

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté de génie
Département de génie électrique et génie informatique

**CONCEPTION D'UN LIEN DE COMMUNICATION
POUR BioMicroRobot**

Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées
Spécialité : génie électrique

Hicham SEMMAOUI

Sherbrooke (Québec), Canada

Juillet 2004

SOMMAIRE

La microrobotique a refait surface récemment avec l'arrivée des MEMS (*Micro-Electro-Mechanicals Systems*). On note beaucoup d'intérêt dans la micromanipulation de micro-organismes, dans l'assemblage de micromoteur et dans l'exploration des milieux fortement confinés. Ce domaine est une science en émergence qui lie les technologies développées par la microélectronique et par la robotique. Le projet, développé au *Groupe de Recherche en Appareillage Médical de Sherbrooke* (GRAMS), est au centre d'une équipe multidisciplinaire qui regroupe plusieurs acteurs en chimie, en physique, en électronique et en mécanique. Ces travaux concernent la conception théorique et la fabrication d'un BioMicroRobot (BMR) hexapode autonome de l'ordre du millimètre.

L'alimentation autonome des BioMicroRobots constitue un défi de taille. Afin de fournir l'énergie nécessaire au BMR, l'utilisation d'un lien inductif basé sur une bobine d'une géométrie spéciale appelé bobine d'Helmholtz pilotée par un amplificateur de puissance classe E et un modulateur AM (code Manchester) est nécessaire. De son côté, le BioMicroRobot du GRAMS, posséderait une minuscule bobine (antenne réceptrice), et un circuit électronique simple de traitement du signal capable de récupérer l'énergie de la porteuse.

REMERCIEMENTS

Je remercie Monsieur Réjean Fontaine, mon directeur de maîtrise, pour m'avoir accueilli dans son groupe de recherche, le GRAMS (Groupe de Recherche en Appareillage Médicale de Sherbrooke). Je lui suis très reconnaissant de m'avoir apporté ses connaissances et de m'avoir fait partager son enthousiasme. Qu'il soit remercié pour la liberté qu'il m'a laissée pour l'organisation et les orientations de mon travail, ainsi que pour sa disponibilité, sa sympathie et sa qualité d'écoute.

Je tiens à remercier également tous mes collègues, les membres du GRAMS, pour leurs aides précieuses et leurs commentaires constructifs.

Je désire adresser un cordial merci à tout le personnel du département de génie électrique et génie informatique. Particulièrement à Réjean Bernier pour m'avoir communiqué plusieurs informations pertinentes et essentielles au développement du projet.

Je remercie également la Société Canadienne de Microélectronique (SCM), qui a contribué à la fabrication de mon circuit intégré.

Finalement, un grand merci à ma famille et particulièrement à mes parents, mes frères, ma sœur et à tous mes amis pour leur aide, directe ou indirecte, et leur encouragement.

TABLE DE MATIERES

Sommaire.....	i
Remerciements	ii
Table de matières	iii
Liste de figures	vi

INTRODUCTION	1
--------------------	---

CHAPITRE 2 : LES MODES D'ALIMENTATIONS EN ENERGIE DES MICROSYSTEMES ET MICROROBOTS..... 5

2.1 Introduction	5
2.2 Description des modes d'alimentation	5
2.2.1 Champ magnétique externe variable	6
2.2.2 L'énergie solaire	9
2.2.3 Fil conducteur	11
2.2.4 Pile et batterie	14
2.2.5 Champ mécanique vibratoire	15
2.2.6 Power floor	17
2.3 Conclusion	20

CHAPITRE 3 : LE LIEN INDUCTIF POUR BIOMICROROBOT..... 21

3.1 Introduction	21
3.2 Description et étude du lien inductif pour BioMicroRobot	22
3.2.1 Lien inductif	22
3.2.2 Aspect magnétique du lien	23
3.2.3 Aspect électrique du lien	25
3.3 Présentation des éléments du lien inductif	31
3.3.1 Comportement d'une inductance en radio-fréquence	31
3.3.2 Comportement d'une capacité en radio-fréquence	34
3.3.3 Bobine d'Helmholtz	35
3.3.4 Partie réceptrice	37

3.4 caractérisation du lien inductif pour le BioMicroRobot	39
3.4.1 coefficients de couplage K versus déplacements axiaux	39
3.4.2 la bande passante du lien inductif	41
3.4.3 Le rendement en puissance et en tension du lien	43
inductif pour BioMicroRobot	
3.5 Conclusion	44

CHAPITRE 4 : AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE CLASSE E.....46

4.1 Introduction	46
4.2 Description et étude d'un amplificateur de puissance classe E	47
pour piloter un lien inductif pour BioMicroRobot autonome	
4.2.1 Etude des circuits résonants pour un lien inductif pour	47
BiMicroRobot	
4.2.2 Un lien inductif piloté par un Amplificateur classe E	49
4.2.3 Principe de base de l'amplificateur classe E	51
4.2.4 Equations de base de l'amplificateur classe E	53
4.3 Analyse du circuit	55
4.3.1 Relations de base	55
4.3.2 Analyse en série de Fourier	56
4.3.3 puissance et rendement	59
4.3.4 Les éléments de l'amplificateur classe E optimal	60
4.3.5 Considérations pratiques de l'amplificateur classe E	62
4.3.6 Classe E pilotant un lien inductif	63
4.4 Présentation des calculs et simulations	64
4.4.1 Complément basé sur l'influence du facteur de qualité Q_1	66
4.5 Les critères des choix des éléments du lien inductif	68
4.5.1 Choix des inductances du lien inductif	68
4.5.2 Bobine d'Helmholtz	70
4.5.3 Partie réceptrice du lien	72
4.6 Présentation des éléments de l'amplificateur de puissance	73
classe E	
4.6.1 Le dispositif actif	73
4.6.2 La bobine de choc RFC	74

4.6.3	La capacité de shunt C_0	75
4.6.4	La capacité du réseau de sortie C_1	76
4.7	Montage pratique	76
4.8	Conclusion	79

**CHAPITRE 5 : LIEN DE COMMUNICATION ET L'ÉLECTRONIQUE INTERNE
DU LIEN.....80**

5.1	Introduction	80
5.2	lien de communication	81
5.2.1	modulateur d'amplitude	81
5.2.2	codeur Manchester	82
5.2.3	démodulateur d'amplitude	85
5.3	électronique interne du BMR	86
5.3.1	Multiplicateur de tension	87
5.3.2	régulateur de tension	88
5.3.3	schéma électrique de la partie interne du lien et son fonctionnement	89
5.3.4	explication du fonctionnement de l'électronique	89
5.4	simulation et choix du montage	91
5.4.1	choix de la configuration de la partie interne	91
5.4.2	simulation	92
5.5	Considérations pratiques et mesures	94
5.5.1	Conception des éléments actifs sur un prédiffusé	94
5.5.2	Circuit hybride à couches épaisses	96
5.5.3	Circuit final	98
5.5.4	Mesures et résultats des tests	99
5.4	Conclusion	100

CONCLUSION102

BIBLIOGRAPHIE105

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	(a) et (b) Vues schématiques de la micromachine d'Ishiyama	6
Figure 2.2	Déplacement de la micromachine d'Ishiyama à travers un morceau de Viande.....	7
Figure 2.3	Le microrobot nageur en FMP de l'équipe de Tao	8
Figure 2.4	Le principe de fonctionnement du microrobot nageur en FMP	9
Figure 2.5	La cellule solaire qui alimente le microrobot de Yeh	9
Figure 2.6	Diagramme des modules du microrobot de Yeh	10
Figure 2.7	Les trois modules du microrobot de Hollar	11
Figure 2.8	Vue schématique du microrobot d'Eberfors	12
Figure 2.9	Le microrobot d'Eberfors durant une test de charge	12
Figure 2.10	Microrobot portant un insecte de Kladitis	13
Figure 2.11	Structure 3D du microrobot de Bonvilain	13
Figure 2.12	Robot-cricket hybride	14
Figure 2.13	Alice le micro-robot cube de sucre	15
Figure 2.14	Le microrobot de TAKASHI avec ses dimensions	16
Figure 2.15	Concept de la sélection de l'alimentation en énergie de SHIMOYAMA.....	17
Figure 2.16	(a) et (b) <i>The NanoWalker</i>	18
Figure 2.17	<i>The power floor</i> pour le <i>NanoWalker</i>	19
Figure 2.18	Une jambe du <i>NanoWalker</i>	19
Figure 3.1	L'interaction magnétique entre deux spires	22
Figure 3.2	Transfert d'énergie entre deux bobines standards	23
Figure 3.3	Transfert d'énergie avec une bobine d'Helmholtz au primaire	24
Figure 3.4	Uniformité du champ magnétique à l'intérieur de la bobine d'Helmholtz	24
Figure 3.5	Modèle complet d'un transformateur faiblement couplé en régime harmonique	25
Figure 3.6	Rendements en tension et en puissance du lien en fonction de la charge R_2	28

Figure 3.7 Rendements en tension et en puissance en fonction du coefficient de couplage K pour une charge R_2 fixe	28
Figure 3.8 Zoom de la partie au voisinage de (0,0) de la figure 3.5	29
Figure 3.9 Schéma électrique du lien inductif simulé par Pspice	29
Figure 3.10 Visualisation de la tension récupérée par le secondaire du lien	30
Figure 3.11 Bande-passante du lien inductif	31
Figure 3.12 Capacité de distribution et la résistance en série d'une bobine	32
Figure 3.13 Circuit équivalent d'une bobine	32
Figure 3.14 Impédance équivalente réelle et idéale d'une bobine vs la fréquence	32
Figure 3.15 Variation de Q d'une bobine vs fréquence	33
Figure 3.16 Circuit équivalent d'un condensateur	34
Figure 3.17 Impédance équivalente réelle et idéale d'un condensateur vs la fréquence	35
Figure 3.18 Photo de la bobine d'Helmholtz	36
Figure 3.19 Les caractéristiques de la bobine d'Helmholtz seule, puis en série avec C_1	36
Figure 3.20 Photo de la bobine secondaire de coilcraft	37
Figure 3.21 Les caractéristiques de la bobine secondaire seule, puis en parallèle avec C_2	38
Figure 3.22 Montage expérimental pour évaluer le coefficient de couplage. θ présente la position angulaire de la bobine secondaire et x la position axiale	39
Figure 3.23 Système d'analyse perturbé par une sonde dans l'évaluation du coefficient de couplage K	40
Figure 3.24 Le coefficient de couplage K en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire est maintenue fixe	41
Figure 3.25 Schéma du montage expérimental pour évaluer la bande-passante, rendement en tension et le rendement en puissance.....	42
Figure 3.26 Bande-passante du lien inductif.....	42
Figure 3.27 Rendement en tension en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire est maintenue fixe	43
Figure 3.28 Rendement en puissance en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire est maintenue fixe	44

Figure 4.1	(a) Circuit résonant série. (b)Circuit résonnant parallèle (c) Réseau de charge multifréquence	48
Figure 4.2	Topologie d'un amplificateur de puissance Classe E	50
Figure 4.3	Réponse fréquentielle d'un réseau de charge multifréquence	50
Figure 4.4	(a) Circuit de base d'un amplificateur classe E. (b) Circuit équivalent idéal	52
Figure 4.5	Forme typique de courant et de tension au collecteur	53
Figure 4.6	Formes d'ondes d'un amplificateur de puissance classe E	54
Figure 4.7	Topologie d'un amplificateur classe E pilotant un lien inductif	64
Figure 4.8	Les signaux de simulation Pspice de l'APE de la figure 4.4	67
Figure 4.9	Les signaux de simulation Pspice de l'APE pilotant un lien inductif, de la figure 4.7	68
Figure 4.10	Représentation vectorielle des courants dans le réseau du secondaire	69
Figure 4.11	Photo de la bobine d'Helmholtz	71
Figure 4.12	Les caractéristiques de la bobine d'Helmholtz seule, puis en série avec C_1	71
Figure 4.13	Photo de la bobine secondaire de Coilcraft	72
Figure 4.14	Les caractéristiques de la bobine secondaire seule, puis en parallèle avec C_2	72
Figure 4.15	Circuit pratique de l'amplificateur classe E pilotant le lien inductif	72
Figure 4.16	Circuit pratique physique de l'amplificateur classe E pilotant le lien inductif	77
Figure 4.17	Le signal de sortie au borne de la charge du lien inductif	78
Figure 5.1	Schéma bloc de la partie interne du lien de communication	81
Figure 5.2	Lien de communication avec modulateur	82
Figure 5.3	Chronogrammes d'un code Manchester	83
Figure 5.4	Modulation d'amplitude contrôlée par un code Manchester	84
Figure 5.5	Schéma bloc du lien de communication	86
Figure 5.6	Schéma électrique du doubleur de tension	87
Figure 5.7	Schéma électrique du régulateur de tension	88
Figure 5.8	Schéma électrique complet de la partie interne du lien de	

	communication	89
Figure 5.9	Configurations des deux circuits de la partie interne	92
Figure 5.10	Schéma électrique du lien de communication	93
Figure 5.11	Tension de sortie du régulateur de tension de la partie interne	93
Figure 5.12	Schéma du montage du prédiffusé GA911	95
Figure 5.13	Identification des pattes de connexion du prédiffusé GA911	95
Figure 5.14	Schéma électrique des connexions du GA911 sur le circuit hybride	97
Figure 5.15	Schéma du circuit hybride à couches épaisses	97
Figure 5.16	Circuit physique du lien inductif	98
Figure 5.17	Circuit physique du lien inductif piloté par un modulateur-classe E	98
Figure 5.18	Circuit physique de la partie interne du lien de communication	99
Figure 5.19	Signal de sortie modulé par le modulateur AM.....	100

INTRODUCTION

Situé aux confins de la robotique, de la microélectronique et des microsystèmes, la microrobotique est une discipline nouvelle, dont l'activité est la manipulation micrométrique en vue de réaliser des opérations à l'échelle millimétrique, micrométrique voire, nanométrique. Le plus grand défi en microrobotique est l'intégration, sur des supports de très faibles dimensions, des fonctions fondamentales de mesure (microcapteurs), d'actionnement (microactionneurs) et d'électronique du traitement de l'information. Le passage d'un robot à un microrobot ne s'effectue pas par simple réduction d'échelle. La conception d'un microrobot pose des problèmes spécifiques liés au domaine de la micromécanique, où les effets de surface (frottements, forces d'adhésion) deviennent prépondérants par rapport aux effets de volume (inertie et gravité) [CHAILLET 1999].

Mir et al. [Mir et al. 2002] définissent, de manière générale, un microrobot comme un ensemble de dispositifs hautement intégrés, comprenant des transducteurs (capteurs et actionneurs) avec leurs interfaces électroniques, et pouvant exécuter des tâches intelligentes en réponse à un ensemble de commandes. Dans un microrobot, un transducteur est un microcomposant qui convertit une grandeur physique non électrique constituant un signal, en un signal électrique (capteur) ou vice versa (actionneur). On notera que l'on peut également définir la notion de microrobot, selon la définition qu'en a donné Mita et al. [Mita et al. 2001], avec les caractéristiques suivantes :

- Un système constitué de capteurs, actionneurs et processeurs intégrés
- Un système décentralisé
- Un système réparti
- Un système modulable en volume

L'avènement de la technologie microsystèmes (MEMS), vers les années 90, et qui est une partie intégrante du monde de la microrobotique, que l'on retrouve aussi sous d'autres noms ou acronymes comme *Micro Systems Technologies* (MST) en Europe ou Mécatronique au Japon, a entraîné le plus grand bouleversement technologique de la microrobotique. Les microsystèmes sont des composants miniaturisés réunissant des fonctions électroniques, mécaniques et optiques et qui sont généralement fabriqués à l'aide

des mêmes technologies et procédés que celles utilisées pour les puces de silicium. Les technologies MEMS se fondent sur les techniques existantes de la microélectronique et sur les nouvelles techniques de micro-usinage, qui peuvent employer aussi des procédés chimiques de hauts niveaux.

Enfin, la microrobotique trouve de nombreuses applications dans les secteurs, tel que : médical, les biotechnologies, l'assemblage, l'espace, l'environnement...etc. La microrobotique s'applique, en premier lieu, à la manipulation d'objets de très petites dimensions (de $1\mu\text{m}$ à 1mm) comme la micromanipulation d'éléments biologiques (cellules, ADN, micro-organismes) ou l'assemblage de pièces micromécaniques rigides (microroues dentées, microlentilles optiques). Elle concerne également l'exploration et l'inspection en milieu fortement confiné ou en milieu hostile.

Pour certaines applications où le microrobot doit être autonome s'ajoutent des modules d'alimentation et de communication miniaturisés. Grâce à la complémentarité de ses fonctionnalités, un microrobot peut gérer intelligemment le fonctionnement d'une application donnée.

Un des projets de l'équipe de recherche en Appareillage Médicale de Sherbrooke (GRAMS) à l'Université de Sherbrooke, consiste à développer un microrobot biocompatible appelé BioMicroRobot (BMR), dédié à la médecine. Il permettra éventuellement d'effectuer des interventions non-invasives dans le corps humain afin de guérir certaines pathologies nécessitant actuellement des chirurgies dangereuses. L'élimination d'anévrismes, le nettoyage de cholestérols sur les parois sanguines, l'élimination de cellules cancéreuses, la destruction de pierres rénales sont quelques exemples d'applications éventuelles, où l'utilisation de BioMicroRobot pourrait réduire l'incidence de certaines interventions chirurgicales. Le développement d'un système comme celui-ci demande un effort de recherche dans des directions qui touchent plusieurs disciplines comme le génie physique, le génie biomédical, le génie électrique et la médecine.

Le BMR du GRAMS est un petit robot qui ressemble à une puce de taille miniature, fabriqué par des pièces millimétriques et dédié à des applications médicales. Pour ses déplacements dans le milieu biologique du corps humain éventuel, il utilise des pattes au

nombre de six (Hexapode) basé sur un IMPC (*Ionic Metal-Polymer Composite*) [Otis 2003], [OTIS et coll., 2003]. Le système de propulsion est bio-inspiré avec ses six micro-pattes en IPMC. Un circuit intégré d'architecture RISC est fabriqué avec la technologie CMOS P18 [Jarry 2004], [JARRY et coll., 2003] et sera implanté dans le BMR pour contrôler sa démarche ainsi que ses différentes tâches. Pour fonctionner ce microcontrôleur a besoin d'une puissance moyenne de 1mW [Jarry 2004], tandis que le moyen de propulsion constitué par les pattes IMPC dont les dimensions actuelles, la longueur d'une patte est de 20 mm et son diamètre est de 5 mm, consomme à lui seul 21 mW [Otis 2003] ce qui donne une consommation totale de 22 mW. Notre objectif futur est de diminuer les dimensions des pattes et ainsi baisser la consommation du système de propulsion [Otis 2003] à 3 mW et par conséquent réduire la consommation totale du BMR à 4 mW.

