissance dynamique nécessaire aux déformations du piézo est requise. Cependant, comme dans tout circuit comportant l'entreposage de charges, des fuites sont inévitables. Il faut donc périodiquement réinitialiser un tel module afin de ne pas accumuler d'erreur. De plus, ce circuit répond aux deux problématiques de l'activation de piézos, soit une faible consommation de puissance jumelée à une minimisation des effets d'hystérésis.

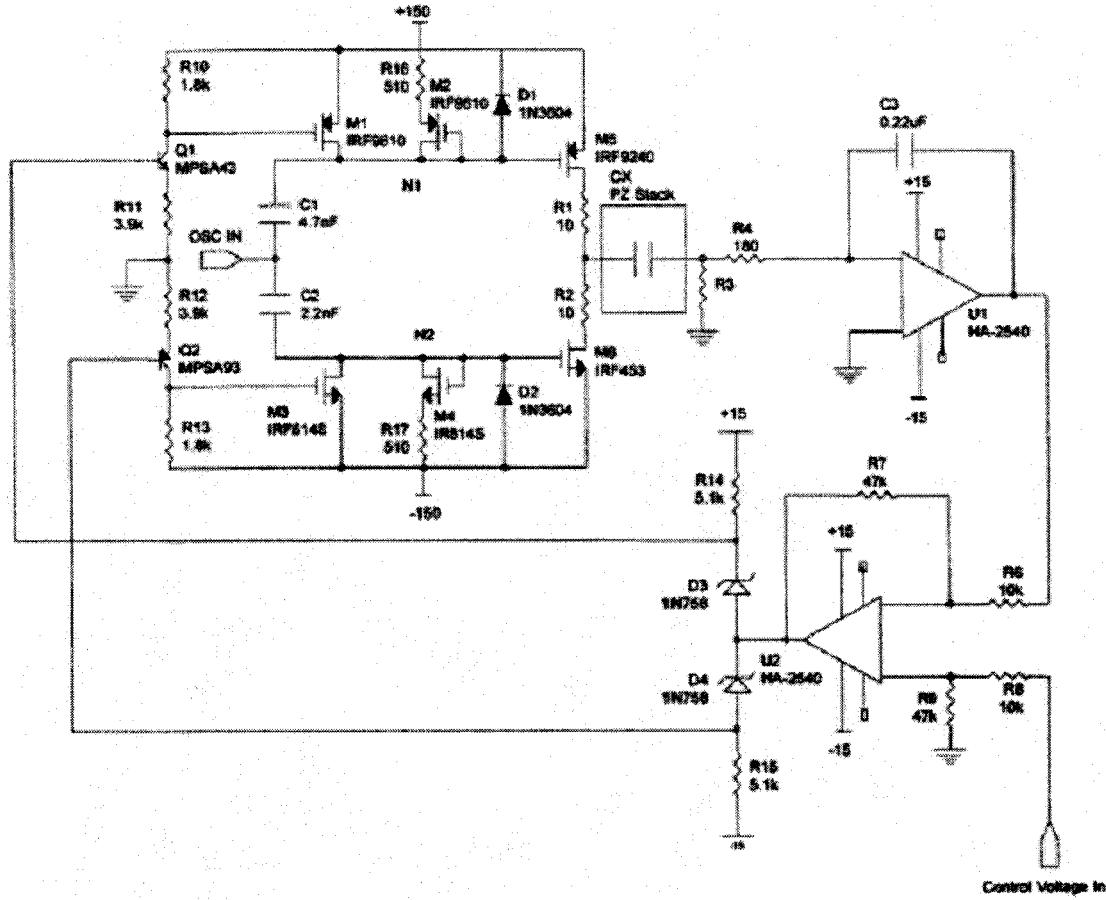


Figure 3.6 Circuit de commutation d'un piézo avec rétroaction par intégration de charges

3.1.5 : Principe d'amplificateur hybride

Tant et aussi longtemps qu'il n'y a aucune force externe, ou du moins qu'elle est élastique, l'énergie investie dans un actionneur piézoélectrique est entreposée sous la forme d'énergie élastique et est donc récupérable. En se basant sur ce principe, on peut recourir aux mêmes charges pour déformer à répétitions le piézo (Main et al. (1996)). Ces derniers ont aussi observé qu'il est possible de transmettre efficacement la charge au

condensateur via une onde sinusoïdale avec une inductance. C'est ce qui a inspiré *Campolo et al. (2003b)* à développer une méthode de commutation d'une onde quasi-carrée (dont le temps de transition est négligeable par rapport à la période) avec recouvrement de charges, qui permet d'atteindre une efficacité théorique de 100 % pour une charge purement capacitive. Cependant, des pertes intrinsèques, comme l'hystérésis, diminuent l'efficacité réelle. La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique est principalement caractérisée par le facteur de couplage⁷, défini comme le ratio d'énergie mécanique entreposé dans un volume de céramique piézoélectrique par rapport à l'énergie électrique en entrée. Généralement, il est bien inférieur à l'unité puisque seulement une fraction de l'énergie électrique peut être convertie en énergie mécanique. De plus, seule une partie de cette énergie mécanique peut être transférée à la charge mécanique, s'il y a lieu.

Les transferts énergétiques sont néanmoins caractéristiquement très efficace. En effet, dans les travaux de *Campolo et al. (2003b)*, l'efficacité d'un système est définie comme étant le ratio de l'énergie de sortie sur l'énergie consommée. Donc, même avec un facteur de couplage faible, une grande efficacité peut être obtenue si l'énergie électrique non convertie est récupérée par la source.

Selon *Main et al. (1996)*, une partie de l'énergie électrique est récupérable. Le recouvrement de charges vise à réduire les pertes lors de commutations (lorsque les piézos sont principalement caractérisés par une capacité avec pertes) en entreposant temporairement la charge d'une capacité préchargée avant de la décharger, et vice-versa. Ceci peut prendre différentes formes. Par exemple, l'échange d'énergie entre condensateurs (considérés idéaux, et donc sans perte) directement connectés mène invariablement à 50 % de perte d'énergie.

⁷Coefficient de couplage $k_{ij} = \sqrt{\frac{E_{mecanique}}{E_{électrique}}} \cdot k_{33} < 0,7$ pour les céramiques PZT d'après *Bergander (2003)*

En effet, en considérant une charge purement capacitive, on peut établir deux faits (*Campolo et al. (2003b)*):

1. Charger une capacité C à partir d'une source de tension constante V et un interrupteur résistif requiert une énergie $E_{\text{charge}} = Q \cdot V = C \cdot V^2$ qui représente le double de l'énergie $E_{\text{capacité}} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2$ emmagasinée par la capacité. Il va sans dire qu'autant d'énergie a été dissipée dans l'interrupteur.
2. La mise en parallèle, via un interrupteur résistif, de deux capacités, dont l'une est préchargée, mène à une perte minimale de 25 % d'énergie. En effet, lorsque $V_{C_1} = V_{C_2}$, la tension est en fait la moitié de la tension initiale et donc, la moitié de la charge aura été transférée. Pour ce qui est de restaurer l'énergie à la capacité d'origine, il faudrait donc compter une efficacité énergétique de 6,25 % due au double transfert.

Il faut donc tenter de transférer la charge en totalité pour contrecarrer ces inconvénients, d'où l'ajout d'une inductance. La résonance entre une inductance et une capacité est en principe un moyen simple et efficace de renverser la polarité d'une charge capacitive.

Campolo et al. (2003b) avancent aussi que ceci prend exactement un demi-cycle si une diode en série agit en tant qu'interrupteur synchronisé. Si toutefois on considère les pertes, les oscillations réduiront exponentiellement leur amplitude jusqu'à zéro. Avec des pertes, après un demi-cycle, la tension serait de $-\eta \cdot V_o$, où V_o est la tension originale et où η est l'efficacité, comprise entre 0 et 1, du recouvrement de charges. Toujours selon *Campolo et al. (2003b)*, l'efficacité du recouvrement des charges est :

$$\eta = e^{\frac{-\pi}{2Q}} \quad (3.4)$$

avec le facteur de qualité Q du circuit. Le manque à combler en tension, fourni par la source, force la capacité à la tension finale $\pm V_o$. Il faut donc choisir une inductance pour laquelle le facteur de qualité est maximal à la plage fréquentielle d'opération.

Ceci étant dit, il faudra choisir la solution d'activation des piézos la plus petite en raison des contraintes d'espace du NW. La prochaine section présente les différentes caractéristiques des piézos avant de poursuivre avec les résultats.

3.2 : Contraintes des déplacements du NanoWalker

Puisque le design du NanoWalker était déjà bien avancé au début des travaux de l'auteur, certains choix de design avaient déjà été imposés. Afin de bien les comprendre, des justifications sont apportées ici avant de résumer les contraintes qui en résultent. À ce stade, nous nous concentrerons sur le choix du type de céramique piézoélectrique utilisée pour les pattes. Initialement, des piézos PZT-5H étaient utilisés avec des dimensions telles que celles décrites à la Figure 3.7, élaborée par Torsten Koker du MIT.

Tableau 3.1 Propriétés de différents types de céramiques piézoélectriques

Propriétés par type de matériau	PZT-4 (EBL#1)	PZT-5A (EBL#2)	PZT-5H (EBL#3)	PZT-8 (EBL#4)	PZT-4D (EBL#9)
d31 (Å/V @ 293°K)	-1,27	-1,73	-2,62	-0,95	-1,35
d33 (Å/V @ 293°K)	2,95	3,80	5,83	2,20	3,15
d31 (Å/V @ 4,2°K)	----	-0,31	-0,33	----	----
d33 (Å/V @ 4,2°K)	----	0,69	0,74	----	----
Constante diélectrique K_3^T	1300	1725	3450	1050	1450
Tension AC de dépolarisat ion (kV _{rms} /cm)	10	7	4	15	10
Module d'Young (10¹⁰ N/m²)	8,1	6,3	6,3	8,5	7,5
Température de Curie (dépolarisat ion) (°C/°F)	320 608	350 662	190 374	300 572	320 608
Conductivité thermique (W/m°C)	2,1	1,5	1,5	2,1	2,1
Coefficient d'expansion thermique (ppm/°C)	----	----	4,7	3,0	----
Densité (g/cm³)	7,5	7,5	7,45	7,5	7,6
Facteur de qualité mécanique Q	400	100	65	960	600
Coefficient de Poisson	0,31	0,31	0,31	0,31	0,31

Pour un coefficient de déformation d_{ij} , l'indice i indique la direction de la cause d'un phénomène physique alors que j indique la direction de la réponse du matériel.

Cependant, les caractéristiques de cette céramique, qu'on retrouve au Tableau 3.1, combinées avec ces dimensions ne respectaient pas la tension de dépolarisat

pour la céramique PZT-5H. Le tableau est adapté des spécifications du manufacturier de tubes piézoélectriques (*Staveley NDT Technologies*). En effet, puisque l'épaisseur du tube n'est que de $\frac{3,175 - 2,667}{2} = 0,254$ mm, la tension de dépolarisation est de $4000 \cdot 0,0254 = 101,6$ V_{rms} = 143,6 V_p. Cette céramique était donc incapable de supporter la tension fournie par les DCDC, soit ± 150 V. La céramique PZT-5A a donc été sélectionnée. Ce choix est d'autant plus bénéfique qu'à la fréquence de résonance, on s'attend à ce que ces déformations soient amplifiées par le facteur de qualité Q (*Main et al. (1996)*). Afin de comprendre le comportement des tubes piézoélectriques, les prochaines sous-sections sont dédiées aux caractéristiques des piézos, soit leurs déformations, réponse en fréquence, fréquence de résonance et modèle électrique.

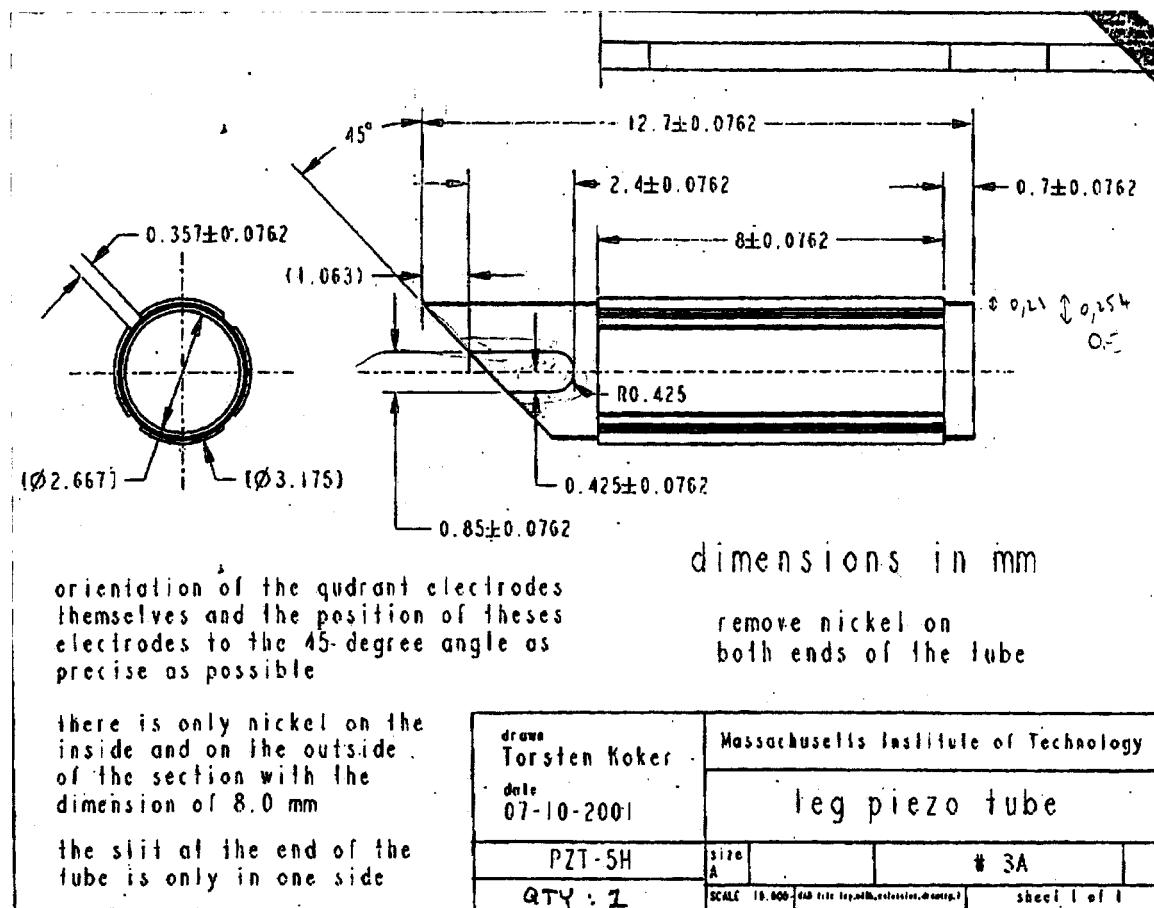


Figure 3.7 Consignes de fabrication des tubes de céramique piézoélectrique servant de pattes

On dénote que les quatre électrodes externes de 8 mm de long sont séparées par un écart de 0,357 mm. De plus, on a des diamètres interne de 2,667 mm et externe de 3,175 mm.

3.2.1 : Déformations des piézos

Les équations qui régissent les déformations d'un tube sont, d'après *Staveley NDT Technologies*, pour des charges nulles :

Extension/Contraction axiale :

$$\Delta L = \frac{2 \cdot d_{31} \cdot V \cdot L}{OD - ID} \quad (3.5)$$

Contraction/Extension radiale :

$$\Delta d_m = \frac{2 \cdot d_{31} \cdot d_m \cdot V}{OD - ID} \quad (3.6)$$

Déflexion latérale pour une seule électrode polarisée :

$$\Delta x, y = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot d_{31} \cdot V \cdot L^2}{\pi \cdot d_m \cdot (OD - ID)} \quad (3.7)$$

où

V	: tension appliquée [V]
L	: longueur des électrodes (m)
d_m	: diamètre moyen (m)
d_{31}	: coefficient de déformation d'un axe lorsque polarisé en travers (m/V)
OD	: diamètre externe (m)
ID	: diamètre interne (m)

Loin de pouvoir atteindre les niveaux de déformations initialement prévus, le Tableau 3.2 présente toutefois les trois cas les plus plausibles considérés, soit un tube en céramique PZT-5H alimenté à 100 V, un PZT-5H à double épaisseur alimenté à 150 V et un tube en céramique PZT-5A alimenté à 150 V. Ces tubes ont les mêmes dimensions que dans le design original de la Figure 3.7, sauf pour l'Alternative1 (double épaisseur), où le diamètre interne est plus faible. Il est à noter que ces déplacements ne tiennent pas en considération l'effet bras de levier de la fin du piézo (sans électrode) et de la bille.

Aussi, à cause du poids du robot, il serait surprenant que d'aussi grandes déformations soient possibles.

Tableau 3.2 Comparaison de différentes configurations ayant des déformations similaires

	PZT	d31 (Å/V)	Dépolarisation AC (V/mm)	Constante Dielectrique (A s / V m)	Épaisseur tube (mm)	Tension dépolarisation (Vrms)	Tension appliquée (V)	Contraction radiale Δd_m (nm)	Extension axiale ΔL (nm)	Déflexion latérale $\Delta x,y$ (nm)**
Original	5H	2,62	400	3450	0,254	150	452	1236	3052	
Choix	5A	1,73	700	1725	0,254	178	150	298	817	2015
Alternative1	5H	2,62	400	3450	0,381	152	150	288	825	2127
Alternative2	5H	2,62	400	3450	0,254	102	100	301	825	2035

** Avec des tensions égales et opposées appliquées sur une paire d'électrodes opposées

3.2.2 : Réponse en fréquence des piézos

Bien que ces trois solutions offrent des déformations similaires, il faut aussi considérer l'impédance offerte par ce type d'électrodes. Cette capacité est en fait la charge qu'il faut commuter entre les deux niveaux d'alimentation, soit ± 150 V. Un autre facteur qui entre en ligne de compte est le courant de sortie du DCDC qui limitera la plage d'opération en fréquence : dans le cas du convertisseur à 150 V, on dispose de 8,3 mA alors qu'avec celui à 100 V offre 12,5 mA à la tension nominale.

Capacité d'une électrode annulaire non divisée en quatre quadrants (*Staveley NDT Technologies* :

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot K_3^T \cdot L}{\ln\left(\frac{OD}{ID}\right)} \quad (3.8)$$

Où $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ F/m est la permittivité du vide et K_3^T est la constante diélectrique. Ces impédances, présentées au Tableau 3.3, ont un effet direct sur la fréquence maximale d'opération entre les deux tensions nominales, comme l'indique l'équation 3.9.

Courant moyen en réponse à une stimulation sinusoïdale :

$$I_a = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{t/2} = (C \cdot \Delta V) \cdot (2 \cdot f) \quad (3.9)$$

Avec :

Q	: charge [Coulomb]
C	: capacité [Farad]
V	: tension [Volt]
I	: courant [Ampère]
f	: fréquence [Hz]
t	: temps [seconde]

Le calcul est fait en considérant le temps de charge de $-V$ à $+V$, ce qui correspond à la demi-période d'une sinusoïde.

Courant crête d'une stimulation sinusoïdale (*Physik Instrument (2005)*):

$$I_p = \pi \cdot I_a = (C \cdot \Delta V) \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \quad (3.10)$$

Fréquence maximale d'une sinusoïde :

$$f_{\max} = \frac{I_{\max}}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot \Delta V} \quad (3.11)$$

En fait, il serait plus juste d'affirmer que la fréquence maximale d'opération dépend des facteurs suivants (*Physik Instrument (2005)*):

1. Les forces dynamiques externes, comme un ressort fixé aux extrémités du piézo par exemple ;
2. La phase et l'amplitude de la réponse du système ;
3. Le courant de sortie et le temps de montée de la tension de sortie de l'électronique de commande et
4. La bande passante et la marge de phase dans le cas de contrôle en boucle fermée.

Dans le cas de l'activation des pattes, on a recours à un circuit de commutation entre les deux tensions nominales. En supposant que le courant des DCDC est transféré en majorité à la charge et en considérant les équations 3.8 et 3.11, on peut établir une relation qualitative des fréquences maximales comme suit :

$$\frac{f_1}{f_2} \propto \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{K_{3,2}^T}{K_{3,1}^T} = \frac{8,3}{12,5} \cdot \frac{100}{150} \cdot \frac{3450}{1725} = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{1} = \frac{8}{9} \quad (3.12)$$

À la lumière de cette comparaison, il apparaît inutile de se priver d'une alimentation de ± 150 V dans le seul but d'obtenir un gain sur la plage d'opération fréquentielle de 1,125. Surtout que de se limiter à 100 V aurait pour effet d'amoindrir la plage effective de balayage du STM et celle de la future solution d'approche grossière⁸. Afin de mieux saisir toutes les implications d'un tel choix, le Tableau 3.3 résume ces différents paramètres.

Tableau 3.3 Capacité et fréquence maximale de différentes configurations

	PZT	d31 (Å/V)	Constante Dielectrique (A s / V m)	Capacité totale (nF)	Capacité par électrode (nF)	DCDC utilisé	Charge par électrode à double polarité (nC)	Fréquence max @ I = I _{max} (Hz)
Original	5H	2,62	3450	8,80	2,201	150 V / 8,3 mA	660,181	2009
Choix	5A	1,73	1725	4,40	1,100	150 V / 8,3 mA	330,091	4018
Alternative1	5H	2,62	3450	5,59	1,398	150 V / 8,3 mA	419,422	3162
Alternative2	5H	2,62	3450	8,80	2,201	100 V / 12,5 mA	440,121	4520

Bref, la théorie prévoit qu'il devrait être possible de faire osciller les tubes piézoélectriques à une fréquence sinusoïdale de : $\frac{4018 \text{ Hz}}{\# \text{ d'électrodes}}$. Ces valeurs sont résumées au Tableau 3.4.

Maintenant, en supposant qu'une onde carrée soit réalisable à une fréquence au moins deux fois plus basse que la fréquence d'une sinusoïde, la fréquence maximale serait de 167,5 Hz si toutes les électrodes sont activées simultanément. La Figure 3.8 illustre l'allure d'ondes carrées réalisées à partir d'une sinusoïde (transitions) avec différentes durées de plateau.

⁸ Au moment de la rédaction, aucune solution de remplacement au « InchWorm » n'a été mise en oeuvre pour permettre au STM une approche verticale grossière. Cette dernière a dû être rejetée en raison de problèmes d'assemblage. Il a toutefois rapidement été développé une solution impliquant de la microfluidique activée par déformation piézoélectrique. Cette solution aurait requis une plage de tension analogique pour déformer la membrane du contenant de fluides, qui eux auraient multiplié la déformation du piézo. Pour adresser cette problématique, en minimisant l'ajout de composants électroniques, une structure d'échantillonneur bloqueur aurait pu servir à démultiplexer une des sorties du DAC et ainsi adresser le module d'approche grossière. Cette solution potentielle n'a toutefois pas été assez approfondie pour faire l'objet d'une section.

Il est donc recommandé de conserver les deux DCDC 5A150S et de remplacer le type de céramique PZT-5H par PZT-5A, tout en conservant les mêmes dimensions. Les alternatives proposées ont des tensions de polarisations trop près des tensions fournies par les DCDCs, qui risquent d'augmenter légèrement si le courant de charge devenait trop faible.

Tableau 3.4 Fréquence maximale d'opération des pattes selon le nombre d'électrodes

Nombre d'électrodes activées simultanément	Fréquence max. d'opération sinusoïdale (Hz)
1	4018
2	2009
3	1339
4	1005
6	670
8	502
9	446
12	335

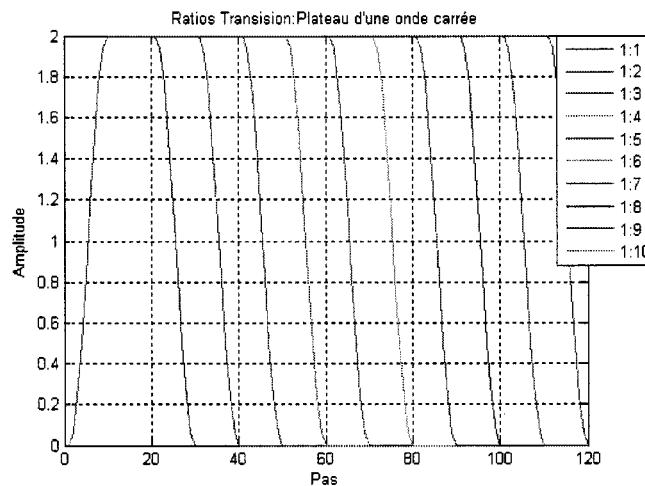


Figure 3.8 Forme d'onde carrée selon différents ratios transition:plateau à partir d'un temps de montée d'une sinusoïde

3.2.3 : Fréquence de résonance mécanique

Les piézos sont caractérisés par une fréquence de résonance mécanique. *CHEN (1993)* explique que dans le mode longitudinal, la plus petite fréquence de résonance

correspond à une onde sonore stationnaire avec la plus grande longueur d'onde. La vitesse du son c est :

$$c = \sqrt{Y/\rho} \quad (3.13)$$

avec un module d'Young $Y = 6,3 \times 10^10 \text{ N/m}^2$ et une densité $\rho = 7500 \text{ kg/m}^3$. Le plus petit mode de vibration d'une tige encastrée libre est équivalent à la vibration sonore ayant une longueur d'onde quatre fois plus longue que la longueur L de la tige, c'est-à-dire :

$$f_{longitudinale} = \frac{c}{4 \cdot L} \quad (3.14)$$

Tant que le matériau et la section de la tige sont uniformes, la fréquence de résonance longitudinale demeure indépendante de la section de la tige. De façon similaire, pour la fréquence de résonance latérale, CHEN (1993) définit la fréquence de résonance latérale comme étant :

$$f_{latérale} = \frac{0,56 \cdot \kappa \cdot c}{L^2} \quad (3.15)$$

où le rayon de giration κ pour un tube autour de l'axe neutre est :

$$\kappa = \frac{\sqrt{OD^2 + ID^2}}{8} \quad (3.16)$$

avec les diamètres externe $OD = 0,003175 \text{ m}$ et interne $ID = 0,002667 \text{ m}$. Comme on peut le constater à la Figure 3.7, la section du tube n'est pas uniforme en raison de la coupe à 45° . Le Tableau 3.5 fait état des fréquences de résonance selon la longueur L considérée uniforme.

Tableau 3.5 Fréquences de résonance longitudinale et latérale des pattes selon leur longueur de section considérée uniforme

L (m)	f longitudinale (Hz)	f latérale (Hz)
0,0080	90571	13144
0,0093	77911	9726
0,0127	57053	5216

Le premier cas fait référence à la longueur des électrodes. Le deuxième représente la longueur maximale de la céramique avec une section uniforme. Finalement, le troisième cas considéré comprend la longueur totale maximale du tube. D'après l'équation (3.15), on dénote qu'un diamètre interne plus petit (e.g. piézo double épaisseur) implique une fréquence de résonance latérale plus faible, donc plus facile à atteindre.

3.2.4 : Modèle électrique

Étant donné que les piézos sont caractérisés par une fréquence de résonance mécanique qui affecte leur réponse en fréquence, il est impératif de modéliser cette propriété de sorte que la fréquence de résonance électrique soit égale à la fréquence de résonance mécanique (*Sikken (2000)*). Une capacité C_s , une résistance R_s et une inductance L_s série modélisent respectivement la masse, la rigidité et l'amortissement du piézo. Ces équivalents électriques sont placés en parallèle avec la capacité C_p du piézo, comme à la Figure 3.12. Bien qu'à priori ce modèle semble simple, l'impédance est plutôt complexe. En effet, *Sikken (2000)* avance que loin de la fréquence de résonance, C_s , R_s et L_s sont négligeables devant C_p . À la fréquence de résonance série, C_s et L_s s'annulent, ce qui résulte en une faible impédance égale à R_s et C_p en parallèle. Légèrement au-dessus de cette fréquence, la branche série est inductive et engendre une résonance parallèle avec C_p . Ceci est représenté par une pointe dans la courbe d'impédance en fréquence. On parle alors d'anti-résonance ou de résonance parallèle.

La fréquence de résonance série est donnée par :

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (3.17)$$

où L_s et C_s représentent l'inductance et la capacitance dynamiques, i.e. de la branche série.

La fréquence de résonance parallèle signale que l'admittance d'un résonateur sans perte devient nulle. Lorsque le facteur de couplage inductif (i.e. le rapport de l'inductance mutuelle de deux circuits électriques à la moyenne géométrique de leurs inductances

propres.) électromécanique est faible, une valeur approximative de cette fréquence est donnée par :

$$f_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_s \cdot C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}} \quad (3.18)$$

À l'aide d'approximations analytiques simples, on peut déterminer la valeur des équivalents électriques à partir de la courbe de l'impédance en fréquence autour des pointes. La valeur de R_s est obtenue d'après l'impédance à la fréquence de résonance série, où :

$$\begin{aligned} Z_c|_{f_s} &= \frac{R_s}{1 + j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot C_p \cdot R_s} \\ \Rightarrow R_s &= \|Z_c|_{f_s}\| \cdot (1 + (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_p^2 \cdot R_s^2) \approx \|Z_c|_{f_s}\| \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_p^2 \cdot R_s^2 \quad (3.19) \\ \Rightarrow R_s &= \frac{1}{\|Z_c|_{f_s}\| \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_p^2} \end{aligned}$$

La capacité dynamique est déterminée par :

$$C_s = \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right] \cdot C_p \quad (3.20)$$

Et l'inductance dynamique est obtenue à partir de la définition de la fréquence de résonance série :

$$L_s = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_s} \quad (3.21)$$

Pour déterminer la fréquence de résonance d'un piézo, on doit fixer une extrémité du piézo et laisser l'autre libre. Les Figure 3.9 à Figure 3.11 ont été obtenues à l'aide d'un *Vector Impedance Meter* (modèle HP4192A). La plupart des électrodes testées présentent des fréquences de résonance autour de 71 kHz.

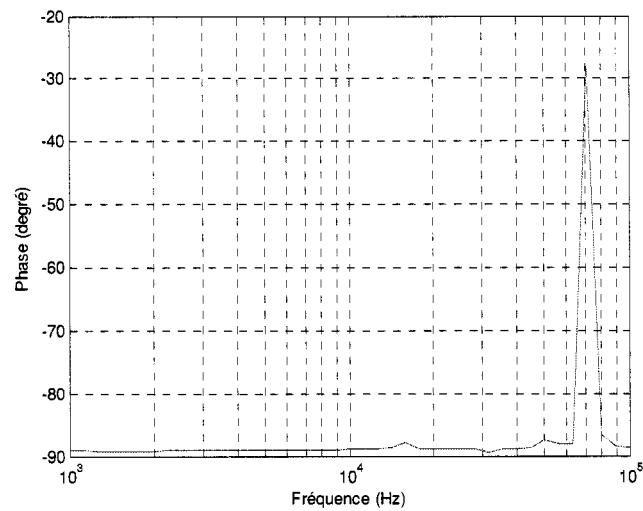


Figure 3.9 Phase de l'impédance en fréquence d'une électrode d'une patte PZT-5A

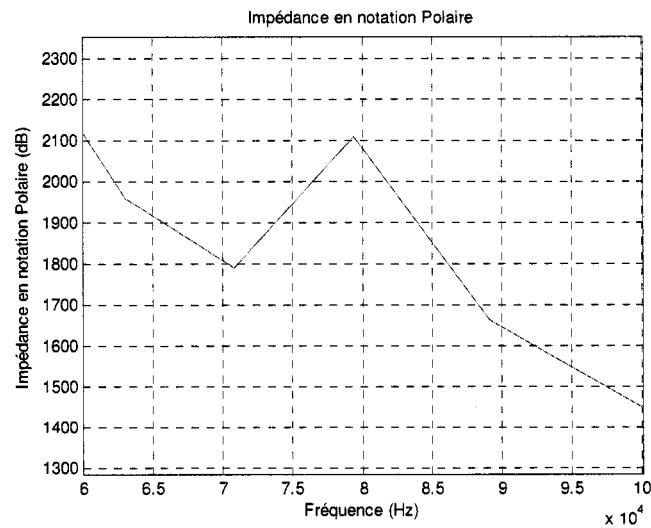


Figure 3.10 Impédance d'une patte PZT-5A

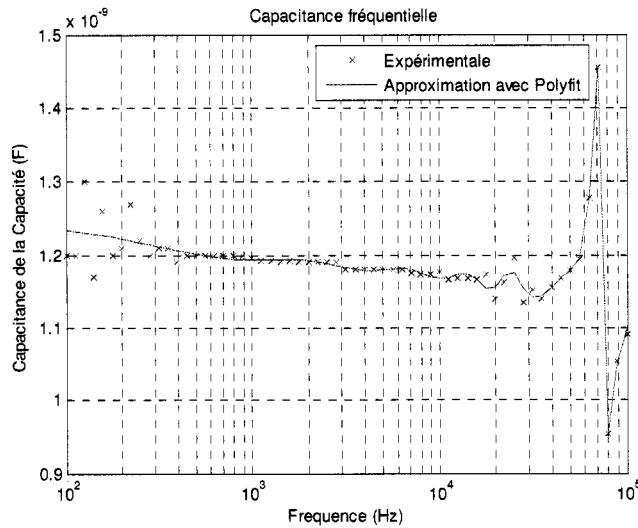


Figure 3.11 Capacitance d'une électrode d'une patte PZT-5A

Dans ce cas, une fréquence de résonance de 71 kHz et une anti-résonance à 79 kHz permet d'obtenir le modèle électrique présenté dans l'encadré de la Figure 3.12. Afin d'obtenir une impédance normalisée qui corresponde aux fréquences de résonance et d'anti-résonance, la résistance série a dû être rajustée à 500Ω . Les résultats de ces simulations sont présentés à la Figure 3.13.

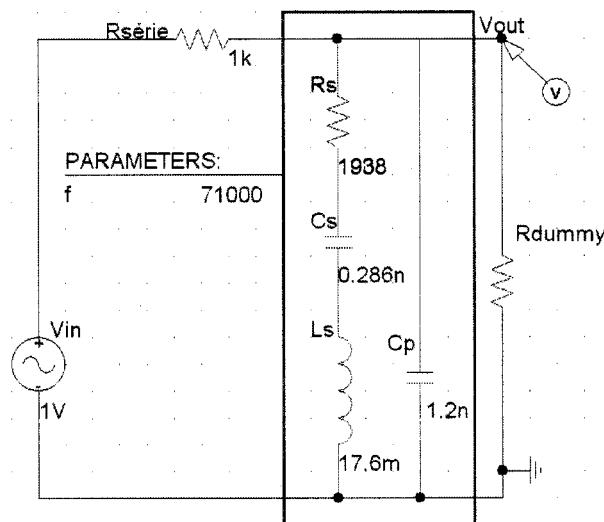


Figure 3.12 Modèle électrique du piézo avec une fréquence de résonance à 71 kHz

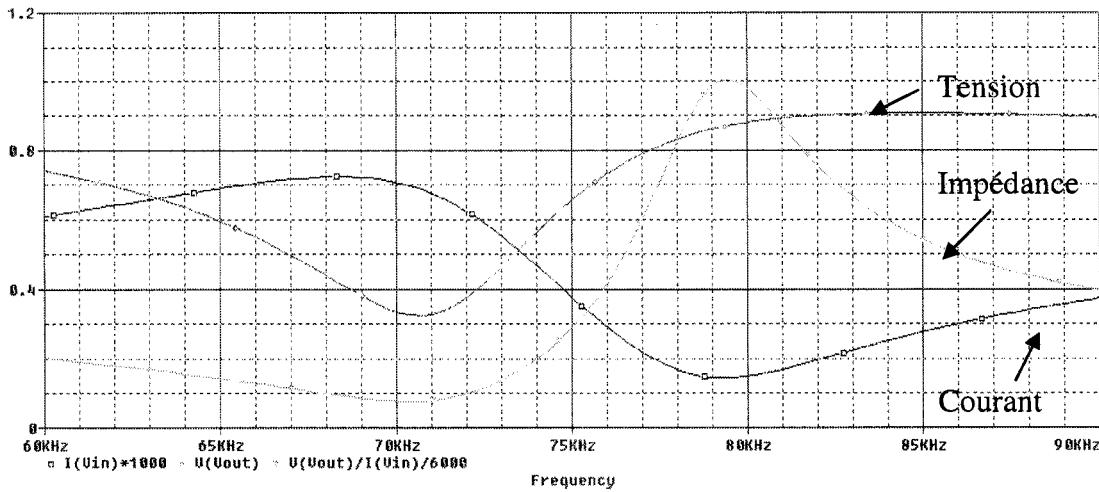


Figure 3.13 Réponse normalisée en fréquence du modèle électrique d'un piézo (résonance à 71 kHz)

D'après la Figure 3.13, on peut observer que l'impédance est proportionnelle à V/I , avec une bien meilleure résolution (minimum à 71 kHz et maximum à 79 kHz), ce qui donne une réponse en fréquence ($V_{out} = V_{out} / V_{in}$ lorsque $V_{in} = 1$ V) similaire à celle obtenue avec le *Impedance Vector Meter*. Des coefficients ont été ajoutés aux signaux pour qu'ils soient tous visible dans la même plage d'ordonnées.

Bref, en supposant une fréquence de résonance longitudinale de 71 kHz, on peut en déduire une fréquence de résonance latérale d'environ 8 kHz pour une longueur uniforme du tube de 10 mm. Il est donc important d'atteindre la plage fréquentielle d'opération de 1 à 10 kHz. Sans oublier qu'à la fréquence de résonance mécanique, l'amplitude des oscillations devrait être multipliée par le facteur de qualité Q (*Main et al. (1996)*). Toutefois, la puissance de sortie des sources DCDC n'est pas suffisante pour qu'elles atteignent, à elles seules, cette plage d'opération pour plusieurs électrodes simultanément.

De plus, pour obtenir une gamme de différentes amplitudes de pas, la modulation fréquentielle peut aussi profiter de la réponse en fréquence autour de la fréquence de résonance du piézo. Une fois la réponse fréquentielle du cylindre utilisé obtenue, il est possible, par l'ajout de composants électriques passifs, de « désaccorder » le piézo afin de maximiser le gain autour de la fréquence de résonance (*Sikken (2000)*).

Maintenant que les contraintes de la locomotion du NW sont bien définies, on peut procéder choisir une approche de commutation de piézos de faible consommation énergétique avec un nombre réduit de composants discrets. Les prochaines sections détaillent la méthodologie ainsi que les résultats associés au choix de circuit.

3.3 : Méthodologie

Étant donné que le placement-routage du circuit du NW est déjà très dense, l'approche de commutation doit comprendre un nombre limité de composants. Donc, pour minimiser la taille de l'électronique de contrôle, ce dernier restera en boucle ouverte. Ce choix n'a pas un impact si important compte tenu des tolérances non négligeables de fabrication et d'assemblage; chaque robot devra être calibré de toute façon. Il est néanmoins important que la relation qualitative de déformation vs. polarisation $\left(\frac{\Delta\delta}{\Delta V} \right)$ demeure le plus constante possible. Aussi, il est primordial d'atteindre la plage de 1 à 10 kHz.

Il serait possible, dans le cas d'une activation bipolaire complémentaire, de transférer la charge d'une électrode à l'autre. Cependant, dans le cas du NW, l'algorithme nécessite plus de flexibilité et requiert un contrôle indépendant de chaque électrode. Il serait aussi possible de transférer temporairement la charge d'une électrode à un condensateur de même capacité via une inductance, mais ceci nécessiterait plus de composants. Donc, les résultats ont été obtenus avec un circuit de transfert de charge via une inductance; le circuit de récupération de charge avec un condensateur-réservoir n'ayant pas été réalisé.

Des simulations PSpice ont d'abord été réalisées, suivies par plusieurs versions de montages expérimentaux sur plaquette (*breadboard*). Puisque l'espace disponible pour ces circuits sur l'ancienne version de la topologie (*layout*) du NW est très restreint, un soin particulier a été porté à la minimisation du nombre de composants requis.

En ce qui concerne les mesures réalisées, elles ont été obtenues à l'oscilloscope (Agilent 54641A, 350 MHz, 2GSa/s). Une capacité de 1 nF a été utilisée pour modéliser chaque

électrode. La commutation était cadencée par un générateur de fonction (Agilent 33120A, 15 MHz). Le circuit était alimenté par des sources de puissance (Agilent E3632A, 0-15V, 7A / 0-30V, 4A et TSX1820P Programmable DC PSU 18V, 20A). Les formes d'onde ainsi obtenues sont présentées à la prochaine section.

3.4 : Résultats

3.4.1 : Circuit de commutation de base

Une première version s'inspirant de la Figure 3.4, présentée à la Figure 3.14 a permis d'obtenir une onde quasi-carrée de 800 Hz, tel qu'illustrée à la Figure 3.15. Bien que des fréquences plus élevées seraient possibles si moins d'électrodes étaient commutées simultanément, il est jugé que ces résultats ne sont pas satisfaisants.

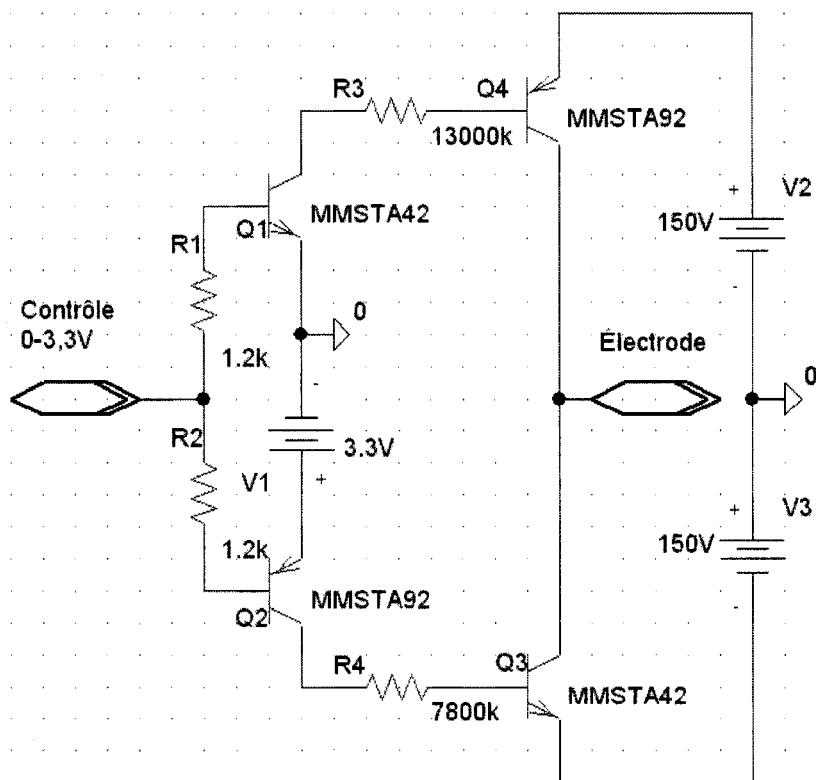


Figure 3.14 Circuit de commutation de base

Ce circuit a d'ailleurs permis à un montage mécanique des trois pattes et du squelette de se déplacer. Toutefois, à ce moment, l'algorithme n'était pas optimal et le laboratoire ne

possédait pas d'une méthode assez précise de mesurer la vitesse des déplacements encourus. De plus, à 3 kHz, des oscillations de seulement 20 V d'amplitude ont pu être atteints, tel que montré à la Figure 3.16.

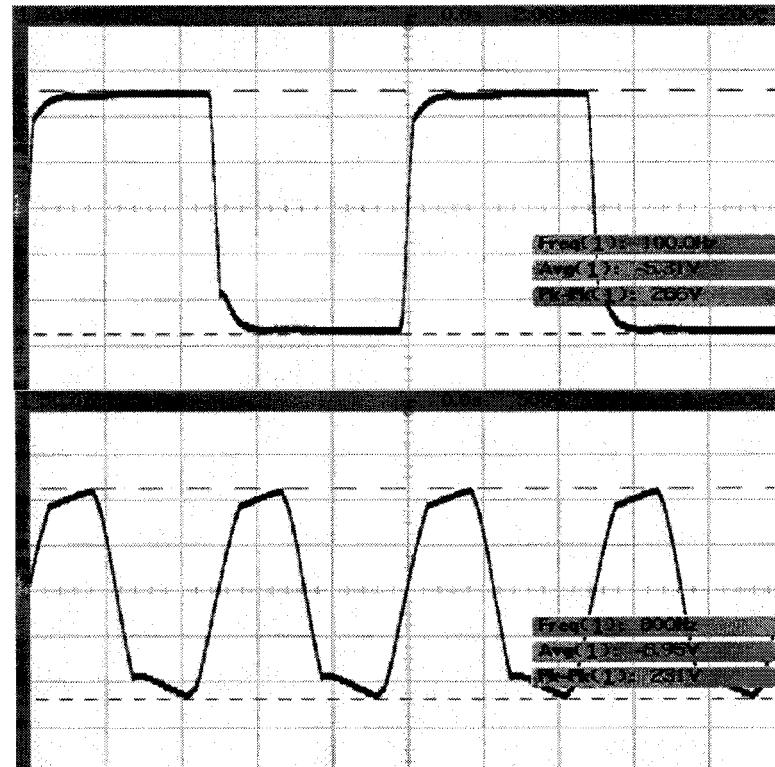


Figure 3.15 Commutation de 12 électrodes sans transfert de charges en basse fréquence

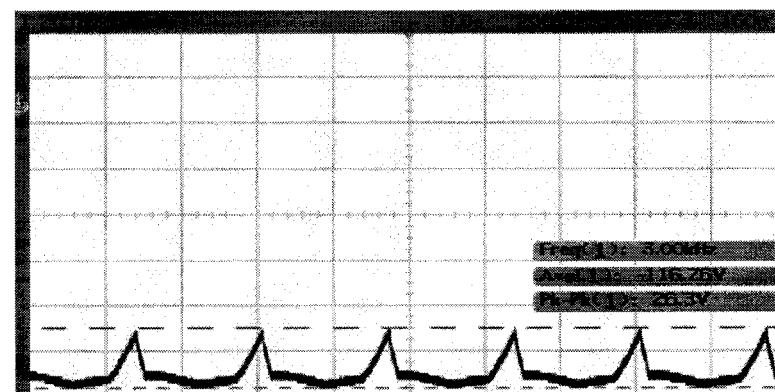


Figure 3.16 Commutation de 12 électrodes sans transfert de charges en haute fréquence

3.4.2 : Circuit de commutation avec transfert de charges

Le transfert de l'énergie de la capacité de l'électrode vers une inductance a donc été investigué, en sachant qu'il est possible de minimiser les dimensions d'une inductance en ayant recours à un tore en *Molypermalloy*. Pour la démonstration du bien-fondé de la conception, des inductances déjà disponibles sur le marché ont été utilisées. La sous-section 3.4.3 : résume la procédure à suivre pour la fabrication d'une inductance répondant à ces besoins. Donc, si l'on veut commuter une onde quasi-carrée avec une inductance à une fréquence de 10 kHz, le temps de transition, soit la demi-période de la sinusoïde $t = \frac{T}{2} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$, doit être négligeable (e.g. rapport de 10) devant la période totale de 0,1 ms. On choisit donc :

$$L = \frac{\left(\frac{T}{2 \cdot \pi}\right)^2}{C} = \frac{\left(\frac{1 \times 10^{-5}}{2 \cdot \pi}\right)^2}{1,2 \times 10^{-9}} = 0,002 \text{ H} \quad (3.22)$$

Un tel transfert d'énergie $\left(\frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2\right)$ implique un courant de pointe qui influencera le choix du fil de la bobine. Avec un facteur moins élevé, l'onde obtenue aura moins l'allure d'une onde carrée, tel qu'illustré à la Figure 3.8. Le Tableau 3.6 fait état de quelques possibilités.

Tableau 3.6 Comparaison de différents choix d'inductance

Fréquence (Hz)	Facteur	Capacité (F)	Inductance (H)	Courant (A)	Ratio
10000	100	1,20E-09	0,000021	2,262	
10000	10	1,20E-09	0,002111	0,226	1 pour 4
10000	9	1,20E-09	0,002606	0,204	
10000	8	1,20E-09	0,003298	0,181	1 pour 3
10000	7	1,20E-09	0,004308	0,158	
10000	6	1,20E-09	0,005863	0,136	1 pour 2
10000	5	1,20E-09	0,008443	0,113	
10000	4	1,20E-09	0,013193	0,090	1 pour 1
10000	3	1,20E-09	0,023454	0,068	
10000	2	1,20E-09	0,052771	0,045	

La Figure 3.17 affiche le circuit d'activation des pattes avec transfert de charges du piézo $C1$ via l'inductance $L2$. Les deux blocs identiques sur la droite, dans les encadrés pointillés, ne sont en fait qu'une source de tension limitée en courant. Les diodes $D1$ et $D2$ sont facultatives ; elles servent à prévenir des oscillations supérieures aux tensions d'alimentation, qui pourraient dépolariser les piézos. Cependant, à la fréquence de résonance, comme on le verra plus bas, l'amplitude de l'oscillation est trop faible pour constituer une telle menace. Les diodes $D5$ et $D6$ servent en tant qu'interrupteurs synchronisés alors que $D13$ et $D18$ abaissent la tension à l'émetteur des PNP haute tension. Ceci, pour que la tension de sortie minimale (pour un niveau haut $V_{OH\min}$ du contrôleur numérique interne) soit suffisante pour les bloquer. Les résistances $R3$ et $R4$ servent à imposer un courant limite pour la charge et la décharge de la capacité d'électrode. Ainsi, nul besoin d'ajouter une résistance en série entre les DCDCs et la capacité, ce qui aurait induit une chute de potentiel et aurait ralenti les transitions par l'augmentation de la constante de temps :

$$\tau = R \cdot C \quad (3.23)$$

Dans l'implémentation actuelle du circuit, R est l'impédance de sortie de la source, sur laquelle on n'a aucun contrôle, en plus de l'impédance $r_{ce} = \frac{V_A}{I_c} \cdot (1 + g_m \cdot R_{eq})$ offerte par les transistors bipolaires haute tension $Q3$ ou $Q4$. Cette impédance impose donc un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure (-3 dB) autour de 1,1 kHz.

Dans les tests qui suivent, l'inductance ne sert qu'à augmenter la vitesse des transitions. Puisqu'il n'y a pas de capacité réservoir, on peut donc s'attendre à ce que l'énergie de l'inductance soit perdue entre deux transitions consécutives alors que le courant la traversant devient nul si les oscillations sont trop lentes.

On sait aussi que la charge d'une capacité est inversée lorsqu'elle est en résonance avec une inductance exactement après une demi-période, donnée par :

$$\frac{T}{2} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (3.24)$$

En raison du temps de décharge beaucoup trop lent, le rendement de l'inversion de charges du condensateur n'a pu être évalué après une demi-période de sa résonance avec l'inductance.

La Figure 3.18 illustre les formes d'ondes obtenues par simulation pour les fréquences de 3 et 10 kHz avec une inductance de 13 mH, alors que les mêmes courbes sont représentées à la Figure 3.19 avec une inductance de 68 mH. Avec $L = 13$ mH, la fréquence de résonance est de 40,3 kHz, alors qu'à 68 mH, elle est de 17,6 kHz. Sur ces deux figures, on remarque aussi que les deux courbes présentées se superposent au début; la durée de la pointe de dépassement est identique. Cette dernière est due à la résonance entre la capacité et l'inductance. Suit ensuite un segment typique d'un passe-bas : l'inductance n'ayant plus d'effet, le DCDC charge exponentiellement l'électrode. Bref, les courbes présentent les segments les plus rapides : d'abord la résonance, puis le passe-bas. En fait, les courbes d'une même figure ont exactement la même réponse transitoire; plus lente, la courbe à 3 kHz atteint une tension plus élevée avant la prochaine transition.

La Figure 3.20, quant à elle, présente le prototype réalisé sur plaquette. Ce dernier a été utilisé pour obtenir les résultats présentés aux Figure 3.21 à Figure 3.24. Les premières ont été effectuées avec $L2 = 13$ mH et les dernières, avec 68 mH.

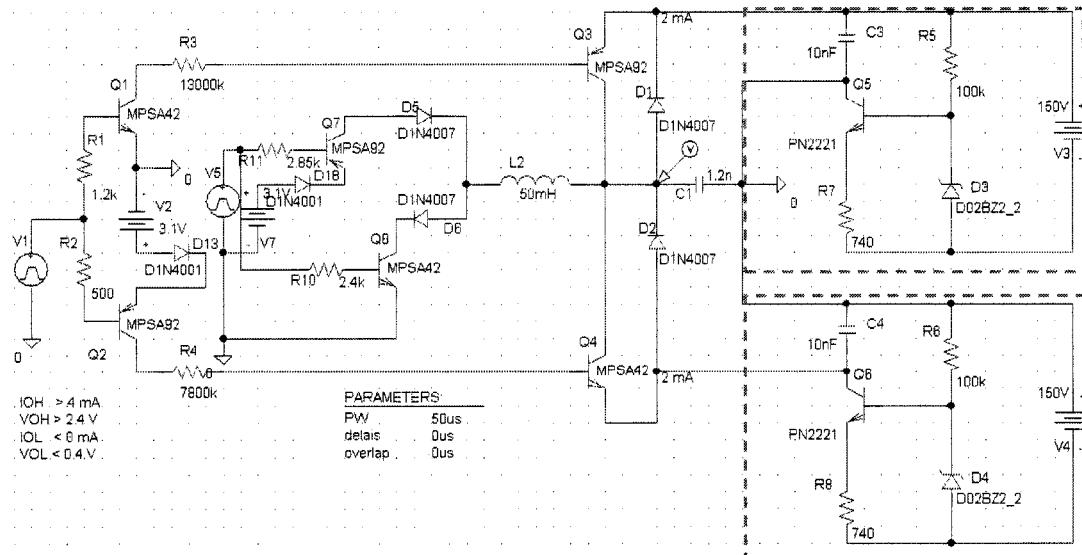


Figure 3.17 Schéma électrique de l'activation d'une électrode avec récupération de charges

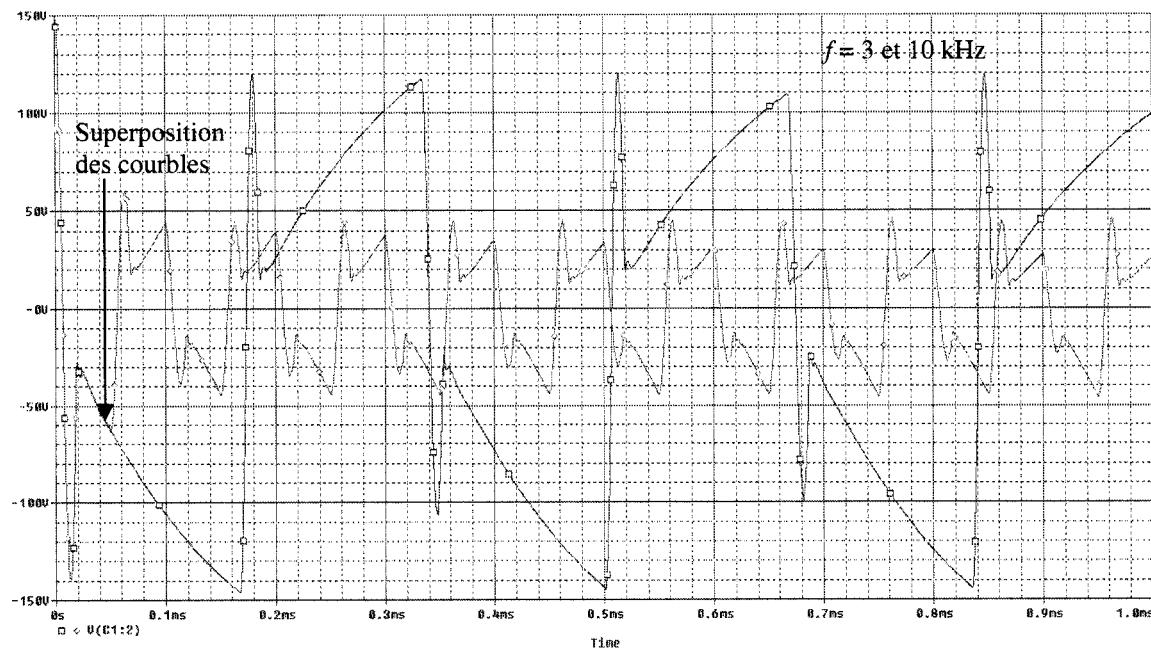


Figure 3.18 Forme d'ondes simulées avec $L = 13 \text{ mH}$

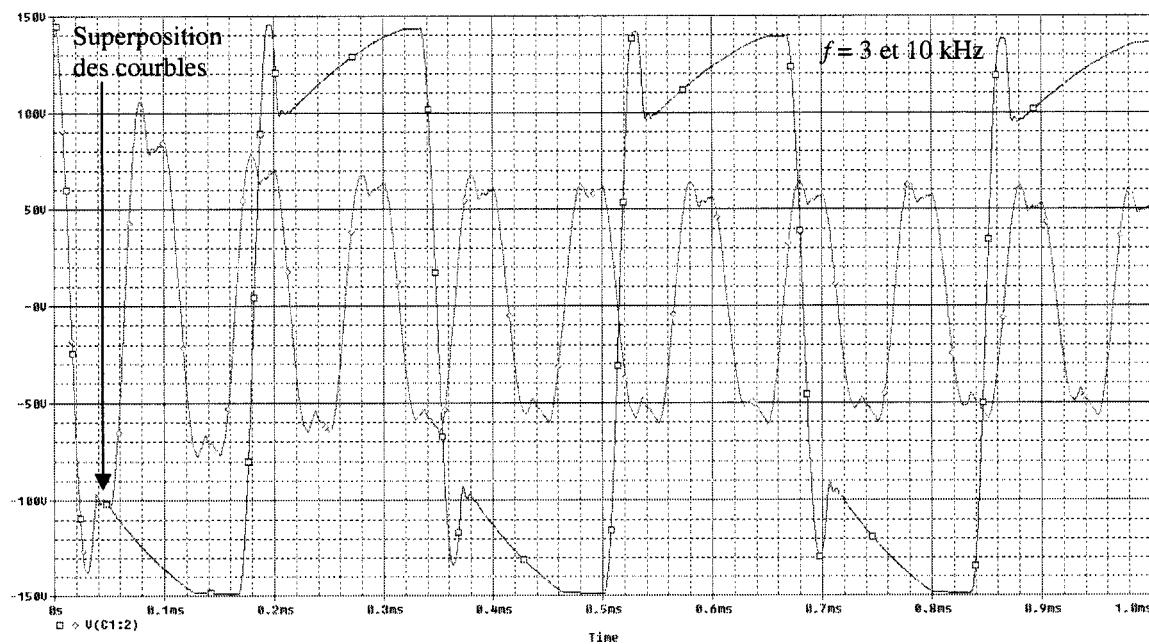


Figure 3.19 Formes d'ondes simulées avec $L = 68 \text{ mH}$

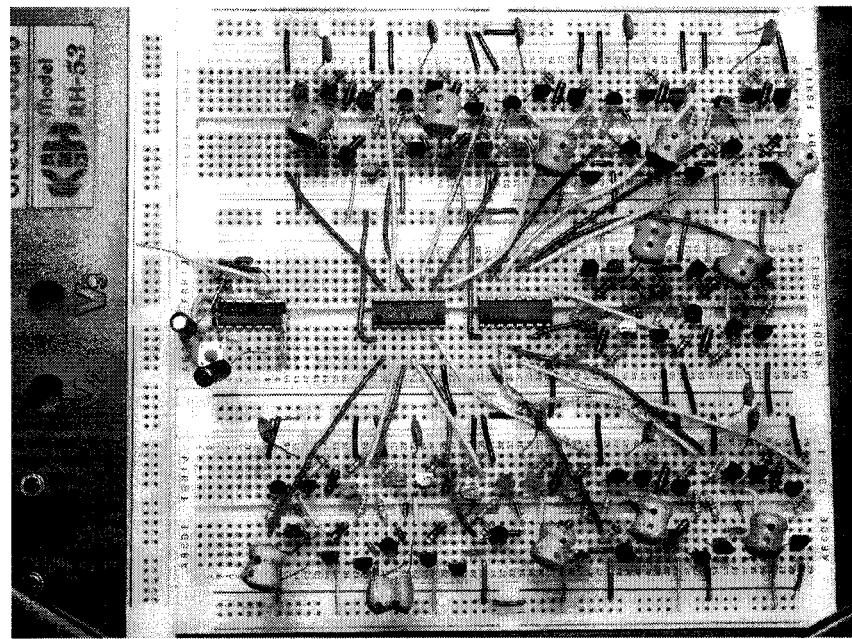


Figure 3.20 Prototype du circuit d'activation des pattes sur plaquette

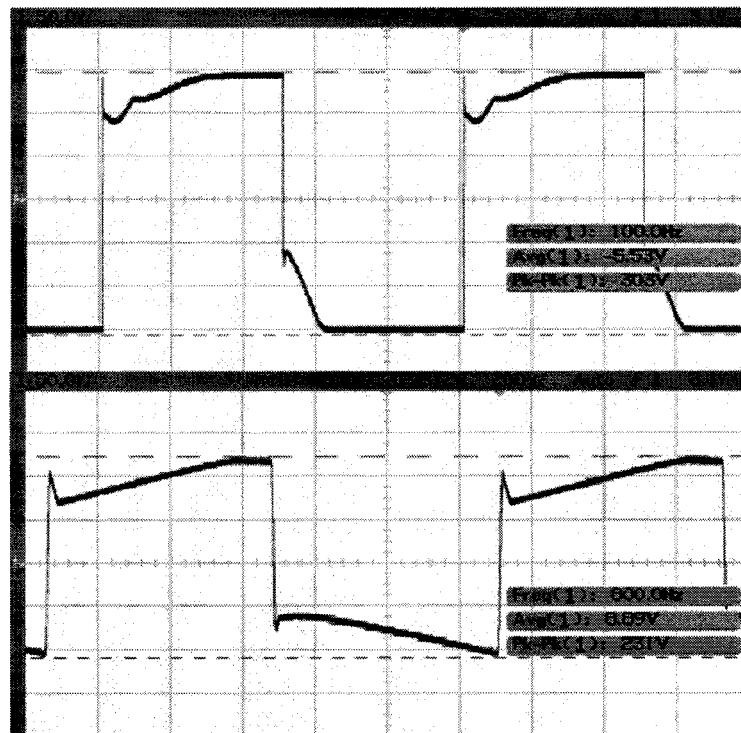


Figure 3.21 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 13 \text{ mH}$) en basse fréquence

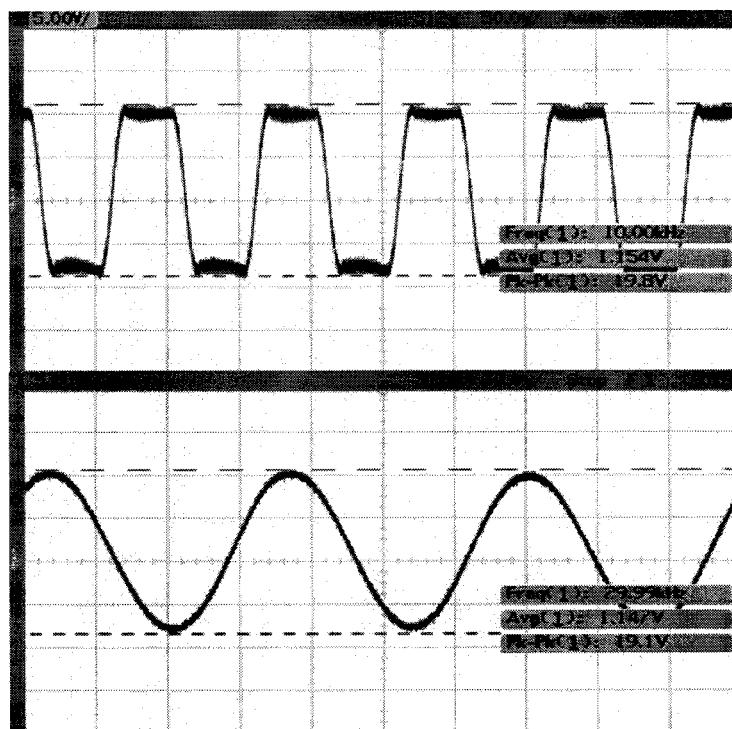


Figure 3.22 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 13\text{mH}$) en haute fréquence

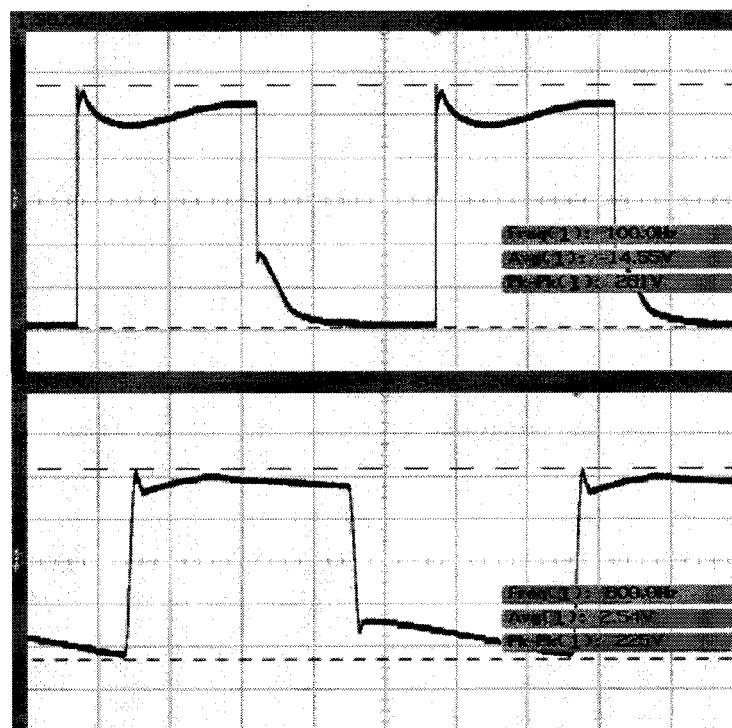


Figure 3.23 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges ($L = 68\text{ mH}$) en basse fréquence

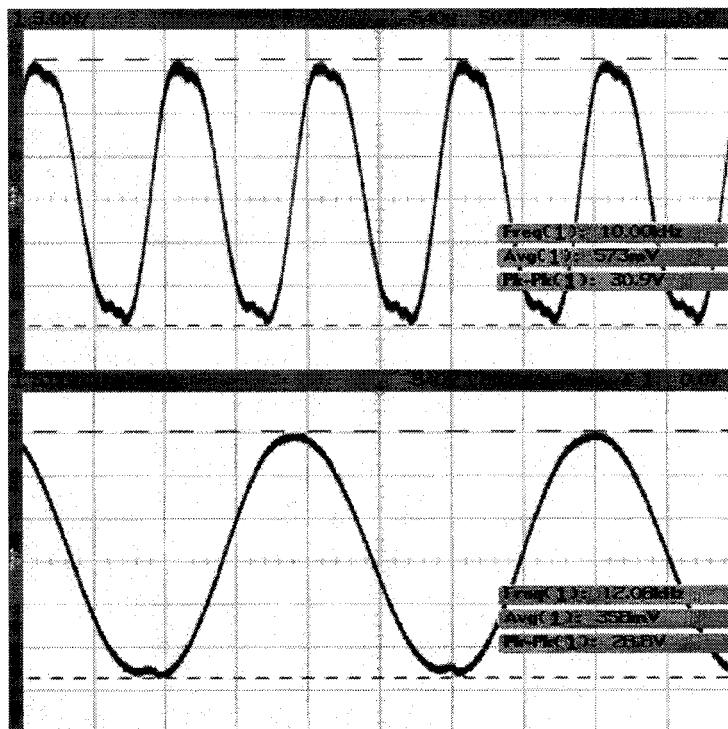


Figure 3.24 Commutation de 12 électrodes avec transfert de charges (L = 68mH) en haute fréquence
 À la Figure 3.22, on remarque que la même amplitude d'oscillations est atteinte à 10 et à 30 kHz. Il y a donc un grand potentiel de gain en fréquence à faire par le transfert de charges via une inductance.

Comme il a déjà été mentionné, ces tests ont été faits sur des capacités de 1 nF. Puisqu'il ne s'agissait pas de piézos avec des fréquences de résonance, aucune investigation n'a été faite autour de 8 kHz. De plus, il faut savoir qu'il y avait de légères différences entre les trois circuits, résumés par le Tableau 3.7.

Tableau 3.7 Résumé des différences des circuits de commutation des pattes

L2 (mH)	R3 (MΩ)	R4 (MΩ)	I (mA)
0	10	6	760
13	13	6	850
68	10	9	660

Normalement, la consommation d'intensité de courant de chaque DCDC est de 330 mA. Le troisième cas (68 mH) ne présente donc aucune surconsommation, alors que les deux autres requièrent un peu plus de courant. Sur une consommation totale du NW d'environ

3 A, ces déviations représentent moins de 7 % et sont donc considérées négligeables, bien qu'elles entraîneraient un peu plus de dissipation de chaleur au niveau du régulateur linéaire et des DCDCs.

3.4.3 : Fabrication d'inductances

En ce qui concerne la fabrication d'une inductance de petite taille, plusieurs designs ont été étudiés. La présente section présente la procédure à suivre pour le design d'une telle inductance.

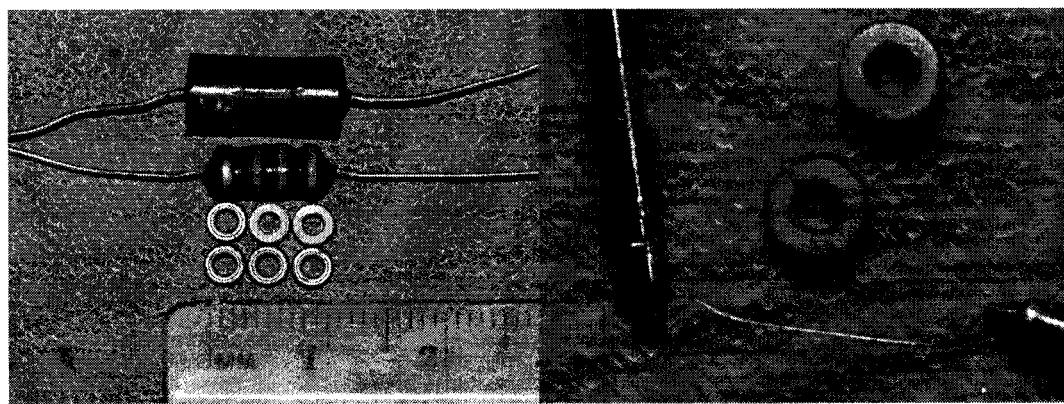


Figure 3.25 Dimensions du fil et du tore de la bobine étudiée

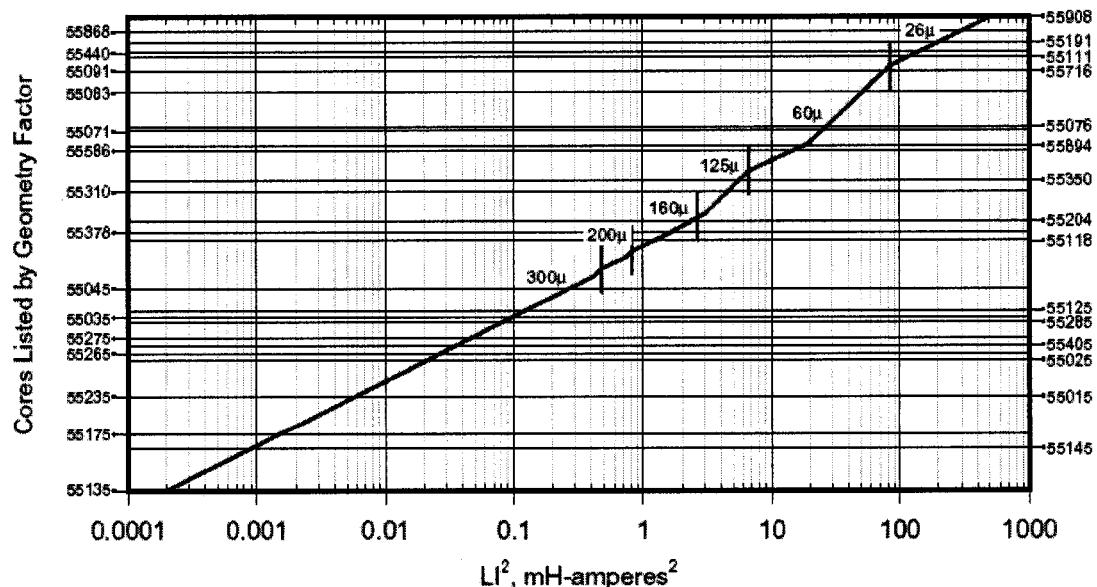


Figure 3.26 Guide de sélection de tore de Molypermalloy

D'abord, le produit $L \cdot I^2$ donne $0,0002 \text{ mH} \cdot \text{A}^2$, qu'on situe sur le guide de sélection de tore en *Molypermalloy* suivant, tiré de *Magnetics Inc*. On détermine que le 55135 est approprié. La Figure 3.25 présente les dimensions du tore en *Molypermalloy* #55135 (diamètres externe de 3,56 mm et interne de 1,78 mm avec une hauteur de 1,52 mm et une perméabilité relative de 300) qui permettrait d'obtenir une inductance de 50 mH avec 945 tours d'un fil vernis AWG#49 traversé d'un courant de 2 mA. Le fil occuperait ainsi près de 60 % de la surface interne. Les calculs sont résumés pour ce cas.

$$A_{L\min} = 92\% \cdot A_L = 57 \text{ mH}/1000 \text{ tours} \quad (3.25)$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{A_{L\min}}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^6}{57}} = 936 \text{ tours} \quad (3.26)$$

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 936 \cdot 2 \times 10^{-3}}{0,819} = 2,88 \text{ oersted} \quad (3.27)$$

Selon la courbe 300 μ de la Figure 3.27, tirée de *Magnetics Inc*, la perméabilité demeure à 99 % à un champ magnétique de 2,88 oersted. Le nombre final de tours est donc de :

$$N_{final} = \frac{N}{0,99} = 945 \text{ tours} \quad (3.28)$$

Autant de tours requièrent une surface de :

$$A_{total} = N_{final} \cdot A_{fil} = 945 \cdot 0,000011 = 0,01041 \text{ cm}^2 \quad (3.29)$$

Ce qui représente 57,84 % de la surface disponible à l'intérieur du tore ($0,018 \text{ cm}^2$). Un tel ratio implique une longueur moyenne de fil pour faire les tours de 0,658 cm par tour, résultant en une longueur de 621,81 cm par bobine. De plus, en supposant une résistance DC (le fil AWG #49 possède une résistance de $27,6 \Omega/\text{m}$) de 171 Ω , il n'y aurait qu'une perte de 0,342 V aux bornes de l'inductance pour un courant de 2 mA, ce qui reste négligeable devant ± 150 V.

Le poids des tores ($12 \times 0,094$ g) est négligeable compte tenu du poids du NW (~ 32 g) et de son manteau de cuivre pour la dissipation thermique (~ 23 g). On peut d'ailleurs estimer un volume final de $0,022943 \text{ cm}^3$ avec les fils.

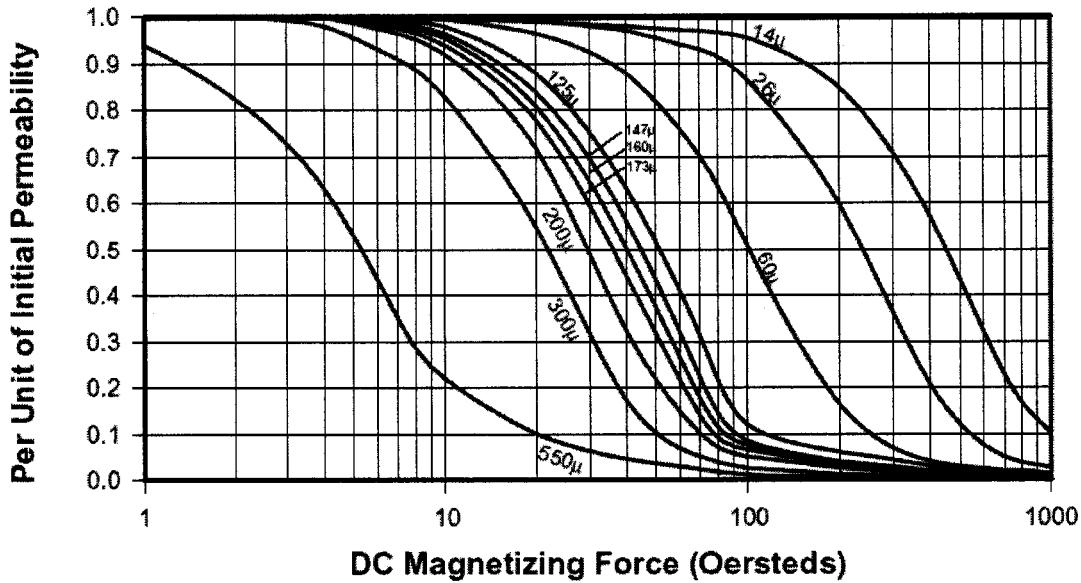


Figure 3.27 Perte de perméabilité des Molypermalloy selon le champ magnétique

Toutefois, dans ces calculs, il a été omis de considérer le courant de pointe que devra supporter l'inductance. En effet, en supposant un transfert total d'énergie entre la capacité du piézo et l'inductance (et vice-versa), on a :

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = E_L \quad (3.30)$$

Le courant de pointe sera donc :

$$I_p = V \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = 300 \cdot \sqrt{\frac{1,2 \times 10^{-9}}{50 \times 10^{-3}}} = 46,3 \text{ mA} \quad (3.31)$$

Ce courant devra être soutenu par l'inductance, les diodes et les interrupteurs. Le fil AWG#49 considéré dans l'exemple précédent de bobine ne supporte qu'un courant de 2-3 mA.