Le but du présent projet de maîtrise est de concevoir et réaliser un prototype de système d'alimentation en énergie et en information permettant une autonomie totale en énergie et en contrôle (programmation) du BMR. Quelques obstacles techniques doivent être franchis avant de pouvoir réaliser ce genre de système d'alimentation pour les microrobots. Le chapitre 2 donne un aperçu de l'état de l'art actuel de la science à ce sujet, ainsi qu'une discussion et une analyse quantitative pour choisir la meilleure façon d'alimenter le BioMicroRobt.

Le chapitre 3 s'attarde à l'étude d'un lien inductif, constitué de deux bobines, l'une est externe et dite primaire, l'autre est implantée et dite secondaire. La bobine secondaire constitue le corps du BMR. L'ensemble forme un transformateur faiblement couplé et syntonisé à une fréquence de 20 MHz à l'aide de condensateurs de hautes fréquences. L'énergie et l'information seront transmises à travers ce lien. Le lien étudié dans ce chapitre est basé sur une bobine d'une géométrie spéciale appelé bobine d'Helmholtz. L'étude consiste à calculer le rendement d'efficacité du lien et de valider la nouvelle géométrie au primaire, basée sur les bobines d'Helmholtz. Elle a permis aussi de déterminer la bande passante du lien inductif et sa capacité à transmettre des informations en toute fidélité.

Le chapitre 4 effectue une étude détaillée d'un amplificateur de puissance classe E. Ce dernier a été sélectionné car il présente le rendement théorique le plus élevé. De plus, le réseau de charge de l'amplificateur classe E est bien adapté à piloter un lien inductif de

configuration série-parallèle présenté dans le chapitre 3. Comme ce mode d'alimentation, en occurrence le lien inductif, est responsable d'acheminer l'énergie et l'information de l'extérieur vers l'intérieur du corps de l'humain, un modulateur AM est conçu pour coder les mots de commande en un code Manchester. Ce chapitre démontre que la topologie du réseau de charge d'un amplificateur classe E, s'adapte bien pour piloter la partie primaire du lien inductif et que le rendement de l'amplificateur de puissance classe E, utilisé, est de 95 %. Le rendement de l'ensemble amplificateur classe E - lien inductif est beaucoup plus faible à cause du facteur de couplage du lien. Une puissance alternative moyenne de 6.44 mW a été récupérée au secondaire du lien.

Enfin, au chapitre 5, le lecteur trouvera les éléments de conception électronique de la partie interne qui vont, comme la bobine secondaire, faire partie du corps du BMR. Le démodulateur AM complémentaire au modulateur de l'émission, une unité de récupération de puissance de la porteuse à 20 MHz pour alimenter le microcontrôleur présenté et les pattes en IPMC. L'espace qu'occupent ces composantes doit être assez restreint. Pour aller de paire avec la logique de miniaturisation en rigueur dans les microrobots, on a choisi d'utiliser pour le prototype un circuit prédiffusé de Gennum le GA911 (2 x 1), monté sur un circuit hybride à couches épaisses. Les essais et mesures démontrent que la récupération des informations codées et modulées se fait sans difficulté au niveau du démodulateur au secondaire, tout en maintenant une puissance continue de 4 mW à la sortie du régulateur de tension. Cette puissance servira à alimenter adéquatement le microcontrôleur et les pattes du BMR.

CHAPITRE 2

LES MODES D'ALIMENTATIONS EN ENERGIE DES MICROSYSTEMES ET MICROROBOTS

2.1 Introduction

La BioMicroRobotique laisse entrevoir une grande révolution relativement aux interventions intracorporelles chez l'humain. Cette branche de technologie en émergence, située aux confins des disciplines biomédicale, microélectronique et robotique, consiste à concevoir des robots de tailles millimétriques biocompatibles capables d'intervenir au niveau du corps humain en traitant au niveau cellulaire des organes atteints d'une pathologie.

L'objectif principal de ce travail de recherche consiste à concevoir un lien de communication inductif afin d'alimenter en énergie et en information le BMR du GRAMS. Plusieurs possibilités s'offrent à nous pour alimenter en énergie un BMR. En parcourant la littérature spécialisée, les types d'alimentation peuvent être classés, entre autres, sous les catégories suivantes : champ magnétique externe variable, l'énergie solaire, fil électrique, pile et batterie, champ mécanique de vibration, plancher d'alimentation, etc.

Dans le but de trouver une solution qui va satisfaire les critères d'une alimentation adéquate pour le BMR, une description des principaux moyens et modes d'alimentations seront présentés afin de valider la meilleure solution.

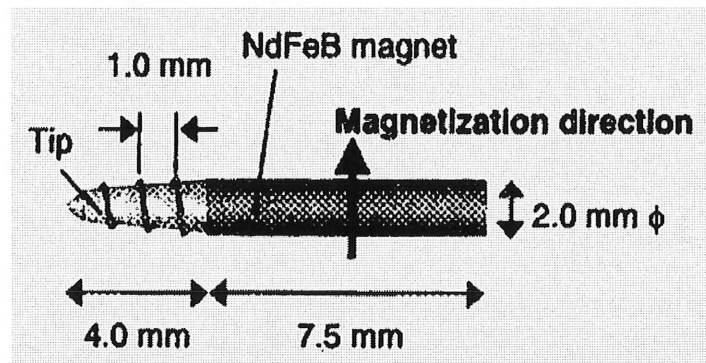
2.2 Description des modes d'alimentations

Cette revue de la littérature présente les modes d'alimentation envisagés pour alimenter les microrobots de taille sous-centimétrique et millimétrique. Ces derniers sont présentés en fonction des sources d'énergie et/ou du mode d'acheminement de cette énergie aux microrobots. Cette revue ne fait pas l'inventaire de tous les modes d'alimentations qui existent, mais inclue ceux jugés utiles à étudier dans le cadre de ce travail de recherche.

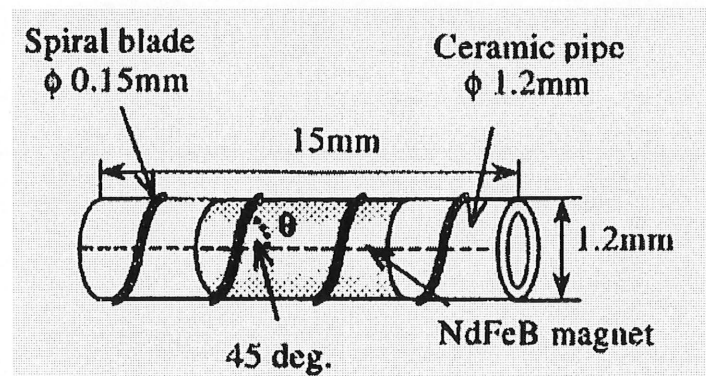
2.2.1 Champ magnétique externe variable

Les microrobots magnétiques sont pilotés à l'aide d'un champ magnétique variable oscillant. Le principe du déplacement est basé sur l'utilisation, pour ces microrobots, d'un corps ferromagnétique qui sera polarisé suivant le sens du champ magnétique ambiant. On comprend bien que lorsque le champ magnétique ambiant est tournant ceci peut provoquer, sous certaines conditions, le déplacement d'un microrobot. Deux microrobots, à titre d'exemples, exploitent ce principe pour leurs alimentations et contrôles, le microrobot Vis [Ishiyama et al. 2001] et le microrobot nageur [Tao et al. 2002].

Le microrobot Vis est composé d'un cylindre magnétisé NdFeB avec un diamètre de 2 mm et une longueur de 7.5 mm, (figure 2.1 (a) et (b)). Les lames sont fabriquées avec un fil métallique de 0.15 mm de diamètre.



(a)



(b)

Figure 2.1 (a) et (b) Schémas de principe d'un microrobot basé sur un champ magnétique externe [Ishiyama et al. 2001]

Chapitre 2

Le champ magnétique oscillant extérieur contrôle à la fois la vitesse et le sens de déplacements du microrobot Vis. La vitesse est proportionnelle à la fréquence du champ magnétique. Or cette relation est paramétrée par l'intensité du champ magnétique, dans le sens que, pour une même fréquence, la vitesse sera plus grande si l'intensité est plus importante. Pour ce qui est du sens de déplacement du microrobot Vis, il dépend du sens de rotation du champ magnétique, qui consiste à inverser le moment de force appliqué à la Vis. Ceci va permettre de contrôler l'avancement ou le recul du microrobot.

Le déplacement de la micromachine Vis de Ishiyama a été testé à travers un gel et un morceau de viande de bœuf, (figure 2.2). Les auteurs ont constaté que la vitesse varie également avec le changement du milieu immédiat de la machine.

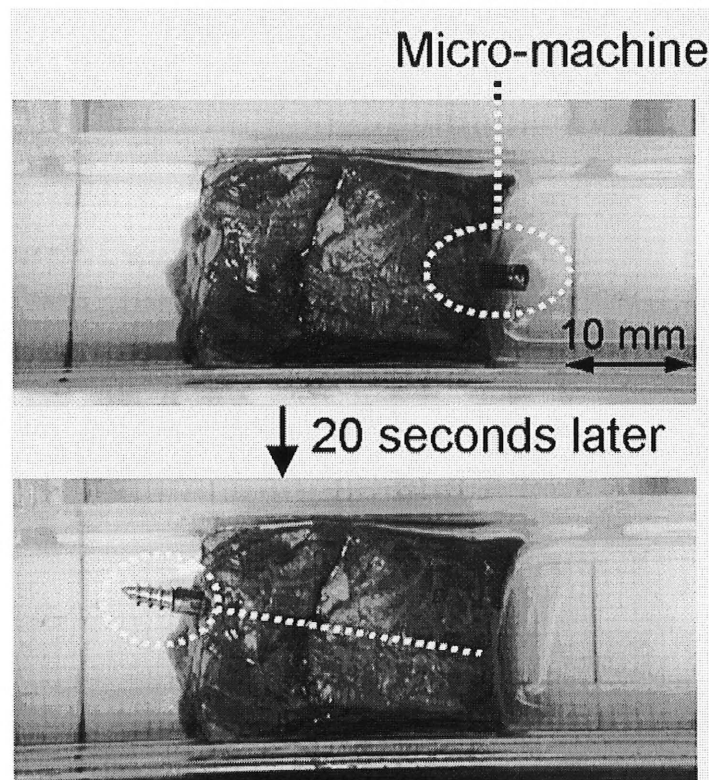


Figure 2.2 Déplacement de la micromachine à travers un gel et un morceau de viande de bœuf [Ishiyama et al. 2001]

Chapitre 2

Selon les auteurs, ce microrobot Vis, présente un grand potentiel dans les applications médicales à l'intérieur du corps humain si ses dimensions sont réduites à une taille micrométrique.

Le corps rigide et les lames en métal du microrobot Vis, décrit précédemment, peuvent causer des blessures à l'intérieur du corps humain [Tao et al. 2002]. Pour pallier ce problème, un nouveau matériau intelligent, polymère ferromagnétique (FMP) permettant de construire des actuateurs flexibles et souples, a été développé par [Tao et al. 2002].

Le microrobot de l'équipe de Tao a la forme d'une balle de fusil en plastique où sur chacun de ses deux côtés deux ailes souples en FMP sont placées. La taille totale de ce microrobot est de 20 mm de long avec un diamètre de 5 mm (figure 2.3). Sous l'action d'un champ magnétique tournant les ailes souples en FMP, s'allongent pour atteindre une amplitude maximale dans le sens opposé des lignes de champ magnétique (figure 2.4). À sa disparition, elles vont regagner la position initiale, créant ainsi un mouvement de natation du microrobot dans l'eau sous le contrôle du champ extérieur. Selon Tao, l'amplitude est maximale si la fréquence du champ est égale à celle de résonance des ailes. La vitesse et la direction de cette micromachine dépendent de l'intensité et de la fréquence des pulsations du champ magnétique, la vitesse maximale de 42 mm/s est atteinte avec une fréquence de 20 Hz et une intensité de 15 mT.

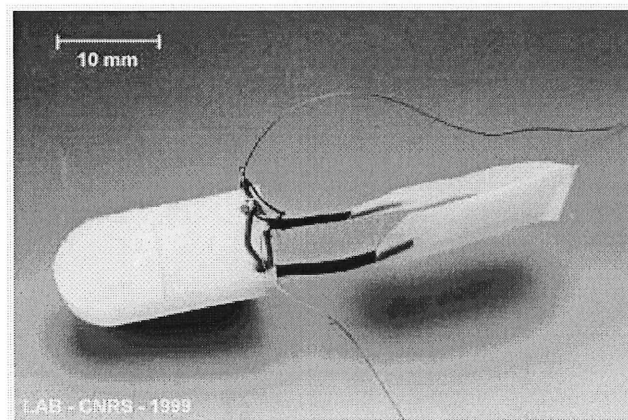


Figure 2.3 Le microrobot nageur en FMP de l'équipe de Tao [Tao et al. 2002]

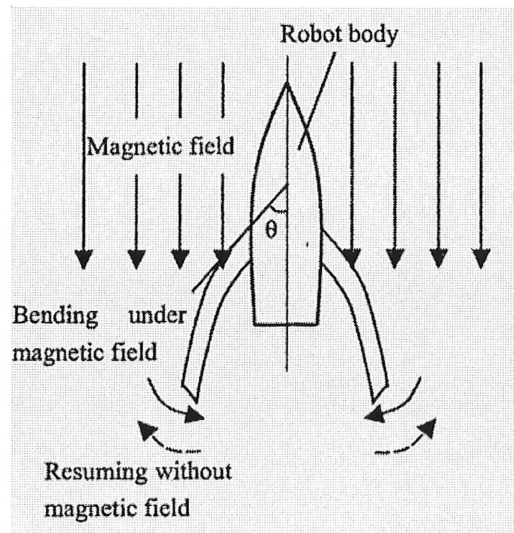


Figure 2.4 Le principe de fonctionnement du microrobot nageur en FMP [Tao et al. 2002]

2.2.2 L'énergie solaire

Un premier microrobot, alimenté par des cellules solaires, a été fabriqué [Yeh et al. 2001], (figure 2.5). Le microrobot est construit par plusieurs modules présentés à la figure 2.6, ces derniers sont fabriqués en silicium par différents procédés microélectronique.

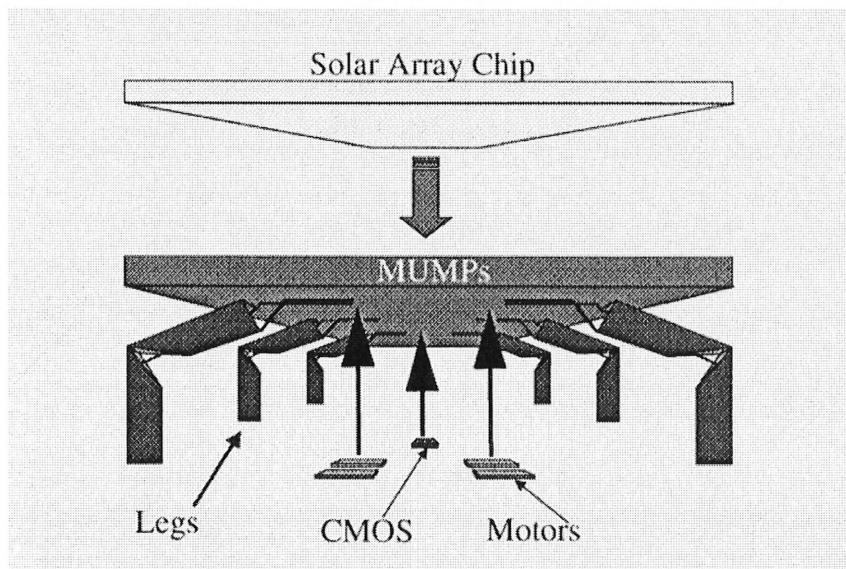


Figure 2.5 Microrobot alimenté par l'énergie solaire [Yeh et al. 2001]

Chapitre 2

Ce microrobot a six micro-jambes comportant deux degrés de liberté. Les micro-jambes sont des actuateurs électrostatiques, contrôlés par un processeur en CMOS monté sur le microrobot dont la taille n'est pas précisée. L'ensemble est alimenté par des cellules solaires dont la surface totale est de 1 cm^2 , et qui fournissent une puissance de 10 mW sous un rendement de 10%.

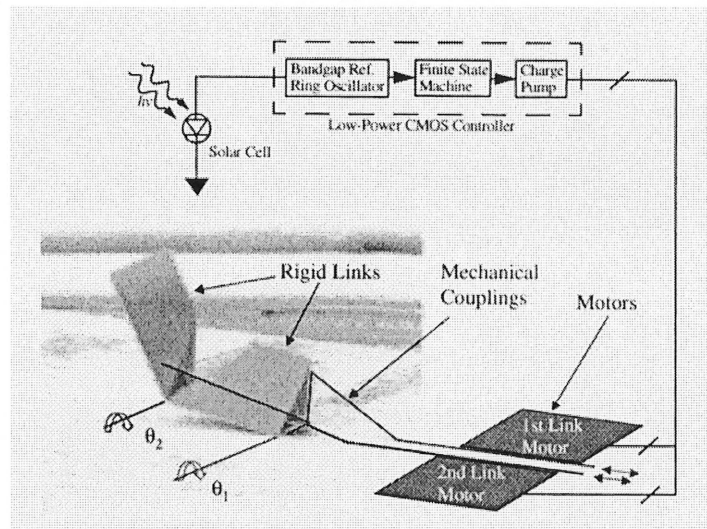


Figure 2.6 Les modules du microrobot de Yeh [Yeh et al. 2001]

Un autre microrobot utilise comme alimentation des cellules solaires. Ce microrobot soleil-alimentation est composé de 3 modules, le premier module contient un moteur électrostatique et des micro-jambes, le second module est constitué de 90 cellules solaires connectées en série avec un amplificateur de tension pour alimenter le moteur électrostatique et le troisième module est composé d'un séquenceur en CMOS P25 pour contrôler les mouvements du microrobot [Hollar et al. 2002].