3.4.3.1 : Autres alternatives

En suivant la même procédure que celle élaborée précédemment, différentes alternatives d'inductances sont élaborées. Le Tableau 3.8 compare leurs caractéristiques les plus importantes. Les quatre cas occupant sensiblement le même volume, l'inductance de 2 mH est le meilleur compromis en termes de facilité de fabrication.

Tableau 3.8 Comparaison des caractéristiques de différentes inductances

Inductance	50 mH, 2 mA	2 mH, 10 mA	2 mH, 226 mA	13 mH, 90 mA
Tore	55135	55135	55125	55125
Dimensions (mm) : diamètres externe, interne et hauteur	3,56 1,78 1,52	3,56 1,78 1,52	11,2 6,35 3,96	11,2 6,35 3,96
Perméabilité relative	300	300	300	300
Fil AWG#	49	45	32	36
Nombre de tours	945	189	132	477
Longueur de fil (cm)	622	112	224	809
Ouverture occupée (%)	58	17	25	35
Poids par tore (g)	0,094	0,094	2,12	2,12
Volume par inductance (mm³)	42	36	697	757

3.5 : Discussion

Maintenant que l'ensemble des résultats a été présenté, il faut dire que les tests ont été effectués dans le pire cas, soit l'activation simultanée des 12 électrodes. En effet, puisque l'algorithme de déplacement comporte encore plusieurs inconnues (voir ANNEXE III :), dont la synchronisation entre l'activation de la patte avant et des pattes arrière et la force de bloquage latérale des piézo, il est difficile de prévoir à quel point les sources DCDC seront sollicitées. En activant les 12 électrodes à la fois, ce qui correspond à des sauts verticaux totalement inutiles, on s'assure que le robot pourra se déplacer avec de meilleurs résultats en suivant l'algorithme proposé.

Les prochaines sous sections présentent autant de sujets de discussion ainsi regroupés pour en faciliter la compréhension.

3.5.1 : Les paramètres mécatroniques

Puisque le module des pattes forme un système mécatronique, plusieurs paramètres permettraient de faire varier leur comportement. En effet, d'un point de vue mécanique, la longueur des piézos (et des électrodes), l'épaisseur et le type de la céramique affectent tous la capacité des électrodes, la fréquence de résonance mécanique ainsi que la force de blocage du piézo.

$$\left(F_{longitudinale} = \frac{2 \cdot \frac{d_{31}}{S_{11}^E} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (OD^2 - ID^2) \cdot V}{OD - ID} \right) \quad (3.32)$$

D'après les équations 3.13 et 3.15, diminuer la longueur des électrodes des piézos augmente leurs fréquences de résonance mécanique longitudinale et latérale. Cette dernière diminue toutefois avec une réduction des diamètres interne et externe. Toutefois, l'épaisseur de la céramique impose une limite inférieure quant à la tension alternative qu'il est possible d'appliquer aux piézos pour ne pas les dépolarisier. La réduction d'échelle des piézos, tant en longueur qu'en épaisseur, amène donc des complications quant à leur activation, sans compter que les dimensions des piézos doivent offrir une résistance mécanique pour qu'ils puissent supporter le poids du robot.

D'un autre côté, plus l'opération fréquentielle est loin des fréquences de résonance mécanique, plus les électrodes se comportent comme une simple capacité. L'amorçage des oscillations en serait d'ailleurs facilité, bien qu'aucun gain mécanique en amplitude ne serait possible. Ceci est un moindre mal, puisque des tests de déplacement ont déjà été réalisés avec des oscillations de faibles amplitudes, comme dans *Martel (2004b)*. En fait, ce qui importe le plus pour les déplacements, ce sont l'impulsion et la force des pattes et non l'amplitude totale des déformations. Un minimum est cependant nécessaire pour assurer un déplacement sur une surface d'une rugosité donnée. Il serait donc envisageable d'avoir recours à une activation de faible amplitude, même loin en deçà de

la fréquence de résonance mécanique. Aussi, la friction offerte par le plancher pourrait être adaptée pour offrir un meilleur rendement de déplacement.

En ce qui concerne l'aspect électronique, on a vu que la capacité dépend de la surface qu'occupent les électrodes et de l'épaisseur de la céramique. Pour un courant de sortie donné des DCDCs, plus cette capacité est faible, plus haute sera la plage d'opération fréquentielle. Une autre avenue serait de réduire la tension de sortie des DCDCs avec une augmentation du courant de sortie. La plage de fréquentielle d'opération serait ainsi encore plus élevée $\left(\frac{1}{2/3 \cdot V} \cdot 3/2 \cdot I \propto 9/4 \cdot f \right)$. De plus, une diminution des dimensions

implique une masse inférieure à déplacer, qui va de paire avec une force inférieure générée par les piézos. Bien que l'inductance soit indispensable pour atteindre la fréquence de résonance, elle constituera un goulot d'étranglement en termes de dimensions si l'on souhaitait miniaturiser davantage le robot.

Dans un futur rapproché, il serait donc intéressant de réduire la longueur des piézos (et de leurs électrodes). Ainsi, avec une plus faible capacité, il devrait être possible d'atteindre de plus hautes fréquences avec le même circuit d'activation.

3.5.2 : Les résistances R3 et R4

Dans le circuit d'activation des pattes, une attention particulière a été portée à la position des résistances R3 et R4. Puisque R4 fait partie du circuit réciproque de celui de R3, seul ce dernier est analysé pour des fins de simplicité. Puisque R3 induit une chute de potentiel à la base du transistor Q3, le courant de base et donc le gain de courant β de ce transistor sont difficilement prévisibles. Puisque l'on désire une opération en saturation, cette lacune de conception est tolérée ici, dans l'esprit de minimiser le nombre de composants discrets du circuit.

En fait, pour permettre la polarisation du transistor Q1 par le contrôleur numérique ($V_{OH\min} = 2,4$ V et $V_{OL\max} = 0,4$ V), il faut minimiser la tension à la base du transistor et donc, à son émetteur. Ceci est possible si l'on évite de placer une résistance à l'émetteur.

D'un autre côté, le circuit doit permettre l'application de ± 150 V à l'électrode du piézo avec une constante de temps ($\tau = R \cdot C$) minimale, de manière à maximiser le temps de réponse du système. En ce qui concerne la capacité de l'électrode C1, elle est fixée par les dimensions et le type de céramique du piézo. Donc, pour minimiser R , soit la résistance entre la source DCDC et la capacité, on ne retrouve sur ce chemin que la résistance offerte par le transistor Q3.

Compte tenu que le courant des sources DCDCs est limité, il faut toutefois placer une résistance pour limiter ce courant de manière à prévenir un affaissement de la tension de sortie des DCDCs. Ceci explique le choix de la position de la résistance R3 dans le circuit d'activation des pattes, comme étant la seule solution envisageable.

3.5.3 : Amplitude des oscillations

Avec le passe-bas résultant de la résistance du circuit de commutation et la capacité des électrodes des pattes, il est donc possible de profiter d'une pente de -20 dB par décade, ce qui correspond à une oscillation de ± 150 V à 1 kHz jusqu'à ± 15 V à 10 kHz avec le transfert de charges via l'inductance. Sans elle, la plage fréquentielle d'opération est de beaucoup réduite, soit environ de 0,4 à 4 kHz. De plus, à la fréquence de résonance mécanique du tube piézoélectrique, l'amplitude de l'oscillation devrait être multipliée par le facteur de qualité Q des pattes. Avec un facteur de qualité de 100, on s'attend donc qu'à 8 kHz, on obtienne des déformations environ dix fois plus élevées qu'à 1 kHz, résultant en un déplacement presque 100 fois plus rapide qu'à 1 kHz. Ces avancements n'ont toutefois pas pu être validées par expérimentation car les pattes se sont récemment dépolarisées.

3.5.4 : Algorithme

Les résultats présentés plus haut sont basés sur une activation simultanée avec la même polarité des 12 électrodes. Ce cas de figure correspondrait à des sauts verticaux du robot par l'extension de ses trois pattes. Selon l'algorithme présenté à l'ANNEXE III :, un maximum de huit électrodes devraient être activées en même temps, soit lors de la

deuxième étape correspondant à l'extension des pattes arrière. On peut donc s'attendre à un comportement fréquentiel 50 % fois plus élevé. Autrement dit, à une même fréquence, on peut s'attendre à une oscillation d'une amplitude 1,5 fois plus élevée que celles présentées aux Figure 3.15 et Figure 3.16 et de Figure 3.21 à Figure 3.24.

De plus, en supposant que ceci ne soit toujours pas suffisant, un algorithme qui requiert la commutation selon la même polarité de moins d'électrodes à la fois pourrait étudiée. Toujours dans l'optique des sauts de lapin, on peut notamment penser à une poussée des pattes arrière vers l'intérieur ou l'extérieur. Ceci aurait pour effet de requérir la polarisation positive de quatre électrode et négative des quatre autres, diminuant ainsi par deux le courant requis par les sources DCDC. Dans ce cas, on pourrait alors s'attendre à une oscillation d'une amplitude théoriquement trois fois plus élevée que celles présentés aux Figure 3.15 et Figure 3.16 et de Figure 3.21 à Figure 3.24.

Dans ces deux cas, l'augmentation de l'amplitude d'oscillation se traduit par une augmentation de la plage fréquentielle d'opération par le même facteur. Ceci étant dit, si l'on désire une commutation à la fréquence de résonance latérale des pattes de 8 kHz, l'ajout d'une inductance aux dimensions non négligeables est incontournable.

3.5.5 : Choix de l'inductance

Il est évident qu'il y a un gain important à faire avec le transfert de charges via une inductance. Toutefois, comme l'illustre le Tableau 3.6, plus l'inductance est grande, moins le courant de pointe est élevé. Par contre, en termes de fabrication de bobines miniatures, il est intéressant de considérer le nombre de tours requis pour l'obtention de l'inductance désirée pour un même tore. Une faible valeur d'inductance serait non seulement plus facile à fabriquer en raison d'un nombre moins élevé de tours, mais aussi en raison d'un gabarit de fil plus grand et donc moins fragile. Un autre paramètre à considérer est la fréquence de résonance entre la capacité du piézo et l'inductance. En effet, plus l'inductance est élevée, plus la fréquence de résonance est basse et se rapproche de celle du piézo. Cependant, comme le démontrent les Figure 3.21 et Figure 3.23, la forme d'onde à 10 kHz est plus carrée avec une faible inductance, parce que la

fréquence de résonance est plus élevée (le temps de montée étant encore négligeable devant la période de l'oscillation).

Les faibles inductances sont aussi intéressantes du point de vue de la puissance générée par le piézo. En effet, une faible inductance induit au piézo un faible temps de montée, qui assure une réponse d'amplitude maximale du piézo et ce, jusqu'à ce que le temps de réponse mécanique du piézo ne devienne trop lent. Il serait alors inutile de forcer des transitions de tension plus rapides que la déformation mécanique maximale du piézo. Cependant, au moment de la rédaction de ce mémoire, les expériences n'ont pas pu déterminer le temps de réponse des piézos ainsi que leur force latérale de blocage. Le choix final de la valeur de l'inductance ne peut donc être fait en toute connaissance de cause, sans que ces paramètres n'aient été quantifiés.

Ceci étant dit, d'après le Tableau 3.8, il faut privilégier un design d'inductance de faible valeur. Sa fabrication en sera facilitée, tant au niveau du faible nombre de tour, qu'au niveau du fil moins cassant. De plus, les deux alternatives conçues en fonction du courant crête occupent un volume semblable. L'idéal serait donc de réaliser une inductance de 2 mH avec le tore #55135. Ceci permettrait de faire passer un courant de 10 mA dans 189 tours de fil AWG #45. Bien que ce courant soit bien inférieur au courant de pointe de 226 mA, il demeure supérieur au courant de sortie des DCDC. Il s'agit donc ici du meilleur compromis.

3.5.6 : Désynchronisation des piézos

En ce qui concerne la « désynchronisation » des piézos, bien qu'envisagées, elle n'a pas été mise en oeuvre pour éviter d'avoir à ajouter une inductance supplémentaire. La plage de la résonance aurait été élargie, mais puisqu'il est déjà difficile de l'atteindre, il a été jugé plus important d'atteindre et de respecter les contraintes de miniaturisation du NW. En effet, des inductances de ces valeurs qui sont capables de supporter de tels courant ne peuvent pas encore être fabriqués en petit format et donc constituent le goulot d'étranglement dans le processus de miniaturisation. Les autres composants pourraient cependant tous être convertis et intégrés dans une technologie CMOS haute tension.

3.5.7 : Fabrication de l'inductance

En ce qui concerne le bobinage d'une petite inductance, il s'agit encore une fois d'un autre problème à résoudre. En effet, aucune machinerie ne peut réaliser l'exploit d'effectuer 945 tours avec 6,22 m de fil AWG #49. Toutefois, réaliser 189 tours de fil AWG #45 est beaucoup plus commun dans l'industrie. En plus de s'armer de patience, il serait aussi intéressant d'investiguer des solutions basées sur des formes différentes, comme un *pot core* ou une tige par exemple. Cependant, ces formes de noyau magnétique sont généralement caractérisées par une perméabilité relative plus faible, ce qui impliquerait des dimensions encore plus élevées.

Finalement, en supposant qu'il soit impossible de diminuer davantage les dimensions de l'inductance, il faudrait alors littéralement se priver d'une telle inductance et se contenter d'un circuit de commutation de base avec les résultats présentées aux Figure 3.15 et Figure 3.16.

3.5.8 : Dimensions du circuit

En termes de dimensions des circuits, il est difficile de comparer un placement et routage de surface avec un prototype sur plaquette. Néanmoins, le circuit de commutation avec transfert de charges des pattes, pouvant fonctionner jusqu'à 10 kHz requiert :

- ✓ 6 transistors (3 NPN, 3 PNP) ;
- ✓ 6 résistances ;
- ✓ 2 diodes et
- ✓ 1 inductance.

Le circuit de commutation de base, qui ne fonctionne qu'à moins de 3 kHz, requiert :

- ✓ 4 transistors (2 NPN, 2 PNP) et
- ✓ 4 résistances.

Le circuit initial, qui ne fonctionnait pas du tout, comportait quant à lui :

- ✓ 3 transistors (2 NPN, 1 PNP) ;
- ✓ 5 résistances et
- ✓ 1 diode.

Puisque les mêmes transistors ont été utilisés dans ces trois versions, on peut donc définir un ratio de dimensions de circuit par rapport au circuit initial. Pour un ratio inférieur à deux, en excluant l'inductance, on peut atteindre une fréquence d'opération plus de 3 fois supérieure qu'avec le circuit de base (ratio ~ 1). Les inductances utilisées pour le prototype sont bien trop grandes pour être assemblées 12 fois sur le NW. Si on inclut les dimensions d'une inductance fabriquée pour supporter un courant DC équivalent au courant de pointe, l'ajout d'une inductance n'en vaut pas le coût. Toutefois, si l'on « triche » en réalisant une bobine capable de supporter un courant moyen beaucoup plus faible, il devient intéressant d'avoir recours au circuit de commutation avec transfert de charges via une inductance.

Maintenant que le design du circuit d'activation des pattes piézoélectriques a été vu, le lecteur peut procéder au prochain chapitre, traitant de l'alimentation intermittente sans arc électrique.

CHAPITRE 4 : ALIMENTATION INTERMITTENTE SANS ARC ÉLECTRIQUE

La plupart des systèmes robotiques, tels que ceux utilisés dans l'industrie d'assemblage, peuvent souvent se contenter d'une alimentation externe câblée. À l'opposé, les robots mobiles autonomes doivent éviter les contraintes de déplacements induits par de tels câbles, surtout dans le cas d'une flotte de plusieurs robots. En effet, on imagine facilement l'entremêlement des fils au fur et à mesure que les robots se déplaceraient de façon indépendante, non corrélée. Pour ces robots, il reste l'alternative des moteurs (à carburant, hydraulique, ...) et des piles (électriques, solaires ou à combustible) leur procurant une autonomie limitée en plus d'encombrer le robot d'une charge additionnelle.

D'après *Siegel (2003)*, le fait de miniaturiser des robots sans fil rendra leur alimentation beaucoup plus difficile. Ils devraient être conçus pour qu'ils puissent recevoir de l'énergie d'un faisceau quelconque ou pour qu'ils extraient eux-mêmes leur énergie de leur environnement. Pour justifier cette hypothèse, ils donnent en exemple le cas d'une réduction d'échelle de 100. Puisque l'énergie d'une batterie est proportionnelle au volume, cette réduction d'échelle mène à 10^6 fois moins d'énergie disponible. Si l'application en consomme 10^6 fois moins, il n'y a pas de problème. Cependant, à une échelle 100 fois plus petite, la friction devient prépondérante et il serait plus sage d'émettre l'hypothèse que la consommation d'énergie est proportionnelle au carré de la dimension linéaire. Ainsi, une machine 100 fois plus petite fonctionnera 100 fois moins longtemps. *Siegel (2003)* ajoute aussi que c'est sans doute pourquoi l'on construit de gros avions et d'énormes bateaux pour parcourir de longues distances. De plus on ne retrouve jamais de petits organismes vivants dans l'air, mais il y en a énormément dans l'eau par exemple, qui constitue un bassin dense de nutriments pour ces organismes.

Dans le cas de micro-robots, les choix sont donc plus restreints : micro-ondes, laser, électromagnétisme ou câblée... Sans compter le fait que ces techniques d'alimentation fournissent une liberté et une flexibilité d'action accrue en approvisionnant les robots en énergie continue. Cependant, dans le cas du NW, les ondes électromagnétiques doivent

être évitées à tout prix afin d'assurer l'imagerie atomique par l'échantillonnage d'un courant tunnel (STM). De plus, les sources lumineuses pourraient compromettre le lien de communication IR ainsi que le système de positionnement IR.

Bref, bien des efforts ont été faits pour améliorer les conditions d'alimentation des systèmes robotiques. Toutefois, en considérant le cahier des charges de la plate-forme robotique du NanoWalker, la solution la plus prometteuse semble être celle qui profite des contraintes mécaniques de son environnement de travail pour lui fournir l'énergie nécessaire à son bon fonctionnement. En effet, le NanoWalker doit se déplacer sur une surface lisse au micron près, assise sur une table optique et contrôlée par système anti-vibrations. Il va sans dire qu'un tel environnement peut aussi intégrer une solution d'alimentation.

Comme il en a été fait mention au CHAPITRE 2 :, une solution d'alimentation sans fil a été conçue dans le but de le rendre le plus autonome possible. En fait, le robot se déplace sur un plancher d'alimentation composé de bandes conductrices en alternance de polarité, d'où le robot tire son alimentation via ses pattes. Cependant, un inconvénient majeur de cette approche est l'érosion des pattes et de la surface du plancher en raison d'arcs électriques, qui surviennent lors des déplacements du robot. Pour contrecarrer ce problème, un circuit de prévention d'arcs est élaboré. Son objectif est d'accumuler assez d'énergie pour permettre au robot de se déplacer pendant au moins 10 ms sans qu'il ait besoin de s'alimenter à partir du plancher.

Dans ce chapitre, une revue des méthodes d'alimentation est d'abord faite pour justifier l'approche du plancher d'alimentation. Puis la théorie du claquage et des arcs est expliquée avant d'élaborer les solutions envisagées. Enfin, on présente les résultats de la solution retenue pour résoudre la complication d'arcs électriques engendrés par les déplacements du robot. Il s'agit d'un interrupteur électronique permettant de désactiver l'alimentation pendant les déplacements. Compte tenu de la taille du robot lui-même, ce circuit doit être miniature, tout en supportant une puissance minimale de 15 watts, ce qui correspond aux besoins énergétiques prévus pour l'opération du NanoWalker.

4.1 : Méthodes d'alimentation sans fil

Le principe de Lavoisier dicte : « Rien ne se crée, rien ne se perd, tout se transforme ». Donc, toute méthode d'alimentation est à la base d'une autre source d'énergie : l'énergie électrique (fiche murale, batterie, transformateur, génératrice) ; l'énergie thermique (diode GaAs, thermocouple) ; l'énergie chimique (combustion de gaz naturel, bois, fossiles, sables bitumineux, pétrole et ses dérivés dont le propane) ; l'énergie nucléaire, l'énergie potentielle (barrages hydroélectrique) ; l'énergie lumineuse (soleil, laser, lampes, photons) ; les forces de la nature (parc d'hélices éolienne, mouvement des marées) et hautes fréquences (micro-ondes et optiques). La littérature fait état de différentes techniques d'alimentation sans fil ou de transmission d'énergie sans fil. Les prochaines sous-sections font état de cette veille technologique.

4.1.1 : Les batteries

En ce qui concerne les batteries, leur rapport d'énergie par volume est beaucoup trop faible pour alimenter le NW pour une période respectable (disons au minimum une heure⁹). Le Tableau 4.1 présente quelques exemples de batteries. Loin d'être exhaustif, ce tableau ne liste que quelques types de batteries parmi les centaines qui existent.

Tableau 4.1 Comparaison de l'énergie de différents types de batteries

Type de batterie	Ampérage (mA.h)	Voltage (V)	Énergie (W.h)	Dimensions (mm)	# batt.	Volume (mm ³)
LR 44 (AG 13)¹⁰	110	1,5	0,17	ø11,6x5,4	108	61634
BC101686 (34H)	600	2,4	1,44	45x21x10	15	141750
AA NiMH¹¹	2300	1,2	2,76	ø14,5x50,5	10	83391
CRV3R	1200	3,0	3,60	28,4x4,2x52	6	37215
PACK 55¹²	3000	6,0	18,00	134x34x60	1	273360
YUASA NP7-12¹³	7000	12,0	84,00	151x65x97,5	1	956963

⁹ Avec un temps d'environ 7 minutes pour traverser le PF et un temps de 9 minutes/par images acquises par le STM, une durée de vie d'au moins une heure est requise pour un rendement intéressant du NW.

¹⁰ Hirsch (2005)

¹¹ Small Battery Company (2004)

¹² Dönerg Electronics

¹³ Dönerg Electronics

D'ailleurs, on leur trouve des usages aussi variés que pour les montres et calculatrices, les appareils photo, les prothèses auditives, les téléphones sans fil, ... La majeure partie des batteries est caractérisée en mA.h^{14} , ce qui fait que le NW ne pourrait même pas fonctionner adéquatement pendant une heure à moins de combiner un nombre « # batt. » de batteries pour obtenir la puissance requise de 15 W (3 A à 5 V). Autant de batteries occuperaient un volume total supérieur à celui du NW, qui est de $29\ 000\ \text{mm}^3$. De surcroît, puisque toute forme de génératrice serait beaucoup trop volumineuse pour alimenter le NW, on doit se tourner vers des méthodes d'alimentation externe.

4.1.2 : L'énergie du milieu

En ce qui concerne l'approche d'extraction d'énergie du milieu environnant, la chambre de refroidissement complique les choses. En effet, l'hélium refroidi à l'azote (pour permettre la dissipation de chaleur élevée du NW) de façon stable (requise pour une résolution atomique du STM) ne représente pas une source d'énergie.

4.1.3 : Les sources d'énergie des implants médicaux

On retrouve des implants médicaux pour restaurer différentes fonctionnalités à l'humain, telles que pour la cadence de la respiration, l'ouïe, le soulagement de douleurs intenses et bien plus. Dans le cas des stimulateurs cardiaques, les batteries sont monnaie courante. Toutefois, les prothèses neuronales nécessitent plus de puissance que les batteries de taille envisageable ne sont capables d'offrir. Un couplage inductif peut alors être utilisé pour transmettre l'alimentation et les données au travers des tissus humains, ce qui évite l'ajout de connecteurs cutanés (*Troyk et al. (2003)*). Pour mettre les idées en place, un DCDC biocompatible de classe E a réussi à transmettre 5 mW à un implant cochléaire avec une efficacité de 36 % sur une distance de 6 mm. Cependant, un équivalent non biocompatible peut atteindre une efficacité de 75 % pour une distance de 3 à 5 mm (*Fernandez et al. (2003)*). D'un autre côté, une puissance de 20 W a été

¹⁴ AOL Hometown

transférée sur une distance de 1 cm avec une efficacité de 80 % avec des bobines de 6 cm de diamètre et de 2 mm d'épaisseur (*Vandevenne et al. (2001)*).

La transmission de puissance en hautes fréquences constitue une autre alternative destinée aux implants médicaux. Ce concept est implémenté pour un implant visuel avec une consommation inférieure à 100 mW (*Vaillancourt et al. (1997)*), loin d'être suffisante au NW.

Un micro-robot sous la forme d'une locomotive de 9,5 mm de diamètre, qui se déplace à l'intérieur d'un tube destiné à des applications de chirurgies minimalement invasives, reçoit une alimentation de 480 mW par micro-ondes (*Nishikawa et al. (1999)*). Huit circuits de redressement de 60 mW de sortie avec une efficacité maximale de 30 % sont mis en parallèle pour atteindre la puissance totale nécessaire à l'opération du robot. Selon une publication précédente de *Shibata et al. (1998)*, une efficacité de 18 % a pu être atteinte pour une transmission de 200 mW à une distance de 1 m, où l'efficacité de circuit de redressement était de 52 % maximum et celle de l'antenne de réception était de 70 %. Il est à noter que cette efficacité dépend, entre autres choses, de la forme de l'antenne de réception (longueur et section). Dans ce cas précis, 2,25 mm en largeur suffisent. Pour justifier leur approche, les auteurs avancent que l'énergie d'une batterie est proportionnelle à son volume alors que la réception d'énergie transférée par micro-ondes est proportionnelle à la surface, ce qui avantage les robots miniatures. En fait, l'énergie est transmise à une longueur d'onde équivalente au diamètre du tuyau dans lequel se déplace le robot. Ainsi, le tuyau agit aussi en tant que guide d'ondes. Les diodes rectificatrices actuellement sur le marché permettraient une transmission d'énergie à des fréquences allant jusqu'à 65 GHz, ce qui correspond à un tube de diamètre aussi petit que 3 mm (*Shibata et al. (1998)*).

4.1.4 : La transmission d'énergie par électromagnétisme

En 1990, une équipe d'Allemagne a conçu une méthode d'alimentation de bras robotisé sans restriction de rotation. En évitant le passage traditionnel de câblage dans les articulations des machines robotisées, un joint de rotation n'est plus limité à une rotation

maximale (*Esser et al. (1990)* ; une rotation au-delà d'une certaine limite entraîne une torsion et une tension sur les fils, qui limite le mouvement. Ils procèdent par l'insertion d'un transformateur rotatif.

Dans le cas du NW, ce principe d'alimentation pourrait être adapté en positionnant le secondaire d'un transformateur sur chaque robot, qui serait ainsi alimenté par un primaire fixé dans l'environnement de travail. Cependant, des interférences électromagnétiques (EMI) pourraient compromettre la résolution atomique du STM, basé sur la lecture, l'amplification et la conversion de courants de l'ordre du nanoampère. On doit donc se retourner vers les faisceaux d'énergie externes.

4.1.5 : Les cellules photovoltaïques

En terme de faisceau d'énergie, le plus intuitif est sans doute celui de la lumière. Selon *Mathew (2004)*, les cellules photovoltaïques traditionnelles au silicium ont des efficacités de conversion de plus de 24 %. La nouvelle génération de ces cellules en couche mince atteint des efficacités de 16 à 19 % selon le matériau, bien qu'en théorie, on s'attendait plutôt à 29 %. Ces efficacités plafonnent depuis 10 ans, principalement à cause du procédé de déposition qui engendre des polycristaux aléatoires. La nouvelle génération a toutefois l'avantage d'être beaucoup moins coûteuse et rigide que les cellules au silicium montées sur de la vitre. On peut ainsi les appliquer sur des surfaces non planes, voire circulaires.

Afin de transmettre un faisceau de lumière monochromatique (plus probable d'être convertie par une photodiode assortie), on a recours au laser. Dans *Suster et al. (2004)*, une puissance de 60 μW (100 à 150 mV) est transmise sur une distance de 1,5 m par un faisceau laser et captées par une photodiode GaAs en hautes températures. Étant donné que seul un rendement faible peut être atteint, il y a dissipation de puissance et donc, élévation de température des composants environnants. Les composants traditionnels tels que les transistors bipolaires et les *Complementary Metal Oxyde Semiconductor* (CMOS) ne sont pas appropriés pour des températures supérieures à 180 °C en raison de

courants de fuite trop élevés. Les *Silicon On Insulator* (SOI) peuvent supporter jusqu'à 250 °C alors que les Silicon Carbide (SIC) vont jusqu'à 600 °C.

4.1.6 : Les générateurs thermoélectriques

Des générateurs thermoélectriques sont capables de convertir des gradients de température en alimentation DC. Cependant, ils ne fonctionnent que dans certaines plages de températures.

Ce système d'alimentation est capable de distances de couplages supérieures aux méthodes conventionnelles de conversion de fréquences radio (RF) à DC. Toutefois, à 25 °C, le courant fourni par la photodiode n'est que de 1,4 mA (*Suster et al. (2004)*).

4.1.7 : La transmission sans fil d'énergie

Tout comme la diffusion RF, il est possible de transmettre non seulement un signal de données, mais aussi une alimentation. C'est d'ailleurs sur ce principe que fonctionnent les fours à micro-ondes (transmission de puissance) et les téléphones sans fil (transmission de données). Il est à noter que la *Federal Communication Commission* (FCC) impose des normes quant à l'utilisation des plages de fréquences. La puissance des transmetteurs en hautes fréquences varie de 10 mW pour des systèmes sans fil non réglementés sur des faibles distances jusqu'à 1 MW pour des diffusions générales sur de longues distances (*Raab et al. (©2003)*).

Le projet de transmission d'énergie par faisceau d'oscillation en hautes fréquences le plus connu, de par son envergure, est sans doute le *Solar Power Satellite* (SPS). Il consiste à recevoir de l'énergie transmise d'un satellite géostationnaire captant plus de 99 % de l'énergie solaire annuelle à l'aide de cellules photovoltaïques (*Enriquez et al. (1991)*). Sur terre, il est possible de reconvertisir cette énergie sous forme d'électricité. Ce type de projet est envisageable parce que le vide de l'espace peut être considéré comme un supraconducteur puisqu'il ne comporte pas de pertes, permettant ainsi de couvrir de grandes distances (*Brown (1996)*). Il s'agit en fait de *wireless power transmission*, aussi

connu sous le nom de *beamed power transmission*. À ce jour, encore deux technologies se confrontent, les micro-ondes et le laser.

4.1.7.1 : Les micro-ondes

Selon *Brown (1996)*, avec les récentes avancées technologiques, notamment au niveau des diodes Schottky, l'antenne rectificatrice, aussi connue sous le nom de *rectenna*, est aujourd'hui dotée une efficacité théorique validée de 91 % en plus d'être pratiquement insensible à l'angle d'incidence du faisceau d'énergie entrant.

Une matrice de 6x6 *patch rectennas* (occupant une surface d'environ 2 cm x 2 cm), peut générer plus de 200 V (bien qu'elle soit conçue pour 540 V) lorsqu'elle est exposée à une distance de 1,8 m avec une puissance de 18 W (*Choi et al. (2004)*).

Les différents paramètres qui influencent l'efficacité sont la fréquence de transmission, le diamètre de l'émetteur et de la *rectenna*, le niveau de puissance et la distance de transmission. En fait, l'efficacité est régie par les équations de *Goubeau (1970)* et *Little (2000)* :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_t \cdot A_r}}{\lambda \cdot D} \quad (4.1)$$

$$\eta = 1 - e^{-\tau^2} \quad (4.2)$$

Avec A_t et A_r , l'aire des antennes de transmission et de réception, λ la longueur d'onde de transmission de l'énergie, D la distance de transmission, τ le paramètre de design et η l'efficacité de la transmission.

Pour se donner une idée des dimensions impliquées, une *rectenna* de 0,1 m² de 20 g était capable de convertir 20 W dans les années 1970. Aussi, une transmission de 30 kW sur plus de 1,6 km a été faite avec une *rectenna* de 365,76 cm x 731,52 cm. Depuis 1983, on retrouve des *rectennas* sous la forme de couches minces. On les a d'ailleurs appliquées sous une aile d'avion de 1,2 m de long pour transmettre 10 kW via un réflecteur parabolique de 5 m. Toute proportion gardée, il serait donc possible de transmettre au

moins $15 \text{ W} \times 100 \text{ robots} = 1.5 \text{ kW}$, sans compter le rendement total de la transmission, à partir d'une antenne de moins d'un mètre.

4.1.7.2 : Le laser

Enriquez et al. (1991) précisent qu'il existe aussi des méthodes de transmission d'énergie sans fil aux fréquences optiques comme le laser au gaz CO₂. L'inconvénient majeur est l'effet de l'énergie non convertie en électricité qui se dissipe sous forme de chaleur avec des effets sur le climat local. Aussi, bien que cette approche soit beaucoup moins efficace (30 à 80 %) qu'aux fréquences des micro-ondes (80 à 90 %) et que cette technologie ne soit pas aussi avancée que celle des micro-ondes, il demeure qu'elle a des avantages. Par exemple, dans le cas du SPS, la station terrestre absorbant le faisceau laser n'occuperait que 200 acres au lieu de 80 000 pour les micro-ondes.

4.1.8 : La source d'énergie choisie

Finalement, compte tenu des contraintes d'immunité au bruit et de dissipation de chaleur du NW, le PowerFloor (PF) a été conçu pour desservir au NW sa consommation de 15 W. Ce plancher offre une surface assez lisse pour permettre le déplacement des NW et amortit les vibrations nuisibles à leur positionnement sub-micrométrique. De plus, il alimente les robots via leurs pattes. En fait, il est composé d'une alternance en polarité de bandes conductrices séparées par un isolant. Ses dimensions (*Martel (2004a)*) assurent au robot de toujours avoir au moins une patte en contact avec l'alimentation et une deuxième avec la masse. L'épaisseur de la bande isolante prévient tout claquage entre une paire de bandes conductrices dans l'hélium.

Cependant, le PF pose un problème d'arcs électriques lors des déplacements du NW, puisqu'à chaque fois que les pattes quittent les bandes conductrices, il y a interruption brusque de courant. À l'opposé, l'atterrissement du robot qui comporte quelques rebonds, représente d'autres sources d'arcs électriques. La prochaine section résume les éléments importants de la théorie des arcs électriques et du claquage. De surcroît, un claquage électrostatique pourrait survenir entre deux électrodes adjacentes des piézos, le STM

comme les pattes, lorsqu'ils sont polarisés avec de grandes tensions. La Figure 4.1 illustre ces deux phénomènes nuisibles en représentant une patte et une paire de bandes conductrices du PF.

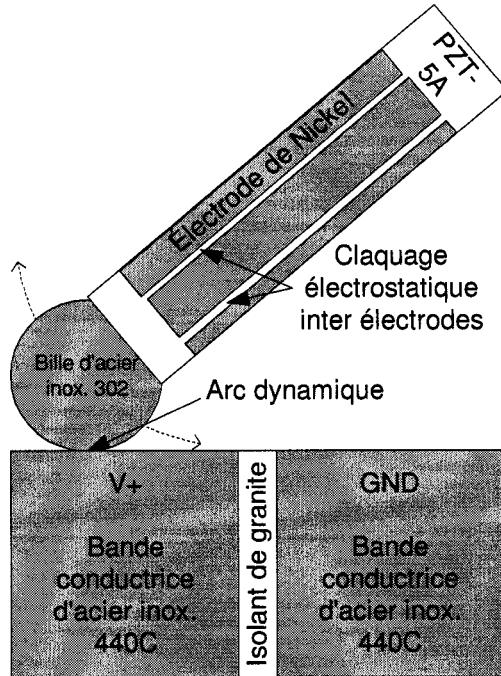


Figure 4.1 Phénomènes de claquage et d'arc du NW

4.2 : Théorie des arcs électriques

Comme il en a été fait mention précédemment, le NW présente des susceptibilités aux arcs électriques dans quelques situations. Notamment, l'écart de 357 μm entre les électrodes des piézos peut être soumis à une différence de potentiel allant jusqu'à 300 V. Un claquage statique pourrait survenir selon la loi de Paschen. D'un autre côté, lorsqu'il y a ouverture du circuit d'alimentation à chaque pas effectué par le robot, un arc dynamique risque de survenir à des tensions aussi faibles que 6 à 12 V (*Chen et al. (1998)*). Ce deuxième type d'arc passe par de très petits écarts, initialement nuls. Il a d'ailleurs été démontré que la loi de Paschen ne s'applique plus à des distances inférieures à 4 μm (*Dhariwal et al. (2000)*). Des études sur l'érosion des contacts de relais mécaniques, utilisés dans l'industrie du téléphone en 1960 et maintenant dans

l'industrie automobile, ont permis le développement d'un modèle de sublimation et de déposition de particules qui explique bien le phénomène de transferts métalliques lors des arcs. Afin de bien faire le tour de la question, cette section sera divisée en deux sous-sections, soit les arcs statiques et dynamiques.

4.2.1 : Les arcs statiques

Puisque les arcs dynamiques reposent sur les mêmes notions de base que les arcs statiques, une introduction générale est faite ici.

Dans un écart (*gap*) inter électrodes, le gaz environnant agit en tant qu'isolant. Cependant, les gaz diélectriques ne sont pas parfaits et peuvent être considérés comme des capacités avec fuite, modélisés par une capacité C_p en parallèle avec une résistance R_p . Le courant est alors régit par l'équation (*FOURNIÉ (1986)*) :

$$I = V \cdot \sqrt{\frac{1}{R_p^2} + \omega^2 \cdot C_p^{-2}} \quad (4.3)$$

Il avance : « Les gaz sont de très bons isolants ; cependant, un corps électrisé perd lentement sa charge au contact de l'air. » En fait,

La conductivité des gaz à l'état naturel s'explique par une faible ionisation due aux rayons cosmiques ou aux substances radioactives éparses dans le sol ou disséminées dans l'atmosphère. Cette ionisation naturelle correspond à la création de quelques paires d'ions produites par seconde et par centimètre cube de gaz sous la pression atmosphérique (*FOURNIÉ (1986)*).

Toujours selon *FOURNIÉ (1986)*, lorsqu'il est soumis à une contrainte électrique permanente, un gaz isolant peut subir un claquage, ou un amorçage, pendant lequel ses propriétés isolantes sont affectées ; l'électron se recombine à un ion positif, « entraînant leur disparition et la transformation de leur énergie totale (masse et énergie cinétique) en un rayonnement composé de particules de nature différente » (*Québec. Office québécois de la langue française (2002-)*). *FOURNIÉ (1986)* définit la rigidité diélectrique comme étant le quotient de la tension de claquage par la distance entre les électrodes où la tension a été appliquée. Ce paramètre est influencé par la nature, la forme, la distance et

l'état de surface des électrodes, le champ électrique, la pureté de l'isolant, la température, la pression, l'humidité et la durée de l'application de la tension.

En fait, on retrouve deux types de décharges électriques, soit des arcs de Townsend et des *streamers* selon que le champ est uniforme ou non (*Gagliardo* (1994)).

La décharge d'un gaz, qui survient lorsqu'il est traversé d'un fort courant, doit être initiée par un électron germe de la cathode capable de franchir la barrière de potentiel à l'interface conducteur-isolant. Plusieurs mécanismes peuvent rendre possible une telle décharge, soit les effets Fowler-Nordheim et Schottky, les émissions thermoélectroniques et photoélectriques, les impacts d'ions positifs, de molécules métastables et neutres rapides. La Figure 4.2, inspirée de l'ouvrage *FOURNIÉ* (1986), identifie les différentes étapes d'une décharge avant d'en arriver à un arc électrique.

Une cathode irradiée émet des électrons en nombre proportionnel à la différence de potentiel aux électrodes. Cette différence de potentiel stagne alors à la tension de saturation V_{sat} jusqu'à la région de Townsend. Chaque électron émis à la cathode génère d'autres électrons par collision non élastique avec les molécules du gaz environnant. Les ions positifs ainsi générés et les électrons multipliés sont accélérés par le champ électrique et gagnent en énergie cinétique.

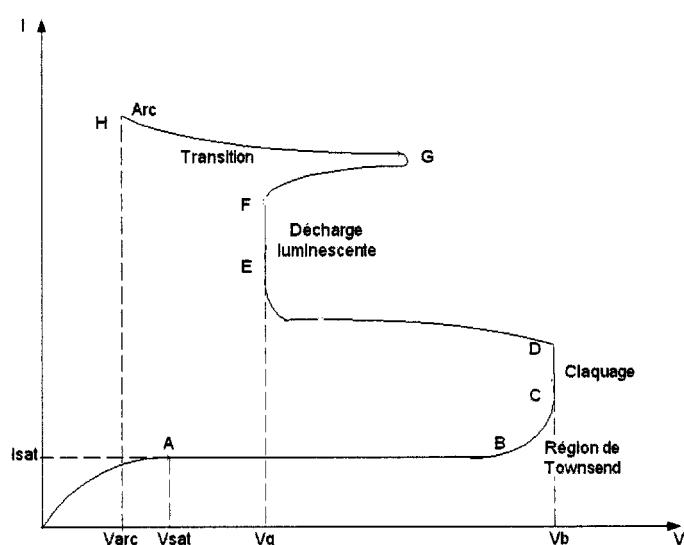


Figure 4.2 Caractéristiques d'une décharge gazeuse

Puisque la masse des ions positifs est semblable à celle des molécules du gaz, ils sont moins sujets à causer d'autres ionisations ; ils accélèrent moins rapidement que les électrons et perdent près de la moitié de leur plus value d'énergie auprès des molécules du gaz qu'ils heurtent. Il leur faudrait donc accumuler deux fois l'énergie d'ionisation de l'atome alors que l'électron n'a besoin que de l'énergie d'ionisation. Autrement dit, un phénomène d'ionisation survient dans la région de Townsend, avant le claquage à la tension V_b . Il y a alors une augmentation soudaine du courant par effet d'avalanche ; puisque les électrons sont très mobiles, ils ne restent pas dans l'écart (*gap*), contrairement aux ions, qui viennent à former un espace chargé positivement croissant à partir de la cathode. Ceci a pour effet d'augmenter le champ électrique en diminuant la distance de l'écart, entraînant l'avalanche. Des avalanches secondaires sont aussi engendrées par des collisions d'électrons qui n'ont pas émergés de la cathode (*Poirier (2004)*).

Cette étape est suivie par une décharge luminescente et de l'arc de Townsend. On peut d'ailleurs définir un arc électrique comme étant une décharge lumineuse (*étincelle*) de courte durée entre deux électrodes dans un milieu gazeux, normalement caractérisé par une baisse en tension approximativement égale au potentiel d'ionisation du gaz. On y associe parfois aussi des transferts métalliques entre les électrodes.

L'étincelle lumineuse s'explique par le transfert d'un électron vers une couche électronique (de valence) inférieure, qui produit un photon dont la longueur d'onde est donnée par :

$$\lambda = \frac{ch}{W_e} \quad (4.4)$$

avec la vitesse de la lumière c , la constante de Plank h et l'énergie d'excitation initiale W_e . L'énergie du photon correspond à la différence d'énergie des couches électroniques initiale et finale. Il est à noter que certains atomes, dont ceux d'hélium, sont caractérisés par des pièges électroniques entre les bandes de conduction et de valence. Ce sont en fait des niveaux d'énergies internes transitoires (métastables) (*Poirier (2004)*).

4.2.1.1 : La loi de Paschen et ses limites

Déjà en 1889, la loi de Paschen répertoriait la tension critique de claquage pour différents gaz en fonction du produit de la pression (p) et de la distance (d) entre les électrodes. Il est à noter que cette loi est seulement valide pour un champ uniforme. La tension de claquage est définie comme étant la différence de potentiel appliquée à partir de laquelle la rupture diélectrique du gaz peut être provoquée. Il est à noter que la pression prend aussi en considération l'influence de la densité du gaz qui elle, est un indice du libre parcours moyen (*Poirier (2004)*). La Figure 4.3, tirée de *Poirier (2004)*, rappelle la forme générale des courbes de Paschen.

Afin de bien comprendre la forme caractéristique de cette courbe, elle sera analysée en posant une distance d constante. Pour des pressions très élevées, le libre parcours moyen des électrons est trop faible pour accumuler assez d'énergie et ainsi engendrer une ionisation lors des collisions, à moins d'un champ électrique fort. En abaissant cette pression, la densité des molécules dans l'écart diminue, le libre parcours moyen augmente et une différence de potentiel décroissante suffit à causer l'ionisation des molécules. Cette relation est valide jusqu'à une tension minimum. Pour des pressions inférieures à ce point, la densité de molécules est tellement faible que la probabilité de collision est de plus en plus négligeable. La tension de claquage augmente donc à partir de ce point (*Poirier (2004)*).

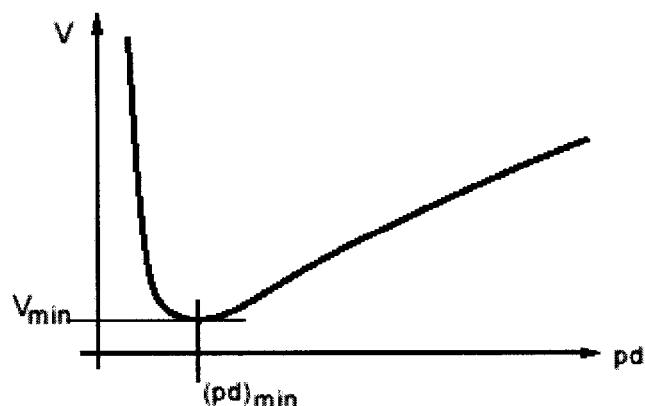


Figure 4.3 Forme générale des courbes de Paschen

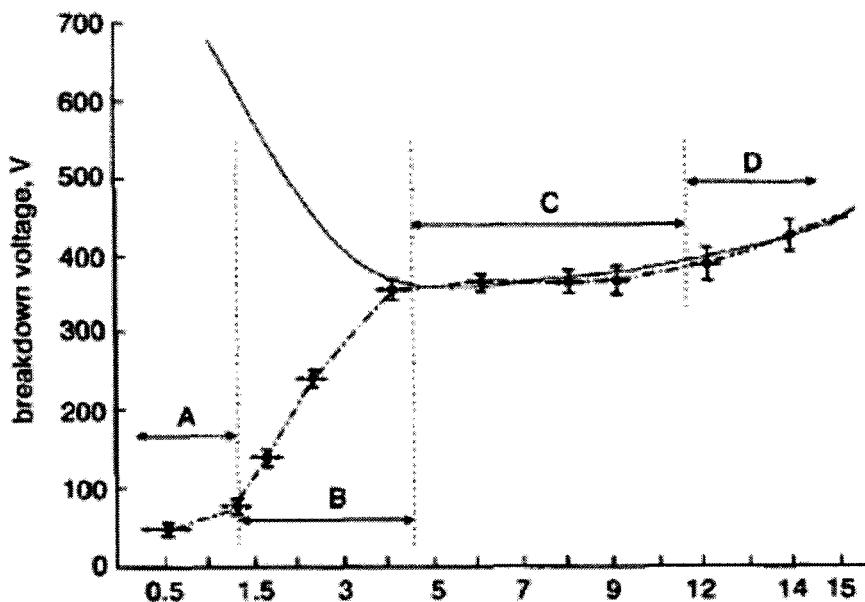


Figure 4.4 Divergence de la courbe de Paschen à un écart inférieur à 4 μm

Selon de récentes manipulations par *Dhariwal et al. (2000)*, il a été démontré que les courbes de Paschen (tension de claquage des gaz en fonction du produit des écarts statiques et de la pression dans un champ uniforme) n'étaient pas applicables à des écarts inférieurs à 4 μm . La Figure 4.4, tirée de *Dhariwal et al. (2000)*, illustre bien la divergence entre les tensions de claquage à faibles écarts et la courbe de Paschen. Selon les résultats de *Dhariwal et al. (2000)*, la plus petite différence de potentiel ayant causé un arc a été 12 V pour un écart statique de 0,25 μm dans l'air, ce qui correspond à un trentième de ce qui était prévu par les courbes de Paschen.

Finalement, dans certaines circonstances, lorsque l'espace chargé positivement entre les électrodes parvient à atteindre la cathode, un canal ionisé court-circuite les électrodes, donnant lieu à un *streamer*, un type d'arc qui survient que sous un champ non uniforme. Selon *Gagliardo (1994)*, le phénomène de claquage survient nettement plus rapidement pour les *streamers*, qui sont 1000 fois plus rapides que la décharge de Townsend.

4.2.2 : Les arcs dynamiques

Maintenant que la rupture statique du diélectrique d'un gaz a été entrevue, on peut compliquer les choses en ajoutant l'aspect dynamique des électrodes de contact. Afin de mieux comprendre le phénomène d'arc dynamique, une étude de la commutation des relais mécaniques dans l'industrie automobile a été faite car le temps moyen avant défaillance (MTBF), ou simplement le temps de vie, de ces composants est écourté en raison des dommages engendrés par les arcs électriques qui surviennent lors de l'ouverture des contacts (*Doublet et al. (2003)*). On a observé que l'effet est d'autant plus pervers que la durée et l'énergie de l'arc sont grandes. Puisque les écarts sont initialement nuls, de forts champs électriques résultent de l'ouverture des contacts, même pour des applications de faible puissance (*Chen et al. (1998)*).

4.2.2.1 : Les arcs d'ouverture

Lors d'une ouverture, le courant est interrompu. La séparation des contacts se fait en suivant une séquence d'événements (*Leung et al. (1990)*). Premièrement, la haute densité de courant chauffe des régions localisées, qui viennent à fondre. Au fur et à mesure que les électrodes se séparent, un pont de métal liquide s'allonge en s'aminçissant jusqu'à ce qu'il explose, laissant une vapeur métallique emplissant l'écart (*Chen et al. (1998)*). Ceci se produit lorsque les électrodes ont atteint leur température d'ébullition. Les points chauds des électrodes agissent alors comme des sources thermiques d'électrons libres. De plus, la cathode agit en tant que source d'électrons de champ en raison du champ électrique pouvant atteindre plus de 100 MV/mm. Par des collisions inélastiques, ces électrons ionisent les molécules de vapeur métalliques, multipliant ainsi le nombre d'électrons libres. Il y a alors avalanche, suivi d'un arc métallique, résultant par un transfert métallique net de l'anode vers la cathode sous l'effet du champ électrique. Les ions métalliques qui se déposent proviennent des vapeurs métalliques, suivant l'explosion du pont et de la sublimation de l'anode par bombardement d'électrons.

Une séparation plus importante des électrodes allonge la durée de l'arc, qui vient à changer de nature (*Chen et al. (1998)*). En effet, une fois que la majorité des ions

métalliques se sont déposés sur la cathode, le gaz devient le principal médium de l'écart. Tel qu'expliqué précédemment dans la sous-section 4.2.1 :, une ionisation des molécules du gaz environnant se produit sous l'effet du fort champ électrique par collision inélastique d'électrons émis par la cathode. Ces ions positifs de molécules de gaz bombardent la cathode. Ceci a pour effet de sublimer des molécules métalliques de la cathode à l'anode, où elles se déposent. En fait, elles ont assez d'énergie pour traverser l'écart (le sens du champ électrique importe peu puisqu'elles ne sont pas ionisées) parce que les molécules de gaz ionisés accumulent une plus grande énergie cinétique que les électrons et qu'il y a une plus grande cohésion entre des molécules de même type (pour des électrodes constituées du même métal).

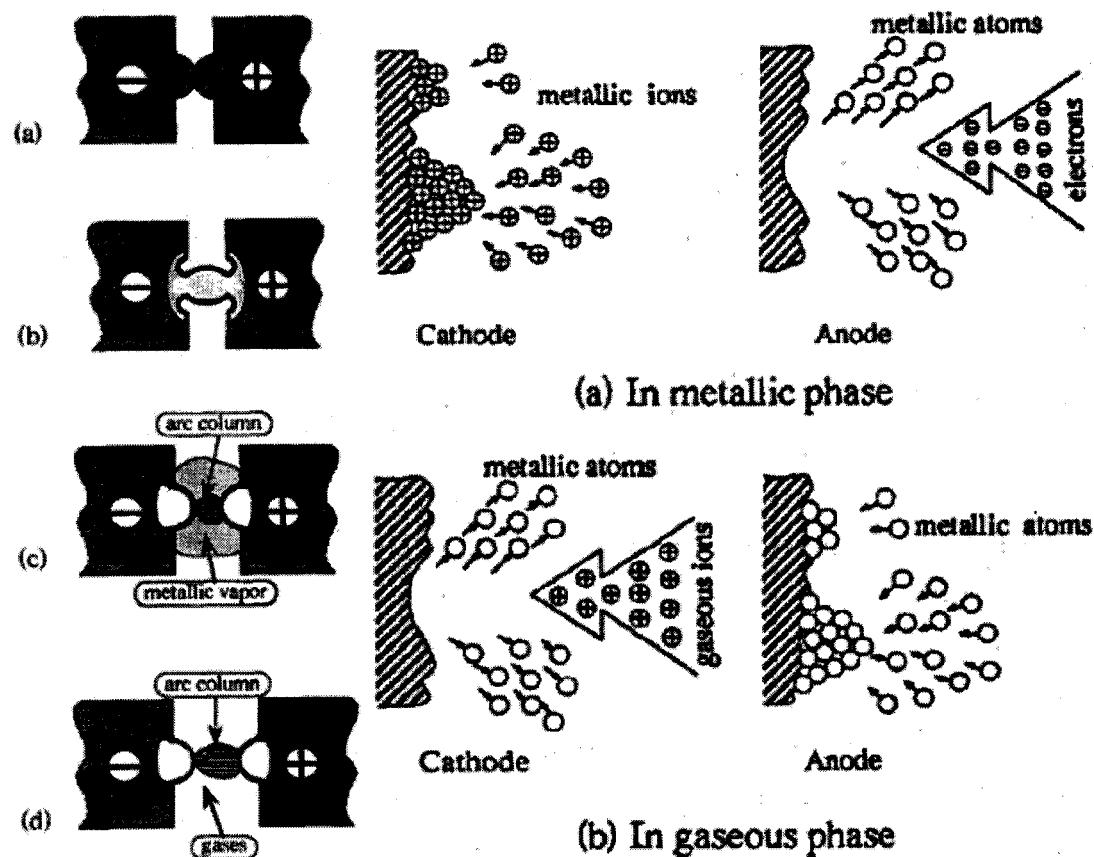


Figure 4.5 Évolution d'un arc d'ouverture de contacts par les phases métallique et gazeuse
 À une certaine distance inter électrodes, la décharge ne peut plus entretenir l'ionisation des molécules du gaz, soit par manque d'émission d'électrons ou d'alimentation. C'est

alors la fin de l'arc. Peu importe l'étape de l'évolution de l'arc pendant laquelle ces pénuries surviennent, l'arc s'éteint (*Chen et al. (1998)*). La description de ces étapes provient du modèle de sublimation et déposition de particules ou *Sputtering and Deposition of Particles* (PSD). La Figure 4.5, tirée de *Chen et al. (1998)*, illustre bien ces différentes étapes. Notamment, à gauche, on observe en (a) un contact statique, la formation d'un pont de métal liquide en (b), les arcs métalliques en (c) et gazeux en (d).

Puisque ces deux étapes amènent un transfert métallique de sens opposé, le transfert métallique résultant sera la combinaison des phases métallique et gazeuse. Bref, les arcs d'ouverture causent un transfert de matériel de la cathode à l'anode formant une couche poreuse qui a pour effet d'augmenter la résistance de contact et donc l'échauffement de la région de contact.

4.2.2.2 : Les arcs de fermeture

Il a été observé que les électrodes des relais mécaniques étaient parfois soudées ensembles suite à la fermeture des contacts (*Leung et al. (1990)*). En fait, lors d'une fermeture, chaque rebond cause une interruption du courant et l'érosion des contacts. À la stabilisation des rebonds, les contacts se referment dans une région de métaux liquides et se soudent ensemble (*dynamic welding*). Les arcs de fermetures sont en fait seulement dus aux arcs d'ouverture des rebonds (*Chen et al. (1998)*). Cependant, pour les rebonds des tests de fermeture, le joint de soudure dynamique est brisé par une fracture du métal en tension. L'endroit de la rupture devrait donc avoir un effet prépondérant sur la direction du transfert de matériel. L'expérience de *Morin et al. (2000)* a pu démontrer que la quantité de transfert métallique lors d'une fermeture est proportionnelle au nombre de rebonds, qui sont indépendants entre eux.

4.2.2.3 : Paramètres régissant les transferts métalliques des arcs

Les trois principaux paramètres régissant les arcs sont les matériaux des contacts, les conditions d'opérations et le gaz environnant (*Chen et al. (1998)*). Aussi, la température des électrodes affecte la durée des arcs : augmenter la température de la cathode

augmente la durée totale alors qu'augmenter la température de l'anode la fait osciller en la diminuant. *Jemaa et al. (1996)* ajoutent que la durée de l'arc décroît selon la racine carrée de la vitesse d'ouverture pour des charges inductives, alors qu'elle décroît de façon linéaire pour de grands courants avec une charge résistive. En fait, toujours selon *Jemaa et al. (1987)*, les arcs métalliques surviennent à une tension V_{arc} telle que :

$$V_{arc} = V_r + \Phi + V_{ion} \quad (4.5)$$

Avec la tension de claquage du pont métallique V_r , le travail d'extraction Φ et la tension d'ionisation V_{ion} . On obtient ainsi un courant d'arc constant I_{arc} d'après l'équation :

$$I_{arc} = I_{contact} \cdot \left(1 - \frac{V_{arc}}{V_{contact}} \right) \quad (4.6)$$

McBride et al. (1994) précisent aussi que les arcs détruisent, du moins partiellement, le recouvrement métallique (onlay) qui protège l'électrode contre les arcs dans les relais mécaniques.

4.2.2.4 : Les champs alternatifs

Pour les circuits alternatifs, l'instant de l'ouverture a aussi une influence sur l'érosion des électrodes selon l'amplitude de l'onde sinusoïdale (*McBride et al. (1994)*, *Holmes et al. (1978)*). Ces tests ont confirmé que le courant s'éteint au prochain passage à zéro de l'onde pour des vitesses d'ouverture variant de 0,1 à 0,8 m/s et que l'érosion est proportionnelle au nombre d'ouvertures (transferts de la cathode à l'anode). De plus, cette direction s'inverse à un instant après le passage à zéro de l'onde positive et varie aussi selon l'intensité du courant. Aussi, contrairement au cas d'une alimentation DC, une alimentation AC requiert une vitesse d'ouverture faible pour minimiser l'énergie des arcs électriques ; elle doit toutefois être assez élevée pour prévenir un recouvrement de l'arc suite au passage par zéro de l'onde (*McBride et al. (1994)*, *Holmes et al. (1978)*).

4.3 : Solutions proposées

Pour limiter la durée des arcs électriques, plusieurs solutions ont été envisagées. Par exemple, injecter un gaz avec un meilleur diélectrique ou imposer le vide dans un relais hermétique réduit les chances qu'un arc ne se forme. Aussi, fermer les contacts avec une plus grande force limite le nombre de rebonds. De surcroît, recouvrir la surface des électrodes d'un *onlay* peut ralentir l'érosion. Également, alimenter les électrodes d'une tension AC assure que l'arc s'éteint au passage par zéro de l'onde, à moins que la distance inter électrodes soit assez faible pour initier un second arc. De plus, pour minimiser l'effet net des transferts métalliques, on a exploré l'avenue de contrôler ces transferts pour que les effets de l'arc cathodique annulent ceux de l'arc anodique. Cependant, l'usure du métal risque de ne pas être totalement comblée puisqu'il n'est pas dit que le métal sublimé se redépose sur l'autre électrode. Des pertes incontrôlables telles que celles-ci rendent ces transferts équilibrés impraticables.

Dans le cas du NW, puisque la surface de contact entre les pattes du robot et les bandes conductrices du plancher d'alimentation sont faibles et qu'un courant DC de 3 A doit y circuler, on peut facilement imaginer un réchauffement près du contact et la formation d'un arc à l'ouverture. L'approche envisagée pour éliminer les arcs consiste donc à ouvrir électriquement le circuit avant le début des déplacements du NW et à maintenir cet état de haute impédance jusqu'à ce que le robot se soit stabilisé, c'est-à-dire qu'il ait cessé de rebondir. Puisque le robot est en haute impédance par rapport au PF, aucun courant ne circule entre eux, éliminant ainsi le risque d'arcs. En fait, selon la loi des nœuds (loi de Kirschoff), le courant entrant dans un système correspond à son courant sortant. Ceci revient à dire qu'un seul interrupteur suffit à couper l'alimentation et donc à rendre nuls les courants entrant et sortant. Cet interrupteur peut être implanté à l'une des deux bornes : au niveau de l'alimentation V^+ aussi bien qu'au niveau de la masse GND. Il est donc possible d'éliminer un des deux interrupteurs prévus dans le design original. La Figure 4.6 illustre le cas d'un interrupteur à V^+ .

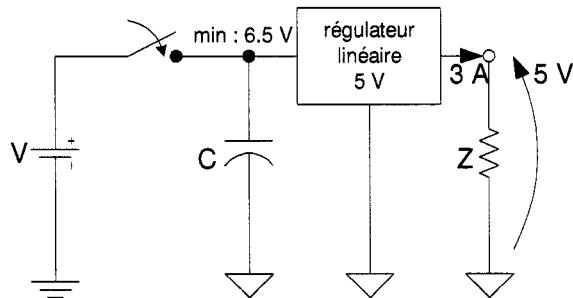


Figure 4.6 Schéma d'alimentation du NW

Cependant, interrompre l'alimentation signifie que le robot doit continuer de fonctionner durant cette période par ses propres moyens. Il doit donc être capable d'emmageriser une certaine quantité d'énergie. Les dispositifs capables de remplir cette fonction sont les batteries, les condensateurs et les inductances. Les prochaines sous-sections exposent les principes de fonctionnement de chacun de ces dispositifs.

4.3.1 : Les batteries

En reprenant les données du Tableau 4.1, on peut l'adapter pour fournir un minimum de 3 A à un minimum de 6,5 V pendant une certaine période. Puisque cette période peut être très faible, l'ampérage de batteries nécessaires au fonctionnement temporaire du NW s'en trouve grandement réduite. Le Tableau 4.2 présente des résultats préliminaires, en supposant que chaque batterie puisse fournir un courant instantané de 3 A.

Tableau 4.2 Comparaison de différents types de batteries pour une alimentation temporaire

Type de batterie	Ampérage (mA.h)	Voltage (V)	Période (s)	Dimensions (mm)	# batt.	Volume (mm ³)
LR 44 (AG 13)	110	1,5	132	Ø11,6x5,4	5	2853
BC101686 (34H)	600	2,4	720	45x21x10	3	28350
AA NiMH	2300	1,2	2760	Ø14,5x50,5	6	50035
CRV3R	1200	3,0	1440	28,4x4,2x52	3	18608
PACK 55	3000	6,0	3600	134x34x60	2	546720
YUASA NP7-12	7000	12,0	8400	151x65x98	1	956963

On en déduit qu'une combinaison série de 5 batteries de montre (modèle LR44) suffirait à subvenir aux besoins du NW pendant plus de 2 minutes et ce, avec un volume correspondant à environ 10 % du volume total du robot. Cette solution serait intéressante si les batteries pouvaient être rapidement rechargées un grand nombre de fois, sans

accumuler d'effet mémoire, qui réduit à l'usage la capacité des batteries. Il est toutefois connu que les batteries rechargeables au *Nickel Metal Hydrid* (NiMH) offrent un tel avantage. L'inconvénient est qu'elles sont seulement disponibles dans de plus gros formats. De plus, la résistance série des batteries induirait une chute de potentiel instantanée, ce qui impliquerait un nombre supérieur de batteries que celui auquel fait allusion le Tableau 4.2. Par ailleurs, ceci engendrerait aussi une dissipation additionnelle de puissance.

4.3.2 : Les condensateurs

Les condensateurs sont des éléments passifs capables d'emmagasiner de l'énergie électrique. Il serait donc envisageable d'en utiliser un pour alimenter le robot lorsque son alimentation externe est déconnectée. Un condensateur électrolytique de $2200 \mu\text{F}$ d'un volume d'environ 1700 mm^3 se décharge selon l'équation :

$$t = \frac{C \cdot \Delta V}{I} \quad (4.7)$$

On retrouve à la Figure 4.7 les différents temps pour qu'un condensateur de $2200 \mu\text{F}$ chute d'une certaine tension.

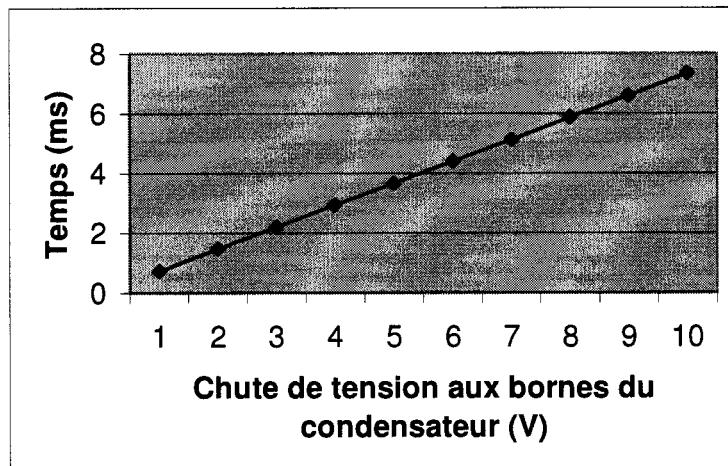


Figure 4.7 Temps de décharge d'un condensateur de $2200 \mu\text{F}$

Puisque l'interrupteur destiné à la mise en haute impédance de l'alimentation peut supporter jusqu'à 12 V et que le régulateur linéaire de 5 V requiert un minimum de 6,5 V à son entrée, une chute de 5,5 V est le maximum qui pourrait être envisagé. Ceci correspond à un temps de 4 ms, pendant lequel le NW pourrait se déplacer.

En supposant une oscillation des pattes à sur une plage de 1 à 10 kHz, un maximum de 40 pas de faibles amplitudes pourraient être faits. Cependant, il faut aussi prévoir un temps de stabilisation pour que les rebonds à la fin d'une séquence de déplacement cessent en plus d'un certain temps d'amorçage. Ainsi, le nombre de pas de pleine amplitude se trouve réduit à seulement quelques pas. Cette solution est plus intéressante que celle des batteries puisqu'elle nécessite un plus faible volume (qui serait envisageable), tout en permettant une opération répétitive sur plusieurs heures.

4.3.3 : Les inductances

Les inductances peuvent accumuler une énergie magnétique. Puisque l'alimentation est intermittente, on peut tirer avantage du principe du hacheur série pour alimenter le NW à partir d'une tension plus élevée. La Figure 4.8 illustre ce principe.

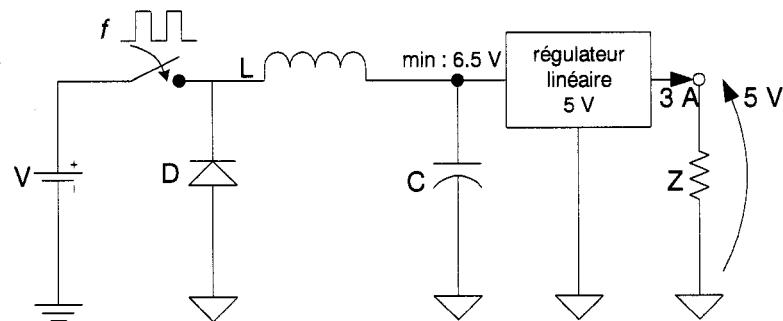


Figure 4.8 Schéma d'un hacheur série appliqué à l'alimentation du NW

En fait, le hacheur série permet de couper la tension d'entrée à un pourcentage égal au facteur d'utilisation α .

$$\alpha \triangleq \frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{on}}{t} = \frac{t - t_{off}}{t} \quad (4.8)$$

On peut donc définir :

$$t_{off} = \frac{(1-\alpha)}{f} \Leftrightarrow \alpha = 1 - (t_{off} \cdot f) \quad (4.9)$$

En mode continue, le courant n'est pas coupé, ce qui simplifie les équations, données par :

$$\Delta V_{o\max} = 2 \cdot (V_o - V_{o\min}) \quad (4.10)$$

$$\Delta I_L = 8 \cdot f \cdot C \cdot \Delta V_o \quad (4.11)$$

$$L = \frac{T_{off} \cdot V_o}{\Delta I_L} \quad (4.12)$$

On peut donc obtenir une relation de l'inductance en fonction de la fréquence.

$$\begin{aligned} L &= \frac{T_{off} \cdot V_o}{\Delta I_L} \\ &= \frac{T_{off} \cdot [\alpha \cdot V_i]}{[8 \cdot f \cdot C \cdot \Delta V_o]} \\ &= \frac{T_{off} \cdot [1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i}{8 \cdot f \cdot C \cdot [2 \cdot (V_o - V_{o\min})]} \\ &= \frac{T_{off} \cdot [1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i}{8 \cdot f \cdot C \cdot 2 \cdot ([1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i - V_{o\min})} \\ &= \frac{T_{off} \cdot [1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i}{16 \cdot f \cdot C \cdot [1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i - V_{o\min}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

La dérivée de L par rapport à f mène à :

$$\begin{aligned} &\left(16 \cdot f \cdot C \cdot [1 - (T_{off} \cdot f)] \cdot V_i - V_{o\min} \right) \cdot (-T_{off}^2 \cdot V_i) \\ \frac{d}{df} L &= \frac{-(T_{off} \cdot V_i - T_{off}^2 \cdot f \cdot V_i) \cdot ([16 \cdot C \cdot (V_i - V_{o\min})] - [32 \cdot C \cdot f \cdot T_{off} \cdot V_i])}{[16 \cdot C \cdot (V_i - V_{o\min}) \cdot f - 16 \cdot C \cdot V_i \cdot T_{off} \cdot f^2]^2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Les racines du numérateur indique un point d'inflexion dans la courbe $L(f)$:

$$(T_{off}) \cdot f^2 + (-2) \cdot f + \left(\frac{V_i - V_{o\min}}{T_{off} \cdot V_i} \right) = 0 \text{ avec } -16 \cdot C \cdot V_i^2 \cdot T_{off}^2 \neq 0 \quad (4.15)$$

Où les coefficients de f correspondent aux paramètres a , b et c d'une équation quadratique. On a donc un point d'inflexion à :

$$f = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \quad (4.16)$$

D'après ces équations, on peut déterminer différentes valeurs d'inductances selon les paramètres T_{off} , V_i et C . Le résultat de ces calculs est présenté au Tableau 4.3.

Tableau 4.3 Différentes valeurs optimales d'inductances selon 3 paramètres

Vin	C	Toff	a	b	c	f	α	Vo	ΔVo	ΔIL	L
12	1,00E-04	0,005	0,005	-2	90	51,68	0,74	8,90	4,60	0,190	0,234
12	1,00E-04	0,004	0,004	-2	113	64,60	0,74	8,90	4,60	0,238	0,150
12	1,00E-04	0,003	0,003	-2	150	86,13	0,74	8,90	4,60	0,317	0,084
12	1,00E-04	0,002	0,002	-2	225	129,19	0,74	8,90	4,60	0,475	0,037
12	1,00E-04	0,001	0,001	-2	450	258,38	0,74	8,90	4,60	0,951	0,009
10	1,00E-04	0,005	0,005	-2	57	30,69	0,85	8,47	3,73	0,092	0,462
10	1,00E-04	0,004	0,004	-2	71	38,36	0,85	8,47	3,73	0,115	0,296
10	1,00E-04	0,003	0,003	-2	94	51,15	0,85	8,47	3,73	0,153	0,166
10	1,00E-04	0,002	0,002	-2	142	76,72	0,85	8,47	3,73	0,229	0,074
10	1,00E-04	0,001	0,001	-2	283	153,44	0,85	8,47	3,73	0,458	0,018
8	1,00E-04	0,005	0,005	-2	23	12,03	0,94	7,52	1,84	0,018	2,126
8	1,00E-04	0,004	0,004	-2	29	15,04	0,94	7,52	1,84	0,022	1,361
8	1,00E-04	0,003	0,003	-2	39	20,05	0,94	7,52	1,84	0,029	0,765
8	1,00E-04	0,002	0,002	-2	58	30,07	0,94	7,52	1,84	0,044	0,340
8	1,00E-04	0,001	0,001	-2	117	60,14	0,94	7,52	1,84	0,088	0,085
12	2,00E-04	0,005	0,005	-2	90	51,68	0,74	8,90	4,60	0,380	0,117
12	2,00E-04	0,004	0,004	-2	113	64,60	0,74	8,90	4,60	0,475	0,075
12	2,00E-04	0,003	0,003	-2	150	86,13	0,74	8,90	4,60	0,634	0,042
12	2,00E-04	0,002	0,002	-2	225	129,19	0,74	8,90	4,60	0,951	0,019
12	2,00E-04	0,001	0,001	-2	450	258,38	0,74	8,90	4,60	1,901	0,005
10	2,00E-04	0,005	0,005	-2	57	30,69	0,85	8,47	3,73	0,183	0,231
10	2,00E-04	0,004	0,004	-2	71	38,36	0,85	8,47	3,73	0,229	0,148
10	2,00E-04	0,003	0,003	-2	94	51,15	0,85	8,47	3,73	0,305	0,083
10	2,00E-04	0,002	0,002	-2	142	76,72	0,85	8,47	3,73	0,458	0,037
10	2,00E-04	0,001	0,001	-2	283	153,44	0,85	8,47	3,73	0,916	0,009
8	2,00E-04	0,005	0,005	-2	23	12,03	0,94	7,52	1,84	0,035	1,063
8	2,00E-04	0,004	0,004	-2	29	15,04	0,94	7,52	1,84	0,044	0,680
8	2,00E-04	0,003	0,003	-2	39	20,05	0,94	7,52	1,84	0,059	0,383
8	2,00E-04	0,002	0,002	-2	58	30,07	0,94	7,52	1,84	0,088	0,170
8	2,00E-04	0,001	0,001	-2	117	60,14	0,94	7,52	1,84	0,177	0,043

En fait, ce tableau présente les valeurs minimales d'inductances L pour différentes valeurs de ces trois paramètres; V_{in} doit être comprise entre 7 et 12 V. On retrouve deux valeurs de condensateurs de taille envisageable, soit de 100 et 200 μ F, pour démontrer leur effet. T_{off} représente la période en seconde de déconnexion de l'alimentation externe.

On remarque que les inductances sont très grandes, surtout si l'on considère qu'elles doivent supporter un courant de pointe $\left(I_L + \frac{\Delta I_L}{2}\right)$ élevé. Ce résultat est intuitif puisque la valeur d'une inductance est inversement proportionnelle à la fréquence dans un hacheur série. En considérant la procédure présentée à la sous-section 3.5.7 : sur la Fabrication de l'inductance, on conclue que cette approche n'est pas envisageable compte tenu des dimensions de l'inductance par rapport à celles du NW. D'après ces résultats, il apparaît qu'il vaut mieux investir dans un gros condensateur que dans une grosse bobine.

4.4 : Solution retenue

À la lumière des trois méthodes présentées plus haut (batteries, condensateurs et inductances) ne peuvent s'appliquer au projet NanoWalker, une dernière solution a été explorée. Puisque la taille des condensateurs semble offrir une meilleure densité d'énergie par volume, les supercondensateurs sont évalués.

Leur fabrication fait recours à un aérogel de carbone. Les condensateurs en aérogel sont similaires aux supercondensateurs, aux ultracondensateurs et aux condensateurs électrochimiques à double couche (EDLC), sauf avec une résistance série équivalente (ESR) très faible. Ceci est très important puisque ces condensateurs devront fournir un courant DC de 3 A, causant ainsi une chute de tension proportionnelle à leur ESR.

Pour minimiser les dimensions du dispositif, on doit se contenter de tensions d'opération plus faibles : tension d'opération de 2,5 V avec des excursions jusqu'à 3 V dans le cas

du condensateur de 1 F #A1020-2R5105 de Cooper Bussman¹⁵. Les dimensions de ces dispositifs sont de 10 mm de diamètre avec une longueur de 20,5 mm.

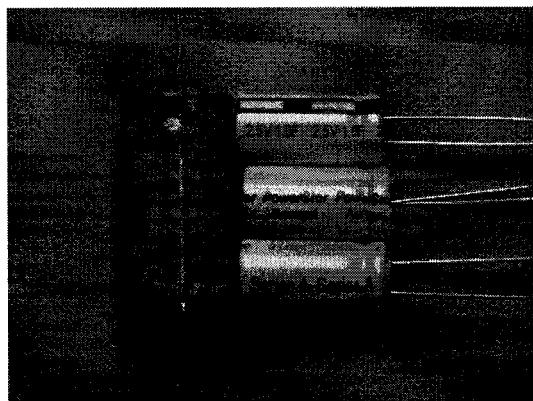


Figure 4.9 Trois supercondensateur vs. un électrolytique

Pour maintenir une tension minimale de 6,5 V en tout temps (nécessaire au bon fonctionnement du régulateur linéaire principal de 5 V), on doit donc avoir recours à trois de ces composants en série. Ce type de branchement vient multiplier par trois la résistance interne totale (ESR), en plus de diviser par trois la capacité résultante. Compte tenu des variations de -20 à +80 % de la capacité nominale, qui s'empire avec le temps d'utilisation (< 30 % pour la capacité et < 300 % pour le ESR après 1000 heures d'utilisation), on doit accorder une attention particulière à la répartition de la tension aux bornes des supercondensateurs.

Pour ce faire, on dispose de deux approches, soit les balancements passif et actif. Dans le premier cas, il s'agit d'ajouter une résistance parallèle identique avec chacun des trois supercondensateurs pour agir comme un diviseur de potentiel. Pour garantir son efficacité, le choix d'une telle résistance doit laisser passer un courant d'un ordre de grandeur supérieur au courant de fuite. Le dilemme survient lorsqu'on désire un temps de réponse rapide avec des pertes minimales. D'un autre côté, le balancement actif permet de laisser passer un courant beaucoup plus élevé, mais seulement lorsque nécessaire. Un comparateur peut être utilisé pour discriminer si la tension est trop élevée ou non. Un

¹⁵ (Cooper Bussman 2005 #1380)

schéma d'une unité de balancement actif est illustré à la Figure 4.10. Il s'agit d'une interprétation libre du circuit proposé par *EPCOS (2005)*. Il est à noter que le balancement, peu importe qu'il soit passif ou actif, implique des pertes, qui réduisent le temps de décharge des condensateurs. Les prochains calculs théoriques ne tiennent pas compte de cet effet, difficile à anticiper.