Ce microrobot (Figure 2.7) mesure $8611 \times 3100 \times 500 \mu\text{m}^3$, avec un poids de 10 mg . Sa consommation totale en puissance est de $2.6 \mu\text{W}$. Les cellules solaires génèrent une puissance de $100 \mu\text{W}$ en charge sous l'illumination solaire. L'ensemble de ces cellules solaires présente une taille de 2 mm^2 .

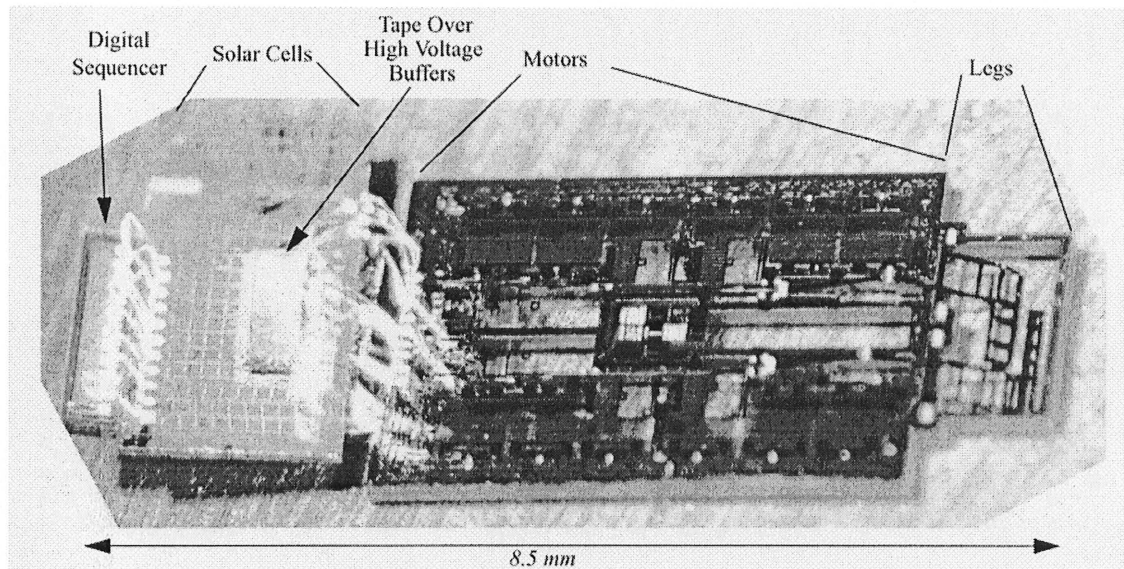


Figure 2.7 Les trois modules du microrobot de Hollar [Hollar et al. 2002]

2.2.3 Fil conducteur

L'utilisation d'un fil conducteur, pour alimenter les microrobots et microsystèmes, est le mode d'alimentation le plus fréquemment utilisé actuellement par les centres de recherche.

Prenons exemple sur ce microrobot fabriqué en silicium, constitué d'un réseau de jambes mobiles et rigides en silicium de longueur de 0.5 mm ou 1 mm [Eberfors et al. 1999]. Le déplacement de ce microrobot est assuré par des actuateurs thermiques, utilisant le chauffage électrique, qui font bouger deux groupes de quatre jambes de chaque côté du microrobot. La taille de ce microrobot est de $15 \times 5 \times 0.5 \text{ mm}^3$ (figure 2.8). Selon les auteurs, la vitesse de sa démarche peu atteindre 6 mm/s avec une charge supplémentaire sur son dos de 25 mg (figure 2.9). Ce microrobot, alimenté par un fil électrique en or, consomme 1.1 W, avec une onde carrée d'amplitude 18 V et de fréquence 100 Hz.

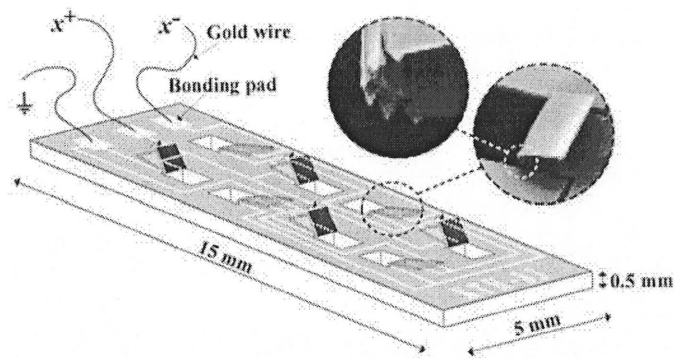


Figure 2.8 Vue schématique du microrobot [Eberfors et al. 1999]

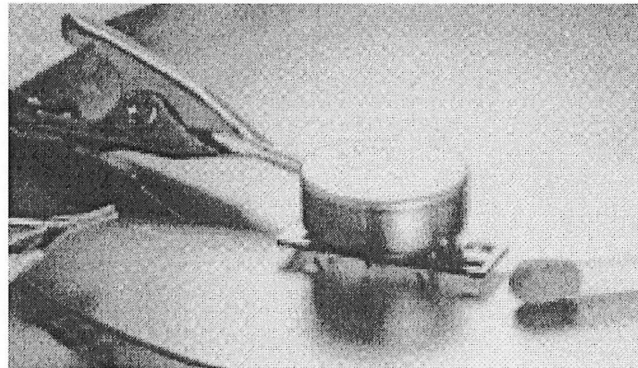


Figure 2.9 Le microrobot durant un test de charge [Eberfors et al. 1999]

Une autre équipe a développé deux microrobots utilisant ce moyen d'alimentations. La locomotion des deux microrobots imite celle de la démarche des insectes. Le premier possède deux degrés de libertés de mouvement et le second n'a qu'un seul degré de liberté. Ces deux microrobots sont capables de transporter des charges sur leurs dos. Le premier est capable de supporter plus de charge que le second, cependant les auteurs n'ont pas précisé le poids supporté dans chacun des deux cas. Le premier porte 90 jambes réparties en six groupes de quinze, avec une dimension totale de $5 \times 5 \times 0.5 \text{ mm}^3$. Le second, avec deux degrés de liberté, possède 96 jambes divisées en six groupes de seize et avec une taille totale de $10 \times 10 \times 0.5 \text{ mm}^3$. Chaque jambe est basée sur un actuateur électro-thermique et prend avantage de l'expansion thermique du silicium quand il est traversé par un courant électrique [Kladitis et al. 1999]. Les deux microrobots sont

Chapitre 2

alimentés par des fils conducteur en or. Selon les auteurs, les tests montrent que les deux microrobots sont capables de marcher sur une surface plane avec une charge sur leurs dos (figure 2.10).

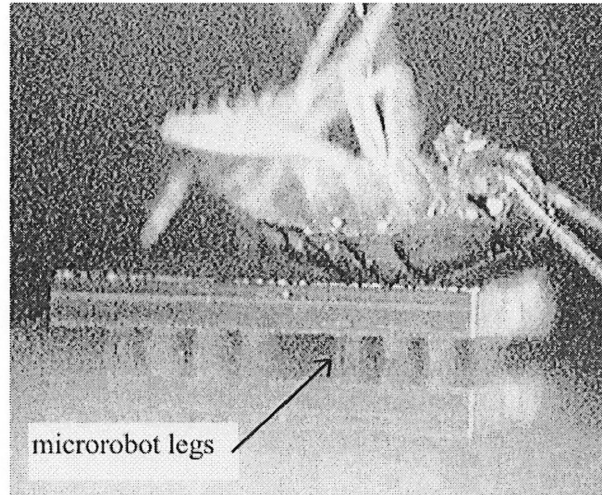


Figure 2.10 Microrobot portant un insecte [Kladitis et al. 1999]

Le dernier microrobot présenté dans cette catégorie, c'est-à-dire, alimenté par un fil électrique, dit microrobot format insecte (figure 2.11) emploie des actuateurs thermique en guise de jambes [Bonvilain et al. 2001]. Ce microrobot possède six jambes possédant chacune une déflexion de $120\ \mu\text{m}$. Pour avancer les jambes sont activées par groupe de trois. La consommation totale d'énergie est de 360 mW.

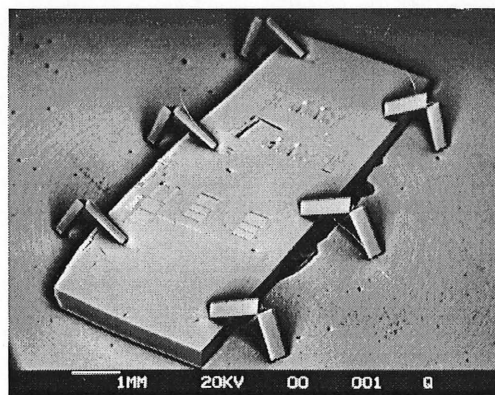


Figure 2.11 Structure 3D du microrobot [Bonvilain et al. 2001]

Chapitre 2

L'espace manque pour faire l'inventaire d'autres microrobots utilisant ce moyen d'alimentation. Les références [KAWAKITA et coll. 1997] et [ANTHIERENS et coll. 1998] sont présentées ici à titre de complément.

2.2.4 Pile et batterie

Les piles constituent un autre moyen d'alimentation des microrobots, elles sont utilisées généralement dans ceux de grande taille.

Le cricket-robot hybride, figure 2.12, imitant la démarche du cricket et utilisant deux jambes en arrière et deux roues en avant en est un exemple. Ce robot-cricket, dit hybride, utilise pour sa locomotion deux roues passives et deux jambes actives avec deux degrés de liberté. Ces derniers, activés par des actuateurs pneumatiques commandés par un micromoteur à compression d'air où les valves de compression sont fabriquées en silicium, possèdent la structure d'un MEMs [BIRCH et coll., 2002 a et b]. L'électronique à bord du robot-cricket consiste en deux parties, le contrôle est assuré par un microcontrôleur et la source d'énergie assurée par deux piles de lithium qui fournissent chacune 5 V / 100 mA avec une autonomie de 20 min. De plus, un hacheur élévateur (switching voltage regulator) est employé pour doubler la tension des batteries afin d'alimenter le moteur. La puissance totale consommée est de 3.6 W.

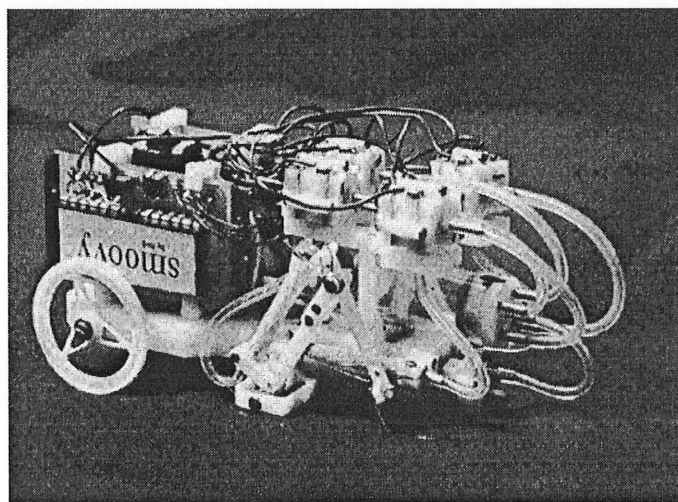


Figure 2.12 Robot-cricket hybride [BIRCH et coll., 2002 a et b]

Alice *the sugar cube micro-robot* [CAPRARI et coll., 2000] possède la taille d'un cube de sucre (figure 2.13), il est capable de naviguer par le biais d'un simple comportement comme éviter un obstacle ou suivre un mur. Ce microrobot est doté d'une remarquable autonomie d'énergie d'approximativement 10 heures. D'une rigidité intéressante il peut tomber d'une hauteur d'un mètre sans dégâts. Pour ses déplacements, il utilise des roues entraînées par un moteur qui consomme à lui seul 30 % de la consommation totale (10 mW). Il est équipé d'un microprocesseur de contrôle où sont implémentés les comportements d'Alice. Ce microcontrôleur consomme 3 mW. Pour la perception de son environnement Alice, utilise des senseurs basés sur la radio-communication. L'alimentation en énergie est assurée par une batterie chimique intégrée au micro-robot.

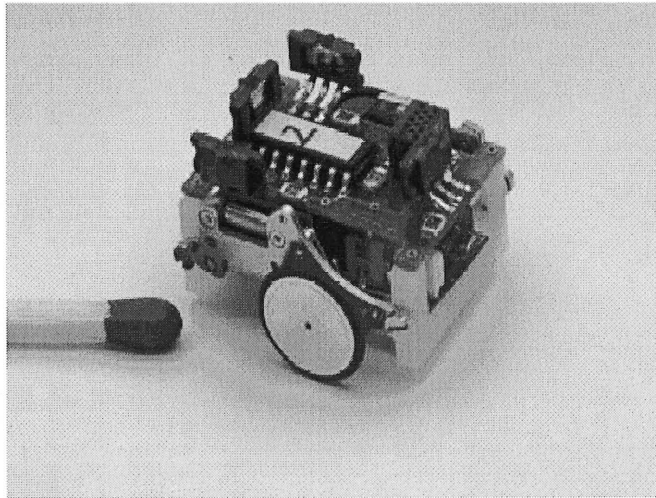


Figure 2.13 Alice le micro-robot cube de sucre [CAPRARI et coll., 2000]

2.2.5 Champ mécanique vibratoire

Un champ mécanique de vibration généré par un plan piézoélectrique vibrant peut alimenter en énergie un microrobot sans l'utilisation des fils électriques [TAKASHI et coll., 1995] et [SHIMOYAMA et coll., 1996]. Par excitation mécanique des actuateurs sous forme de jambes fabriquées en silicium, ce champ d'énergie contient implicitement un signal de contrôle qui peut commander d'une façon sélective les actuateurs à activer. Ce

microrobot format insecte mesure $1.5 \times 0.7 \text{ mm}^2$, est fabriqué en silicium en employant la technologie microélectronique et un procédé annexe pour la structure 3D (figure 2.14).

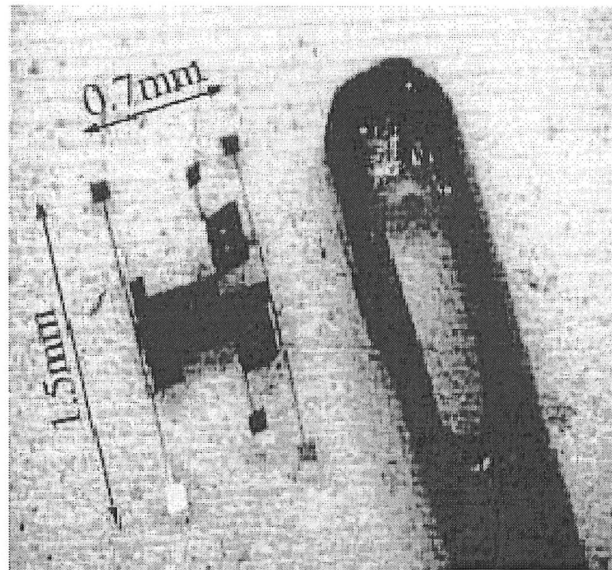


Figure 2.14 Le microrobot actionné par un champ mécanique vibratoire
[TAKASHI et coll., 1995]

Le déplacement du microrobot se fait par sélection de ses jambes suivant leurs fréquences de résonances, en contact direct avec le plan de vibration mécanique. En effet, chacune de ses jambes possède sa propre fréquence de résonance, dépendant de la longueur de la jambe. Grâce à ce principe un algorithme de contrôle peut être intégré pour commander le microrobot en sélectionnant une jambe à la fois (voire plusieurs) selon la fréquence de résonance, ce qui va permettre de faire avancer, reculer ou tourner le microrobot sur le plan de vibration (figure 2.15). Selon les auteurs, la vitesse atteinte est de 2 mm/s sur un plan conducteur vibrant avec une amplitude de $1 \mu\text{m}$. La conductivité du plan influence la vitesse de déplacement en augmentant les forces électrostatiques entre le plan vibratoire et le microrobot qui empêchent ce dernier d'avancer rapidement.