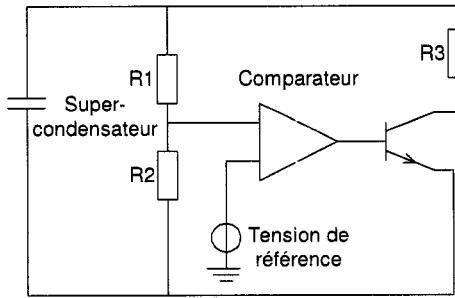


Figure 4.10 Unité de balancement actif pour un supercondensateur

Puisque le ESR résultant de la combinaison série de trois condensateurs devient $0,27 \Omega$, un courant de 3 A entraîne une chute de potentielle instantanée de $0,81 \text{ V}$. Avec une tension initiale de $7,5 \text{ V}$ et une tension minimale de $6,5 \text{ V}$, il ne reste plus que $0,19 \text{ V}$ de manœuvre, ce qui pourrait perdurer un temps donné par l'équation :

$$t = \frac{C \cdot (V_w - I \cdot R - V_{\min})}{I} = \frac{0,33 \cdot (0,19)}{3} = 0,0209 \text{ s} \quad (4.17)$$

Ce design est valide puisque l'énergie minimale requise (en supposant une tension moyenne de 7 V) :

$$E_w = \frac{V_w + V_{\min}}{2} \cdot I \cdot t = (7) \cdot 3 \cdot 0,02 = 0,42 \text{ J} \quad (4.18)$$

est inférieure à l'énergie disponible :

$$E_d = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_w^2 - V_{\min}^2) = \frac{0,33}{2} \cdot (7,5^2 - 6,5^2) = 2,31 \text{ J} \quad (4.19)$$

De plus, le ESR total de $0,27 \Omega$ est inférieur à l'impédance du circuit :

$$R = \frac{V_w - V_{\min}}{I} = \frac{1}{3} = 0,33 \Omega \quad (4.20)$$

C'est cette différence qui permet un temps de décharge d'environ 20 ms.

Si l'on rebranche une capacité chargée à 6,5 V à une source constante de 7,5 V via un interrupteur résistif, une différence d'énergie $\Delta E = \Delta Q \cdot V$ de 2,5 J serait nécessaire, où $\Delta Q = C \cdot \Delta V = 0,33 \cdot 1$ et $V = 7,5$ V. Cependant, l'énergie de la capacité finale serait de $E_f = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,33 \cdot 7,5^2 = 9,375$ J, alors que son énergie initiale n'était que de $E_i = 7,042$ J. L'énergie dissipée serait donc de $2,5 - (9,375 - 7,042) = 0,17$ J, puisque l'énergie se dissipe où elle peut (impédances de l'interrupteur, de la source et du condensateur, radiation électromagnétique, etc.).

En supposant un r_{DSon} de 0,03 Ω, un courant de 4 A (consommation courante de 3 A en plus de 1 A pour recharger les supercondensateurs) et que l'énergie est dissipée entièrement dans l'interrupteur (en supposant une impédance de source nulle), d'après $E = P \cdot t = R \cdot I^2 \cdot t$, le temps de charge serait de :

$$t = \frac{E}{R \cdot I^2} = \frac{0,17}{0,03 \cdot 4^2} = 0,354375 \text{ s} \quad (4.21)$$

La source doit fournir un courant MOYEN égal au courant MOYEN pris par la charge. C'est-à-dire que si la charge demande 3 A en permanence, et que la source peut fournir un maximum de 4 A, la connexion devra en moyenne être maintenue 75% du temps. Cependant, beaucoup plus de courant devrait être disponible à la source, ce qui aura pour effet d'accélérer le temps de charge, en assumant que l'ensemble des composants du circuit d'alimentation supporte un tel courant. Puisque celui-ci devient difficile à prévoir (répartition du courant de charge selon le nombre de robots sur une même bande conductrice, qui ont besoin ou non de recharger leur condensateur), il faudrait être capable de déterminer le moment lorsque le recharge sera complété avant de poursuivre avec une autre série de déplacement.

La prochaine section rassemble les résultats obtenus par simulations et par mesures sur les prototypes réalisés en plus de quelques résultats sur le claquage électrostatique et les arcs.

4.5 : Montages expérimentaux

Cette section rassemble des résultats provenant de plusieurs aspects du NW. Premièrement, des manipulations sur le claquage électrostatique sont présentées. Suivent ensuite des résultats de simulations et de mesures pour la solution d'entreposage d'énergie interne. Finalement, la prévention d'arcs est démontrée dans la dernière sous-section.

4.5.1 : Cliquage électrostatique

Comme il a été vu précédemment, un claquage électrostatique inter électrode pourrait compromettre l'opération du NW. Des tests ont été réalisés pour valider le design.

4.5.1.1 : Méthodologie

Puisque *Dhariwal et al. (2000)* ont démontré que les courbes de Paschen ne sont valides que pour des écarts supérieurs à $4 \mu\text{m}$, la distance entre deux électrodes adjacentes d'un même piézo ($357 \mu\text{m}$ théoriquement) a été mise à l'épreuve dans l'air à température et pression ambiantes. En supposant une pression atmosphérique de l'air de 1 bar ($1 \text{ bar} \approx 1 \text{ atm}$), le produit $P \cdot d$ donne environ $0,3 \text{ bar} \cdot \text{mm}$, ce qui correspond à une tension de claquage de 2 kV *FOURNIÉ (1986)*. Les sources DCDC $\pm 150 \text{ V}$ sont utilisées pour alimenter deux électrodes adjacentes d'un piézo PZT-5H dépolarisé aux dimensions décrites par la Figure 3.7, via des amplificateurs haute tension ayant un gain de 25. La différence de potentiel est donc augmentée par échelons de 25 V jusqu'à l'observation du claquage électrostatique.

4.5.1.2 : Résultats

Des tests en fréquence ont démontré que la commutation des pattes en DC à ± 150 V jusqu'à 5 kHz à ± 100 V n'entraîne aucun claquage. Cependant, il a été démontré à deux reprises que l'air entre deux électrodes adjacentes a claqué à une différence de potentiel de 480 V, comme en témoigne la Figure 4.11. Pour atteindre ces niveaux de tension, les DCDC étaient connectés directement aux électrodes. Ces dernières étant principalement capacitives, le courant de sortie des DCDC a rapidement diminué, donnant lieu à une compensation de puissance par l'augmentation de la tension jusqu'à ± 220 V. De plus, le claquage mène à un transfert métallique apparent, comme le démontre Figure 4.12.



Figure 4.11 Claquage électrostatique entre deux électrodes adjacentes avant, pendant et après

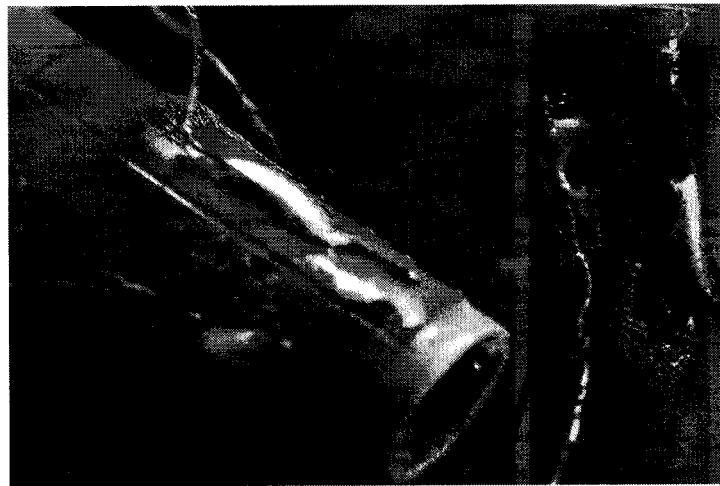


Figure 4.12 Transferts métalliques issu du claquage électrostatique

4.5.1.3 : Discussion

Le fait qu'il y ait eu un claquage électrostatique est surprenant pour une telle séparation puisqu'à la pression atmosphérique, les courbes de Paschen prévoient une tension de

claquage au moins quatre fois plus élevée dans l'air. Ce résultat est d'autant plus inquiétant puisque dans un milieu d'hélium, la tension de claquage théorique est plus faible que dans l'air. Il y a donc un risque sérieux de claquage électrostatique inter électrodes.

La valeur de la tension de claquage théorique d'environ 2 kV n'est qu'une approximation puisque la distance inter électrodes connaît une certaine tolérance, que la pression n'est sûrement pas exactement 1 bar et qu'il est difficile d'extraire une information précise à partir des courbes. Une autre piste de solution est que le diélectrique de la céramique aurait pu lui-même claquer.

Une autre source d'erreur est sans doute les dépôts de soudure, qui pourraient altérer la distance inter électrode. En effet, afin d'éviter un bris de la céramique, une pâte de soudure à basse température, qui ne requiert pas de nettoyage pour retirer le *flux (no clean)*, est utilisée.

Ce qui ressort de cette expérimentation, c'est que les sources DCDC doivent absolument être redirigées vers les amplificateurs opérationnels de la circuiterie de l'instrumentation afin d'éviter un emballement en tension aux électrodes des pattes à la fin d'une séquence de déplacement. Selon les résultats obtenus, le claquage ne survient qu'après quelques secondes d'inactivité.

4.5.2 : Supercondensateurs

Le claquage électrostatique ayant été couvert, nous passons maintenant aux tests réalisés pour l'emmagasinage interne d'énergie dans les supercondensateurs.

4.5.2.1 : Méthodologie

En ce qui concerne les condensateurs en aérogel de carbone, des simulations ont d'abord été réalisées avec le logiciel PSpice de Cadence. Ils ont été modélisés comme étant des condensateurs avec des variations de -20 % à +80 % de la capacité nominale avec leur ESR nominale. Par la suite, un prototype sur double couche de cuivre réalisé au LPKF a été testé. Le prototype comprend un interrupteur série à la borne positive de

l'alimentation, les supercondensateurs et leur circuit de balancement actif en plus d'un régulateur linéaire de 5 V avec une charge DC de 2,5 A. La charge du régulateur 5 V était d'environ 2Ω , résultant de la combinaison en parallèle de résistances céramique 10 W de *Robert G. Allen Company Inc. (2003)*. L'équipement suivant a été utilisé pour réaliser les mesures :

- ✓ Oscilloscope : Agilent 54641A, 350 MHz, 2GSa/s
 - ✓ Générateur de fonction : Agilent 33120A, 15 MHz
 - ✓ Alimentation électrique : Agilent E3632A, 0-15V, 7A / 0-30V, 4A
- TSX1820P Programmable DC PSU 18V, 20A

4.5.2.2 : Résultats

Le circuit de simulation est présenté à la Figure 4.13 alors que ses formes d'ondes sont à la Figure 4.14.

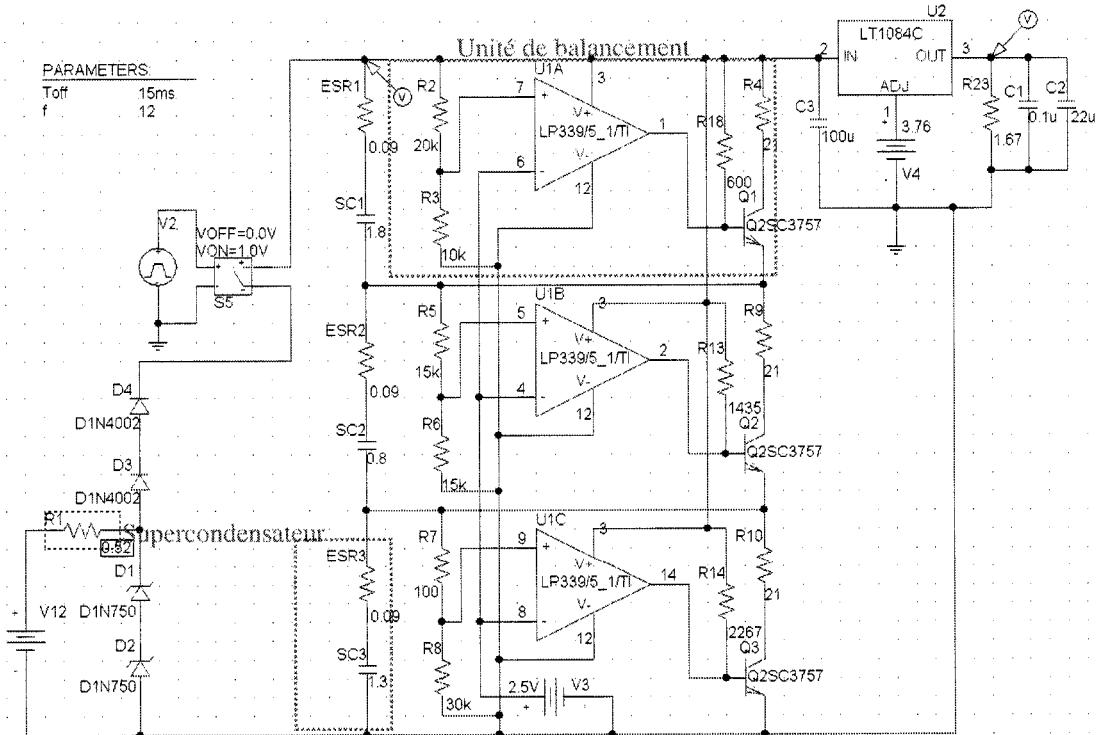


Figure 4.13 Schéma des cellules de balancement des supercondensateurs

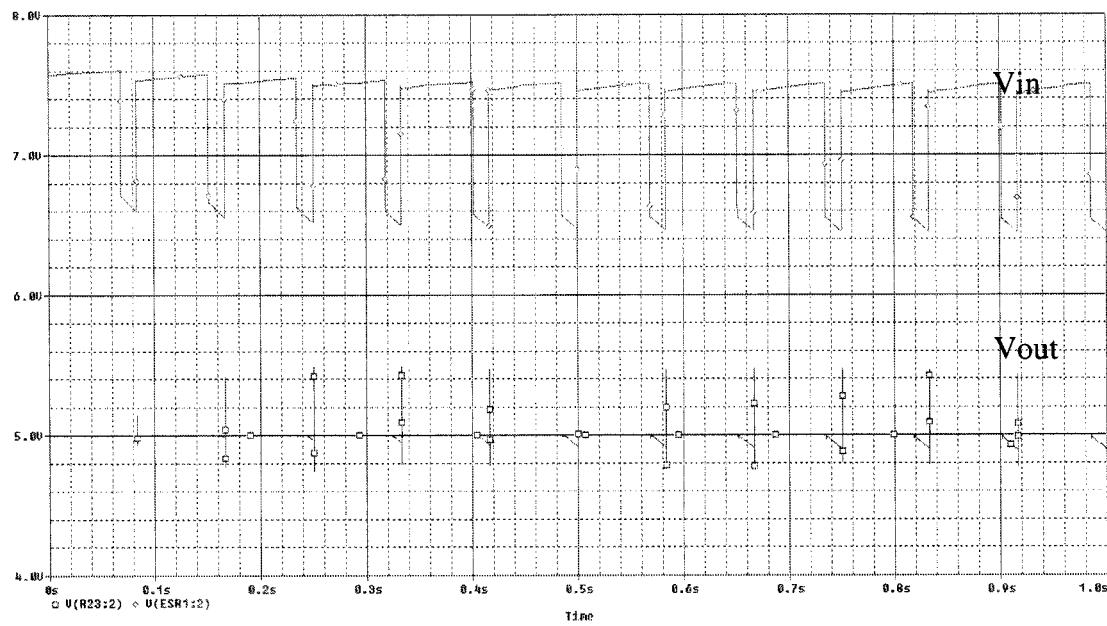


Figure 4.14 Forme d'onde d'une sortie régulée avec une alimentation intermittente

Par après, des mesures à l'oscilloscope des prototypes (voir les Figure 4.15 et Figure 4.16) ont permis de valider son comportement. La décharge des supercondensateurs est présentée à la Figure 4.17 pour une charge de 2,5 A fournie par le régulateur linéaire de 5 V. La tension d'alimentation est de 8,4 V pour combler les pertes dues aux chutes de tension aux bornes des diodes du pont de rectification et de l'interrupteur anti-arc.

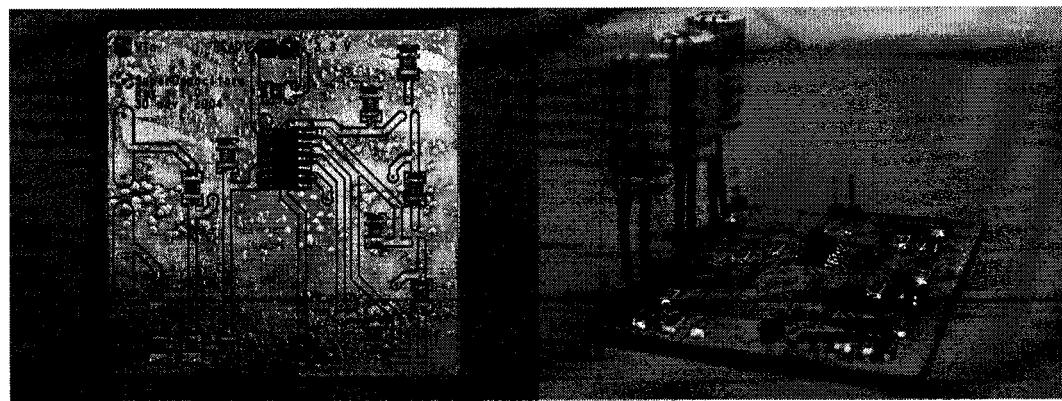


Figure 4.15 Prototype du circuit de balancement actif des supercondensateurs



Figure 4.16 Prototype deux couches du circuit d'alimentation

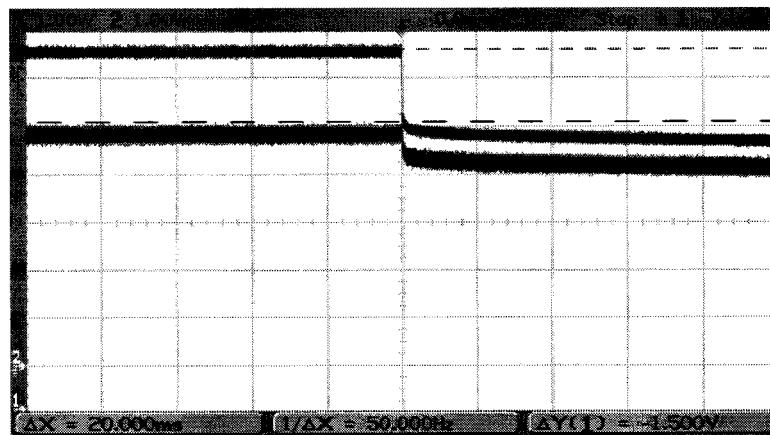


Figure 4.17 Interruption de l'alimentation avec une charge de 2,5 A

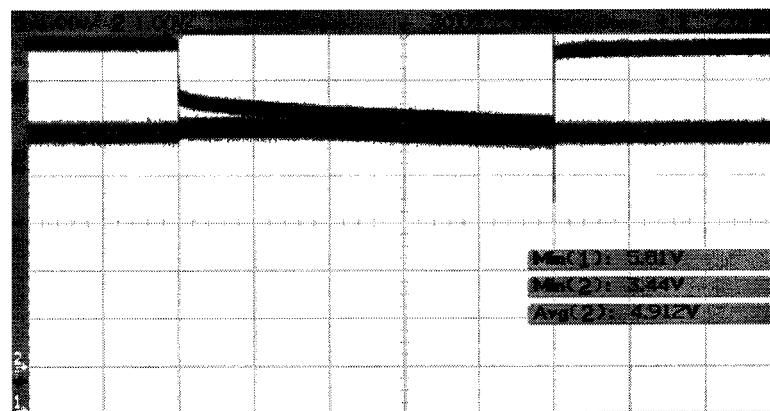


Figure 4.18 Durée de l'interruption de l'alimentation avec une charge de 1,3 A

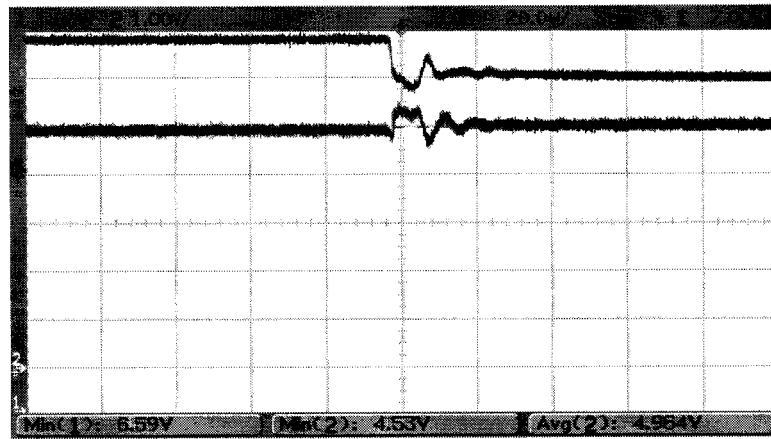


Figure 4.19 Transition de l'interruption de l'alimentation avec une charge de 1,3 A

La Figure 4.17 présente la tension aux bornes des supercondensateurs (courbe 1) ainsi que son effet sur la tension 5 V régulée (courbe 2) pour une consommation DC de 2,47 A. Une chute instantanée de 1,5 V aux bornes des supercondensateurs est pratiquement le double de la chute théorique de 0,81 V. Ceci implique que le ESR doit être plus élevé que prévu. Pour contourner cet inconvénient, le reste des courbes (Figure 4.18 et Figure 4.20) sont prises avec une charge de 1,3 A.

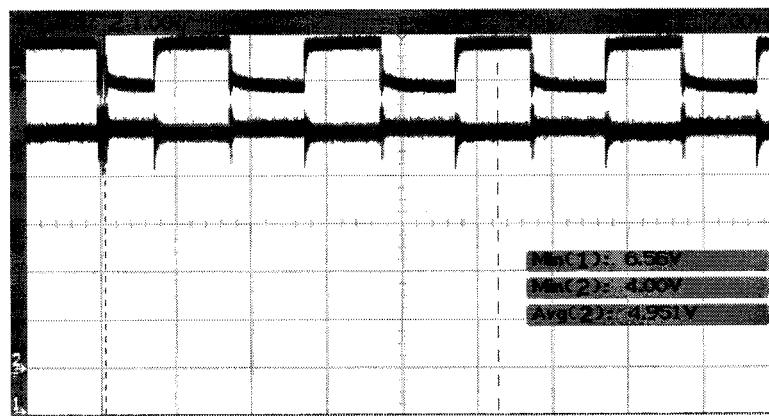


Figure 4.20 Bruit induit dans la tension régulée de 5 V avec une charge de 1,3 A

Tel que démontrée à la Figure 4.18, une durée de plus de 20 ms peut être soutenue sans qu'il n'y ait d'effet visible sur la tension régulée de 5 V. Il est même possible d'étendre l'interruption de l'alimentation à plus de 50 ms, sans que la tension de sortie ne sorte de sa tolérance de $\pm 0,25$ V. Lors des transitions, les effets sur le régulateur sont plus

importants : $\pm 0,5$ V à l'interruption (Figure 4.19) et -1,5 V à la reprise de l'alimentation. Ces effets sont aussi illustrés à la Figure 4.20. Généralement, les transitions impliquent des dépassements en tension de sortie d'environ $\pm 0,5$ V. Il est à noter que ces résultats sont obtenus pour une charge de 1,3 A seulement. Ces mesures permettent toutefois de démontrer le bien-fondé de la conception de l'approche envisagée.

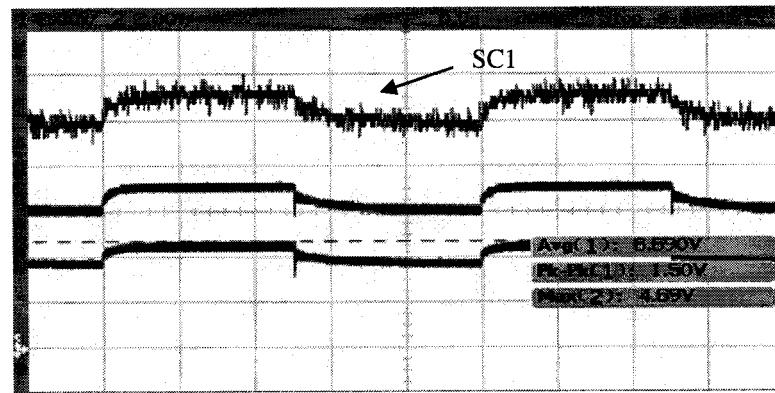


Figure 4.21 Tension aux bornes du supercondensateur SC1 avec $V_{ref} = 2,5$ V

En ce qui a trait au balancement des trois condensateurs en série, une tension de référence de 2,5 V ne donne pas d'aussi bons résultats qu'à $V_{ref} = 2,0$ V. Il faudrait donc ajouter une diode avec une chute en tension de 0,5 V pour solutionner ce problème. Une autre solution consiste à modifier le diviseur de tension en conséquence. Il est à noter que dans les Figure 4.22 et Figure 4.24, les courbes SC1 et SC2 sont affichées avec une échelle de 500 mV/division.

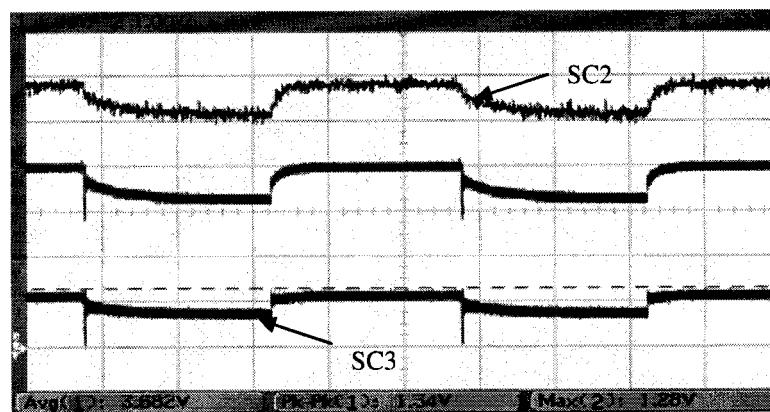


Figure 4.22 Tension aux bornes des supercondensateurs SC2 et SC3 avec $V_{ref} = 2,5$ V

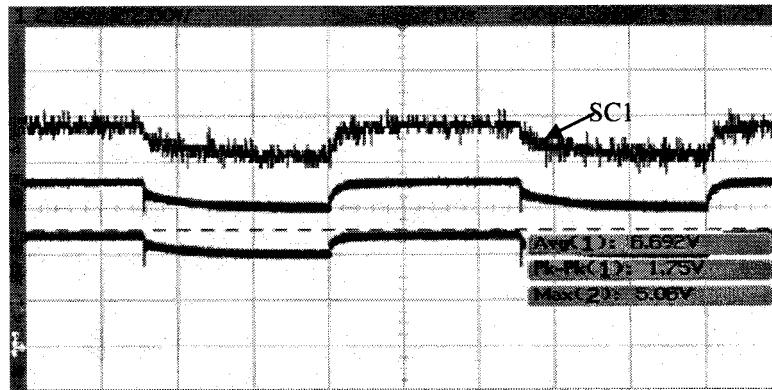


Figure 4.23 Tension aux bornes du supercondensateur SC1 avec $V_{ref} = 2,0$ V

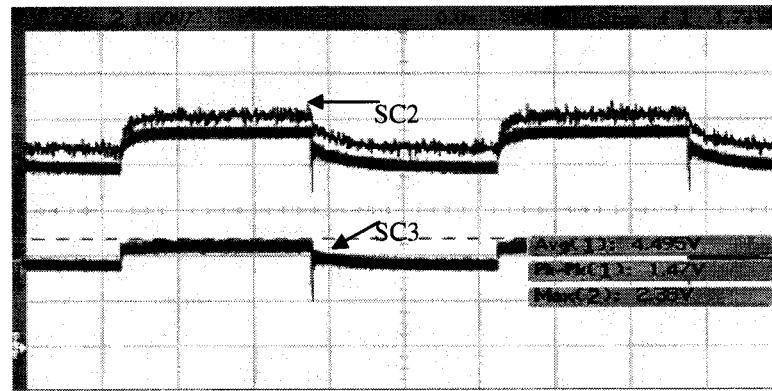


Figure 4.24 Tension aux bornes des supercondensateurs SC2 et SC3 avec $V_{ref} = 2,0$ V

Il a également été observé que le comparateur oscille à grandes vitesses lorsque la tension est près de la tension de référence et ce, sur une plage de tension de $V_{ref} \pm 0,2$ V. À $V_{ref} = 2,0$ V, une tension de 2,5 V ne cause pas ce problème.

4.5.2.3 : Discussion

D'après ces tests, on conclut qu'il est possible que le NW subsiste avec une consommation de 1,3 A pendant au moins 50 ms sans qu'il ne soit alimenté et ce, grâce à l'entreposage temporaire d'énergie dans des condensateurs en aérogel de carbone. Les courbes avec des charges plus élevées (i.e. 2,5 A) nécessitent un ajustement car le ESR est sans doute plus élevé que le laissait entendre les spécifications du manufacturier. L'ajout d'un quatrième supercondensateur en série serait envisageable. Bien qu'il augmenterait davantage le ESR équivalent et diminuerait la capacité résultante de 0,33 à 0,25 F, une alimentation à 10 V permettrait une chute de tension

totale de 3,5 V, ce qui laisserait plus de temps à la décharge des supercondensateurs. Toutefois, il y aurait l'inconvénient de faire dissiper 15 W au régulateur linéaire 5 V en plus de nécessiter un circuit de balancement additionnel. Pour que cette approche soit sérieusement envisagée, il faudrait considérer d'avoir recours à deux supercondensateurs 5 V au lieu de quatre à 2,5 V. Bien que ceci n'entraînerait pas d'économie de volume, cela diminuerait de moitié le nombre de cellule de balancement requis. Une autre alternative serait l'ajout d'un condensateur en parallèle pour diminuer le ESR. Cette solution doublerait le volume de supercondensateurs qui est déjà important. Bref, maintenant que le bien-fondé de la conception a été démontré, il serait intéressant de faire une recherche plus approfondie des composants offrant un faible ESR, un faible volume, et une grande capacité. En théorie, on s'attendait à une interruption de 20 ms sans les pertes dues aux cellules de balancement. Puisque chaque cellule n'offre qu'un maximum de 100 mA (négligeable devant les 3 A) pour limiter la tension aux bornes des supercondensateurs, on peut émettre l'hypothèse d'un temps total de 15 ms d'interruption d'alimentation pourrait être adressé avec une charge de 3 A. La suite de la discussion est basée sur cette durée.

Le choix de la puce de comparateurs quadruples LP339 s'est fait parce qu'il est possible de fixer le niveau la tension de sortie à l'aide d'une résistance de rappel vers un haut niveau (*pull-up*). Ainsi, il est possible d'adresser à la fois les transistors à différentes tensions en plus d'attaquer une broche du CPLD pour lui signaler que les condensateurs sont pleinement chargés. De plus, ceci permet d'alimenter les quatre comparateurs à la même source, simplifiant ainsi beaucoup les choses. Cette faible consommation de courant s'ajoute ainsi à la charge desservie par le régulateur linéaire de 5 V.

Pour les transistors, le choix s'est arrêté sur la technologie bipolaire pour obtenir un temps de réponse rapide et un courant de décharge maximum connu. En effet, la technologie CMOS aurait connu une constante de temps de charge de sa grille proportionnelle à la résistance de rappel, qui diffère d'une cellule à l'autre. De surcroît, la tension de polarisation des transistors CMOS est souvent beaucoup plus grande que celle d'un bipolaire pour un même courant élevé.

Puisque les diodes du pont de rectification sont caractérisées par une chute de 0,4 V chacune, que l'interrupteur a une résistance r_{DCon} de $0,03 \Omega$ qui engendre une chute de près de 0,1 V en laissant passer 3 A et que l'alimentation maximale des supercondensateurs est de 7,5 V, l'alimentation du plancher doit donc être de 8,4 V. Cette tension est bien inférieure à la tension maximale de polarisation de l'interrupteur Si3443DV (PMOS avec $V_{GSmax} = 12$ V).

De toute façon, plus élevée est la tension d'alimentation, plus le régulateur 5 V dissipe en chaleur, ce qui exige des efforts de refroidissement plus importants. Augmenter le débit d'hélium pourrait causer la dérive des NW, autrement stationnaires. D'un autre côté, une tension plus élevée aurait permis un temps de déplacement plus important (temps de décharge plus long des supercondensateurs).

D'un autre côté, puisque l'algorithme des déplacements est toujours en développement, il n'a pas été possible d'évaluer le temps nécessaire à la stabilisation des pattes après un déplacement, comme il avait été prévu de le faire à l'aide d'accéléromètres et/ou d'un système de positionnement précis. On ne peut donc pas prévoir la fraction des 15 ms qui pourront être consacrées à un déplacement désiré.

Le temps de charge des supercondensateurs variera en fonction du courant disponible. En supposant que chaque paire de bandes conductrices soit munie d'un fusible à 40 A pour éviter les surcharges, le courant total disponible sera distribué aux différents robots présents sur ce circuit. De plus, avec un nombre moyen de 10 robots, chacun disposerait de 4 A, bien que seulement 3 A soit consommé en temps normal. À cette étape, il y a plusieurs cas possibles. Premièrement, tous les robots doivent recharger leurs supercondensateurs, suite à une séquence de déplacement. Ils disposent alors d'un maximum de 4 A. Aussitôt qu'un robot a terminé la charge des supercondensateurs, il y a plus de courant de disponible pour les autres. D'un autre côté, un courant énorme pourrait recharger les supercondensateurs si un robot s'aventurait dans un endroit isolé, où il n'y a pas beaucoup de robots. Dans le pire des cas, on peut donc affirmer que le temps de charge serait d'environ 45 ms. Cependant, on sait qu'un comparateur indiquerait

au système de contrôle lorsque la charge sera complétée. Ceci optimise donc ce temps de charge, peu importe la situation dans laquelle le robot se trouve.

Avec un temps total de 15 ms où l'alimentation externe est déconnectée, on peut supposer que les déplacements peuvent s'étendre sur les premières 10 ms ; un temps encore inconnu doit être alloué à la stabilisation des pattes à la fin d'un déplacement. Puisque le temps de charge est variable, des calculs comparatifs sont faits avec le pire cas, soit de 45 ms. Chaque séquence de déplacement pourrait être entreprise une fois pour chaque période de 60 ms, obtenant ainsi un facteur d'utilisation efficace de 1/6. Les travaux antérieurs de *Martel (2004b)* ont permis d'estimer une distance parcourue de 50 μm par saut, selon la technique *push-slip*. D'après des observations préliminaires, on suppose une vitesse de déplacement de 1 cm/s du montage réalisé au laboratoire de NanoRobotique.

Donc, le robot prendrait un total pessimiste de 11,3 minutes pour traverser une distance de 113 cm, soit la diagonale du PF (80 cm x 80 cm) sans considérer aucun obstacle. Il est bien évident que ce genre de déplacement ne surviendrait pas normalement, car avec 100 robots disponibles, il serait surprenant qu'un robot ait à traverser le PF en entier. De plus, en comparaison avec le temps requis pour effectuer une image au STM d'au moins 512 s (512 lignes à 1 Hz), les 11,3 minutes deviennent vite négligeables devant le temps pouvant être consacré sur un même échantillon.

Aussi, à une fréquence de commutation des pattes de 10 kHz, une séquence de déplacement d'un maximum de 200 patrons pourra être utilisée en 10 ms, à raison de deux patrons par oscillation.

Bref, les trois supercondensateurs demeurent donc la solution offrant le meilleur ratio de temps d'autonomie par rapport au volume occupé. De plus, cette solution permet plusieurs cycles d'utilisation, contrairement aux batteries.

Finalement, l'ajout de trois supercondensateurs occupe un volume individuel de 1,6 cm^3 . Par rapport au volume du NW d'environ 28,8 cm^3 , il correspond à 17 % du volume total,

ce qui n'est pas négligeable. D'autant plus que la cellule de balancement ajoute à la densité du circuit.

4.5.3 : Prévention d'arcs dynamiques

Ayant démontré que le principe des supercondensateurs fonctionne, il est possible de réutiliser le prototype pour démontrer que l'interrupteur suffit à éliminer les arcs électriques. Ces tests ont été effectués en deux étapes, soit la démonstration de l'occurrence d'arcs et la preuve du fonctionnement de l'interrupteur. Ces expériences sont détaillées plus bas.

4.5.3.1 : Méthodologie

Tout d'abord, des tests préliminaires ont été faits pour démontrer l'occurrence d'arcs électriques à l'ouverture des contacts. Pour ce faire, une bille d'acier inoxydable 440C d'un diamètre de 3,18 mm et un échantillon plat d'acier inoxydable 440C ont été utilisés. Le montage comprenait un *xy stage* de Optosigma gradué aux 10 μm et incliné pour pouvoir être utilisé à la verticale. Une tension de 8,4 V a été appliquée à une charge de 2,5 A. Initialement en circuit fermé, les contacts étaient séparés sans porter d'égard à la vitesse ni à la durée de l'arc. Ces tests ont été réalisés dans un milieu d'air à 24 °C. Les mêmes expériences ont ensuite été répétées avec l'interrupteur positif du design initial en haute impédance. Des images au microscope sont prises à chaque étape pour comparaison.

4.5.3.2 : Résultats

Une distance entre 75 et 190 μm sur une durée d'arc de quelques secondes a caractérisé la plupart des tests effectués. La Figure 4.25 illustre le dommage causé au plancher et à la bille après plusieurs itérations.

Les Figure 4.26 et Figure 4.27 montrent la même surface d'acier inoxydable 440C, avant et après l'ouverture des contacts, avec et sans interrupteur anti-arc.