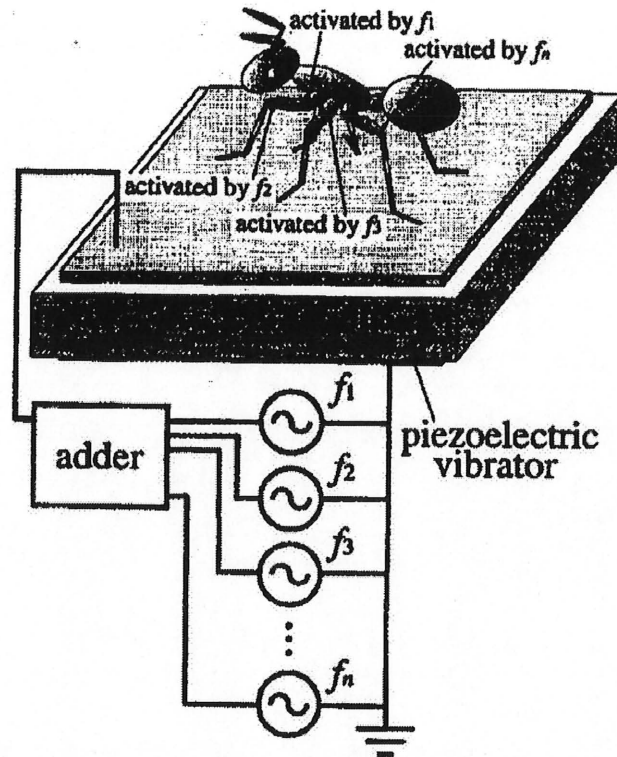


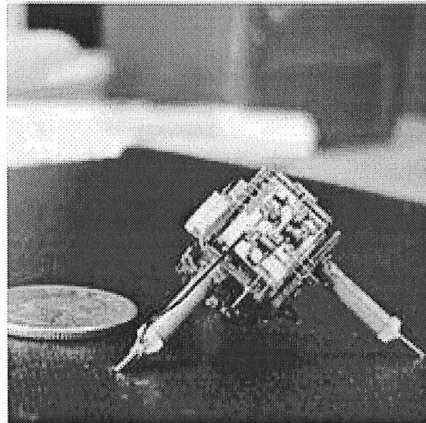
Figure 2.15 Concept de la sélection de l'alimentation en énergie [SHIMOYAMA et coll., 1996]

2.2.6 Plancher d'alimentation

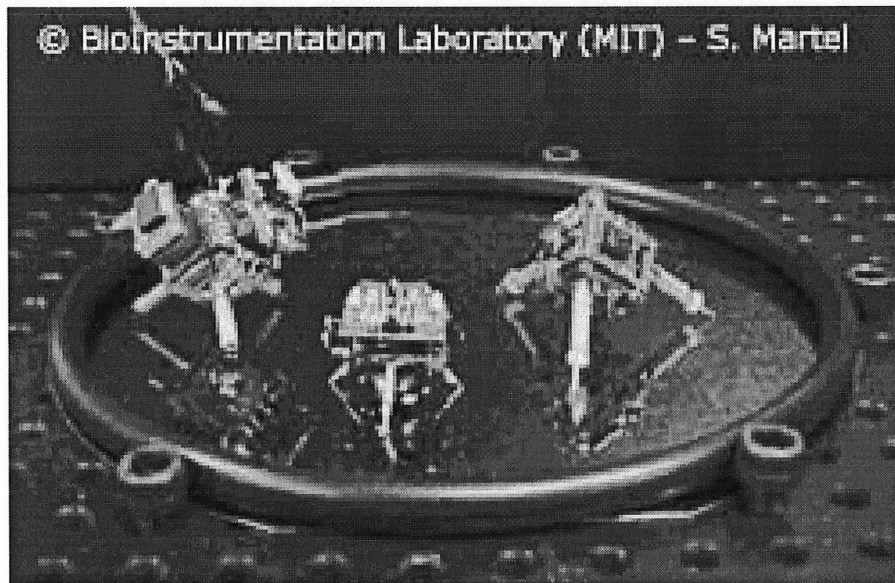
Un robot appelé *the NanoWalker*, a été fabriqué. Il est présenté comme un instrument scientifique complexe configuré sous la forme d'un petit robot (figure 2.16). Selon les auteurs, ce robot miniature sans fil est capable, à chaque seconde d'effectuer 4000 déplacements, d'exécuter 48 millions de tâches, de faire 200 000 mesures précises à l'échelle atomique, d'échanger 4 millions de bits d'information avec un ordinateur par l'entremise d'un système de communication à infrarouge et de travailler de façon autonome à l'échelle subatomique [MARTEL et coll., 2000 a et b]. Pour gérer toutes ces opérations, sa consommation énergétique atteint les 15 W continue. La solution adoptée pour couvrir cette consommation en puissance est basée sur un plancher d'alimentation. Ce plancher consiste en une surface plate de travail et de déplacement du *NanoWalker* (figure 2.17)

Chapitre 2

avec plusieurs cellules de puissance isolées et distribuées sur le plancher d'alimentation proportionnelles aux dimensions du microrobot. Ces dimensions font en sorte qu'à chaque position et à chaque instant une des trois jambes se trouve dans la borne positive, l'autre dans celle négative et la troisième dans une zone neutre. L'énergie sous forme de courant électrique est acheminée via les jambes aux différents modules du *NanoWalker* (figure 2.18). Un système électronique embarqué se charge du traitement de ce courant et de sa mise en forme selon sa destination dans le système.



(a)



(b)

Figure 2.16 Le *NanoWalker*, (a) et (b) [MARTEL et coll., 2000a]

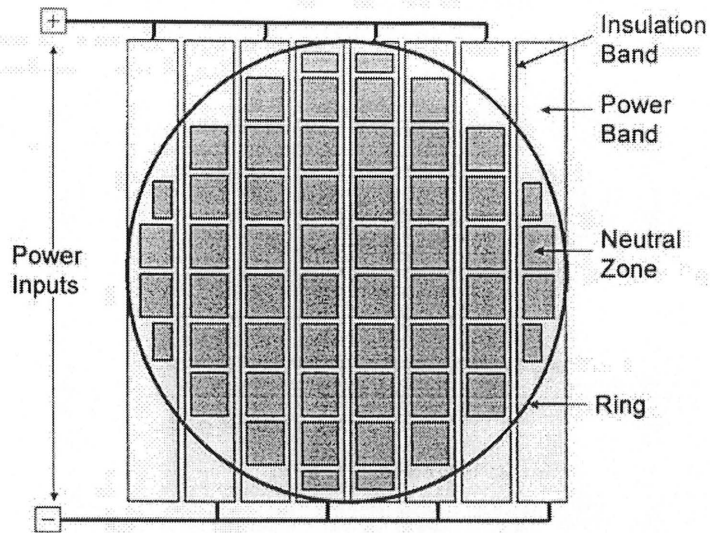


Figure 2.17 Le plancher d'alimentation [MARTEL et coll., 2000 a]

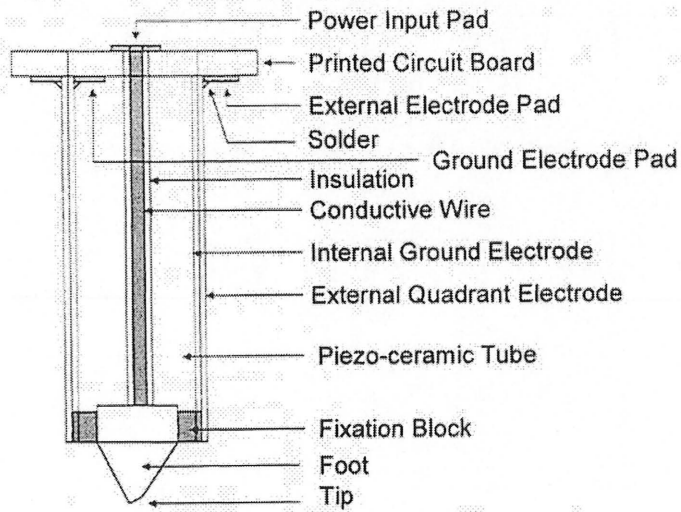


Figure 2.18 Une jambe du *NanoWalker* [MARTEL et coll., 2000 a]

2.3 Conclusion

Plusieurs types d'alimentations de microrobot ont été exposés dans ce chapitre.

À partir des différentes techniques d'alimentation exposées précédemment, la technique du champ magnétique tournant qui consiste à transformer l'énergie magnétique en énergie mécanique, semble l'avenue la plus proche et la plus intéressante, pour assurer l'alimentation du BMR en regard de nos critères biomédicaux gérant notre application. De plus la méthode adoptée utilisera plutôt un champ magnétique oscillant. Cette méthode au lieu de transformer l'énergie magnétique directement en une énergie mécanique, passe par une étape intermédiaire qui est la transformation en énergie électrique.

D'un autre côté, le GRAMS possède une expertise en neurostimulation. Ces neurostimulateurs obtiennent leur énergie à travers les liens inductifs. Nous allons nous attarder dans les prochains chapitres sur l'étude détaillée d'un lien inductif pour BMR basé sur une architecture originale inspirée de bobines d'Helmholtz.

CHAPITRE 3

LE LIEN INDUCTIF POUR BIOMICROROBOT

3.1 Introduction

Le chapitre précédent a introduit les types et modes d'alimentations utilisés en microrobotique par une revue de littérature détaillée. D'une part, cette revue a permis de découvrir plusieurs possibilités pour la caractérisation et la conception d'une alimentation pour le BioMicroRobot. D'autre part, ce chapitre a servi à établir un premier pas afin de déterminer un moyen d'alimentation inspiré et original qui sera le mieux adapté pour l'application envisagée pour le microrobot avec application biomédicale.

Après une discussion de ces différents modes d'alimentations présentés, le mode basé sur un champ magnétique tournant a été retenu de point de vue principe seulement. Néanmoins, en se basant également sur l'expérience de notre groupe de recherche dans le domaine de la neurostimulation, avec des systèmes tels que, les implants cochléaires, implants urinaires et implants anti-douleurs, et en sachant que tous ces systèmes utilisent un lien inductif pour délivrer la puissance et l'information à travers une bobine externe via un champ magnétique oscillant et non tournant à haute fréquence à un stimulateur implanté, nous allons étudier ce mode d'alimentation pour le BMR.

Le présent chapitre traitera de la conception et de la fabrication du lien inductif du BMR selon ses contraintes d'utilisation et ses fonctionnalités. Il sera essentiel de veiller à optimiser ce moyen d'alimentation choisi. À cet égard, une étude détaillée de la théorie des liens inductifs sera élaborée pour assurer l'atteinte des performances optimales.

Dans cet ordre d'idée, la première partie du chapitre sera consacrée à la définition du lien inductif. À partir de cette définition, il sera possible de choisir une configuration optimale du lien parmi celles énumérées, ainsi qu'une architecture originale basée sur les bobines d'Helmholtz. Finalement, la dernière partie portera sur la caractérisation de ce lien et les résultats escomptés.

3.2 Description et étude du lien inductif pour BioMicroRobot

3.2.1 Lien inductif

Un lien inductif est généralement constitué de deux bobines, l'une est externe et dite primaire, l'autre est implantée et dite secondaire. L'ensemble forme un transformateur faiblement couplé à travers duquel l'énergie et l'information seront transmises.

Le lien inductif est géré par la loi d'induction électromagnétique établie par Michael Faraday [JERRY et coll., 1980], appelée aussi force électro-motrice (F.E.M), est la tension que peut récupérer une géométrie inductive quelconque en périphérie d'un primaire où circule un courant i_1 variable dans le temps, sous une interaction mutuelle M . Cette interaction mutuelle est purement fonction de la géométrie des composantes inductives, formant le lien, de l'espacement relatif qui les sépare et des caractéristiques magnétiques du milieu.

$$\text{F.E.M} = -M \frac{\partial i_1}{\partial t} \quad (3.1)$$

La mutuelle M décrivant l'interaction entre deux géométries par exemple, spire 1 et spire 2 (figure 3.1), est exprimée par l'équation de Neumann :

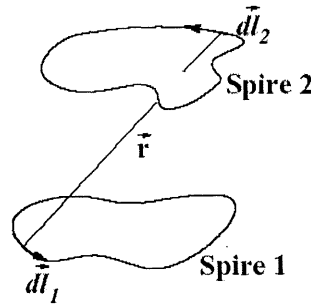


Figure 3.1 L'interaction magnétique entre deux spires

où L_1 et L_2 sont les inductances propres des deux bobines du lien, qui dépendent totalement de leurs géométries. K est le coefficient de couplage, qui varie entre 0 et 1 où 0 représente un système non couplé et 1 un système totalement couplé.

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\partial l_1 \partial l_2}{r} = K \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.2)$$

μ_0 exprime la perméabilité absolue (du vide) qui vaut $4 * \pi * 10^{-7}$ mT/A

Chapitre 3

D'après l'équation (3.2), on voit bien que La mutuelle M dépend du milieu, de la géométrie et de l'espacement relatif des deux composantes du lien.

3.2.2 Aspect magnétique du lien

Les problèmes liés à la conception de ce lien sont généralement les pertes dues aux déplacements axiaux et radiaux, les tailles et les géométries des bobines [LECLAIR, 1992]. Le coefficient de couplage K est un bon facteur pour quantifier ces pertes.

Dans le cas d'un lien inductif construit autour de deux bobines de géométries standards, le coefficient de couplage K tend vers 0 pour une distance $x \ll d$ [GAUTHIER, 1989], figure 3.2.

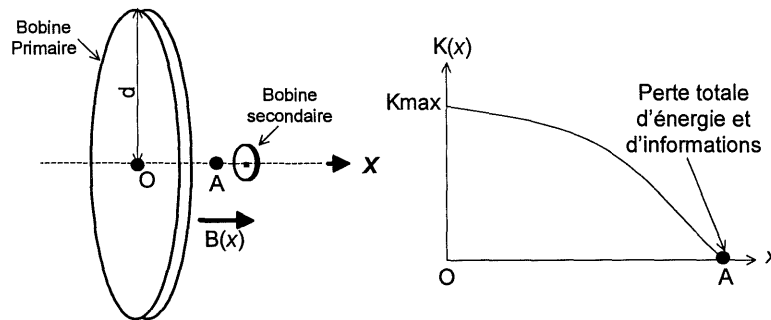


Figure 3.2 Transfert d'énergie entre deux bobines standards

Par conséquent on doit chercher une autre géométrie pour construire le lien inductif. Le BMR a besoin d'une alimentation stable et permanente et ce indépendamment des déplacements et des espacements relatifs des deux bobines du lien. Si ce n'est pas le cas, le risque de perdre le contrôle du BMR à l'intérieur du corps du patient est énorme et il faut à ce moment probablement procéder à une chirurgie pour l'extraire; ce qu'il faut éviter à tout prix. La bobine d'Helmholtz [LAMBROZO, 1984], si elle est utilisée comme primaire, peut satisfaire cette condition grâce à sa géométrie spéciale qui permet de générer un champ magnétique uniforme entre les deux bobines plates qui la composent, ce

qui va engendrer un facteur de couplage variant entre un minimum (K_{\min}) et un maximum (K_{\max}), et par conséquent une alimentation stable et permanente, voir figure 3.3.

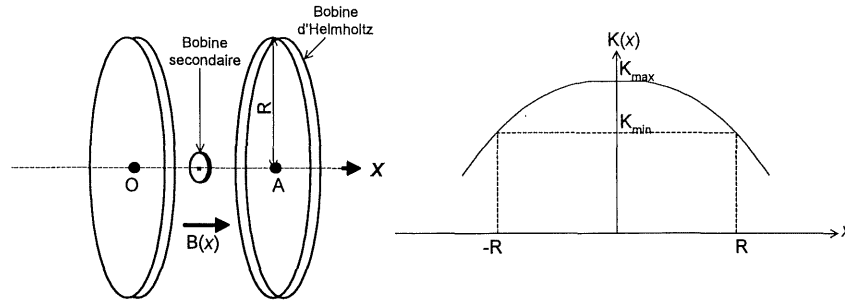


Figure 3.3 Transfert d'énergie avec une bobine d'Helmholtz au primaire

Le champ magnétique $B(x)$ axial produit par cette bobine s'exprime par la relation

$$\frac{B(x)}{B_0} = \left[I + \left(\frac{x}{R} + \frac{1}{2} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} + \left[I + \left(\frac{x}{R} - \frac{1}{2} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} \quad (3.3)$$

Avec :

$$B_0 = \mu_0 \frac{N}{2R} i_1 \quad (3.4)$$

Avec : R , le rayon de la bobine d'Helmholtz ; i_1 , le courant traversant la bobine primaire, et N , le nombre de tours.

Le champ magnétique axial $B(x)$ n'est pas parfaitement uniforme dans tout l'espace à l'intérieur de la bobine d'Helmholtz. La figure 3.4, quantifiée cette uniformité par rapport au centre de la bobine B_0 .

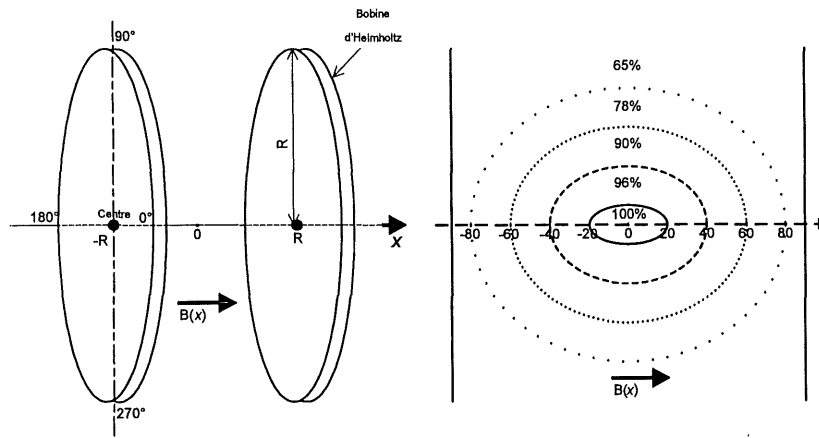


Figure 3.4 Uniformité du champ magnétique à l'intérieur de la bobine d'Helmholtz

Chapitre 3

L'inductance propre de la bobine d'Helmholtz est donnée par la relation :

$$L_1 = 0,72\mu_0 \frac{N^2}{R} i_1 \quad (3.5)$$

Après développement, on peut démontrer que le coefficient de couplage d'un lien employant une bobine d'Helmholtz en primaire et un solénoïde au secondaire est constant et vaut

$$K = r \sqrt{\frac{l'}{2R^3}} \quad (3.6)$$

l' la longueur du solénoïde et r , son rayon.

D'après la relation (3.6), on voit clairement que le coefficient de couplage K ne dépend plus de l'espacement entre les deux bobines, mais seulement des géométries des deux bobines et de l'uniformité du champ, il est donc quasi constant pour une géométrie fixe.

3.2.3 Aspect électrique du lien

Afin de comprendre le comportement de la mutuelle d'interaction M selon un aspect électrique, il est possible de la modéliser à l'aide d'un transformateur faiblement couplé en régime harmonique [LECLAIR, 1992].

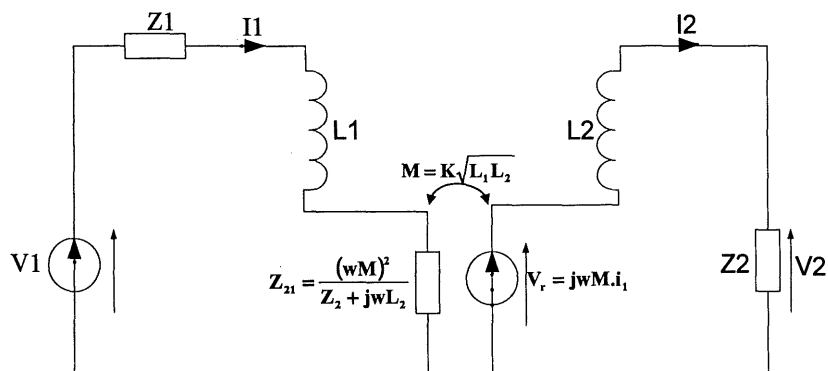


Figure 3.5 Modèle complet d'un transformateur faiblement couplé en régime harmonique [LECLAIR, 1992]

Chapitre 3

L'impédance Z_1 au primaire caractérise tout le circuit primaire et Z_2 toute la charge à laquelle la tension V_2 est appliquée. Il est à noter que les résistances caractérisant les facteurs de qualités des deux inductances sont incorporées à même Z_1 et Z_2 .