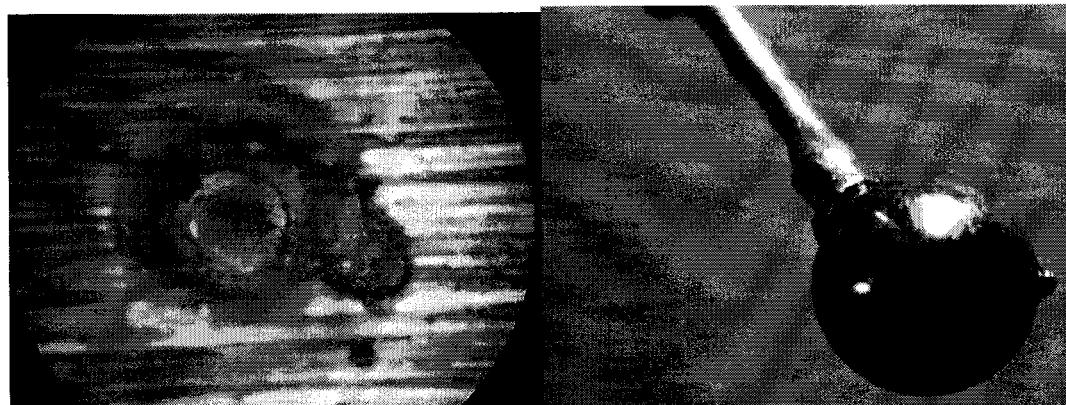


Figure 4.25 Dommage causé par les arcs électriques au plancher (gauche) et à la bille (droite)

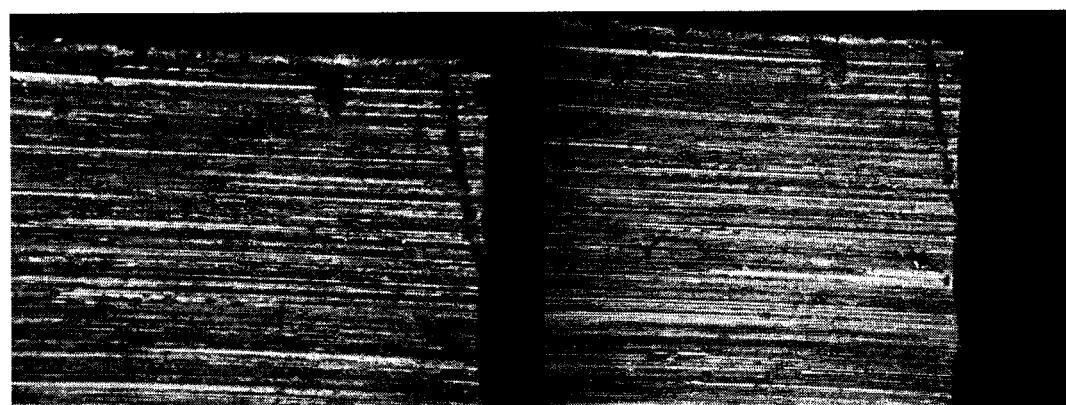


Figure 4.26 Échantillon de d'acier inoxydable 440C avant et après l'ouverture de contacts avec l'interrupteur anti-arc

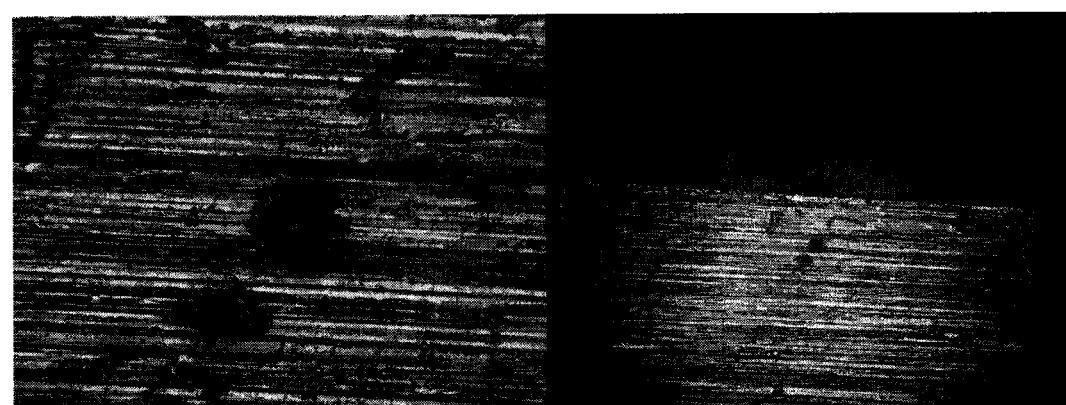


Figure 4.27 Résultats de l'arc survenu à l'ouverture des contacts sans interrupteur anti-arc

En supplément, le fil multibrins utilisé pour transmettre l'alimentation du plancher au circuit du NW en passant par le centre des pattes a été validé. Le Tableau 4.4 résume

l'échauffement du fil pour diverses intensités de courant. Ces températures ont été mesurées à l'aide d'un thermocouple Omega.

Tableau 4.4 Échauffement du fil en fonction du courant le traversant

Courant (A)	1	2	3	4
Température (°C)	26	29	31	34

4.5.3.3 : Discussion

D'après ces résultats préliminaires, qui ne reflètent pas nécessairement les conditions d'opération du NW, on peut prétendre que le modèle de *Particle Sputtering and Deposition* s'applique aux résultats obtenus. En effet, la Figure 4.25 de gauche affiche des traces d'oxydation et un conglomérat de métal. Il s'agit sans doute de l'explosion du pont métallique en fusion. De plus à la Figure 4.25 de droite, on remarque un transfert métallique sous la forme d'aspérités de diamètres entre 0,25 et 0,45 mm.

Aussi, il a été démontré que l'interrupteur du design initial suffit à prévenir l'avènement d'arcs électriques. Autrement dit, la haute impédance est suffisante pour empêcher les arcs. Cependant, ce test a aussi permis de valider le fait qu'un seul interrupteur suffisait à remplir ce rôle. Puisque l'interrupteur positif est plus simple à implémenter (i.e. plus faible nombre de composants), c'est celui qui devrait être conservé. Ceci implique une économie de quelques composants, qui sera reprise par l'ajout des cellules de balancement définie à la sous-section précédente.

CHAPITRE 5 : CONCLUSION

Ce chapitre met l'accent sur les contributions du mémoire à l'avancement des connaissances et au développement des technologies, tout en identifiant ses limites et ses contraintes. Il permet également d'identifier de nouvelles voies de recherche. En fait, les travaux réalisés dans le cadre de ce mémoire ont permis de valider l'ensemble de l'électronique du NW en plus de développer deux circuits. Un premier pour l'activation des pattes et un second pour l'alimentation sans arc électrique. Il a d'ailleurs été démontré que ces derniers fonctionnent (du moins en principe), contrairement à leur version initiale.

5.1 : Activation des pattes piézoélectriques

Comme il a été vu précédemment, le circuit initial était caractérisé d'une lacune de conception qui le rendait inutilisable lorsque plusieurs électrodes étaient commandées simultanément. Le circuit de commutation proposé permet un fonctionnement de base des 12 électrodes.

En fait, ce circuit est limité en fréquence par l'amplitude des oscillations et par le courant de sortie des sources d'alimentation haute tension. L'ajout d'une inductance, agit en résonance avec la capacité de l'électrode, permettant un transfert de charges plus rapide. Il est alors possible d'obtenir une onde quasi-carrée sur une grande plage de fréquence.

Toutefois, puisqu'on ne connaît pas le temps de réponse mécanique du piézo, il est difficile de faire le choix d'une inductance en fonction de ce comportement dynamique. De plus, la fabrication d'une bobine de petite taille est une tâche complexe. Les formes de tores ont les meilleures perméabilités relatives et les noyaux de *Molypermalloy* saturent moins facilement sous l'influence de champs magnétiques. C'est la raison pour laquelle plusieurs designs ont été élaborés avec ces noyaux. Le design d'une bobine correspondant à la fois à la valeur d'inductance désirée et supportant le courant crête qui surviendra lors du transfert de charges avec la capacité de l'électrode résulterait en

volume de près de 1 cm³. Toutefois, un design moins conservateur d'une inductance de 2 mH supportant un courant DC de 10 mA permet d'obtenir une onde quasi-carrée sur toute la plage de 1 à 10 kHz. Le courant DC supporté de 10 mA est tout de même supérieur au courant de sortie des DCDCs de 8,3 mA, même s'il est bien en deçà du courant crête de 226 mA. Ce design ne requiert qu'un volume de 0,036 cm³, soit environ 20 fois inférieur au design conservateur précédent.

Les tests ont été faits en commutant les 12 électrodes à la fois, avec la même polarité. Toutefois, selon l'algorithme supposé à l'ANNEXE III :, un nombre maximal de huit électrodes devra être activé à la fois, augmentant ainsi la plage de fréquence de 50 %. Il est à noter qu'un autre algorithme pourrait diminuer davantage le nombre d'électrodes requises pour l'activation des pattes. La miniaturisation a un prix, surtout si un comportement dynamique ambitieux est désiré.

Une fois que l'algorithme aura été fixé, il serait intéressant d'ajuster la friction du plancher de sorte à maximiser les déplacements. Bien que l'accent a été mis sur le côté électronique, il faut garder en tête qu'il s'agit d'un système micromécatronique. Une autre façon de récupérer de l'énergie mécanique repose sur le principe inverse de l'effet piézoélectrique. En effet, une déformation mécanique externe, telle l'atterrissement du robot à la suite d'un saut, génère une charge dans les électrodes. Cette charge est donc récupérée par les condensateurs aux bornes des DCDC en passant par les diodes de sécurité servant à prévenir les surtensions aux bornes des piézos.

5.2 : Alimentation intermittente sans arc électrique

Initialement, le design du NW prévoyait deux interrupteurs série pour éviter les arcs électriques, soit une pour chacune des polarités de l'alimentation externe. Cependant, compte tenu du comportement dynamique encore méconnu des piézos, il aurait été difficile de prévoir les instants d'ouverture et de fermeture des contacts entre le plancher d'alimentation et le NW. Ceci est d'autant plus vrai lors de l'amorçage et de la stabilisation d'une séquence de déplacement, sans compter qu'il aurait fallu synchroniser

chacun des deux interrupteurs avec l'une des trois pattes du NW. Bref, ce circuit avait été conçu sans comprendre le comportement réel des arcs.

De surcroît, la consommation élevée du NW de 15 W justifie la nécessité d'une méthode d'entreposage d'énergie interne au robot de sorte qu'il puisse continuer à fonctionner pendant les périodes où il sera déconnecté de son alimentation. À ce niveau, rien n'avait été prévu dans le design original.

Au CHAPITRE 4 :, après une revue des différentes méthodes d'alimentation sans fil et des arcs statiques et dynamiques, le tout devient beaucoup plus clair. Notamment, un seul interrupteur série est nécessaire à la prévention d'arcs. Par après, des simulations d'arcs statiques et dynamiques ont permis de mieux apprécier les dommages causés par de tels arcs, dans les conditions d'opération du NW. Par la suite, un circuit d'emmagasinage interne d'énergie a été développé de sorte à maximiser le temps d'autonomie du robot, tout en minimisant la puissance dissipée. Il s'agit d'une combinaison série de supercondensateurs en électrogel de carbone avec des cellules de balancement actif.

En ce qui les concerne, la théorie prévoit une période de 20 ms pendant laquelle les condensateurs en aérogel de carbone pourraient subvenir à la consommation DC de 3 A du NW. Cependant, les simulations et les mesures sur prototypes indiquent que les pertes engendrées par les unités de balancement des condensateurs mènent à un temps d'autonomie moins important. De plus, leur ESR est supérieur à celui indiqué par les spécifications du manufacturier, ce qui cause une chute de potentiel trop brusque pour que le régulateur 5 V fonctionne sans être affecté. Néanmoins, le bien-fondé de la conception a pu être démontré avec une charge de 1,3 A pendant 50 ms.

Puisque cette période doit aussi inclure le temps (encore inconnu) d'amorçage et de stabilisation des pattes d'une séquence de déplacement, le temps efficace de déplacement doit être inférieur à cette quantité. Heureusement, un comparateur indique au contrôleur numérique si les condensateurs sont pleinement chargés ou non. Ceci permet d'entreprendre une nouvelle séquence de déplacement aussitôt que possible.

Finalement, des expérimentations ont permis de démontrer que des arcs surviennent dès qu'un circuit consommant 2,5 A à 8,4 V est ouvert sur de très faibles écarts. Ces arcs peuvent toutefois être éliminés grâce à la mise en haute impédance du circuit avant que l'écart ne s'ouvre. Une séquence de déplacement suivie d'une stabilisation des pattes peut donc être entreprise. À ce moment le circuit peut être reconnecté à la source.

Ce système d'alimentation sans fil, bonifié d'une stratégie de prévention d'arcs, permet au NW d'avoir une autonomie infinie, mais au rythme de courtes périodes où l'alimentation est déconnectée. Le tout étant contenu dans un volume si petit, il s'agit d'une importante innovation scientifique validée.

5.2.1 : Arcs électrostatiques

De plus, il a été démontré qu'un claquage électrostatique risque de survenir avec un emballage de la tension de sortie des DCDC lorsque le courant de charge est trop faible. Puisque l'hélium est un moins bon diélectrique que l'air, ce problème devient d'autant plus critique ; la tension de claquage étant plus faible pour une même distance. Ceci est tout de même surprenant puisque les courbes de Paschen (réputées valides pour des écarts de 360 μm) prédisent une tension de claquage quatre fois plus élevée que celle obtenue. Il est donc impératif d'attaquer les amplificateurs opérationnels du STM dès la fin des déplacements du NW et de porter une attention particulière au soudage des électrodes.

5.3 : La réduction d'échelle

Évidemment, la recherche ne s'arrête pas ici. Dans une prochaine version, il serait intéressant de miniaturiser davantage le robot. Mais avant de procéder, il faudra évaluer différents paramètres, dont :

- ✓ Les dimensions des piézos;
- ✓ La plage fréquentielle d'opération désirée versus le recours aux inductances et
- ✓ La puissance de sortie des DCDCs et leurs dimensions.

En ce qui concerne les dimensions des piézos, plus ils sont petits, plus leur fréquence de résonance est élevée. Au sujet de la plage fréquentielle d'opération, plus elle est élevée, plus grande sera la vitesse de déplacement du robot, surtout si l'on peut bénéficier d'un gain d'amplitude à la fréquence de résonance. Il a d'ailleurs été démontré que pour atteindre la fréquence de résonance du présent design, des inductances étaient nécessaires. Puisqu'elles sont au nombre de 12, à raison d'une par électrode des pattes, leur volume total devient plus important. Quant aux DCDCs, moins de tension et plus de courant implique de plus grandes fréquences d'opération possibles, mais une force plus faible, étant proportionnelle à la tension appliquée. Puisqu'il a déjà été démontré que des déplacements étaient possibles avec une alimentation à ± 40 V pour un montage comprenant les trois piézos et le squelette, il serait envisageable de réduire la tension de sortie des DCDCs. Néanmoins, la circuiterie actuelle du module STM requiert une alimentation minimale de ± 50 V à cause des amplificateurs opérationnels à haute tension. Si toutefois cette contrainte était éliminée, il serait intéressant de remplacer les deux DCDCs fournissant les ± 150 V par un seul à ± 48 V. Ceci aurait l'avantage de réduire le volume occupé en plus de réduire la consommation de courant de 0,33 A, réduisant par le fait même la dissipation thermique et les exigences d'entreposage d'énergie interne pour l'alimentation sans arc électrique.

Il est à noter que la réduction d'échelle des dimensions du robot risque fort d'être compromise par quelques goulots d'étranglement, notamment par les DCDCs, les inductances et les supercondensateurs. De surcroît, la réduction d'échelle rend les forces de friction prépondérantes, ce qui implique des déplacements moins rapides et efficaces.

Pour augmenter l'autonomie du robot (ou maintenir le même niveau avec une réduction d'échelle), il lui faudrait emmagasiner davantage d'énergie par volume ou en consommer moins. Augmenter la densité de l'énergie emmagasinée à l'interne va à l'encontre de la réduction d'échelle; l'entreposage d'énergie étant proportionnelle au volume. Donc, la seule façon d'augmenter le temps d'autonomie du robot serait de réduire sa puissance consommée. Une approche intéressante, en plus de celle de fabriquer des circuits intégrés pour chacun des modules fonctionnels (ou pour ensemble

des modules), serait de réduire le nombre de régulateurs de tension nécessaires à l'alimentation des puces de différentes familles. Ceci serait d'autant plus avantageux puisque la communication entre les puces se ferait plus simplement, éliminant même plusieurs composants discrets. En minimisant le nombre de différents niveaux de tension, le robot dissipera aussi moins de chaleur. En fait, avec les changements proposés au CHAPITRE 4 :, le robot ne dissiperaient que 22,5 W (alimentation de 7,5 V à 3 A), par opposition aux 36 W (12 V à 3 A) initiaux. Une réduction d'échelle ne devrait pas être envisagée avant d'avoir réduit au maximum la puissance dissipée; il serait encore plus difficile de dissiper autant de puissance avec une surface d'échange thermique réduite. De plus, le volume des supercondensateurs est proportionnel à l'énergie requise. En réduisant la consommation du robot, il serait possible d'avoir recours à une solution d'alimentation interne temporaire plus simple, telle qu'un condensateur électrolytique plus petit que les trois supercondensateurs.

Bref, grâce au travail de plusieurs étudiants, les contraintes informatiques, mécaniques et électroniques du robot sont maintenant mieux connues. À cette étape, un re-design complet de la plate-forme serait souhaitable pour la poursuite du projet. Ceci permettrait de renforcer certains aspects comme les pattes piézoélectriques, qui permettent un déplacement rapide et précis en plus de fournir une méthode d'alimentation sans fil validée. D'un autre côté, une meilleure isolation de la circuiterie du module STM est impérative pour une meilleure résolution de l'instrumentation. Aussi, une dissipation thermique moins élevée rendra le contrôle de température plus facile. Ce dernier doit permettre une régulation de la température à $\pm 0,2$ °C pour que l'instrumentation fonctionne adéquatement. En ce qui concerne la communication, il faudrait remplacer le transmetteur-récepteur actuel par une technologie permettant un transfert de données avec une plus grande bande passante. En effet, l'imagerie atomique génère beaucoup de données et les transmettre requiert trop de temps pour maintenir l'aspect temps réel du contrôle d'une flotte de 100 robots. La transmission est d'autant plus compliquée qu'elle ne peut avoir lieu en même temps que l'instrumentation fonctionne pour éviter de noyer le courant tunnel dans le bruit de transmission. De plus, les différentes instructions

développées ont dû être minimisées pour qu'elles puissent être intégrées aux puces numériques de contrôle. Un plus grand espace mémoire permettrait une souplesse au niveau de la programmation, l'ajout de fonctionnalités et une optimisation de l'allocation des ressources.

Bref, le projet requiert encore beaucoup d'efforts de recherche pour que l'objectif ambitieux d'automatiser les opérations à l'échelle atomique avec une grande bande passante se réalise.

CHAPITRE 6 : TRAVAUX FUTURS

Étant donné qu'il y a encore plusieurs variables inconnues reliées au projet, il est prématué de fixer un design. Ce chapitre énumère quelques pistes de solutions à envisager pour compléter le projet. Encore une fois, ces recommandations sont regroupées en deux sections.

6.1 : Activation des pattes piézoélectriques

6.1.1 : Manufacturier de piézos

Sachant qu'il existe bien d'autres fabricants de piézos, il serait intéressant de profiter des expertises d'autres compagnies, telles que Piezo Kinetics (www.piezo-kinetics.com), Physik Instrumente (PI) (www.physikinstrumente.de) et Kinetic Ceramics (www.kineticceramics.com), qui offrent beaucoup plus de détails techniques concernant leurs piézos. Il serait donc plus facile de prévoir le comportement réel des piézos, surtout que Staveley Sensors, maintenant devenu EBL Products Inc., ne fait aucun test de caractérisation, ce qui pourrait compromettre l'étape de calibrage des robots.

6.1.2 : Haute tension régulée

Puisque la sortie des DCDCs est non régulée, directement proportionnelle à l'entrée et de puissance fixe, la tension augmentera de sorte à garder le produit $V \cdot I = 1,25 \text{ W}$ constant si la charge n'est pas assez grande pour drainer le courant de sortie nominal. Bien que des interrupteurs (démultiplexeurs) aient été conçus pour adresser cette lacune en redirigeant l'alimentation sur les amplificateurs opérationnels du circuit STM, il y a néanmoins ce risque énorme de dépolariisation des piézos. En effet, seulement 28 V séparent les tensions maximales théoriques d'opération et de dépolariisation. Il serait donc intéressant d'investiguer une solution maison qui pourrait améliorer ces résultats. On peut penser à un circuit composé d'interrupteurs haute fréquence et de condensateurs pour éléver la tension, qui serait régulée via un diviseur de potentiel et un comparateur qui pourrait fermer la boucle de contrôle sur la fréquence des interrupteurs. Cependant, il

est facile d'imaginer des limitations au niveau de la dissipation de chaleur. De plus, le design actuel ne permettrait pas d'implémenter une telle solution car les ressources des puces numériques de contrôle sont déjà très sollicitées.

6.1.3 : Miniaturisation du circuit de commande

La solution mise en oeuvre du circuit de commande est pratiquement trois fois plus volumineuse que celle du design original qui perdait trop de courant à travers une résistance. Considérant le nombre de composants requis, on peut s'attendre à ce que ces améliorations ne pourront être ajoutées au design actuel par manque d'espace. Il serait donc intéressant de faire une puce avec la technologie 0.8um 5V/HV CMOS/DMOS de Dalsa Semiconductors qui peut soutenir des courants de plusieurs mA sans problème et des tensions VSS négatives. M. Jean-François Richard (Jean-François.Richard@Dalsasemi.com), ingénieur en charge du design de produits haut-voltage ainsi que des *Design Kit* haut-voltage de DALSA, a d'ailleurs déjà été contacté à ce sujet.

Il va sans dire que des approches de commutation plus complexes pourraient alors être envisagées, telles que celles présentées à la section 3.1 :

6.1.4 : Synchronisation des déplacements avec une source de vibration externe

Lorsque les pattes bougent, il y a des vibrations. Si ces vibrations pouvaient être synchronisées (en phase) avec celles d'une source externe comme une bobine acoustique (*voice coil actuator*) placée sous le PF, l'amplitude des pas serait multipliée, avec l'inconvénient d'interrompre les opérations STM de tous les robots. À l'inverse, une synchronisation anti-phase permettrait d'éliminer les rebonds indésirables des pattes. Il s'agit ici d'une idée originale du Prof. Sylvain Martel.

6.2 : Alimentation intermittente sans arc électrique

Une fois que l'algorithme des pattes sera déterminé, il serait intéressant de quantifier le temps de stabilisation du NW à la fin d'une séquence de déplacement. Bien qu'il soit

possible de prévoir un fonctionnement correct sans cette donnée, les déplacements seraient plus efficaces si chaque séquence de déplacement profitait de toute la plage temporelle disponible.

Aussi, lors des tests de STM réalisés à l'Université McGill, des claquages électrostatiques étaient survenus lorsque que le piézo était polarisé à ± 138 V sur des électrodes adjacentes. Puisque l'écart inter électrodes est identique à celui des pattes, ceci indique qu'il existe un risque de réduire l'écart effectif par l'application d'époxy conductrice ou de soudure à basse température pour y fixer les fils, surtout dans le cas du STM. Une précaution particulière doit donc être prise lors de l'assemblage des piézos.

Aussi, dans le circuit de balancement des supercondensateurs, une optimisation consisterait à connecter les résistances de rappel vers le niveau haut (*pull-up*) à la borne positive du condensateur. Ainsi, le courant de base s'ajoutera au courant de collecteur pour faire chuter la tension aux bornes du condensateur.

6.2.1 : Claquage électrostatique

Il faudrait reprendre les tests de claquage électrostatique inter électrodes dans la chambre de refroidissement remplie d'hélium refroidi pour s'assurer que l'écart inter électrode est suffisamment grand et qu'aucune résidu de soudure n'est présent.

6.2.2 : Interrupteur anti-arc

Maintenant que nous avons la certitude de l'occurrence d'arcs à de faibles tensions avec un faible courant de charge résistive, il serait intéressant de mesurer l'amplitude des dommages qui seraient causés au NW lors de ses déplacements. De plus, il faut apporter la preuve du bon fonctionnement de l'interrupteur anti-arc. Une méthodologie a donc été développée pour reproduire l'oscillation d'une patte du NW sur le PF avec et sans interrupteur.

BIBLIOGRAPHIE

- ABOUESSOUAN, E. 2004. Système de positionnement à l'échelle globale d'une flotte de nanorobots: Application du filtre de Kalman et d'autres techniques à l'estimation des positions retournées par un « Position Sensing Device » (PSD). 45p. Projet de fin d'étude, École Polytechnique de Montréal.
- AOL HOMETOWN. Watch Batteries USA - Battery Size Table. In Site de AOL Hometown. [En ligne]. <http://hometown.aol.com/watchbatteries/page1.html>. (Page consultée le 2005-03-29)
- BERGANDER, A. 2004. Laboratoire de systèmes robotiques - micro - and nanorobotics activities. In Site de École Polytechnique Fédérale de Lausanne. [En ligne]. <http://microrobotics.epfl.ch/micron.php>. (Page consultée le 2005-02-01)
- BERGANDER, A. 2003. Control, wear testing & integration of stick-slip micropositioning. 171p. These de doctoral, École Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- BIRCH, M.C., QUINN, R.D., HAHM, G., PHILLIPS, S.M., DRENNAN, B.T., FIFE, A.J. et al. 2002. "Cricket-based robots". IEEE Robotics and Automation Magazine. 9:4. 20-30.
- BREGUET, J.-M., CLAVEL, R. 1998. "Stick and slip actuators: Design, control, performances and applications". Proceedings of the 1998 9th International Symposium on Micromechatronics and Human Science, MHS, Nov 25-28 1998. NJ, USA : IEEE, Piscataway. P. 89-95.
- BROWN, W.C. 1996. "The history of wireless power transmission". Solar Energy. 56:1. 3-21.
- CAMPOLO, D., SAHAI, R., FEARING, R.S. 2003a. "Development of piezoelectric bending actuators with embedded piezoelectric sensors for micromechanical flapping mechanisms". 2003 IEEE International Conference on Robotics and

- Automation, Sep 14-19 2003. Taipei, Taiwan : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 3339-3346.
- CAMPOLO, D., SITTI, M., FEARING, R.S. 2003b. "Efficient charge recovery method for driving piezoelectric actuators with quasi-square waves". IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 50:3. 237-244.
- CANADA. BUREAU DE LA TRADUCTION. 2000-. TERMIUM Plus ®. In Site de Gouvernement du Canada. [En ligne]. <http://www.termiumplus.bureaudelatraduction.gc.ca/tph2Show/termiumplus.html?lang=f2>. (Page consultée le 2005-03-29)
- CHEN, C.J. 1993. Introduction to scanning tunneling microscopy. New York : Oxford University Press. 412p.
- CHEN, Z.-K., SAWA, K. 1998. "Effect of arc behavior on material transfer: A review". IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology Part A. 21:2. 310-322.
- CHIMI-NGAKENG, S.-O. 2003. PFE. 55p. Projet de fin d'étude, École Polytechnique de Montréal.
- CHOI, S.H., SONG, K.D., GOLEMBIEWSKII, W., CHU, S.-H., KING, G.C. 2004. "Microwave power for smart material actuators". Smart Materials and Structures. 13:1. 38-48.
- COOPER BUSSMAN. 2005. PowerStorA_Specs.pdf (application/pdf Object). In Site de Cooper Bussman. [En ligne]. http://www.cooperet.com/pdfs_html/PowerStorA_Specs.pdf. (Page consultée le 2005-03-29)
- CORWIN, A.D., DE BOER, M.P. 2004. "Effect of adhesion on dynamic and static friction in surface micromachining". Applied Physics Letters. 84:13. 2451-2453.
- DENNY, M. 2004. "Stick-slip motion: An important example of self-excited oscillation". European Journal of Physics. 25:2. 311-322.

- DHARIWAL, R.S., TORRES, J.-M., DESMULLIEZ, M.P.Y. 2000. "Electric field breakdown at micrometre separations in air and nitrogen at atmospheric pressure". IEE Proceedings: Science, Measurement and Technology. 147:5. 261-263.
- DOUBLET, L., BEN JEMAA, N., HAUNER, F., JEANNOT, D. 2003. "Make arc erosion and welding tendency under 42 VDC in automotive area". Electrical Contacts 20003 Proceedings of the 49th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts, Sep 8-10 2003. Washington, DC, United States : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. P. 158-162.
- DÖNBERG ELECTRONICS. Mobile Phones: LEAD ACID BATTERY 6V/3AH SIZE: 134X34X60MM = NP2.8-6. In Site de Dönerg Electronics. [En ligne]. <http://www.donberg.ie/descript/b/batpak55.htm>. (Page consultée le 2005a-03-29)
- DÖNBERG ELECTRONICS. YUASA NP7-12 - NP7-12V/7AH RECHARGEABLE LEAD ACID BATTERY... In Site de Dönerg Electronics. [En ligne]. <http://www.donberg.ie/descript/y/yuaan712.htm>. (Page consultée le 2005b-03-29)
- ENRIQUEZ, C.V., ET. ALL. 1991. Satellite Power System - Abstract. In Site de Texas Space Grant Consortium. [En ligne]. <http://www.tsgc.utexas.edu/archive/design/power.html>. (Page consultée le 2005-02-11)
- EPCOS. 2005. UltraCap. In Site de EPCOS. [En ligne]. http://www.epcos.com/inf/20/35/ds/ultracap_2005.pdf. (Page consultée le 2004-03-28)
- ESSER, A., SKUDELNY, H.-C. 1990. "A new approach to power supply for robots". 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting - IAS-25 Part 2 (of 2), Oct 7-12 1990. Seattle, WA, USA : Publ by IEEE, Piscataway, NJ, USA. P. 1251-1255.
- FAHLBUSCH, S., FATIKOW, S., SEYFRIED, J., BUERKLE, A. 1999. "Flexible microrobotic system MINIMAN: Design, actuation principle and control".

- IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM: Proceedings of the 1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM '99), Sep 19-Sep 23 1999. 156-161.
- FERNANDEZ, C., GARCIA, O., COBOS, J.A., UCEDA, J. 2003. "A simple dc-dc converter for the power supply of a cochlear implant". 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun 15-19 2003. Acapulco, NM, United States : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 4, P. 1965-1970.
- FITZGERALD BOITANI, T. 2003. Design and control of a scanning tunnelling microscope for an autonomous micro-robot called "nanowalker". Mémoire de maîtrise, Universita "La Sapienza" di Roma.
- FONG, T., NOURBAKHSH, I., DAUTENHAHN, K. 2003. "A survey of socially interactive robots". IROS 2002, Sep 30 2002. Lausanne, Switzerland : Elsevier Science B.V. 42, P. 143-166.
- FOURNIÉ, R. 1986. Les isolants en électrotechnique, concepts et théorie. Paris : Éditions Eyrolles. 185p.
- GAGLIARDO, V. 1994. "Discharges in very-short air gaps in plane-parallel electrodes and under ac voltage". IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 1:6. 1156-1166.
- GOLDFARB, M., CELANOVIC, N. 1997. "Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation". IEEE Control Systems Magazine. 17:3. 69-79.
- GORUDON, D., ISRAELACHVILI, J.N. 2003. "Transitions between smooth and complex stick-slip sliding of surfaces". Physical Review E. 68:2 1. 021602-1.
- GUCCIONE, S., MUSCATO, G. 2003. "The Wheeleg Robot". IEEE Robotics and Automation Magazine. 10:4. 33-43.

- HANNOYER, P., Chen, P. C. 2004. Étude des techniques de placement et de routage sur PCV appliquées au projet NanoWalker. 60p. Projet de fin d'études, École Polytechnique de Montréal.
- HIRSCH, G.P. 2005. www.g-tronic.com : button cells batteries. In Site de G-tronic. [En ligne]. <http://www.g-tronic.com/en6a.html>. (Page consultée le 2005-03-29)
- HOLMES, F.A., SLADE, P.G. 1978. "SUPPRESSION OF PIP AND CRATER FORMATION DURING INTERRUPTION OF ALTERNATING CURRENT CIRCUITS.". CHMT-1:1. 59-65.
- IBM. ©1995-. STM Image Gallery - Atomilism. In Site de IBM. [En ligne]. <http://www.almaden.ibm.com/vis/stm/atom.html>. (Page consultée le 2005-03-29)
- IKEDA, T., MIYAZI, C. 1998. "Propelling forces in swimmable humanoid robot". Proceedings of the 1998 37th SICE Annual Conference, Jul 29-31 1998. Chiba, Jpn : Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Tokyo, Japan. P. 859-862.
- INOUE, H. 1996. "Whither Robotics: key issues, approaches, and applications". Proceedings of the 1996 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS. Part 1 (of 3), Nov 4-8 1996. Osaka, Jpn : IEEE, Piscataway, NJ, USA. 1, P. 9-14.
- IOI, K. 2001. "Study on turning motion of micro robot driven by cyclic force". 2001 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics Proceedings, Jul 8-12 2001. Como : 2, P. 1319-1324.
- JEMAA, N.B., NEDELEC, L., BENHENDA, S. 1996. "Break arc duration and contact erosion in automotive application". IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology Part A. 19:1. 82-86.
- JEMAA, N.B., QUEFFELEC, J.L., HAUG, R. 1987. "THEORETICAL AND EXPERIMENTAL LAWS OF ANODIC AND CATHODIC ARC DURATION

- ON BREAK AT LOW ELECTRICAL LEVEL.". *Journal of Physics D: Applied Physics*. 20:4. 468-475.
- JUHAS, L., VUJANIC, A., ADAMOVIC, N., NAGY, L., BOROVAC, B. 2001. "A platform for micropositioning based on piezo legs". *Mechatronics*. 11:7. 869-897.
- KAGAMI, S., MOCHIMARU, M., EHARA, Y., MIYATA, N., NISHIWAKI, K., KANADE, T. et al. 2004. "Measurement and comparison of humanoid H7 walking with human being". *Robotics and Autonomous Systems*. 48:4 SPEC ISS. 177-187.
- KITANO, H., FUJITA, M., ZREHEN, S., KAGEYAMA, K. 1998. "Sony legged robot for RoboCup challenge". *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Part 3 (of 4), May 16-20 1998. Leuven, Belgium : IEEE, Piscataway, NJ, USA. 3, P. 2605-2612.
- KUSAKABE, C., TOMIKAWA, Y., TAKANO, T. 1990. "High-speed actuation of a piezoelectric actuator by pulse driving and stopping of its residual mechanical vibration". *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 37:6. 551-557.
- LEUNG, C.H., LEE, A. 1990. "Contact erosion in automotive DC relays". *Proceedings of the 36th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts and the 15th International Conference on Electrical Contacts*, Aug 20-24 1990. Montreal, Que, Can : Publ by Illinois Inst of Technology, Chicago, IL, USA. P. 85-93.
- LITTLE, F.E. 2000. "A wireless power transmission power system for microgravity crystal processing satellites". *2000 IEEE Aerospace Conference*, Mar 18-25 2000. Big Sky, MT : 4, P. 55-59.
- MADDEN, P.G.A. 1996. Construction of a digitally controlled scanning tunneling microscope. 156p. Mémoire de maîtrise, McGill University.
- MAGNETICS INC. MAGNETICS Powder Core Catalog (MPP, High Flux, Kool Mu). In Site de Magnetics Inc. [En ligne]. <http://www.mag-inc.com/powder/catalog.asp>. (Page consultée le 2005-03-27)

- MAIN, J.A., NEWTON, D.V., MASSENGILL, L., GARCIA, E. 1996. "Efficient power amplifiers for piezoelectric applications". *Smart Materials and Structures*. 5:6. 766-775.
- MARTEL, S., SZABELSKI, M., LEIJA, A., MADDEN, P., LAFONTAINE, S., HUNTER, I. 1999. "Initial results of a new type of locomotion for a wireless instrumented robot capable of subatomic movements". *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings: Proceedings of the 1999 IEEE Engineering in Medicine and Biology 21st Annual Conference and the 1999 Fall Meeting of the Biomedical Engineering Society (1st Joint BMES / EMBS)*, Oct 13-Oct 16 1999. 2:872.
- MARTEL, S. 2004a. "Construction of a special surface for power delivery to wireless micro-electro-mechanical systems operating on the same platform". *Proc. of the 4th International Workshop on Microfactories (IWMF 2004)*. 1, P. 62-67.
- MARTEL, S. 2004b. "Fundamentals Principles and Issues of high-speed piezo-actuated three-legged motion for miniature robot designed for nanometer-scale operations". *International Journal of Robotics Research*.
- MARTEL, S., BAUMANN, G. 2003. "Infrared Positioning and Communication Unit for a Nanorobotics Platform Operating in a Cold Helium Atmosphere". *2003 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Oct 27-31 2003. Las Vegas, NV, United States : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2, P. 1876-1881.
- MARTEL, S., HUNTER, I. 2004a. "Nanofactories based on a fleet of scientific instruments configured as miniature autonomous robots". *Journal of Micromechatronics*. 2:3-4. 201-214.
- MARTEL, S., SCHINDLER, A., BAUMANN, G., RIEBEL, S., BOITANI, T. 2004b. "Cooling platform for an automated nanofactory based on a fleet of miniature robots designed for atomic scale operations". *Automation* 2003.

- MATHEW, X. 2004. "Solar cells and solar energy materials: Cancun 2003". Cancun 2003, Aug 17-21 2003. Cancun, Mexico : Elsevier. 82, P. 1-2.
- MCBRIDE, J.W., SHARKH, S.M.A. 1994. "Effect of contact opening velocity and the moment of contact opening on the AC erosion of Ag/CdO contacts". IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology Part A. 17:1. 2-7.
- MERZOUKI, R., CADIOU, J.C., M'SIRDI, N.K. 2002. "Compensation of stick-slip effect in an electrical actuator". 2002 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Sep 30-Oct 4 2002. Lausanne, Switzerland : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 2245-2249.
- MIKI, N., SHIMOYAMA, I. 1999. "Magnetic rotational micro-wings applicable to microrobots". 1999 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'99): Human and Environment Friendly Robots whith High Intelligence and Emotional Quotients', Oct 17-Oct 21 1999. Kyongju, South Korea : IEEE, Piscataway, NJ, USA. 2, P. 721-726.
- MORIN, L., JEMAA, N.B., JEANNOT, D. 2000. "Make arc erosion and welding in the automotive area". IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. 23:2. 240-246.
- NISHIKAWA, H., SASAYA, T., SHIBATA, T., KANEKO, T., MITUMOTO, N., KAWAKITA, S. et al. 1999. "In-pipe wireless micro locomotive system". International Symposium on Micromechatronics and Human Science (MHS'99) 'Towards the New Century', Nov 23-Nov 26 1999. Nagoya, Jpn : IEEE, Piscataway, NJ, USA. P. 141-147.
- OUIMET, P. 2004. Design VHDL du CPLD et d'une solution de programmation dans le cadre du projet NanoWalker. 66p. Projet de fin d'étude , École Polytechnique de Montréal.

- PHYSIK INSTRUMENT. 2005. Piezo Actuators and PZT NanoPositioning Systems: PI Products, Theory and Applications. In Site de Physik Instrument. [En ligne]. <http://www.physikinstrumente.com/tutorial/index.html>. (Page consultée le 2005-03-29)
- POIRIER, C. 2004. Caractérisation des composantes principales impliquées dans le déplacement du NanoWalker. 27p. Projet de fin d'étude, École Polytechnique de Montréal.
- QUINN, R.D., OFFI, J.T., KINGSLEY, D.A., RITZMANN, R.E. 2002. "Improved mobility through abstracted biological principles". 2002 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Sep 30-Oct 4 2002. Lausanne, Switzerland : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 2652-2657.
- QUÉBEC. OFFICE QUÉBÉCOIS DE LA LANGUE FRANÇAISE. 2002-. Grand dictionnaire terminologique. In Site de Gouvernement du Québec. [En ligne]. http://w3.granddictionnaire.com/btml/fra/r_motclef/index1024_1.asp. (Page consultée le 2005-03-29)
- RAAB, F.H., ASBECK, P., CRIPPS, S., KENINGTON, P.B., POPOVIC, ZOYA B. et al. ©2003. RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies — Part 1. [En ligne]. http://www.hightfrequencyelectronics.com/Archives/May03/HFE0503_Raab.pdf. (Page consultée le 2005-03-29)
- REMBOLD, U., FATIKOW, S. 1997. "Autonomous microrobots". Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory & Applications. 19:4. 375-391.
- ROBERT G. ALLEN COMPANY INC. 2003. In Site de Robert G. Allen Company Inc. [En ligne]. <http://www.rgaco.com/catalog/catalognet.asp>. (Page consultée le 2005-03-28)
- RUFFIEUX, D., DUBOIS, M.A., DE ROOIJ, N.F. 2000. "ALN piezoelectric microactuator array". Proceedings of the IEEE Micro Electro Mechanical Systems

- (MEMS): 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2000), Jan 23-Jan 27 2000. 662-667.
- SCHENATO, L., DENG, X., SASTRY, S. 2001. "Flight control system for a micromechanical flying insect: Architecture and implementation". 2001 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), May 21-26 2001. Seoul : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2, P. 1641-1646.
- SEYFRIED, J. 2003. : MiCRoN. In Site de IPR . [En ligne]. <http://i60p4.ira.uka.de/~seyfried/tikiwiki-1.7.3/tiki-index.php?page=MiCRoN>. (Page consultée le 2005-02-01)
- SHIBATA, T., SASAYA, T., KAWAHARA, N. 1998. "Microwave energy supply system for in-pipe micromachine". Proceedings of the 1998 9th International Symposium on Micromechatronics and Human Science, MHS, Nov 25-28 1998. Nagoya, Jpn : IEEE, Piscataway, NJ, USA. P. 237-242.
- SIEGEL, M. 2001. "Smart sensors and small robots". 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Rediscovering Measurement in the Age of Informatics, May 21-23 2001. Budapest : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 303-308.
- SIEGEL, M. 2003. "Scaling issues in robot-based sensing missions". Proceedings of the 20th IEEE Information and Measurement Technology Conference, May 20-22 2003. Vail, CO, United States : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2, P. 1497-1500.
- SIKKEN, B. 2000. Piezo-electric transducer detuning. [En ligne]. <http://home.kabelfoon.nl/~bertrik/bat/detuning.htm>. (Page consultée le 2005-02-24)
- SIMU, U., JOHANSSON, S. 2002. "Fabrication of monolithic piezoelectric drive units for a miniature robot". Journal of Micromechanics and Microengineering. 12:5. 582-589.

- SITTI, M., FEARING, R.S. 2003. "Synthetic gecko foot-hair micro/nano-structures for future wall-climbing robots". 2003 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Sep 14-19 2003. Taipei, Taiwan : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 1164-1170.
- SMALL BATTERY COMPANY. 2004. The Small Battery Company. In Site de Small Battery Company. [En ligne]. http://www.smallbattery.company.org.uk/index.htm?http://www.smallbattery.company.org.uk/sbc_tips_and%20_faqs.htm. (Page consultée le 2005-03-29)
- ST-JACQUES, D. 2004. Conception d'une architecture logicielle pour le positionnement au niveau atomique d'instruments scientifiques sous forme de robots miniatures pour des applications en nanotechnologies. 167p. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- ST-JACQUES, D., BOITANI, T., DUMAS, P.-A., DUCAS, M.-A., FORTIN, M.-A., MARTEL, S. 2004. "Atomic-scale positioning reference grid system for miniature robots with embedded scanning tunnelling capability". Proceedings- 2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Apr 26-May 1 2004. New Orleans, LA, United States : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Piscataway, United States. 2004, P. 1339-1344.
- ST-JACQUES, D., MARTEL, S., BOITANI FITZGERALD, T. 2003. "Nanoscale grid based positioning system for miniature instrumented robots". CCECE 2003 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering: Toward a Caring and Humane Technology, May 4-7 2003. Montreal, Canada : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 1831-1834.
- STAVELEY NDT TECHNOLOGIES. EBL Piezoceramic Tubes - Staveley NDT Technologies - Stavely. In Site de Staveley NDT Technologies. [En ligne]. <http://www.staveleyndt.com/products/ebltubes.html>. (Page consultée le 2005-03-26)

- SUSTER, M., KO, W.H., YOUNG, D. 2004. "An optically powered wireless telemetry module for high-temperature MEMS sensing and communication". *Journal of Microelectromechanical Systems*. 13:3. 536-541.
- TAKAHASHI, M., HAYASHI, I., IWATSUKI, N., SUZUMORI, K., OHKI, N. 1994. "Development of an in-pipe microrobot applying the motion of an earthworm". *Proceedings of the 1994 5th International Symposium on Micro Machine and Human Science Proceedings*, Oct 2-4 1994. Nagoya, Jpn : IEEE, Piscataway, NJ, USA. P. 35-40.
- TANI, K. 1996. "Friction models for a mobile machine using piezo vibration". *Proceedings of the 1996 4th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC'96. Part 2 (of 2)*, Mar 18-21 1996. Tsu, Jpn : IEEE, Piscataway, NJ, USA. 2, P. 717-722.
- THE ECONOMIST. 2004. Economist.com. In Site de The Economist. [En ligne]. <http://www.economist.com/surveys/showsurvey.cfm?issue=20050101>. (Page consultée le 2005-03-20)
- TROYK, P.R., DEMICHELE, G.A. 2003. "Inductively-Coupled Power and Data Link for Neural Prostheses using a Class-E Oscillator and FSK Modulation". *A New Beginning for Human Health: Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Sep 17-21 2003. Cancun, Mexico : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 4, P. 3376-3379.
- VAILLANCOURT, P., DJEMOUAI, A., HARVEY, J.F., SAWAN, M. 1997. "EM radiation behavior upon biological tissues in a radio-frequency power transfer link for a cortical visual implant". *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings: Proceedings of the 1997 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Oct 30-Nov 2 1997. 6:2499-2502.

- VANDEVOORDE, G., PUERS, R. 2001. "Wireless energy transfer for stand-alone systems: A comparison between low and high power applicability". *Sensors and Actuators, A: Physical*. 92:1-3. 305-311.
- VOTH, D. 2002. "Nature's guide to robot design". *IEEE Intelligent Systems*. 17:6. 4-7.
- WAGNER, M.D., APOSTOLOPOULOS, D., SHILLCUTT, K., SHAMAH, B., SIMMONS, R., WHITTAKER, W. 2001. "The Science autonomy system of the Nomad robot". *2001 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, May 21-26 2001. Seoul : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2, P. 1742-1749.
- WU, R.-H., TUNG, P.-C. 2002. "Studies of stick-slip friction, presliding displacement, and hunting". *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*. 124:1. 111-117.
- XIAO, J., XI, N., DULIMARTA, H., TUMMALA, R.L. 2002. "Motion planning of a bipedal miniature crawling robot in hybrid configuration space". *2002 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Sep 30-Oct 4 2002. Lausanne, Switzerland : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 2407-2412.
- YONEDA, K., SUZUKI, K., KANAYAMA, Y. 1994. "Gait planning for versatile motion of a six legged robot". *Proceedings of the 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, May 8-13 1994. San Diego, CA, USA : Publ by IEEE, Piscataway, NJ, USA. P. 1338-1343.

ANNEXES

ANNEXE I : L'EFFET PIÉZOÉLECTRIQUE

L'effet piézoélectrique permet de traduire une polarisation électrique en une déformation mécanique. À l'inverse, une contrainte mécanique induit une tension. Ce phénomène vient du fait que la céramique est polarisée sous un fort champ, de sorte que l'atome central de la structure moléculaire est décalé de façon pratiquement permanente. Ceci a pour effet de générer un dipôle, tel qu'illustré à la Figure I. (2), obtenue du site *Physik Instrument* (2005). Évidemment, l'utilisation du dit matériel peut diminuer, voire annuler, cette polarisation. Ces effets sont discutés dans les prochaines sections.

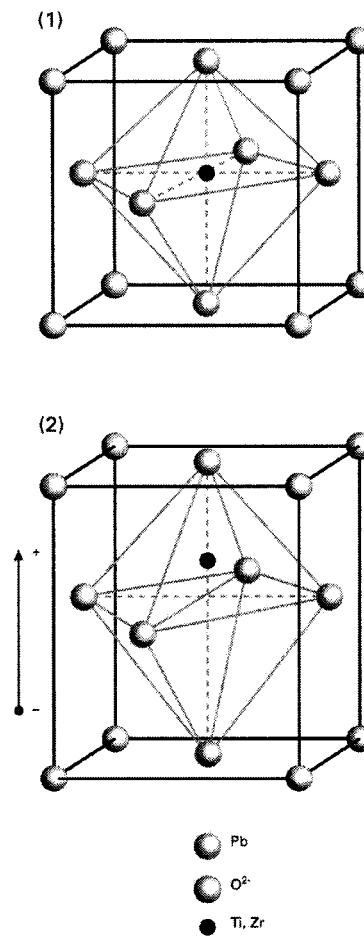


Figure I.1 Molécule de la céramique originale (1) et polarisée (2)

I.1 : Matériaux piézoélectriques

Un matériau piézoélectrique est capable de traduire une polarisation électrique en une déformation mécanique et de générer une charge électrique lorsque soumis à une contrainte mécanique. Ces matériaux peuvent donc servir à la fois d'actionneur et de capteur. Par exemple, si on voulait vraiment une rétroaction sur les mouvements xy du STM, on pourrait diviser chaque électrode en deux sur le sens de la longueur ; une agirait en tant qu'actionneur, et l'autre, en tant que capteur. Ceci aurait toutefois l'inconvénient de réduire de moitié les déflexions possibles du piézo puisque la surface des électrodes d'actionnement serait réduite de moitié.

On les retrouve sous forme de bloc, de lamelle uni- ou bimorphe, de tube, d'anneau et de disque. Certains sont constitués d'un empilage (*stack*) de matériau mis en parallèle pour amplifier les déformations. L'avantage d'avoir un empilage de n étages est d'amplifier n fois la déformation. Toutefois, pour les applications dynamiques, l'inconvénient est que la capacitance augmente selon n^2 (*Bergander (2003)*). Relativement parlant, les empilements ou multicouches génèrent de faibles déplacements, mais ont une grande force de blocage ; les bimorphes, au contraire, génèrent de grands déplacements, mais avec une faible force de blocage. Les céramiques simples, sous forme de disque ou prisme, ont des caractéristiques qui se situent entre celles des deux précédents (*Bergander (2003)*). Les tubes sont à la fois les plus petits, légers, résistants et simples à utiliser. Les lamelles seraient beaucoup trop fragiles pour supporter le poids et les vibrations du NW. Les multicouches nécessitent plusieurs connexions (à raison d'une paire de conducteurs par étage) en plus de généralement se retrouver sous la forme d'un prisme dont le volume et la masse sont plus importants que ceux d'un tube.

I.1.1 : Tube de céramique piézoélectrique

Afin de rendre possible d'aussi petites déflexions selon les trois axes x , y et z , un tube de céramique ayant des propriétés piézoélectriques est utilisé. Il s'agit en fait d'une série de dipôles alignés de façon concentrique. Afin de contrôler les déplacements, quatre électrodes, disposées uniformément autour du tube en quatre quadrants, influencent

l'orientation des dipôles et modifient par le fait même le niveau de flexion et d'extension/contraction du tube. La Figure I.2 illustre deux de ces déformations.

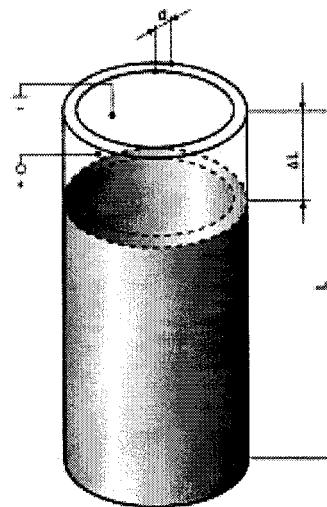


Figure I.2 Déformations longitudinale et axiale d'un tube piézoélectrique

I.1.2 : Non-linéarités

Il est bien connu que les piézos sont victimes de plusieurs effets non-linéaires. On retrouve notamment l'hystérésis, le fluage (*creep* ou *drift*) et le vieillissement. Puisqu'on considère les piézos comme étant des éléments ferroélectriques, ils sont victimes d'hystérésis, et éprouvent une polarisation cristalline rémanente (le réalignement des dipôles n'est pas parfait après une commande). Ceci affecte le gain des piézos et donc, leur prochaine déformation. Cet effet pourrait toutefois être pratiquement éliminé avec une rétroaction (*Physik Instrument* (2005)). Le fluage, quant à lui, décrit le réalignement des dipôles alors qu'ils sont polarisés avec un champ électrique constant. Ainsi, l'amplitude de la déformation diminue lentement avec le temps. Le vieillissement entraîne un gain réduit des piézos par un processus de dépolariation. Cet effet est cependant négligeable dans le cas des actionneurs puisqu'ils sont repolarisés périodiquement, à même leur utilisation.

I.2 : Définitions

Les définitions suivantes sont données pour expliciter les notions décrites au Tableau 3.1. Elles sont tirées de *Canada. Bureau de la traduction* (2000-).

Coefficient de Poisson	Rapport constant entre les variations linéaires transversale et longitudinale d'un solide sous l'action d'une contrainte principale.
Module d'Young	Module d'élasticité (rapports entre contraintes et déformations) en traction (longitudinal).
Température de Curie ¹⁶	Température au-delà de laquelle les cellules cristallines reprennent une structure cubique isotropique. Une fois refroidies, les dipôles se reforment, mais avec une orientation aléatoire, faisant ainsi perdre toute propriété piézoélectrique macroscopique.
Matériau piézoélectrique	Matériau qui change ses dimensions lorsqu'une tension est appliquée et produit une charge lorsqu'une pression (le déformant) est appliquée.

Autrement dit, avec un coefficient de Poisson de 0,31, on peut s'attendre à des déflections latérales environ trois fois plus élevées que l'extension/contraction longitudinale.

Aussi, pour éviter de ne dépolariser les piézos en dépassant la température de Curie, il faudra utiliser des pâtes d'étain à basse température avec lesquelles il est possible de souder des fils aux électrodes de nickel. De plus, cette même pâte ne nécessite aucun nettoyage pour y retirer le flux¹⁷.

De plus, un faible facteur de qualité implique qu'une grande partie de l'énergie reçue par le piézo serait convertie en chaleur, tout comme pour un facteur de dissipation élevé. Ces piézos de moins bonne qualité ne devraient pas être commutés avec de grandes amplitudes, ni à haute fréquence, car ils risquent de s'échauffer, voire au-delà de la température de Curie. Ainsi, on définit une tension AC à respecter pour éviter la dépolarisation de la céramique. C'est donc un paramètre dont il faut tenir compte lors de la sélection d'un matériau. D'ailleurs, c'est peut-être ce qui est survenu en interférométrie et avec le montage des pattes.

Finalement, différents coefficients sont définis selon un système d'axes orthogonaux suivant la règle de la main droite, où 1, 2 et 3 représentent les axes X, Y et Z alors que 4,

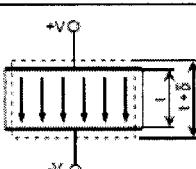
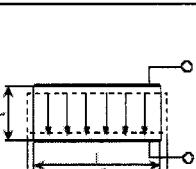
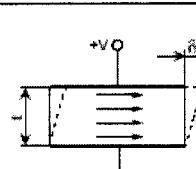
¹⁶ (Physik Instrument (2005)

¹⁷ EFD, a Nordson Company (www.efdsolder.com) : Solder Plus #42NCLR-A

5 et 6 identifient des rotations θ_x , θ_y et θ_z , aussi connues comme étant U, V et W (*Physik Instrument* (2005)).

Le coefficient de déformation d_{33} décrit la déformation parallèle au vecteur de polarisation au travers de l'épaisseur de la céramique alors que d_{31} décrit la déformation orthogonale à ce même vecteur (*Physik Instrument* (2005)). Autrement dit, le premier indice désigne le vecteur de la polarisation, et le deuxième, celui de la déformation. Le Tableau I.1, tiré de *Bergander* (2003), résume d'ailleurs quelques équations. Il est à noter que les équations des déformations d'un tube sont légèrement différentes.

Tableau I.1 Équations régissant les déformations d'un prisme piézoélectrique

ACTUATION TYPE	AXIAL	TRANSVERSAL	SHEAR
X : droite Y : sortant du plan Z : bas l : longueur w : largeur t : épaisseur			
free strain	$\delta = d_{33}V$	$\delta = d_{31}V \frac{l}{t}$	$\delta = d_{15}V$
blocking force	$F_b = \frac{d_{33}V}{s_{33}} \frac{lw}{t}$	$F_b = \frac{d_{31}V}{s_{11}} w$	$F_b = \frac{d_{15}V}{s_{55}} \frac{lw}{t}$
stiffness	$k_m = \frac{lw}{s_{33}t}$	$k_m = \frac{wt}{s_{11}l}$	$k_m = \frac{lw}{s_{55}t}$
capacitance	$C = \epsilon_0 \epsilon_{33} \frac{wl}{t}$	$C = \epsilon_0 \epsilon_{33} \frac{wl}{t}$	$C = \epsilon_0 \epsilon_{11} \frac{wl}{t}$

I.3 : Leurs applications

Les usages des matériaux piézoélectriques sont très variés et se multiplient rapidement. Entre autres choses, il existe des systèmes de positionnement de précision de 1 à 6

degrés de liberté. On peut penser à l'alignement de fibres optiques, de sondes pour des dés, et aux différentes versions de *Scanning Probe Microscopy* (SPM) : *Scanning Tunneling effect Microscopy* (STM), *Atomic Force Microscopy* (AFM) et *Scanning Electron Microscopy* (SEM). En plus haute fréquence, on les utilise pour générer des ultrasons à leur fréquence de résonance mécanique. Leur application la plus répandue et la mieux connue est sans doute l'avertisseur sonore des réveille-matins électroniques.

Récemment, les matériaux piézoélectriques sont aussi utilisés dans des applications robotiques. Plusieurs les utilisent comme actionneurs. La méthode de déplacement la plus répandue est le *stick-slip*. De plus, afin d'assurer un asservissement efficace, on a recours à la mise en forme du signal de commande. Ces deux points sont développés dans les sous-sections suivantes.

I.3.1 : La méthode *stick-slip*

Tel qu'entrevu au chapitre précédent, plusieurs robots miniatures ont des méthodes de déplacement faisant recours à des piézos. La plupart de ces projets de recherche utilisent le principe *stick-slip* ou de *inertia-drive*. La méthode de *stick-slip* (Breguet *et al.* (1998)) permet le déplacement d'un corps via une activation en rampe ou en dents de scie : la pente douce permet de déplacer graduellement le corps par rapport au point d'appui (*stick*), alors que la pente abrupte vise à rapidement ramener le point d'appui à sa position relative originale (*slip*). Ce déplacement s'effectue selon la direction d'un guide. Dans les cas où il n'y a pas de guide, on parle alors de *inertia drive*. Par exemple, Juhas *et al.* (2001) ont recours à un contrepoids à même le corps à déplacer, ce qui élimine la contrainte sur la course totale limitée.

Bien que les circuits de contrôle de la méthode *stick-slip* soient assez simples, les déplacements saturent rapidement en vitesse parce que les petits actionneurs permettent de petits déplacements alors que les plus gros sont caractérisés d'une fréquence de résonance plus faible. Au-delà d'une certaine fréquence, les piézos ne répondent plus linéairement avec la fréquence, mais s'adonnent à une réponse chaotique résultant de pas successifs, chacun n'ayant pas atteint leur position d'équilibre. Pour améliorer ces

rendements, on se tourne vers la mise en forme du signal. Certains envisagent des systèmes monolithiques (réalisés à partir du même matériau de base par opposition aux systèmes hybrides composés de plusieurs composants monolithiques) qui permet des niveaux de miniaturisation et d'intégration supérieurs.

En fait, ce type de déplacement est possible si la force appliquée à l'étape *stick* est en deçà de la force de friction statique. On estime d'ailleurs que le tiers des ressources énergétiques du monde apparaissent sous la forme de friction (*Denny (2004)*). Ce dernier précise que, bien que les coefficients statique et dynamique de friction sont largement utilisés, les effets microscopiques physiques donnant lieu à la friction ne sont pas encore bien maîtrisés. En fait, *Gourdon et al. (2003)* établissent que plusieurs paramètres (pression de la charge, vitesse de glissement (*shear rate*) et température) peuvent modifier le comportement de ce mode de déplacement. *Wu et al. (2002)* ajoutent qu'un pré-glisement caractérise les déplacements par *stick-slip*. De plus, *Merzouki et al. (2002)* précisent que la portion *slip* abime la surface et que le jeu mécanique introduit des effets non linéaires d'hystéresis et de stiction, i.e. frottement au démarrage. En raison de la friction statique, aussi présente lors du mouvement, le déplacement connaît des fluctuations, rendant la précision de positionnement difficile à atteindre. Cependant, un contrôle adaptatif, nécessitant une boucle de rétroaction, peut améliorer les résultats. Dans ce mode de déplacement, on a recours à une modulation de largeur d'impulsions (PWM) pour déterminer l'amplitude du déplacement, qui correspond en fait à la hauteur atteinte de la rampe de l'étape *stick*. De leur côté, *Juhas et al. (2001)* ont plutôt recours à une période de repos entre deux cycles plus ou moins longs pour varier la vitesse résultante du déplacement.

I.3.2 : Mise en forme du signal

Pour un positionnement fin, il faut s'assurer que les piézos se stabilisent rapidement suite à la fin de leur activation. En effet, après une stimulation à la fréquence de résonance, les piézos sont caractérisés par une vibration rémanente qui décroît de façon exponentielle, comme le décrivent *Kusakabe et al. (1990)*. Pour des stimulations

alternatives, appliquer une stimulation en anti-phase peut contribuer à diminuer ces vibrations. Ces auteurs ajoutent que pour éliminer les dépassemens et les vibrations rémanentes tout en maximisant le temps de montée (jusqu'au quart de la période de résonance), on peut activer un piézo à l'aide de deux signaux. Ceux-ci sont caractérisés par une première impulsion pour amorcer la déformation suivie d'un échelon décalé du temps requis pour que les vibrations deviennent nulles ; il s'agit d'une mise en forme du signal.

Les méthodes jusqu'alors développées utilisaient des pseudo-échelons ou des doubles-échelons. L'inconvénient de ces méthodes est que le temps de montée correspond à la période de résonance ou à sa demi-période selon le cas.

ANNEXE II : CONCEPTION MATÉRIELLE

Cette annexe rassemble le travail qui a été fait en électronique pour le NanoWalker.

II.1 : Assignations des espaces mémoires et des ressources matérielles

Avant de procéder à l'assignation des plages mémoire, il faut connaître le DSP, soit le TMS320C25-50. En fait, il possède trois espaces de mémoire, soit pour les données (*DataSpace* ou DS), les instructions (*ProgramSpace* ou PS) et pour les entrées/sorties (*I/OSpace* ou IS). Il est à noter que l'espace d'entrées/sorties ne peut être adressé que par les quatre bits de poids faible, mais sur les 16 bits de données. Voici d'autres caractéristiques du DSP utilisé :

- ✓ 4kmots de ROM interne : préprogrammé en usine donc inutilisable
- ✓ 12.5 MIPS ou 80 ns/cycle
- ✓ Horloge externe de 48 MHz
- ✓ 544 mots de RAM interne : on peut réserver 32 mots de 16 bits (Block B2) pour un accès (écriture ou lecture) en rafale au TIR2000, dont le FIFO comporte 64 octets.
- ✓ Instructions spécialisées pour le support de calculs 16 bits en point fixe
- ✓ *Concurrent Direct Memory Access* (DMA) ; le DSP peut être mis en HOLD par un autre processeur, en l'occurrence le CPLD
- ✓ Configuration Harvard modifiée avec possibilités de transferts entre les mémoires data et instructions
- ✓ READY (*wait states*) permet la communication avec des interfaces plus lents
- ✓ 1 temporisateur de 16 bits
- ✓ 3 interruptions externes
- ✓ 2 signaux d'horloge de sortie (CLKOUT1 et CLKOUT2) oscillant à CLKIN/4 et décalées de CLKIN

Aussi, le DSP est utilisé avec la configuration suivante :

- ✓ MP/MC = 1 car on ne peut pas utiliser la ROM.
- ✓ CNFP : instruction pour avoir de la RAM interne pour les instructions (256 mots) et le data (256 + 32 mots).
- ✓ IACK sert à signifier au CPLD que l'interruption est traitée ou en voie de l'être. Donc, le CPLD envoie une interruption à la fois et attend un IACK avant d'envoyer la prochaine. C'est le CPLD qui gère la priorité des interruptions.
- ✓ HOLD & HOLDA permettent au CPLD de prendre le contrôle des bus de données et d'adresses.
- ✓ XF sert à distinguer entre les accès IO au TIR2000 et au reste des périphériques (voir description plus bas).
- ✓ BIO devra attendre que la FlashRAM soit prête (RYBY = *ReadY_high/BusY_low*) avant de poursuivre lors d'une réinitialisation ou d'une reprogrammation.
- ✓ STRB ressemble beaucoup à CLKOUT2 et servira aux chronogrammes.

II.1.1 : Plages mémoires du DSP

Tableau II.1 Allocation de la plage de mémoire de données

Adresse de début	Adresse de fin	Assignation
0	5	Registres internes
6	95	Réservé
96	127	RAM interne
128	511	Réservé
512	767	Inexistant
768	1023	RAM interne
1024	51199	Mesures STM sur SRAM externe (50k)
51200	63487	Variables générales sur SRAM externe (12k)
63488	63488	Communication IR sur SRAM externe (1,75k)
65280	65529	Patrons de commutation des pattes sur SRAM externe (250 avec 12 bits significatifs)
65530	65532	Configurations des capteurs de température sur SRAM externe (3 avec 8-9 bits significatifs)
65533	65535	Températures des capteurs de température sur SRAM externe (3 avec 9 bits significatifs)

Tableau II.2 Allocation de la plage de mémoire d'instructions

Adresse de début	Adresse de fin	Assignation
0	65279	FlashRAM externe
65280	65535	Mémoire interne pour l'extraction de blocs d'instructions
65536	131071	Mémoire inutilisée de la FlashRAM (le signal A16 est mis à la masse)

NOTE : La plupart des instructions au CPLD se fait en écriture. On peut donc se servir du bus de données (e.g. DATA0) pour imposer certaines valeurs.

Tableau II.3 Allocation de la plage de mémoire d'entrées/sorties

Valeur de XF	Adresse de début	Adresse de fin	Assignation
0	0000	1111	TIR2000 (conversion ou lecture selon R/W)
1	0000	0011	DAC (conversion ou lecture selon R/W) ¹⁸
1	0100	0100	ADC (conversion ou lecture selon R/W)
1	0101	0101	Le gain STM (gainCNTRL) prend une valeur selon DATA0. Par défaut, le gain est petit.
1	0110	0110	Direction de l'approche grossière selon DATA0. Par défaut, c'est vers le bas, mais lors d'un SystemReset, on doit remonter la pointe du STM.
1	0111	0111	Activation de l'approche grossière selon DATA0. Par défaut, c'est désactivé.
1	1000	1000	Appliquer le patron des pattes et de l'interrupteur anti-arc qui se trouve sur DATA.
1	1001	1001	Écriture de DATA[7:0] au registre CONFIG des capteurs de température
1	1010	1010	Écriture de DATA[15:7] au registre THYST des capteurs de température
1	1011	1011	Écriture de DATA[15:7] au registre TOS des capteurs de température
1	1100	1100	Instruction d'écrire la température des capteurs de température en SRAM
1	1101	1101	Instruction de DACRESET
1	1110	1110	Instruction de LOADDACS
1	1111	1111	Configuration du mode STM/pattes selon DATA0. Un changement de mode de STM à pattes engendre une réinitialisation du DAC.

Pour l'espace d'entrées/sorties, seuls les 4 bits LSB sont adressables, les 12 MSB étant toujours 0. Pour augmenter le nombre d'accès possible, on a recours au signal XF du DSP pour signaler au CPLD l'intention du DSP. Bref, lorsque XF = 1, il s'agit d'une instruction du DSP au CPLD. Sinon, le DSP fait directement un accès au TIR2000.

II.1.2 : GPIO du TIR2000

Par défaut, le port GPIO du TIR2000 GPIO est à 0. Le DSP devra s'assurer des bonnes valeurs dès l'initialisation. Pour que le GPIO prenne la valeur de GPIODAT, il devra configurer le TIR2000 avec :

TEST = 0, GPIODIR = 0000.0000 (sortie) et GPFSR = 0000.0000

S'il reste des signaux de libre, ils pourraient servir comme bits de sélection/d'état. Ceci simplifierait le décodage du CPLD, surtout si on manque de cellules! Toutefois, le temps d'exécution serait moins bon car il faudrait lire, masquer et réécrire tout le registre GPIODAT à la fois. Voici donc l'assignation des signaux du GPIODAT :

Tableau II.4 Assignation du GPIO du TIR2000

Bit	Assignation	Signification
7	SELF_RESET	Survient suite à une reprogrammation de la FlashRAM 0 – normal par défaut 1 – réinitialisation du système via le CPLD
6	NVRAM_OE	Via le CPLD 0 – activé par défaut 1 – désactivé
5	CMD_RST_NVRAM	0 – normal par défaut 1 – réinitialisation de la FlashRAM
4	Variable 1	Via le CPLD
3	Variable 2	Via le CPLD
2	Variable 3	Via le CPLD
1	DEL IR#1	Coin supérieur droit, près de l'émetteur-récepteur IR 0 – désactivée par défaut 1 – activée
0	DEL IR#2	Coin inférieur gauche près d'un arrête du <i>flex circuit</i> 0 – désactivée par défaut 1 – activée

Les variables disponibles pourraient être utilisées pour remettre à zéro les trois drapeaux d'interruptions du CPLD. Sinon, en remplaçant une instruction au CPLD par le GPIO du TIR2000, il serait possible d'utiliser DATA[2:0] pour remettre à zéro les trois drapeaux d'un seul coup.

II.1.3 : Temporisateur

Le DSP dispose que d'un temporisateur de 16 bits avec une valeur d'initialisation fixant la période des interruptions. En mode STM, il sera utilisé au cycle comprenant les étapes:

Écriture STM en x et y

Requête d'échantillonnage du courant tunnel

Écriture STM de la rétroaction en z

En mode pattes, il sera utilisé selon la fréquence d'activation des pattes et de l'interrupteur anti-arc selon la fréquence la plus rapide avec des patrons de la séquence de déplacement, soit 10 kHz. Pour atteindre de plus faibles fréquences, les patrons devront répéter les mêmes patrons plusieurs fois de suite.

Dans ces deux modes, un compteur 9 bits devra comptabiliser un certain nombre d'interruptions totales pour faire osciller les DELs entre 15 et 30 kHz.

Concernant le positionnement global, il est bien important de pouvoir discriminer entre les deux DELs HSLD-4420 à 875 nm (elles devraient être à 950 nm) d'un même robot si l'on veut être en mesure de déterminer l'orientation de ce dernier. Sinon, on ne saurait faire la différence entre l'avant et l'arrière du robot. Puisqu'il est difficile d'obtenir 200 fréquences (une pour chacune des deux DELs de chaque robot) dans la plage d'opération préférentielle du PSD, il faudra se contenter de moins de fréquences. Les requis fréquentiels peuvent cependant être atténués si chacune des deux DELs clignote à son tour pendant la même période fixe. On a donc besoin que de 100 périodes uniques. Pour déterminer quelle DEL clignote, deux solutions simples sont envisageables. La première est de faire clignoter une DEL plus de fois que l'autre. Par exemple, la DEL gauche clignote deux fois pour chaque clignotement de la DEL droite. Cette première avenue a

l'inconvénient d'accorder un poids supplémentaire à une DEL par rapport à l'autre, ce qui nécessite un traitement informatique additionnel pour en extraire la position. Une solution préférable serait de laisser des temps d'arrêts différents entre le clignotement des DELs.

Cependant, il n'est possible d'obtenir que 120 (240-120) fréquences d'interruption différentes dans la plage idéale du PSD. En effet, on a les équations :

$$\frac{12 \text{ MHz}}{120} = 100 \text{ kHz} \quad (4.22)$$

$$\frac{12 \text{ MHz}}{240} = 50 \text{ kHz} \quad (4.23)$$

240 étant adressable sur 8 bits ($240 < 256 = 2^8$). Puisqu'une oscillation nécessite deux transitions par périodes, il n'y a que 60 fréquences différentes comprises entre 25 et 50 kHz qui peuvent être générées par le DSP. Pour obtenir 100 fréquences différentes, il faudrait programmer un neuvième bit au compteur pour osciller les DELs dans la plage de 15 à 30 kHz, avec 200 (400-200) fréquences d'interruption, tel que démontré par les équations :

$$\frac{12 \text{ MHz}}{200} = 60 \text{ kHz} \quad (4.24)$$

$$\frac{12 \text{ MHz}}{400} = 30 \text{ kHz} \quad (4.25)$$

Il faut comprendre que la plage de fréquences est en fait diminuée de moitié car une interruption à 100 Hz correspond à une DEL qui oscille à 50 Hz avec un facteur d'utilisation de 50 %.

En considérant un délai variable suivant la fin de la routine d'interruption, il faut s'attendre à ce que les périodes d'oscillation ne soient pas toujours identiques, ce qui risque d'amoindrir la résolution du système de positionnement global par PSD.

Pour la scrutation des capteurs de température, il n'y a plus de temporisateur disponible, à moins d'un compteur additionnel. Le DSP pourrait à ce moment envoyer une requête au CPLD et attendre son interruption. Une autre alternative est d'envoyer une requête de lecture à chaque fois que l'unité de contrôle centrale lui adresse un message. La température renvoyée daterait donc de la lecture précédente.

II.2 : Chronogrammes

Les chronogrammes d'accès aux différentes puces du circuit du NanoWalker sont présentés ci-dessous. De façon générale, le DSP adresse le CPLD, qui à son tour adresse le composant désiré. Le CPLD a ainsi la possibilité de signaler au DSP à quel moment échantillonner les données d'une lecture via le signal READY. Similairement, le CPLD signale au DSP pendant combien de temps les bus d'adresses et de données doivent être maintenus lors d'une écriture. Les chronogrammes sont regroupés par composant adressé, soit ADC, DAC, TIR2000, SRAM, FlashRAM et CPLD.