Sous les conditions décrites, le gain de tension suivant peut être obtenu:

$$m = \frac{v_2}{v_1} = \frac{j\omega M Z_2}{(Z_2 + j\omega L_2)(Z_1 + j\omega L_1) + (\omega M)^2} \quad (3.7)$$

De même on peut déterminer le rendement en puissance du lien par la relation 3.8:

$$\eta = \frac{p_2}{p_1} = \frac{(\omega M)^2}{(Z_2 + j\omega L_2)(Z_1 + j\omega L_1) + (\omega M)^2} \quad (3.8)$$

Or, pour plus d'efficacité, on ajoute aux inductances du lien deux condensateurs des deux côtés du lien (primaire et secondaire), on parle alors de la configuration du lien. Il y a quatre configurations possibles pour un lien selon le type de branchement de ces deux condensateurs avec les bobines (en série ou en parallèle). La fréquence de résonance imposée par l'ensemble inductance-condensateur est appelée syntonisation du lien.

Pour cette application le type de configuration choisi au primaire est d'un type série, ceci forme un ensemble résonnant série qui permet de diminuer l'impédance équivalente du primaire, ce qui maximise le gain en tension. De plus, cette configuration demeure, d'après [GAUTHIER, 1989], la meilleure si l'objectif est d'avoir un gain de tension constant même avec une charge variable. Ainsi l'impédance Z_1 sera composée de :

- Un condensateur en série de syntonisation C_1
- Une résistance série R_s qui caractérise le facteur de qualité série de la bobine émettrice L_1
- Une impédance de sortie R_0 de l'étage amplificateur de puissance classe E (APE) qui pilote le lien.

$$Z_1 = R_0 + R_s + \frac{1}{j\omega C_1} = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (3.9)$$

Du côté du secondaire, on choisit la configuration de type parallèle qui à son tour maximise le gain en tension. Ainsi l'impédance Z_2 se compose de :

- Un condensateur en parallèle de syntonisation C_2
- Une résistance parallèle R_p qui caractérise le facteur de qualité parallèle de la bobine réceptrice L_2
- Une impédance de sortie qui modélise la charge totale du lien R_{ch} .

$$Z_2 = R_p \parallel R_{ch} \parallel \left(\frac{1}{jC_2 \omega} \right) = R_2 \parallel \left(\frac{1}{jC_2 \omega} \right) \quad (3.10)$$

Pour ce qui est de la syntonisation utilisée, elle est dite double syntonisation. Cette dernière consiste à choisir les valeurs des condensateurs au primaire et au secondaire de telle sorte à satisfaire la relation ci-dessous :

$$\omega_0 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (3.11)$$

Cette double syntonisation va permettre d'avoir un grand rendement de puissance, contrairement à la désyntonisation proposée par Galbraith [Galbraith et coll., 1987], qui sacrifie le rendement au détriment de la stabilité.

En considérant ces nouvelles données, c.-à-d., la configuration série-parallèle et la double syntonisation primaire-secondaire, les rendements en tension et en puissance deviennent

$$m = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{\frac{1}{K} \frac{R_2}{\omega L_2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_1}{K^2 \omega L_1} + \frac{R_2}{\omega L_2} \right)^2}} \quad (3.12)$$

$$\eta = \left| \frac{P_2}{P_1} \right| = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{R_2}{\omega L_2} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{K^2} \left(\frac{R_1}{\omega L_1} \right) + \left(\frac{R_2}{\omega L_2} \right) \right]^2}} \quad (3.13)$$

Chapitre 3

D'après les équations (3.12) et (3.13), on constate que le rendement dépend de la charge du lien R_2 , et ce, en fixant les autres éléments du lien à des valeurs constantes, y compris le coefficient de couplage K , chose qui est possible puisqu'on utilise la bobine d'Helmholtz au primaire. La figure 3.6 présente, la simulation par Matlab de la variation des rendements en tension et en puissance en fonction de la charge du lien R_2 .

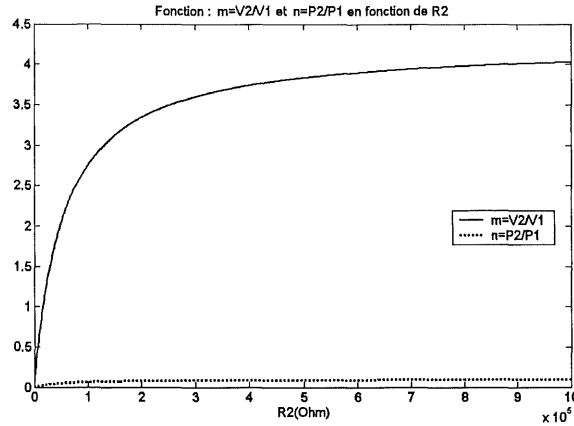


Figure 3.6 Rendement en tension et en puissance du lien en fonction de la charge R_2

D'après la figure 3.6 et figure 3.8, le rendement varie d'une manière linéaire avec les très faibles valeurs de la charge R_2 . En se basant sur le modèle d'entrée du circuit aval pour l'application envisagée, cette valeur est estimée présentement à $1 \text{ k}\Omega$.

À présent si la valeur de R_2 est fixée à $1 \text{ k}\Omega$, il est possible de représenter la variation des rendements en fonction du coefficient de couplage K , figure 3.7.

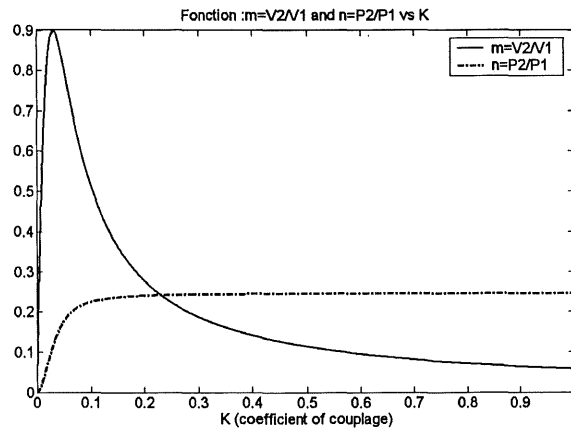


Figure 3.7 Rendements en tension et en puissance en fonction du coefficient de couplage K pour une charge R_2 fixe

Vu la faible valeur du coefficient de couplage K ($\sim 0,004$), de ce lien inductif. La figure 3.8, présente un zoom de la partie au voisinage du point $(0,0)$.

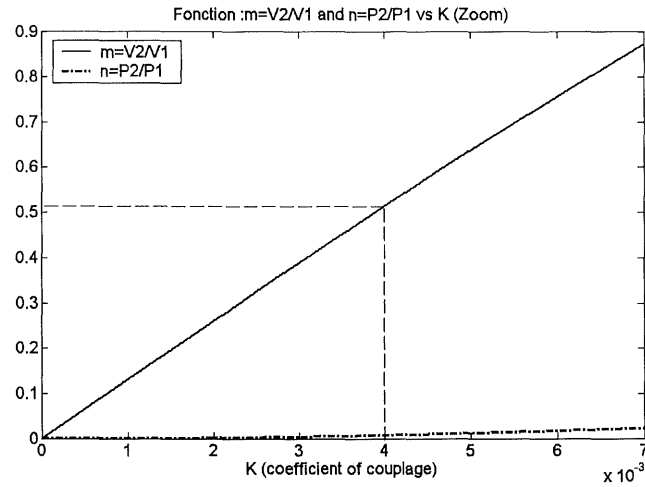


Figure 3.8 Zoom de la partie au voisinage de $(0,0)$ de la figure 3.7

Pour évaluer le comportement électrique, de point de vue temporel et fréquentiel, de ce lien inductif une simulation avec le logiciel d'électronique Pspice est effectuée. Le schéma simulé, où $R_2=1\text{ K}\Omega$, est présenté à la figure 3.9.

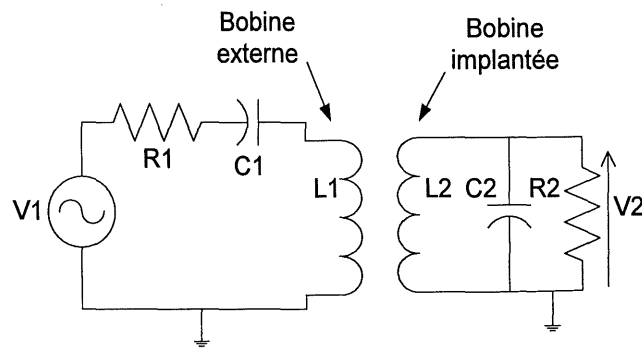


Figure 3.9 Schéma électrique du lien inductif simulé par Pspice

Le résultat de cette simulation, figure 3.10, présente le signal d'entrée v_1 et le signal de sortie v_2 . La fréquence du signal d'entrée est fixée à 20 Mhz.

Le choix de cette valeur de fréquence n'est pas arbitraire, et est basé sur deux points. Le premier point, d'ordre sécuritaire, concerne l'absorption de l'énergie par les

cellules du corps humains qui augmente d'une façon considérable quand la fréquence du champ électromagnétique est proche de 100 Mhz [GALBRAITH, 1984], causant ainsi une élévation de la température du corps du patient et un risque de causer des brûlures graves si cette élévation de température n'est pas contrôlée. Le deuxième point, est d'ordre pratique, il est lié à l'utilisation futur de ce BNR, avec un appareil d'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM). Les bobines d'Helmholtz seront éventuellement remplacées par un appareil d'imagerie médicale ; L'IRM qui emploie, pour la plupart des appareils commercialisés, un spectre fréquentiel d'une dizaine de Mhz jusqu'à 100 Mhz [BERNARD, 1988], [POUCHERT, 1993], [BOUCHARD, 1987].

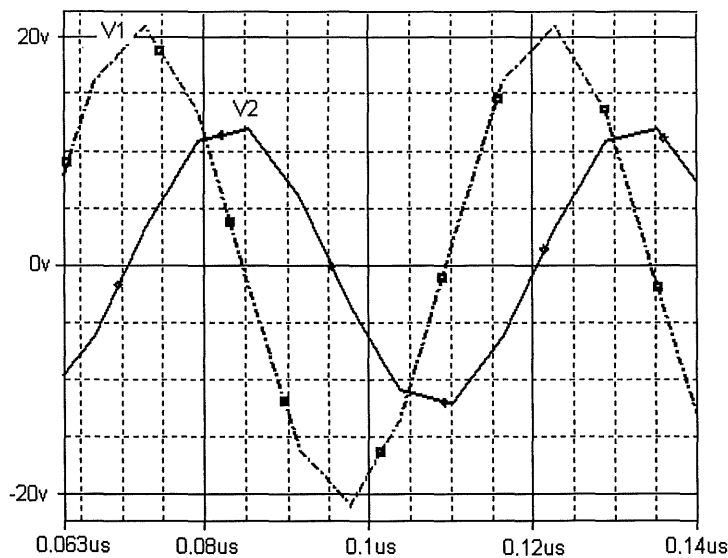


Figure 3.10 Visualisation de la tension récupérée par le secondaire du lien

Le lien inductif assure à la fois l'alimentation en énergie et en information. Il doit donc avoir une bande passante suffisamment large pour permettre la transmission du signal de commande, or la largeur de la bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité du lien Q qui doit être le plus grand possible pour avoir un bon rendement du lien. D'où la nécessité de faire un compromis entre ces deux facteurs très importants pour le bon fonctionnement en tension et en puissance.

Pour simuler la largeur de la bande passante du lien inductif, on a fixé la valeur du facteur de qualité Q à 27, ce qui correspond à la valeur obtenue en pratique en réalisant la

Chapitre 3

bobine d'Helmholtz. La figure 3.11, ci-dessous, présente la réponse fréquentielle du gain en tension du lien inductif. Une bande passante de 450 KHz est ainsi attendue.

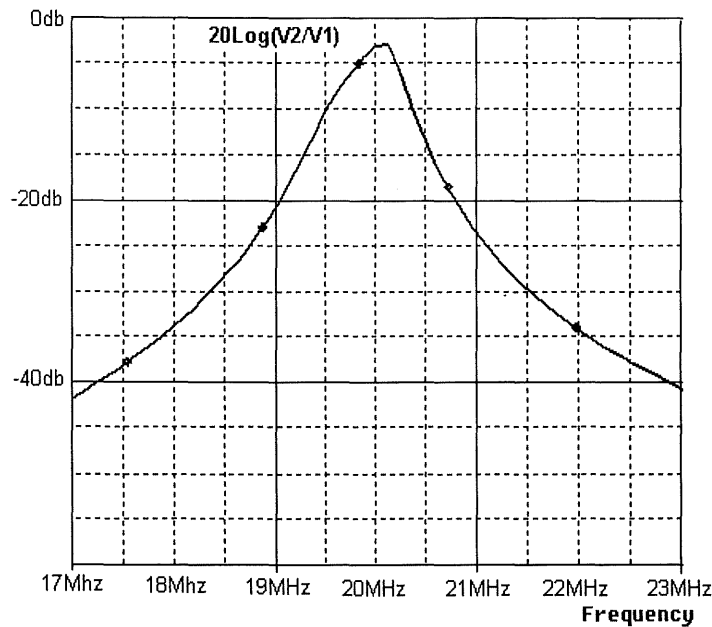


Figure 3.11 Bande passante du lien inductif

L'étude théorique appuyée par des simulations sur Matlab et Pspice présentée dans cette section nous a permis d'être confiant dans les démarches entreprises pour la réalisation de cette alimentation. Au cours de la section suivante on va présenter les résultats expérimentaux de la caractérisation des éléments composant ce lien.

3.3 Présentation des éléments du lien inductif

Pour notre application une bobine de rayon $r = 90$ mm a été fabriquée. La principale difficulté rencontrée vient du fait que cette bobine sera utilisée avec des fréquences de 20 Mhz. Les problèmes liés à la fabrication de cette bobine sont expliqués dans la section suivante.

3.3.1 Comportement d'une inductance en radio-fréquence

Une bobine n'est autre qu'un fil conducteur enroulé de façon à augmenter le flux magnétique qui va circuler entre ses enroulements. L'inductance est le composant RF le plus sensible aux changements fréquentiels. La figure 3.12 montre le modèle représentant

Chapitre 3

le plus fidèlement l'aspect réel d'une inductance en radio-fréquence [BOWIK, 1982]. La capacité parasite C_d , est appelée capacité distribuée. Elle est due au fait que deux conducteurs placés l'une face à l'autre avec un diélectrique qui les sépare forme une capacité. Tandis que la résistance R_s est due à la résistance du fil conducteur du bobinage. La figure 3.13 montre le modèle électrique équivalent d'une inductance en radio-fréquence.

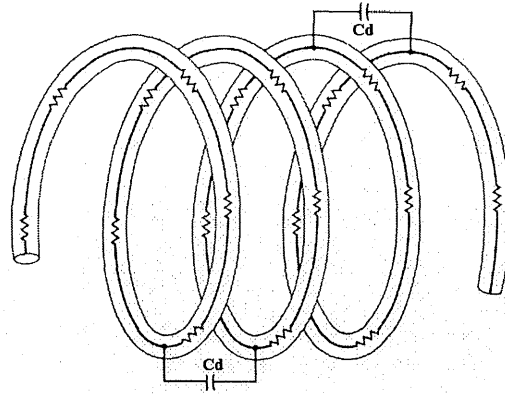


Figure 3.12 Capacité de distribution et la résistance en série d'une bobine [BOWIK, 1982]

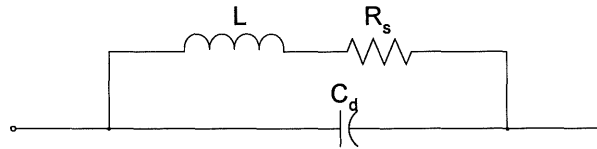


Figure 3.13 Circuit équivalent d'une bobine [BOWIK, 1982]

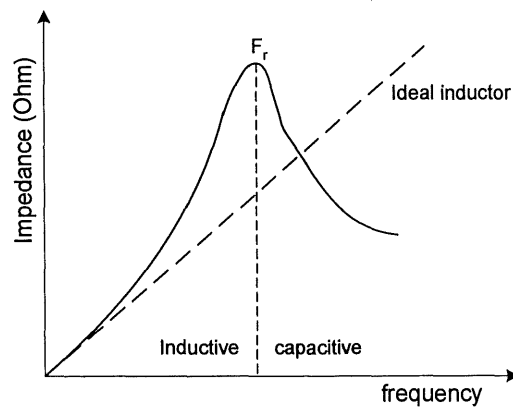


Figure 3.14 Impédance équivalente réelle et idéale d'une bobine vs la fréquence

Chapitre 3

L'effet de la capacité parasite C_d sur la réactance de l'inductance est montré à la figure 3.14. Au début, pour les basses fréquences (inférieur à F_r), on a un fonctionnement idéal et un comportement inductif de la part de l'inductance. Au-delà de F_r la réactance de l'inductance commence à diminuer avec la fréquence et l'inductance commence à se comporter comme une capacité. Le rapport entre la réactance d'une inductance et sa résistance série est souvent utilisée pour évaluer la qualité d'une inductance. Cette caractéristique est appelée facteur de qualité :

$$Q = \frac{L\omega}{R_s} \quad (3.14)$$

Pour une inductance fabriquée avec un conducteur parfait le facteur de qualité est infini. En pratique, ce n'est jamais le cas et Q a une valeur finie.

En basse fréquence le facteur de qualité est très élevé car l'impédance vue est seulement résistive et de faible valeur. Mais quand la fréquence commence à augmenter, l'effet de peau et la capacité parasite commencent à dégrader la qualité de l'inductance et son comportement inductif. Ceci est illustré à la figure 3.15. En basse fréquence, Q augmente avec la fréquence car la réactance augmente et l'effet de peau n'est pas encore notable. Cependant vers $F_r / 2$, l'effet de peau commence à être senti et même si le facteur de qualité atteint un maximum. Cette dernière commence à diminuer rapidement à cause de l'action de l'effet de peau qui devient très présent et aussi de la capacité parasite, jusqu'à l'annulation de Q à la fréquence de résonance propre de l'inductance notée F_r .

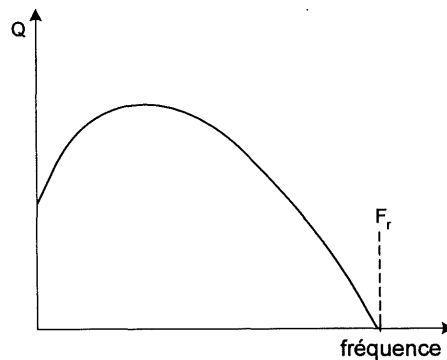


Figure 3.15 Variation de Q d'une bobine vs fréquence [BOWIK, 1982]

Chapitre 3

Il y a plusieurs méthodes pour augmenter la valeur du facteur de qualité, et également la valeur de la fréquence de résonance propre d'une inductance. Parmi les plus utilisées, on peut citer à titre d'exemple, l'utilisation d'un fil conducteur de diamètre plus large, ce qui va diminuer la valeur de la résistance DC et AC. On peut également à séparer les fils conducteurs par une plus grande distance, l'air a une faible constante diélectrique, et donc on arrive ainsi à diminuer la capacité parasite.

3.3.2 Comportement d'une capacité en radio-fréquence

Dans le marché des composants électroniques, on trouve plusieurs types de condensateurs qui n'ont pas toutes les mêmes caractéristiques et ne peuvent pas être utilisés pour toutes les applications.

Dans cette section on va mettre l'accent sur ces différences dans le but de faire le meilleur choix pour notre application. Un condensateur par définition, consiste en deux conducteurs séparés par un diélectrique. Le diélectrique est souvent de la céramique, de l'air, du papier, du mica, du plastique, du verre ou de l'huile. L'usage du condensateur dépend principalement des caractéristiques de son matériau diélectrique. Les caractéristiques du matériau diélectrique déterminent les niveaux de la tension et de la température que peuvent supporter la capacité. Toute imperfection dans le matériau diélectrique aura un énorme effet sur la capacité et par conséquent sur le fonctionnement du circuit où elle est utilisée.

Le circuit équivalent d'un condensateur est présenté à la figure 3.16, où C est la capacité, R_s est la résistance qui modélise les pertes par effet joule, L est l'inductance ramenée des plaques et contacts métalliques et R_p est la résistance de fuite.

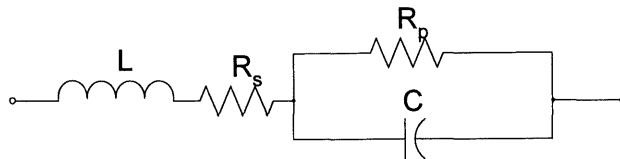


Figure 3.16 Circuit équivalent d'un condensateur

L'effet de ces imperfections sur la capacité en fonction de la fréquence peut être vu à la figure 3.17 [BOWIK, 1982]. On remarque que dans les basses fréquences la capacité a un comportement purement capacitif. Quand la fréquence augmente l'effet de l'inductance série L commence à se faire sentir. À la fréquence de résonance propre F_r le condensateur se comporte comme une résistance de valeur R_s+R_p . Au-delà de F_r , la capacité agit comme une inductance. En général, les grandes valeurs de capacité présentent plus d'effet inductif que les capacités de faibles valeurs. Dans une conception, il est préférable de choisir une capacité de faible valeur pour éviter les problèmes dus à la résonance propre et aussi pour réduire l'encombrement.

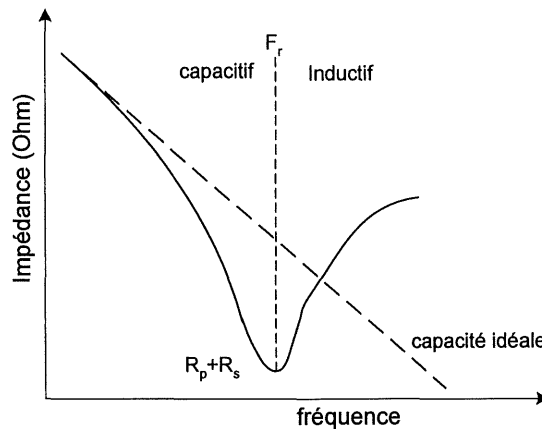


Figure 3.17 Impédance équivalente réelle et idéale d'un condensateur vs la fréquence

Pour augmenter la valeur de la fréquence de résonance propre d'une capacité, il faut choisir un diélectrique tel que des condensateurs céramique avec NPO. Ce genre de condensateurs est très disponible sur le marché des composants électroniques.

3.3.3 Bobine d'Helmholtz

Pour valider l'étude théorique et les simulations par Matlab et Pspice présentées, dans le paragraphe précédent, une bobine d'Helmholtz a été réalisée, voir figure 3.18, sur laquelle un condensateur Haute Fréquence (HF) de syntonisation série a été ajouté. Les mesures effectuées par un analyseur d'impédance HP4292B, en haute fréquence sont très intéressantes. L'ensemble bobine-condensateur a une fréquence de résonance de 20 Mhz,

les valeurs du facteur de qualité, de l'inductance, du déphasage et du module de l'impédance Z_1 sont présentées dans la figure 3.19

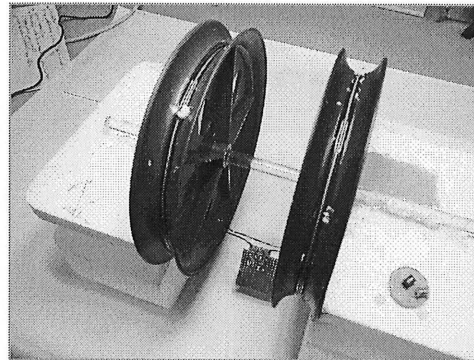


Figure 3.18 Photo de la bobine d'Helmholtz

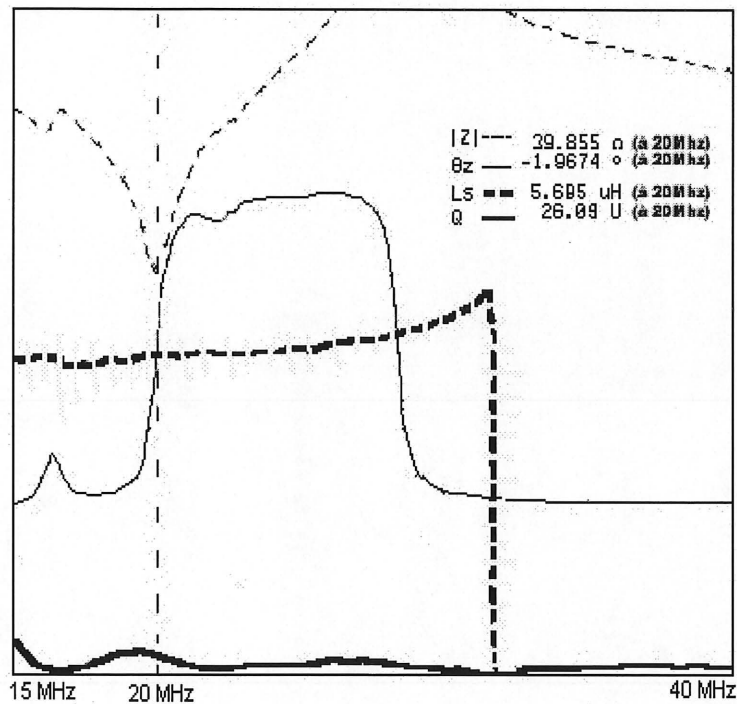


Figure 3.19 Caractéristiques de la bobine d'Helmholtz seule, puis en série avec C_1

D'après la figure 3.19, on constate que la partie externe du lien inductif, qui est de configuration série, est syntonisée à 20 Mhz. À cette fréquence, qui est la fréquence de résonance du circuit série, on retrouve un minimum de module de Z et de phase. Donc à cette fréquence, on aura un transfert maximal de tension, ce qui va permettre d'augmenter le gain en tension du lien et par conséquent celui de puissance.

Chapitre 3

La bobine d'Helmholtz est fabriquée avec un diamètre de 180 mm. Sous cette dimension la capacité parasite n'est pas négligeable et a tendance à diminuer la fréquence de résonance propre de la bobine. Il a été possible d'augmenter la fréquence de résonance propre de la bobine d'Helmholtz à une fréquence voisinant 30 MHz, qui est une valeur largement supérieure à 20 MHz, qui constitue la fréquence de travail.

En ce qui a trait au facteur de qualité Q , un facteur de 20 a été mesuré à 20 MHz. Cette valeur va permettre un bon transfert d'énergie surtout que le lien sera piloté par un amplificateur de puissance classe E, et que, d'après [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], [RAAB, 1978], [KAZIEMIERCZUK, 1981] et [LAVOIE, 2002], il est pertinent d'avoir $10 \geq Q$ pour un bon fonctionnement de l'APE.

Les simulations sur Pspice ont permis d'obtenir une bande passante du lien, de 500 KHz, avec un facteur de qualité fixé à 20. Donc le compromis énergie / information - qui réside dans le fait que si le facteur de qualité augmente le transfert d'énergie augmente mais la bande passante diminue - est assuré par cette bobine qui va assurer en même temps le transfert de l'information (signal).

3.3.4 Partie réceptrice

Du côté secondaire, pour les besoins de l'étude, une bobine miniature HF de Coilcraft (figure 3.20) mise en parallèle avec un condensateur ajustable HF de syntonisation, a été utilisée. Sa dimension a été choisie en fonction de la grosseur réel du premier prototype du BMR soit un diamètre de 3 mm et une longueur de 5 mm. Les mesures effectuées par un analyseur d'impédance HP4291B, haute fréquence sont prometteuses car l'ensemble bobine-condensateur résonne à 20 Mhz, les valeurs du facteur de qualité, de l'inductance, du déphasage et du module de l'impédance Z_2 sont présentés dans la figure 3.21

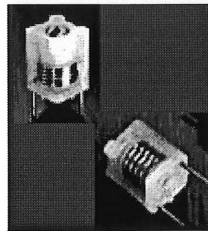


Figure 3.20 Photo de la bobine secondaire de coilcraft

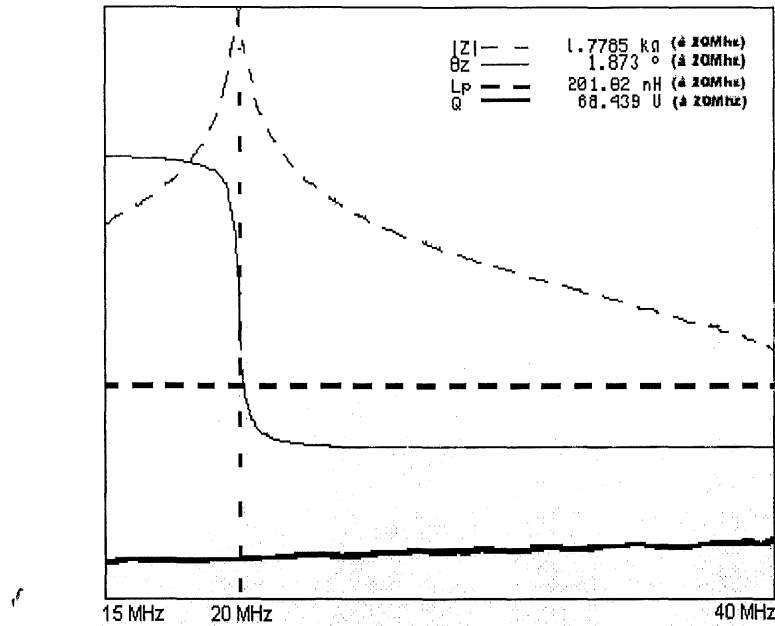


Figure 3.21 Les caractéristiques de la bobine secondaire seule, puis en parallèle avec C_2

D'après la figure 3.21, on constate que la partie réceptrice interne du lien inductif, qui est de configuration parallèle, est syntonisée à 20 Mhz. À cette fréquence, qui est la fréquence de résonance du circuit parallèle, on retrouve un maximum de module et un minimum de phase. Donc, une récupération optimale de la tension permettra d'augmenter le gain en tension du lien.

La petite bobine de Coilcraft de syntonisation est une bobine de haute fréquence sa fréquence de résonance propre est 100 Mhz, ce qui assure un comportement inductif de la bobine à la fréquence de travail.

En ce qui a trait au facteur de qualité Q , sa valeur minimale est de 68,43 à une fréquence de 20 Mhz. Cette valeur va permettre un bon transfert d'énergie et se traduira par une importante résistance équivalente ramenée en parallèle avec la charge, et par conséquent réduira la consommation propre du lien.

3.4 Caractérisation du lien inductif pour le BioMicroRobot

3.4.1 Coefficients de couplage K versus déplacements axiaux

La section précédente a permis d'évaluer le comportement des éléments du lien inductif. La présente section, basée sur des mesures de tension issues de l'interaction électromagnétique, permettra de confirmer expérimentalement les résultats des parties théoriques et des simulations.

L'approche la plus simple pour évaluer les variations de l'induction mutuelle M (i.e le coefficient de couplage K) versus les déplacements du secondaire selon l'axe des X , est de considérer un montage composé uniquement d'une source de tension sinusoïdale et des deux inductances qui engendrent une certaine induction mutuelle.

Lorsque les appareils de mesures (sondes d'oscilloscopes) sont ajoutés au montage, celui-ci est perturbé. Mais cette perturbation peut être évaluée et compensée. La figure 3.22 présente la nouvelle configuration du système permettant d'évaluer le coefficient de couplage (mutuelle d'induction M) lorsque celui-ci est perturbé par les sondes.

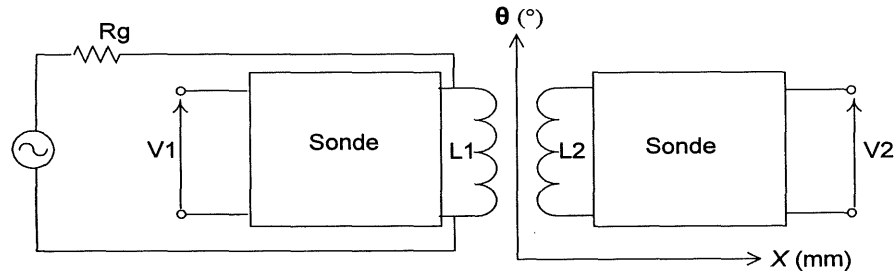


Figure 3.22 Schéma du montage expérimental pour évaluer le coefficient de couplage. θ présente la position angulaire de la bobine secondaire et x la position axiale

Le système d'analyse, perturbé par une sonde de l'oscilloscope, correspond à celui présenté à la figure 3.23.

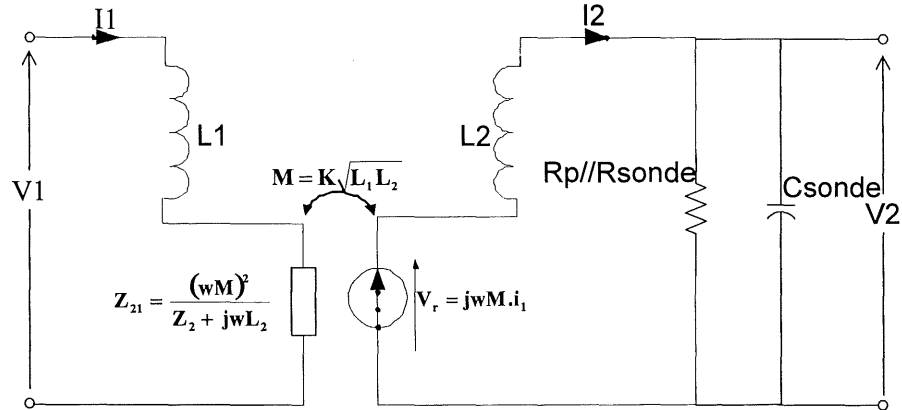


Figure 3.23 Système d'analyse perturbé par une sonde dans l'évaluation du K

Dans cette figure, R_p , Résistance parallèle qui caractérise le facteur de qualité parallèle de la bobine réceptrice L_2 ; R_{sonde} , Résistance parallèle ramenée par la sonde de l'oscilloscope et C_{sonde} , capacité parallèle de la sonde de l'oscilloscope.

À partir de l'équation (3.7), où on met $Z_1 = 0$, le gain en tension de ce système devient.

$$m = \frac{V_2}{V_1} = j\omega M \frac{\frac{R_{ps}}{1 + j\omega L_2 R_{ps} C_{sonde}}}{j\omega L_1 \left(j\omega L_2 + \frac{R_{ps}}{1 + j\omega L_2 R_{ps} C_{sonde}} \right) + (\omega M)^2} \quad (3.15)$$

Suite à des manipulations algébriques on obtient :

$$M = \frac{V_2}{V_1} L_1 \sqrt{\frac{(K^2 - 1)^2}{Q_{L_2}^2} + (1 + \omega^2 L_2 C_{sonde} (K^2 - 1))} \quad (3.16)$$

Puisque $0 \leq K \leq 1$, et si $Q_{L_2}^2 \gg 1$ (figure 3.21 en haut), et si $\omega^2 L_2 C_{sonde} \ll 1$ (ce qui est le cas dans notre application), la relation 3.16 devient alors

$$M = \frac{V_2}{V_1} L_1 \quad (3.17)$$

Comme conclusion on peut dire que les effets de la sonde dans notre montage spécifique sont négligeables, que ce soit en entrée ou en sortie.

Le coefficient de couplage K du lien inductif, utilisant la bobine d'Helmholtz, est mesuré à l'aide du montage expérimental de la figure 3.20. La figure 3.24 présente les variations de ce coefficient en fonction des déplacements axiaux et paramétrés par la position angulaire.