II.2.1 : DAC

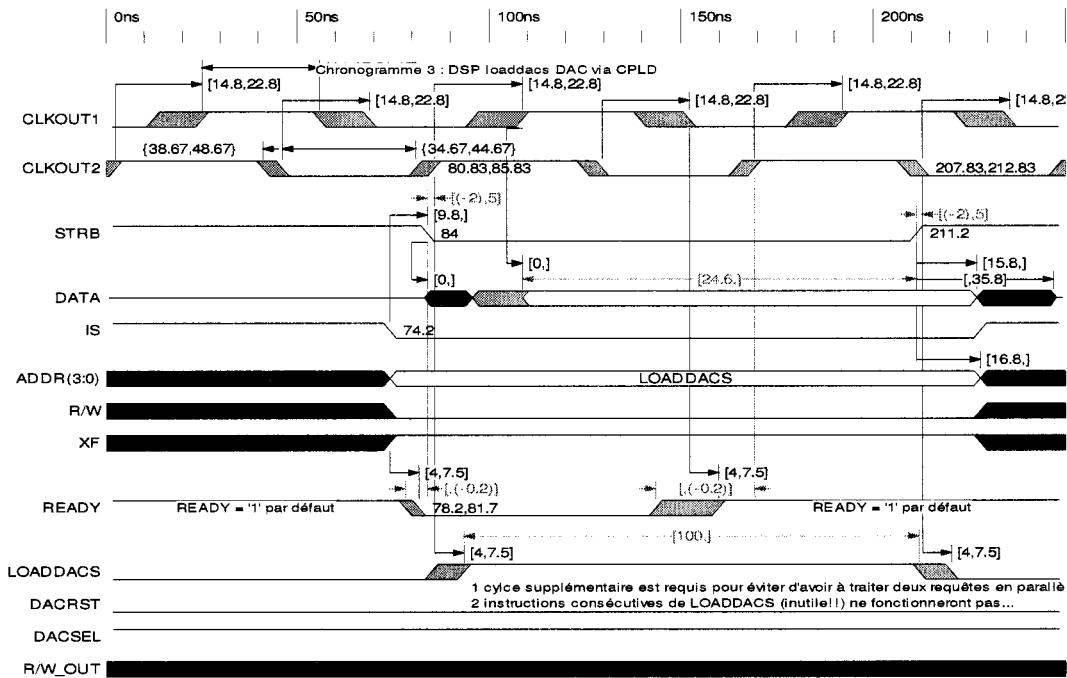


Figure II.1 Chronogramme d'une opération de loadDACS

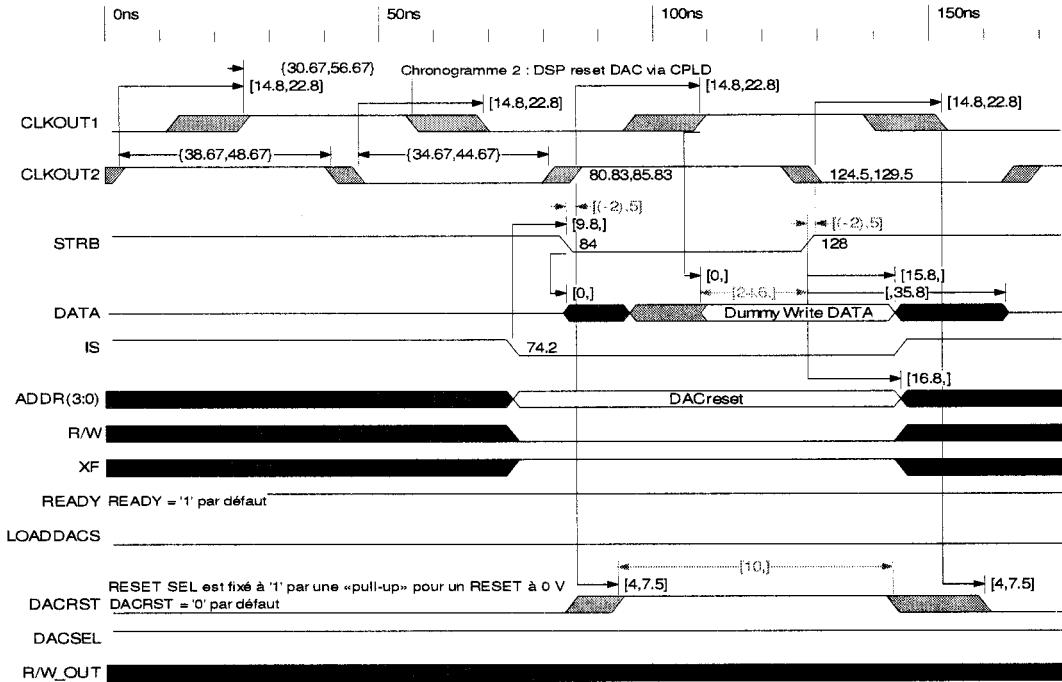


Figure II.2 Chronogramme d'une remise à zéro des quatre sorties du DAC

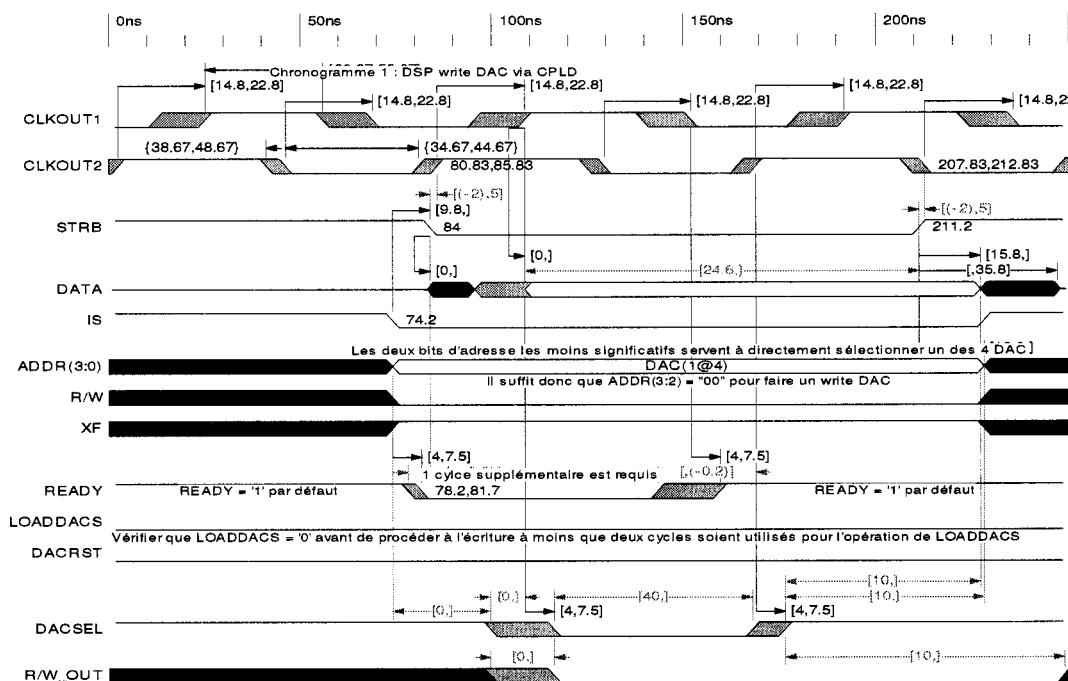


Figure II.3 Chronogramme d'une écriture au DAC

II.2.2 : ADC

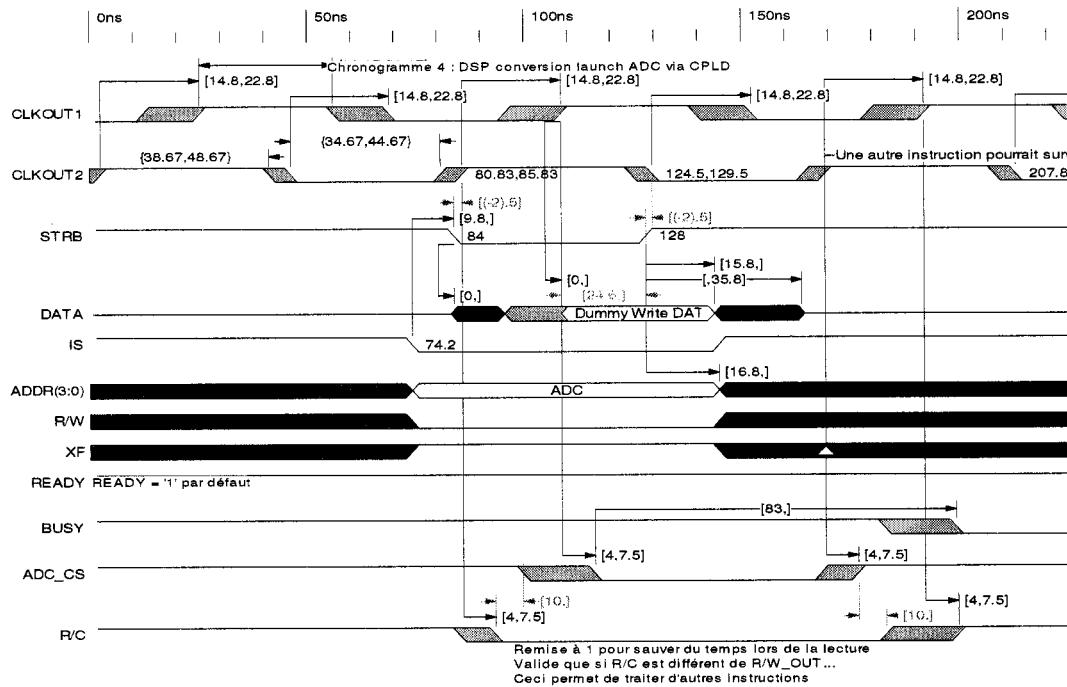


Figure II.4 Chronogramme d'une demande de conversion à l'ADC

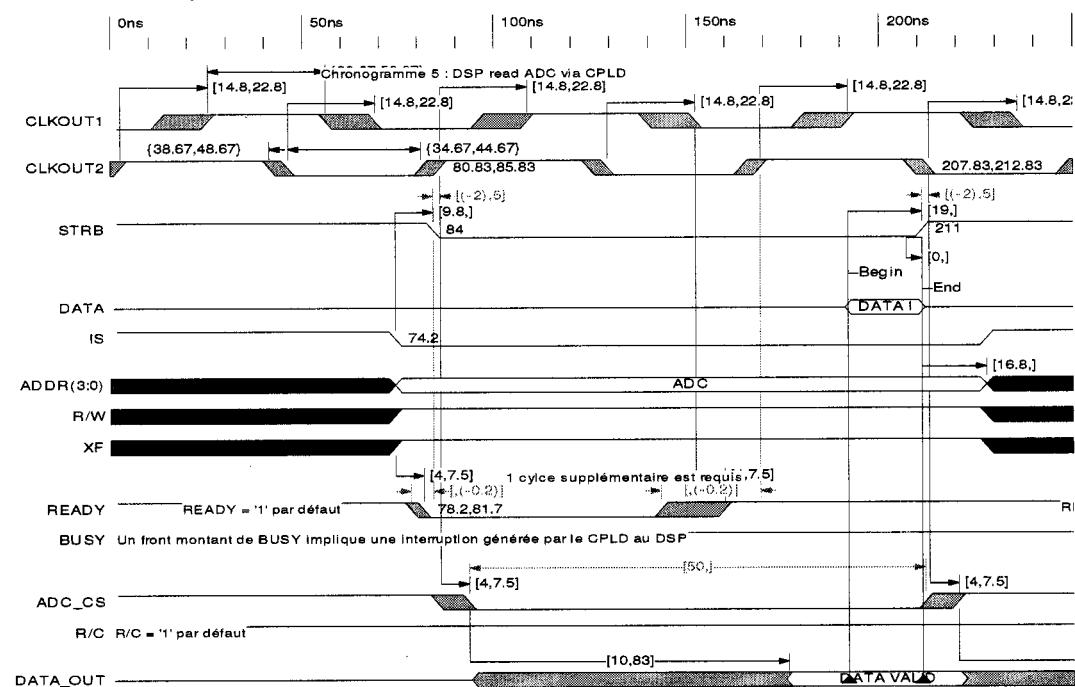


Figure II.5 Chronogramme d'une lecture de l'ADC

II.2.3 : FlashRAM

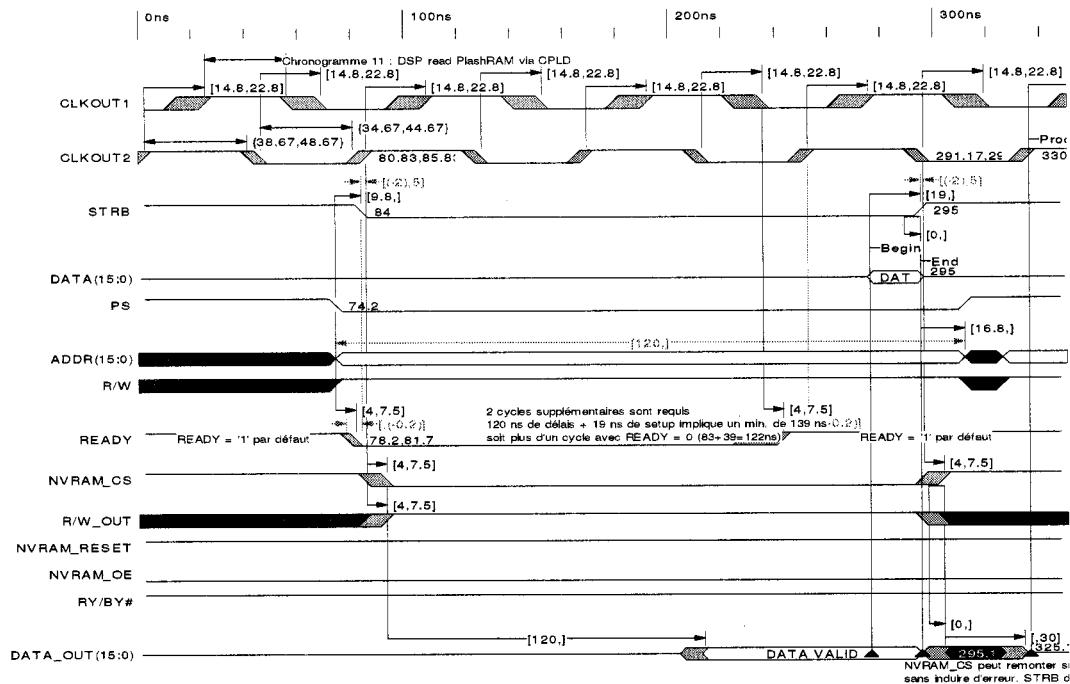


Figure II.6 Chronogramme d'une lecture de la FlashRAM

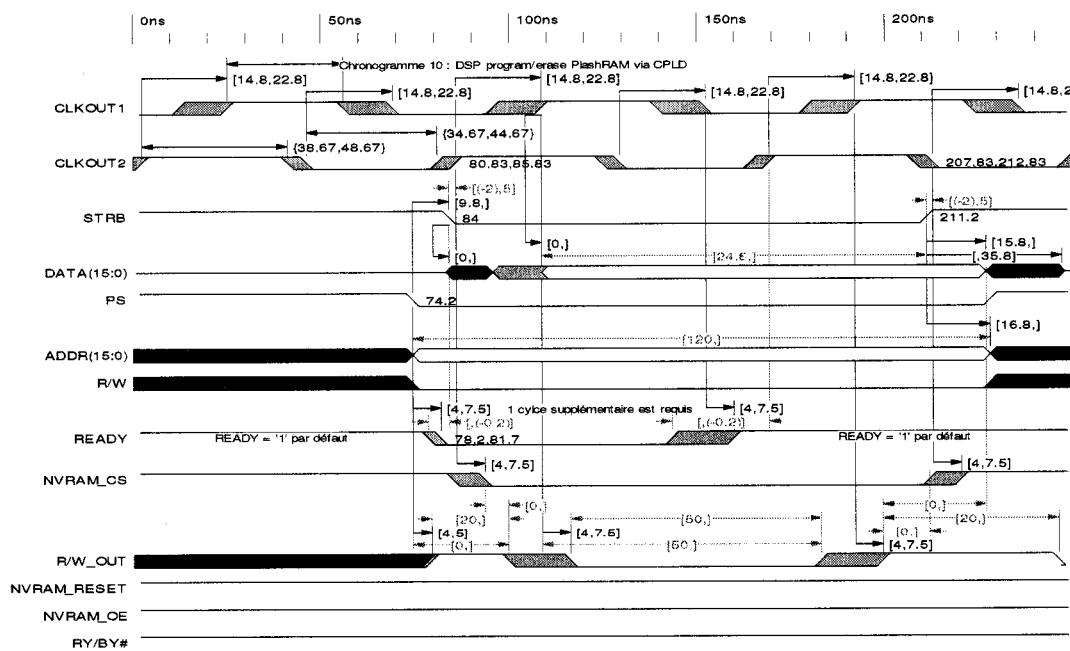


Figure II.7 Chronogramme d'une écriture à la FlashRAM

II.2.4 : SRAM

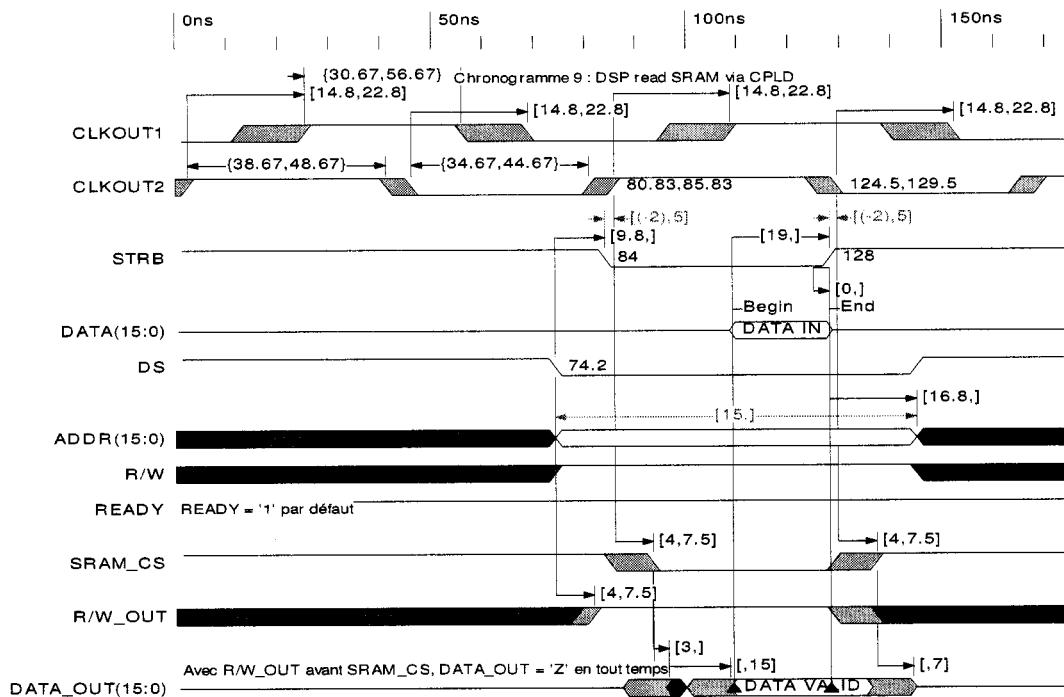


Figure II.8 Chronogramme d'une lecture de la SRAM

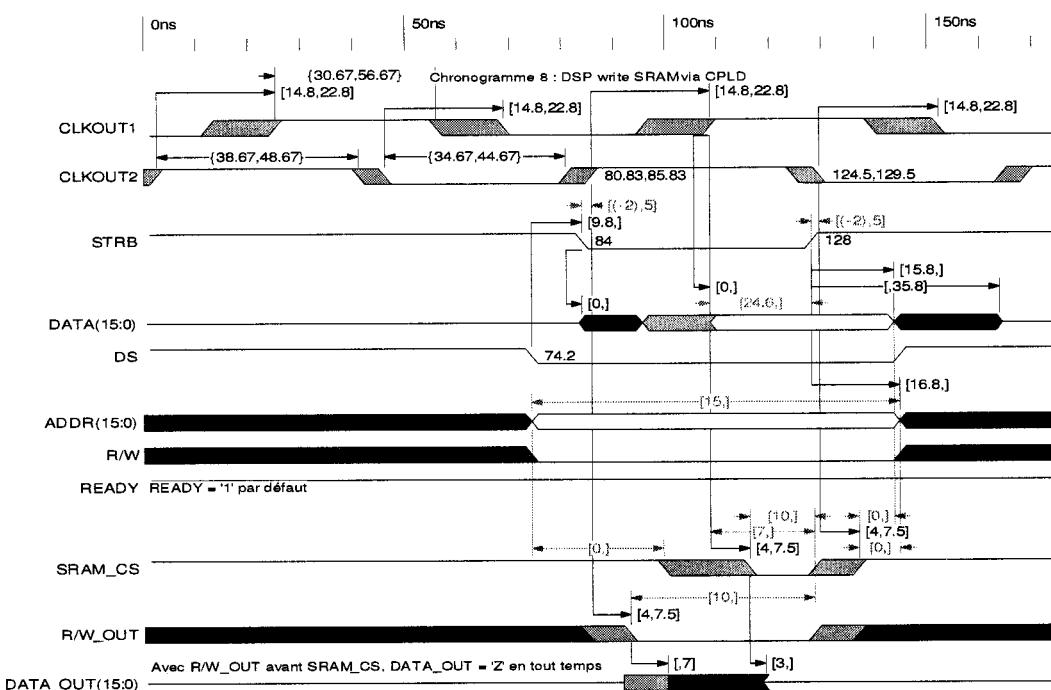


Figure II.9 Chronogramme d'une écriture à la SRAM

II.2.5 : TIR2000

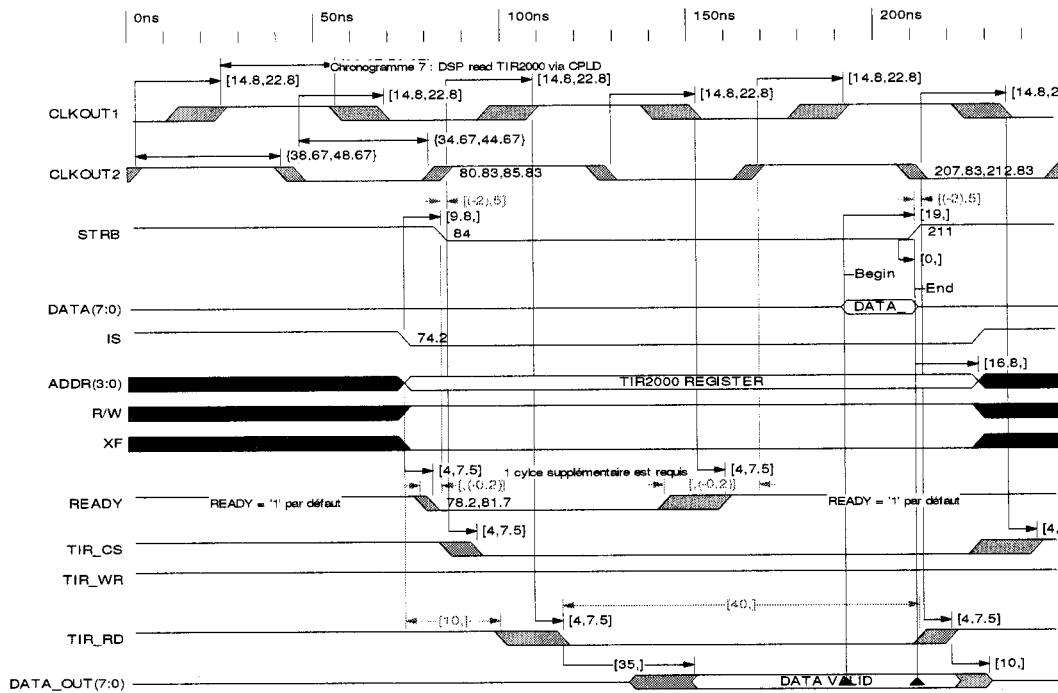


Figure II.10 Chronogramme d'une lecture du TIR2000

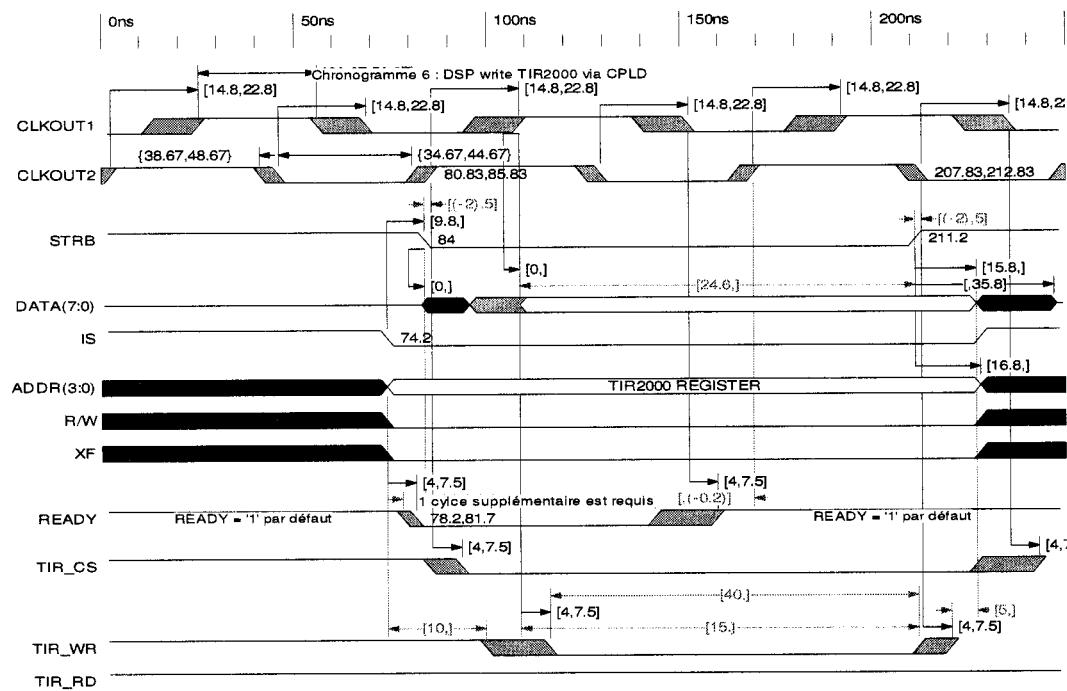


Figure II.11 Chronogramme d'une écriture au TIR2000

II.3 : Liste des prototypes réalisés

La première année, les prototypes ont été réalisés par *Hannoyer et al. (2004)* au LPKF. Voyant que le placement et routage du circuit numérique étaient beaucoup trop complexes, un PCB à quatre couches a été réalisé par l'auteur du mémoire, soit le MAFwalker, fabriqué par la compagnie Sierra Proto Express. Avec des composants montés en surface, un plus petit circuit a été réalisé en plus de minimiser le bruit aux contacts. En plus d'intégrer des cavaliers, des DELs et des borniers en facilitant la validation, ce PCB fait aussi recours à l'adaptation d'impédance en prenant compte l'épaisseur du diélectrique FR4 utilisé. L'auteur s'est inspiré de *Hannoyer et al. (2004)* pour les calculs théoriques. Des photos des différents prototypes sont présentées plus bas.

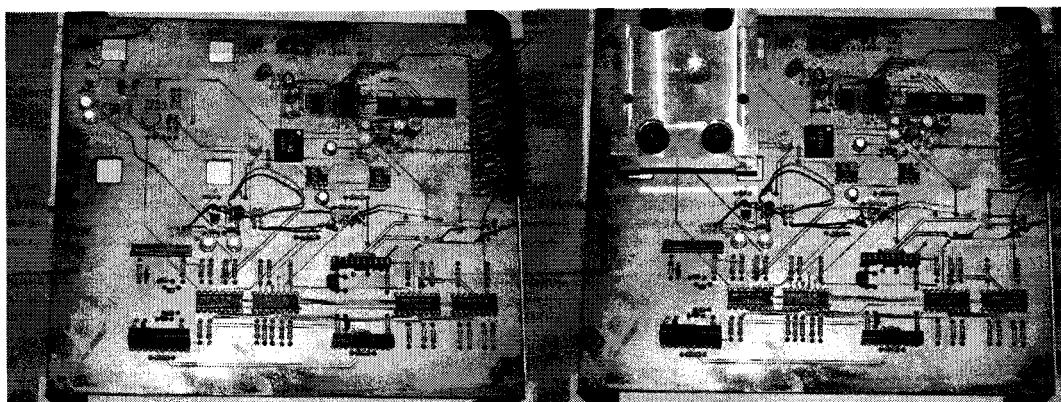


Figure II.12 Prototype sur deux couches du circuit STM, version 1

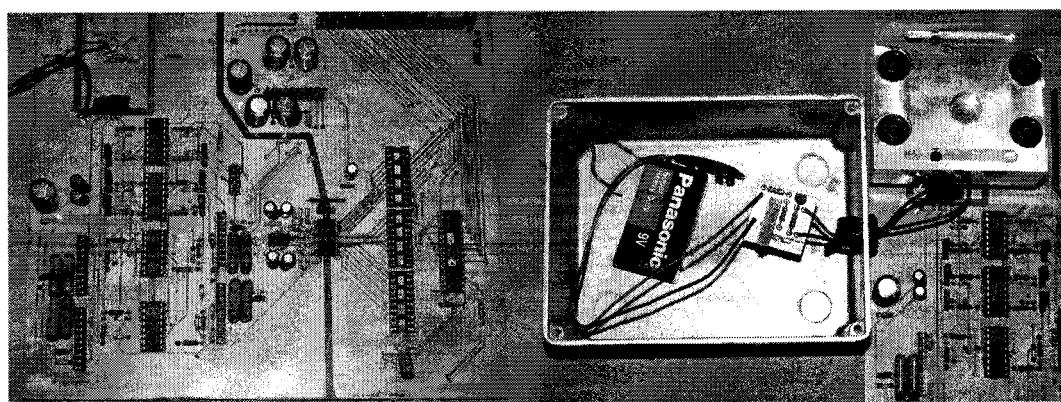


Figure II.13 Prototypes sur deux couches du circuit STM, version 2 et du circuit NanoCourant

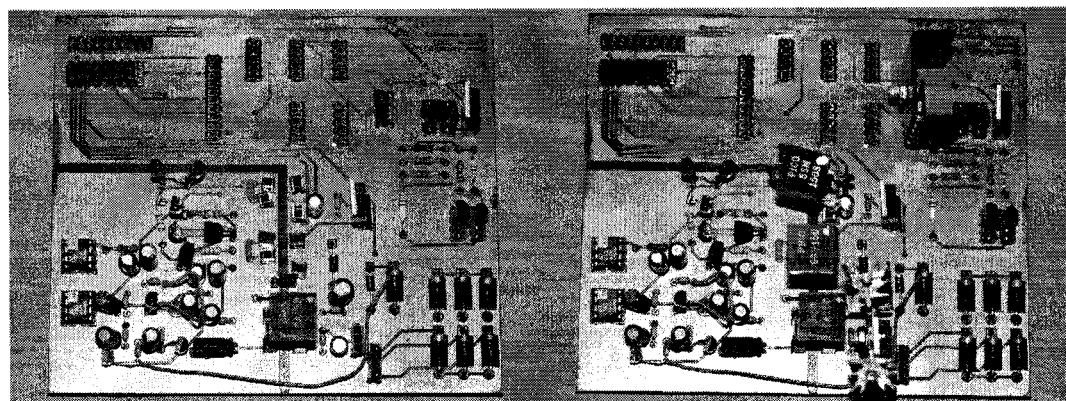


Figure II.14 Prototype sur deux couches du circuit d'alimentation

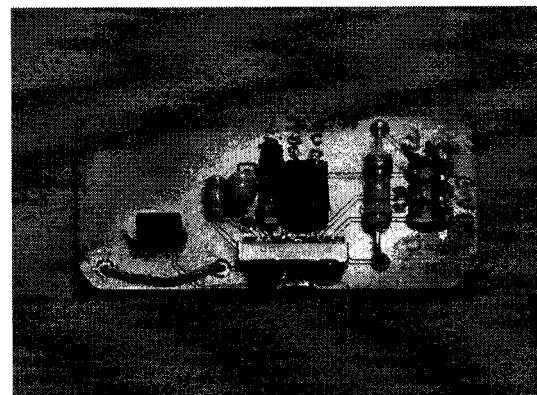


Figure II.15 Prototype sur deux couches du circuit de communication IR



Figure II.16 Prototype sur deux couches du circuit de température

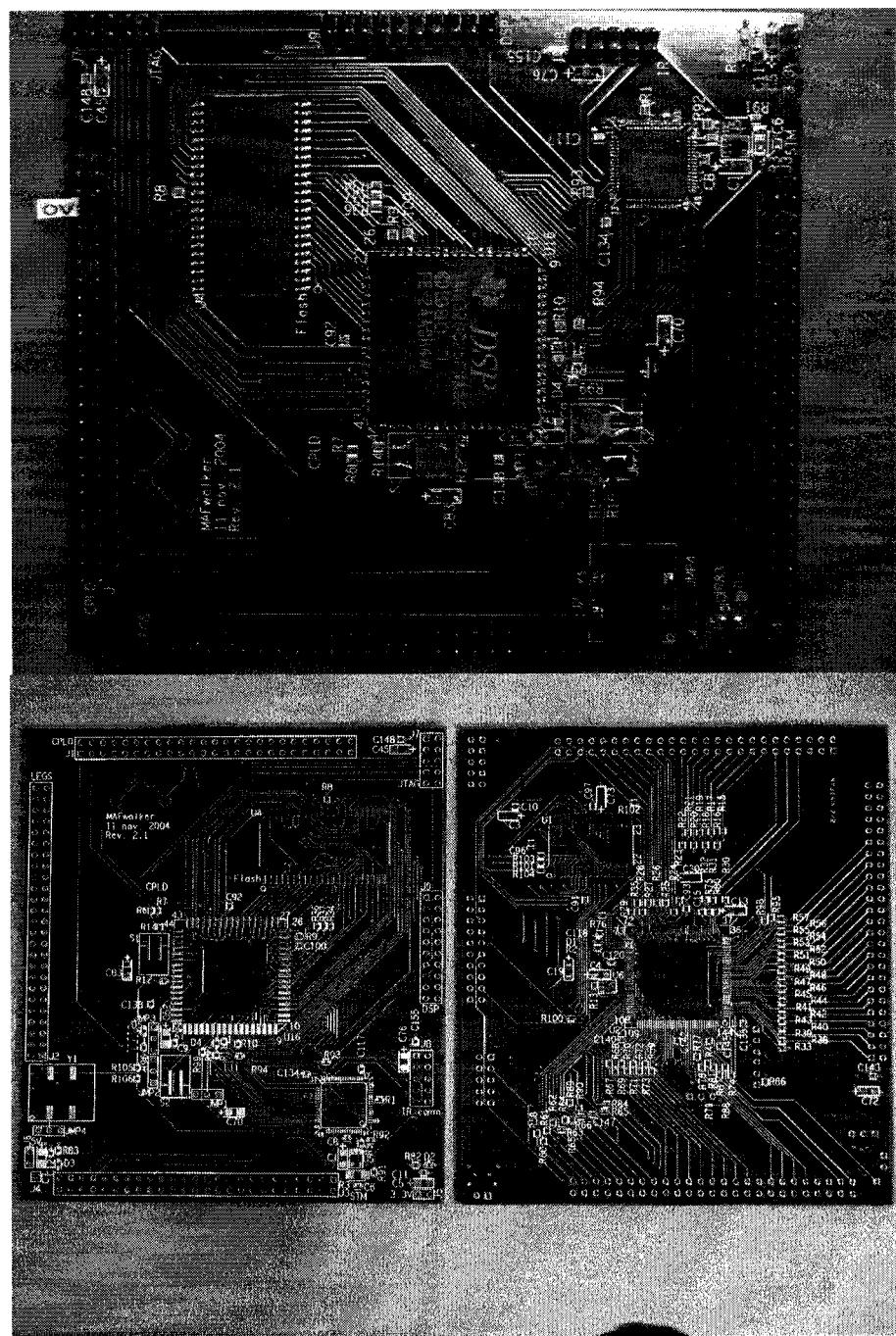


Figure II.17 Prototype sur quatre couches du circuit MAFwalker

ANNEXE III : ALGORITHME DES PATTES

Tel qu'entrevue à l'ANNEXE I : sur l'effet piézoélectrique, les méthodes *stick-slip* et *inertia drive* s'appliqueraient mal au cas du NW en raison de la disposition des pattes à 45 degrés de la verticale. Une méthode s'inspirant des sauts de lapin a donc été élaborée pour maximiser la longueur des sauts du NW. Pour un mouvement de translation rectiligne dans le sens indiqué par la patte avant, on peut décortiquer cet algorithme en deux étapes. Premièrement, la patte avant se recourbe vers l'intérieur pour que le NW s'appuie sur ses pattes arrière. Deuxièmement, les deux pattes arrière s'extensionnent pour pousser le robot vers l'avant. Il est à noter que la composante latérale des forces s'annule. La Figure III.1 illustre la morphologie des pattes vue de haut alors que la Figure III.2 présente une vue de côté dans le plan de la direction du déplacement.

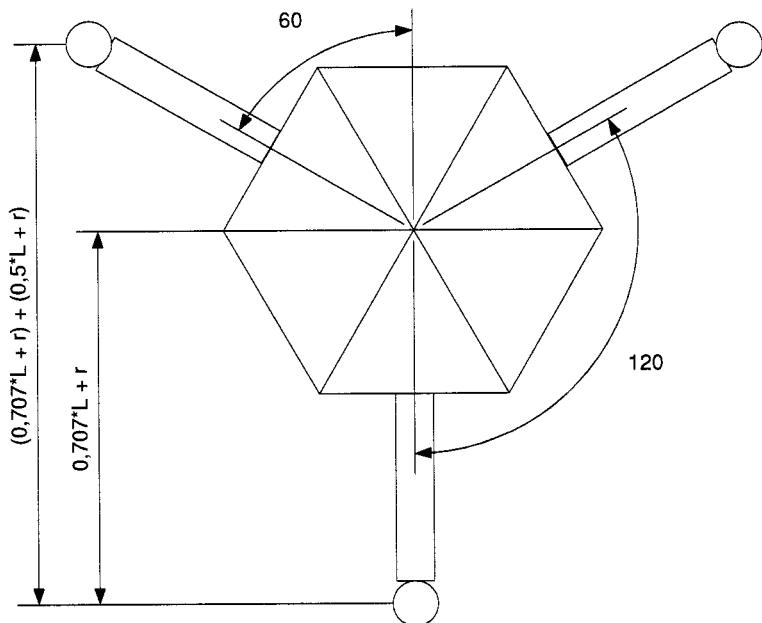


Figure III.1 Morphologie des pattes du NanoWalker vue de haut

La Figure III.3 illustre bien ces deux étapes. En supposant que cet algorithme soit valide, l'activation de la patte avant requiert une polarisation complémentaire des électrodes traversées par la coupe de la Figure III.2., ce qui n'est exigeant. Cependant, puisque le design actuel prévoit trois piézos identiques de sorte que chaque patte pourrait agir en

tant que patte avant, l'activation des pattes arrière se fait de façon axiale ou longitudinale, ce qui requiert l'activation de huit électrodes simultanément avec la même polarité.

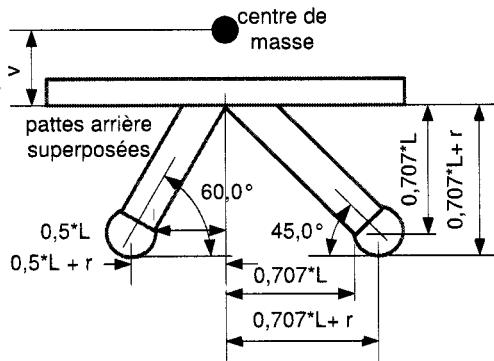


Figure III.2 Morphologie des pattes du NanoWalker dans le plan de la direction de son déplacement

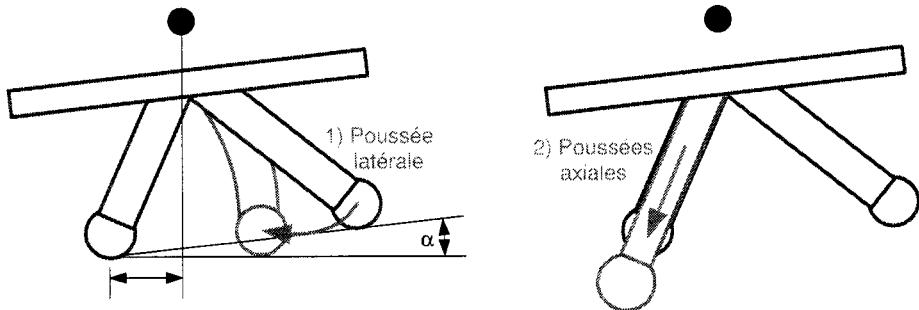


Figure III.3 Représentation de l'algorithme de déplacement

Il est donc possible, en première approximation, d'évaluer ces deux étapes comme étant totalement découplées. On suppose qu'à la première étape, la friction des pattes arrière empêche toute translation. Il en résulte donc un mouvement de pivot autour des points d'appui des pattes arrière. Ensuite, les poussées des deux pattes arrière provoquent un mouvement que l'on peut analyser selon le modèle des projectiles.

En analysant cet algorithme de façon plus poussée, le moment d'activation des deux étapes occupe une grande importance. En effet, l'instant de la deuxième impulsion aura un effet selon le temps écoulé depuis la première étape ; c'est-à-dire selon que le robot aura commencé à pivoter vers le bas ou non.

Étant donné que cet algorithme comporte encore bien des inconnus, les tests de commutation des pattes se font toujours avec les 12 électrodes en même temps, soit le cas le plus lent.

ANNEXE IV : LISTE DES ÉTUDIANTS SUPERVISÉS

- ✓ Conception et validation d'un circuit prototype pour la communication IR et implémentation avec le eZdspF2812.

Éric L'Heureux E2003 (Stage d'été)

Supervision conjointe avec Dominic St-Jacques

- ✓ Conception et validation de prototypes des modules du NanoWalker

Pascal Hannoyer E2003 (Stage d'été)

- ✓ Recherche de solution de remplacement du InchWorm pour le NanoWalker

Alexandre Blouin E2003-A2003

- ✓ Étude des techniques de placement et de routage sur PCB appliquée au projet NanoWalker

Pascal Hannoyer et Pei-Chieh Chen H2004 (PFE 6 crédits)

- ✓ Design VHDL du CPLD et d'une solution de programmation de la mémoire Flash par JTAG dans le cadre du projet NanoWalker.

Étude et implémentation des responsabilités du CPLD du NanoWalker

Philippe Ouimet A2003-H2004 (PFE 6 crédits)

Supervision conjointe avec Dominic St-Jacques

- ✓ Caractérisation des composantes principales impliquées dans le déplacement du NanoWalker

Céline Poirier H2004 (PFE 3 crédits)

Supervision conjointe avec Nami Bae

- ## ✓ Programmation du prototype MacroWalker

David Salamanca E2004 (Stage d'été)

Supervision conjointe avec Dominic St-Jacques

- ✓ Programmation du prototype MacroWalker

Marc Léger E2004 (Stage de fin de diplôme)

Supervision conjointe avec Dominic St-Jacques

- ✓ Caractérisation d'actionneurs piézoélectriques par interférométrie

Blandine Tortech H2004-E2004 (Stage de fin de diplôme)

Supervision en collaboration avec Nami Bae

- ✓ Programmation du DSP et validation du circuit MAFwalker pour le projet NanoWalker

David Salamanca H2006 (PFE 3 crédits)