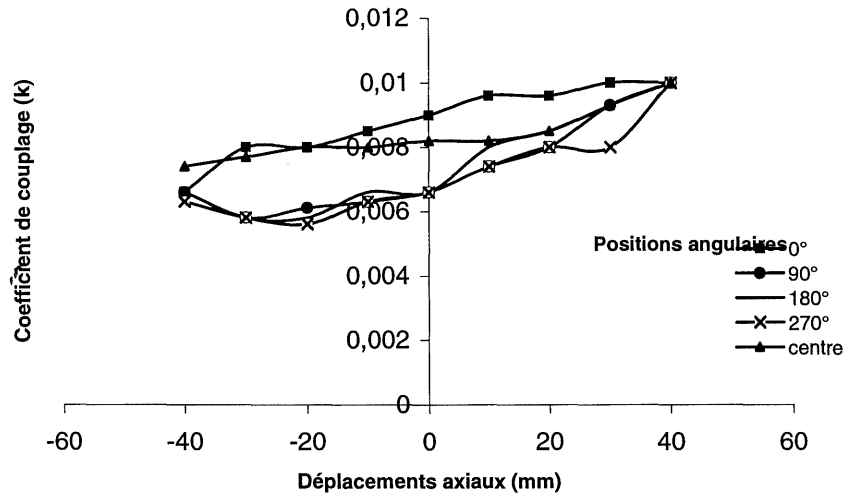


Figure 3.24 Le coefficient de couplage K en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire, voir figure 3.4, est maintenue fixe.

Contrairement aux calculs et simulations, le coefficient couplage K varie en fonction des déplacements et ceci est causé principalement par les irrégularités dans la forme géométrique de la bobine et aussi à cause de la non uniformité du champ dans la bobine d'Helmholtz. Toutefois, cette variation de K ne devrait pas causer la perte complète de l'alimentation de sorte qu'on ne perd pas le BMR.

3.4.2 La bande passante du lien inductif

Le système de mesure utilisé pour mesurer la bande passante est présenté à la figure 3.25. Les perturbations introduites par les sondes d'oscilloscope seront absorbées par les condensateurs de syntonisation, d'autant plus que cette perturbation est négligeable si on se fie aux résultats de la section précédente.

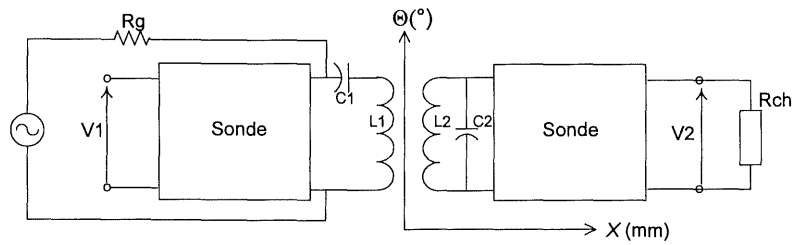


Figure 3.25 Schéma du montage expérimental pour évaluer la bande-passante, le rendement en tension et le rendement en puissance

Pour la détermination de la bande passante, on a utilisé un générateur de signaux, balayant un intervalle de fréquence centré à $F_0 = 20$ Mhz. On a pu prélever les valeurs de la courbe caractérisant la bande passante de ce lien, présentée à la figure 3.26.

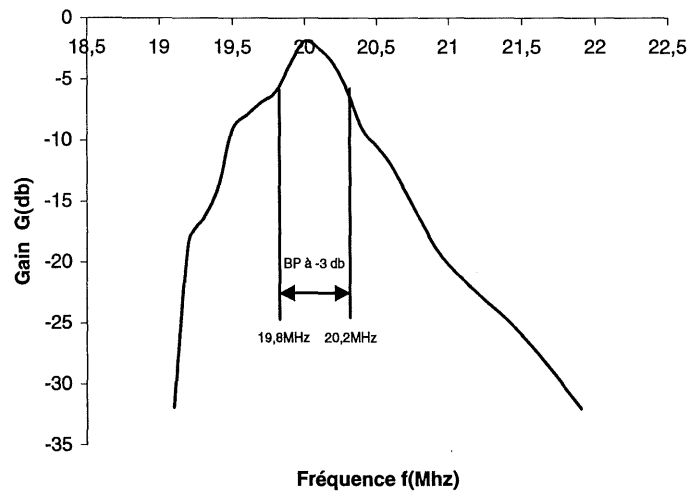


Figure 3.26 Bande passante du lien inductif

La bande passante mesurée a une largeur de 400 KHz. Cette valeur confirme la valeur obtenue par calcul et simulation.

La largeur de la bande passante va permettre la transmission de la 3ème harmonique d'un signal codé en code Manchester, à une fréquence de l'onde modulée de 75 KHz (c'est le débit de la transmission, 75 Kbits / seconde) qui sera modulé en amplitude

Chapitre 3

par une porteuse de 20 MHz [NADEAU-DOSTIE, 1985], [MOUINE, 1992], [ZIERHOFER, 1990]. La commande du BMR est donc assurée par cette largeur de bande passante. De plus, l'utilisation d'un signal modulé de 75 KHz, va permettre le transfert au secondaire d'une densité d'énergie capable d'alimenter le BMR car, par simulation, on a constaté que si la fréquence du signal modulant est inférieur à 50 KHz le ronflement du signal régulé à la sortie du secondaire est inadéquat pour fournir une alimentation propre aux circuits intégrés du système.

3.4.3 Le rendement en puissance et en tension du lien inductif pour BioMicroRobot

Le système de mesure utilisé pour mesurer les rendements de puissance et de tension est présenté à la figure 3.25. Les perturbations introduites par les sondes d'oscilloscope seront absorbées par les condensateurs de syntonisation, d'autant plus que cette perturbation est négligeable. Le rendement en tension et en puissance est présenté à la figure 3.27 et à la figure 3.28, en fonction des déplacements axiaux, sous différents angles. L'irrégularité de la forme de la bobine d'Helmholtz a fait que ces rendements ne sont pas constants. Les valeurs faibles de ces rendements sont l'image de la petite taille de la bobine secondaire de coilcraft.

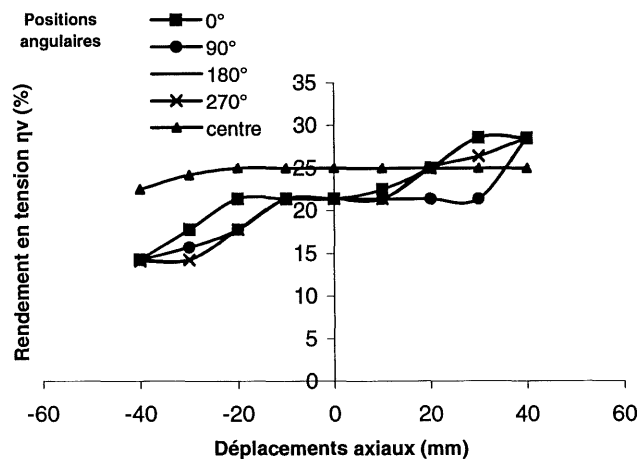


Figure 3.27 Rendement en tension en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire est maintenue fixe

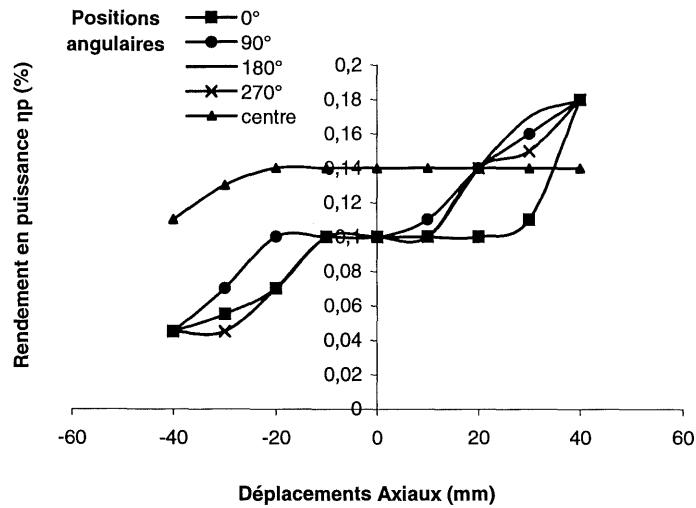


Figure 3,28 Rendement en puissance en fonction des déplacements axiaux x , lorsque la position angulaire est maintenue fixe

On constate toutefois que le rendement en puissance ou en tension, le centre de la bobine présente un comportement stable comparé aux autres positions angulaires. On peut affirmer qu'on est toujours capable de récupérer une énergie, ce qui va assurer un contrôle permanent du BMR.

3.5 Conclusion

Un nouveau lien inductif a été étudié et réalisé pour alimenter en énergie et en informations le BMR. Ce lien, basé sur la bobine d'Helmholtz, est beaucoup moins sensible aux déplacements axiaux et radiaux du BMR. Ce qui va permettre à ce dernier de se déplacer avec plus de liberté et d'efficacité afin d'accomplir ses tâches éventuelles à l'intérieur du corps humain. De plus, le lien inductif possède une bande passante de 400 KHz, ce qui nous permet d'être confiant pour les échanges des données comme la programmation et le contrôle en temps réel de microrobot.

Chapitre 3

Le chapitre suivant va présenter un élément intéressant pour renforcer l'efficacité du lien inductif. Cet élément est un amplificateur de puissance classe E, qui est à date l'amplificateur de puissance qui présente le rendement le plus élevé en radio-fréquence RF.

Il y sera démontré comment son réseau de charge s'adapte parfaitement au lien inductif étudié dans ce chapitre et comment il est possible de tirer profit de cette adaptation pour augmenter le rendement de l'ensemble formé de l'amplificateur classe E et du lien inductif.

CHAPITRE 4

Amplificateur de puissance classe E

4.1 Introduction

Le lien inductif, présenté dans le chapitre précédent, est utilisé pour alimenter en énergie et en information un BMR. Le BMR hexapode est un petit robot qui ressemble à une puce de taille microscopique, il est fabriqué par des pièces micrométriques et dédié à des applications médicales. Pour ses déplacements éventuels dans le milieu biologique du corps humain, il utilise des pattes IMPC (*Ionic Metal-Polymer Composite*) [OTIS, 2003], le nombre de ses pattes est de six, le système est donc Hexapode son principe de propulsion est bio-inspiré. Pour contrôler ces pattes, un circuit intégré d'architecture RISC fabriqué avec la technologie CMOS P18 [JARRY, 2004] est implanté dans le BMR. Pour fonctionner, ce microcontrôleur a besoin d'une puissance moyenne de 1 mW, tandis que le moyen de propulsion constitué par les pattes IMPC, consomme à lui seul 21 mW, ce qui donne une consommation totale de 22 mW sous les dimensions actuelles. Notre objectif futur est de diminuer les dimensions des pattes et ainsi baisser la consommation du système de propulsion [OTIS, 2003] à 3 mW et par conséquent réduire la consommation totale du BMR à 4 mW.

Le lien inductif est généralement constitué de deux bobines, l'une externe et dite primaire, l'autre est implantée et dite secondaire. L'ensemble forme un transformateur faiblement couplé, à travers lequel l'énergie sera transmise. La bobine secondaire fait partie du BioMicroRobot et doit être de taille millimétrique ou sous-millimétrique. Le coefficient de couplage du lien est extrêmement lâche, de l'ordre de $10^{-5} < K < 10^{-3}$. De plus, ce même lien sert à transférer les données à l'électronique interne. Par conséquent le facteur de qualité Q, qui peut compenser légèrement ce faible coefficient de couplage s'il est choisi grand, ne doit pas être trop élevé si non la bande passante sera très étroite.

Parmi les solutions pour pallier ce faible rendement causé par le coefficient de couplage très lâche, la génération d'un champ magnétique à haute intensité [KINEL et

coll., 1995], [GANDHI, 1990], [OSEPCHUK, 1980] en radio-fréquence peut être choisie [TROKY, 1992]. Ce champ magnétique intense peut être généré par l'utilisation d'un amplificateur de puissance classe E qui va piloter la bobine externe du lien inductif. L'ensemble va permettre d'alimenter la bobine interne, dans une gamme de fréquence allant de quelques centaines de kHz à quelques dizaine de Mhz, avec un rendement optimum qui voisine les 10 %.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de base de l'amplificateur classe E ainsi qu'une analyse mathématique sommaire de son fonctionnement. Ensuite, on procédera à une modélisation du circuit incluant le lien inductif piloté par l'amplificateur de puissance classe E. Après, on va discuter du choix des éléments de l'ensemble lien inductif-amplificateur classe E. À la fin, les résultats de la conception et de la fabrication de cet amplificateur seront présentés et discutés.

4.2 Description et étude d'un amplificateur de puissance classe E pour piloter un lien inductif pour BioMicroRobot autonome

4.2.1 Étude des circuits résonants pour un lien inductif pour BioMicroRobot

L'amplitude d'un champ magnétique généré par une bobine traversée par un courant variable dépend principalement de la géométrie de cette dernière et de ses ampères-tours. En augmentant le nombre des tours on augmente ainsi l'inductance de la bobine et l'intensité du champ généré.

La tension aux bornes d'une bobine traversée par un courant variable est donnée par la relation suivante :

$$|U| = |I| \sqrt{(R_{esr})^2 + (\omega L)^2} \quad (4-1)$$

où R_{esr} est la résistance équivalente série de la bobine, ω est la pulsation en rad/s et L est l'inductance de la bobine en Henry. U sera plus grande en haute fréquence à cause de la réactivité de la bobine. C'est ce qui explique qu'une bobine de transmission en RF n'est jamais pilotée seule à cause de la grande consommation de courant et de la tension au

niveau de la source, causant ainsi des pertes importantes et un mauvais rendement du montage. En haute fréquence, une bobine fait toujours partie d'un réseau pour fournir les conditions favorables pour le circuit de contrôle d'alimentation. La figure 4.1 montre trois configurations possibles du réseau qu'on peut utiliser avec une bobine RF.

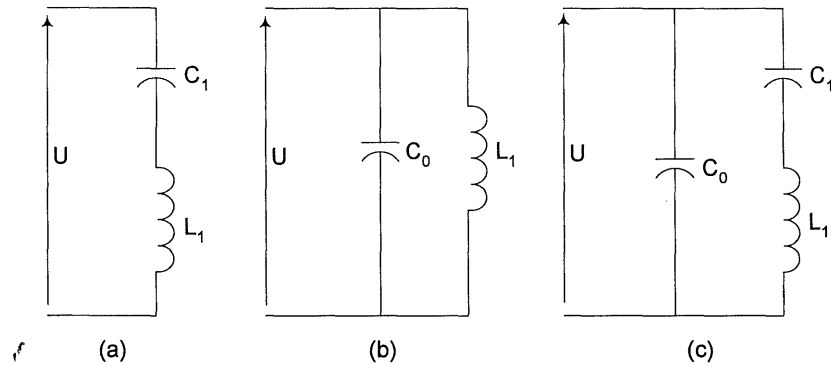


Figure 4.1 (a) Circuit résonant série (b) Circuit résonnant parallèle (c) Réseau de charge multifréquence

Le premier réseau de charge de la figure 4.1 (a), place le condensateur en série avec la bobine. L'ensemble est syntonisé à la fréquence de résonance; c'est la configuration la plus utilisée. Comme le circuit est en série le courant est nécessairement le même dans les deux composants réactifs. La tension dans la bobine est en avance de 90° sur ce courant alors que dans le condensateur, la tension est en retard de 90° sur ce même courant. Ces deux tensions sont donc en opposition de phase et s'annulent. À la fréquence de résonance, l'intensité du courant est maximale et l'impédance, qui est réduite à la somme des résistances séries équivalentes (R_{esr}) du condensateur et de la bobine, est minimale. D'autre part, la tension aux bornes de l'inductance est élevée, et a pour valeur :

$$U_{L_1} = Q_1 U \quad \text{où} \quad Q_1 = \frac{L_1 \omega_0}{R_{rse}} \quad (4-2)$$

Cependant pour un circuit série-résonant, la valeur du champ magnétique produit par la bobine L_1 peut être augmentée en augmentant soit le courant qui traverse la bobine, mais dans ce cas, des contraintes sévères vont s'imposer sur le circuit de contrôle de puissance, soit augmenter l'inductance L_1 , en augmentant le nombre de tours, or ceci va augmenter aussi la résistance série équivalente et donc diminuer le facteur de qualité.

Chapitre 4

Le second réseau de charge, présenté à la figure 4.1 (b), place le condensateur et la bobine en parallèle. L'ensemble est syntonisé à la fréquence de résonance. À la résonance les deux réactances vont se compenser et l'impédance équivalente du circuit sera réduite à la résistance parallèle équivalente R_p de la bobine et du condensateur, qui est exprimée par la relation suivante :

$$R_p = R_{rse} (1 + Q_I^2) \quad (4-3)$$

où Q_I est le facteur de qualité du circuit, et R_{rse} est la résistance série équivalente (rse) du condensateur et de la bobine. Si Q_I est grand, R_p est grand aussi, réduisant ainsi la quantité du courant I que le circuit de contrôle doit fournir. La valeur importante du courant nécessaire dans la bobine pour produire un champ magnétique intense résulte de la résonance de la bobine et du condensateur.

$$|I_{L_1}| = |I_{C_0}| = Q_I i_0 \quad (4-4)$$

Cependant, le circuit parallèle résonant est désavantagé par le fait qu'il exige une grande tension. Une grande tension correspond pour les éléments actifs du circuit de contrôle à une grande capacité parasite qui va limiter l'utilisation en haute fréquence.

Les avantages des deux réseaux présentés précédemment sont rassemblés dans le troisième réseau présenté à la figure 4.1 (c), et constitué d'une combinaison d'un circuit résonant-série et d'un autre résonant-parallèle. Il est appelé circuit résonnant multifréquence ou réseau de charge multifréquence. Pour ce circuit, le circuit de contrôle fournit à la fois un faible courant sous une faible tension offrant ainsi des conditions favorables pour les éléments actifs du circuit du contrôle et un bon rendement du lien.

4.2.2 Lien inductif piloté par un Amplificateur classe E

L'amplificateur de puissance classe E [SOKAL et coll., 1975], présenté à la figure 4.2, est chargé par un réseau de charge multifréquence, il bénéficie alors de ses caractéristiques intéressantes comparées à ceux des deux autres réseaux présentés à la figure 4.1.

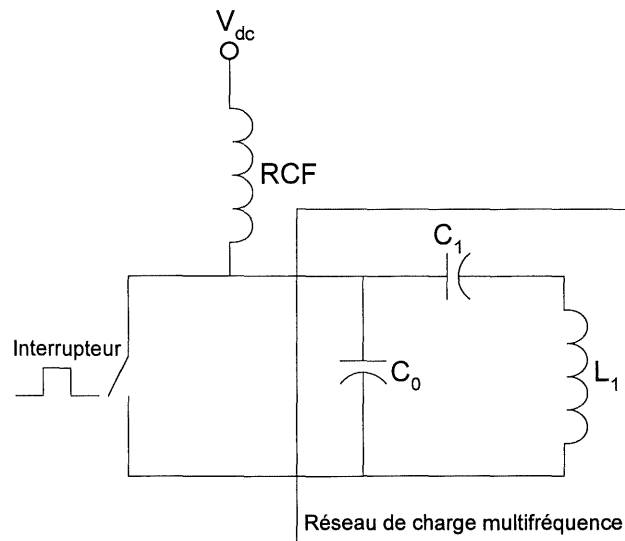
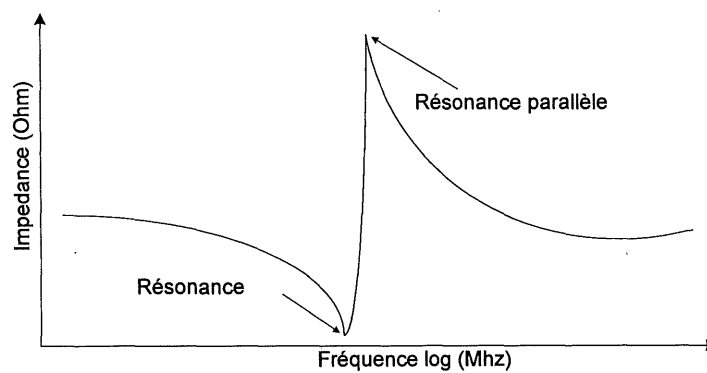


Figure 4.2 Topologie d'un amplificateur de puissance Classe E

Dans ce montage, l'élément actif fonctionne en régime de commutation, c'est-à-dire comme un interrupteur. L'impédance de charge vue par cet interrupteur a une réponse fréquentielle présentée à la figure 4.3. De cette réponse, on constate la présence de deux pics d'impédance. Le premier est causé par le circuit série L_1-C_1 , le deuxième provient du C_0-L_1 .

Figure 4.3
réponse
de charge



Réponse
d'un réseau

multifréquence

Chapitre 4

Le circuit de la figure 4.2 est dimensionné de tel sorte qu'il fonctionne avec une fréquence comprise entre les deux pics série et parallèle. Cet intervalle de fréquence particulier permet d'avoir une très faible perte d'énergie dans l'interrupteur [TROKY, 1992]. Avec ce mode de fonctionnement, le courant et la tension dans l'interrupteur sont en opposition de phase. Alors, en présence d'un courant, la tension est presque nulle, et en présence d'une tension, le courant à son tour est quasiment nul, ce qui se traduit par une puissance instantanée pratiquement nulle au niveau de l'interrupteur (switch) de pilotage de l'amplificateur de puissance classe E.

On vient de montrer sommairement que la topologie d'un amplificateur classe E (APE), est celle qui s'adapte le mieux pour piloter un lien inductif du BMR et présente également le meilleur rendement en puissance, en faisant en sorte de minimiser les pertes de puissance dans l'élément actif de l'APE et en augmentant le rendement de l'ensemble. Dans la section suivante, on va présenter le circuit de base de l'APE ainsi que son principe de fonctionnement.

4.2.3 Principe de base de l'amplificateur classe E

Dans les applications radiofréquence, il est toujours souhaitable d'avoir un amplificateur de puissance avec le plus grand rendement possible. Les caractéristiques suivantes sont très recherchées également : faible consommation de puissance, faible montée en température des composants actifs (transistors), faible encombrement ainsi que des capacités et des inductances parasites les plus négligeables possibles. Cependant la majeure partie de la puissance perdue se fait au niveau des transistors. Ceci est vrai pour les amplificateurs classe A, B et C où le (s) transistor (s) fonctionne (ent) comme une source de courant. De même pour les classes D et S qui utilisent un ou deux transistors fonctionnant en commutation (interrupteur) et qui imposent un courant ou une tension en sortie sans tenir compte du réseau de charge. L'amplificateur classe D impose l'utilisation d'un filtre passe-bande, tandis que l'amplificateur classe S impose à son tour un filtre passe-bas [MIHAI, 2001].

L'amplificateur classe E, inventé par Sokal [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], offre une nouvelle façon de concevoir des amplificateurs de puissance avec un grand rendement. Il utilise un seul transistor fonctionnant comme un interrupteur piloté par

un signal dont la fréquence sera également celle du signal de sortie. La charge de cet amplificateur est un réseau composé d'un circuit résonant série C_1, L_1 et R , en parallèle avec condensateur C_0 (figure 4.4 (a)). Notez que la valeur totale de la capacité shunt C_0 inclue la capacité parasite propre du transistor. La configuration la plus commune d'un amplificateur de puissance classe E est présentée à la figure 4.4 (a) [SOKAL et coll., 1975].

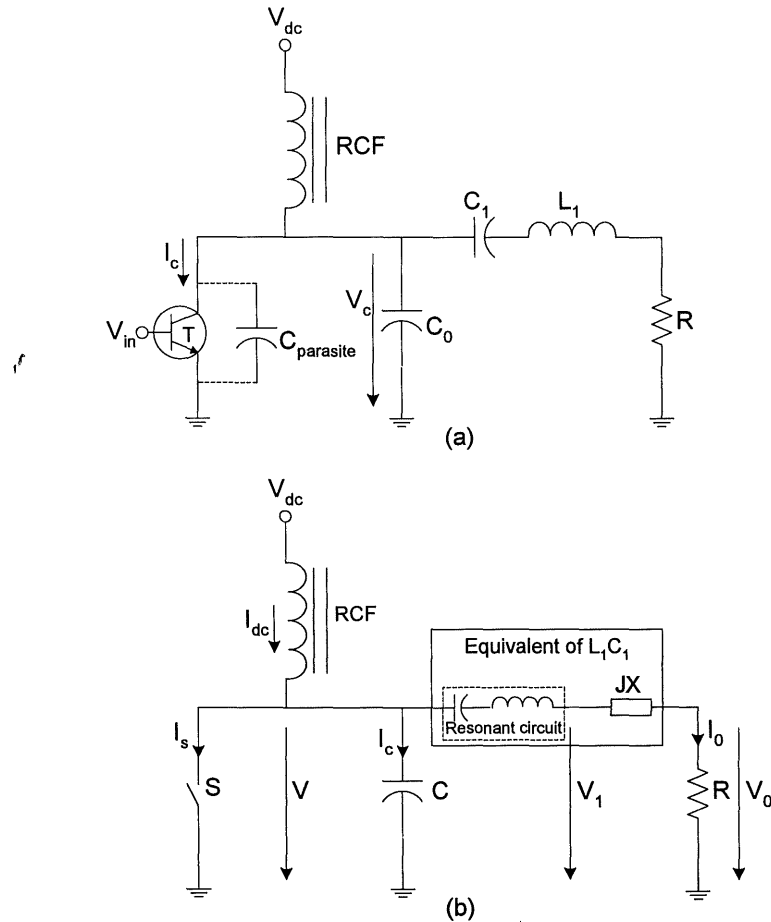


Figure 4.4 (a) Circuit de base d'un amplificateur classe E (b) Circuit équivalent idéal

Le fonctionnement sommaire de l'amplificateur de puissance classe E de la figure 4.4 (a) est le suivant : Le transistor T (interrupteur) fonctionne comme un interrupteur commandé par V_{in} . Idéalement quand le transistor est saturé (interrupteur fermé), la tension V_c au collecteur (drain) est nulle et un fort courant de collecteur I_c peut circuler. Quand le transistor est bloqué (interrupteur ouvert), aucun courant ne circule mais une tension V_c peut exister au collecteur (drain). Donc, la présence simultanée d'un courant I_c

et d'une tension V_c est évitée, évitant ainsi des pertes de puissance au niveau du transistor. La capacité C_0 agit de telle sorte à bloquer la tension V_c à zéro au collecteur (drain) durant la transition saturée-bloquée du transistor pour éviter les pertes de puissance. C_1 , L_1 et R sont choisis de telle sorte à forcer le retour à zéro de la tension au collecteur juste avant la transition bloquée-saturée du transistor, encore pour éviter des pertes de puissance. La forme typique du courant et de la tension du collecteur (drain) d'un amplificateur de puissance classe E optimal est présentée à la figure 4.5.

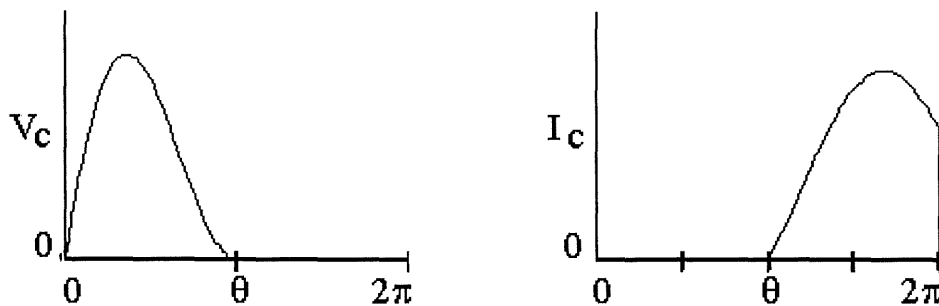


Figure 4.5 Forme typique de courant et de tension au collecteur

4.2.4 Equations de base de l'amplificateur classe E

Les équations de base de l'amplificateur classe E ont été développées dans la littérature selon différentes approches [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], [RAAB, 1978], [RIPPS, 1999], [MIHAI, 2001]. Le circuit étudié présentant la topologie la plus générale de l'APE est celui de la figure 4.4 (a). Le circuit simplifié équivalent est présenté à la figure 4.4 (b), il est obtenu en se basant sur les hypothèses suivantes [RAAB, 1977] :

- la bobine de choc RCF est idéale, avec une résistance série DC nulle et une réactance infinie à la fréquence de travail f_0 . L'inductance de choc RCF ne permet que le passage d'un courant d'entrée I_{dc} constant (DC).
- Le circuit résonant série L_1 - C_1 n'est pas syntonisé à la fréquence de travail f_0 . Il a, à cette fréquence, une réactance JX produite par la différence entre la réactance de l'inductance et celle de la capacité du circuit résonant.

$$X = 2\pi f L_1 - \frac{1}{2\pi C_1} \quad (4-5)$$

Pour le modèle il est convenable de considérer L_1 - C_1 comme la mise en série d'un circuit résonant série qui résonne à f_0 et d'une réactance JX (figure 4.4 (b)).

- le transistor est supposé idéal : la tension de saturation et la résistance de saturation sont nulles, la résistance au blocage est infinie, les transitions saturées-bloquées et bloquées-saturées sont instantanées. Il est supposé bidirectionnel en tension et en courant.
- La capacité totale shunt est $C = C_0 + C_{\text{parasite}}$, et elle est indépendante de la tension V_c au collecteur (drain).
- Tous les composants sont idéaux. Les résistances parasites de L_1 et C_1 sont comprises dans la résistance de charge R , la possible réactance parasite de R est comprise dans L_1 et/ou C_1 .
- Le facteur de qualité Q_1 du réseau L_1 - C_1 est supposé infini pour générer aux bornes de la charge R une tension sinusoïdale.

À partir des hypothèses ci-dessus, le modèle de la figure 4.4 (b) est obtenu. Notez que le potentiel V_1 n'a pas de sens physique mais il est utilisé comme point de référence pour compléter l'analyse. L'analyse de l'amplificateur de puissance classe E est basée sur les graphes de la figure 4.6, ci-dessous. Elle est assez complexe parce qu'il y a pas une source de tension ou de courant bien définie dans le circuit. De plus, tous les paramètres du montage sont liés par des équations non linéaires.

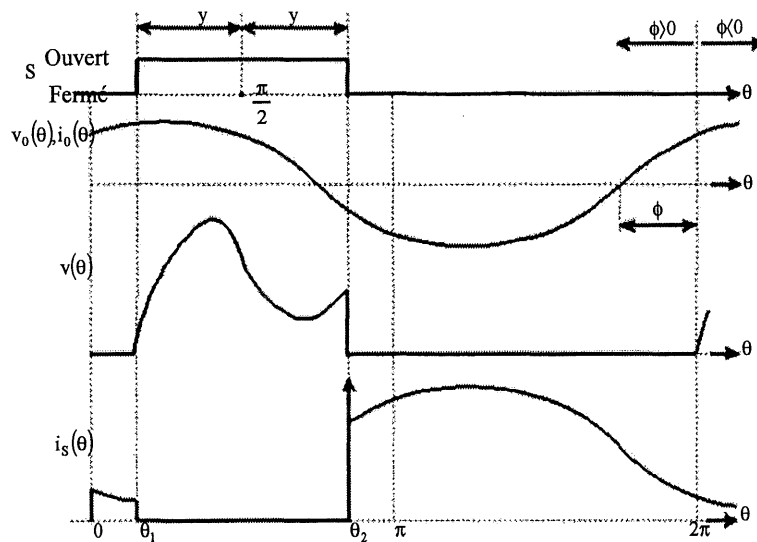


Figure 4.6 Formes d'ondes d'un amplificateur de puissance classe E

4.3 Analyse du circuit

4.3.1 Relations de base

La tension et le courant de sortie, dans la charge de l'amplificateur classe E, sont sinusoïdaux et se définissent comme suit :

$$i_o = \frac{V_o}{R} \sin(\theta + \phi) \quad (4-6)$$

$$v_o = V_o \sin(\theta + \phi) = V_o \sin(\omega t + \phi) \quad (4-7)$$

Où $\theta = \omega t = 2\pi f$ et ϕ est illustré à la figure 4.6, et sera déterminé, ainsi que V_o dans les prochaines sections. La tension fictive $v_I(\theta)$ est sinusoïdale déphasée par rapport à $v_o(\theta)$ à cause de la réactance JX.

$$v_I(\theta) = v_o(\theta) + v_x(\theta) = V_o \sin(\theta + \phi) + \frac{X}{R} V_o \cos(\theta + \phi) = V_I \sin(\theta + \phi_I) \quad (4-8)$$

où $v_x(\theta)$ est la tension aux bornes de la réactance JX,

$$V_I = V_o \sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)^2} = \rho V_o \quad (4-9)$$

$$\phi_I = \phi + \psi = \phi + \text{tg}^{-1}\left(\frac{X}{R}\right) \quad (4-10)$$

où V_I et ϕ_I sont l'amplitude et la phase de $v_I(\theta)$.

La différence entre le courant d'entrée continue I_{dc} et le courant de sortie $i_o(\theta)$ va circuler à travers la capacité C quand l'interrupteur S est ouvert, et à travers l'interrupteur S quand ce dernier est fermé.

Quand l'interrupteur S est ouvert, le courant $i_C(\theta) = I_{dc} - i_o(\theta)$ charge la capacité C.

$$v(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int_{\theta_i}^{\theta} i_C(u) du \quad (4-11)$$

où θ_i est l'instant où l'interrupteur s'ouvre.

Chapitre 4

Pour cette analyse il est convenable de choisir le centre d'ouverture de l'interrupteur S à l'instant $\pi/2$, en rad /s, et de décrire les signaux pendant l'intervalle des transitions d'état de l'interrupteur $\left[\frac{\pi}{2} - y, \frac{\pi}{2} + y\right]$ (figure 4.6). La tension au collecteur à l'instant θ peut être exprimée par [RAAB, 1977] :

$$v(\theta) = \frac{I}{B} \int_{\frac{\pi}{2}-y}^{\theta} \left(I_{dc} - \frac{V_0}{R} \sin(u + \phi) \right) du$$

$$v(\theta) = \frac{I}{B} \left[I_{dc} \left(-\frac{\pi}{2} + y \right) + \frac{V_0}{R} \sin(\phi - y) + I_{dc} \theta + \frac{V_0}{R} \cos(\theta + \phi) \right] \quad (4-12)$$

$$\text{où} \quad B = \omega C \quad (4-13)$$

4.3.2 Analyse en série de Fourier

À la fréquence de travail f_0 , le réseau de charge série de la figure 4.4 (b) est supposé idéal et syntonisé à cette fréquence. Donc l'impédance est nulle et aucune chute de tension n'est mesurée. Alors la tension fictive $v_I(\theta)$ n'est autre que la composante fondamentale de la tension $v(\theta)$. En utilisant la décomposition en série de Fourier, le coefficient b_1 , représentant l'amplitude en terme du sinus de la composante fondamentale de $v(\theta)$, sera l'amplitude de la tension $v_I(\theta)$.

$$V_I = \frac{I}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \sin(\theta + \phi_1) d\theta \quad (4-14)$$

L'intégration de l'équation (4-14) donne :

$$\begin{aligned} V_I = & 2 \left[\frac{I_{dc}}{\pi B} \left(\frac{\pi}{2} - y \right) + \frac{V_0}{\pi B R} \sin(y - \phi) \right] \cos \phi_1 \sin y + \\ & + \frac{I_{dc}}{\pi B} (-2 \sin \phi_1 \sin y + \pi \cos \phi_1 \sin y + 2y \sin \phi_1 \cos y) - \\ & - \frac{V_0}{2\pi B R} [\sin(2\phi + \psi) \sin 2y - 2y \sin \psi] \end{aligned} \quad (4-15)$$

Chapitre 4

En utilisant les équations (4-9) et (4-10), on trouve :

$$\rho V_0 + V_0 \left[\frac{\sin(2\phi + \psi) \sin 2y - 2y \sin \psi}{2\pi BR} + \frac{2 \sin(y - \phi) \cos \phi_1 \sin y}{\pi BR} \right] = \quad (4-16)$$

$$\frac{I_{dc}}{\pi B} [2y \cos \phi_1 \sin y + (2y \cos y - 2 \sin y) \sin \phi_1]$$

D'où

$$V_0 = I_{dc} Rh(\phi, \psi, y, B, R, \rho) \quad (4-17)$$

où

$$h(\phi, \psi, y, B, R, \rho) = \frac{2y \sin y \cos \phi_1 + (2y \cos y - 2 \sin y) \sin \phi_1}{\pi BR \rho + \frac{1}{2} \sin(2\phi + \psi) \sin 2y - y \sin \psi + 2 \sin(y - \phi) \cos \phi_1 \sin y} \quad (4-18)$$

En outre, puisque la tension $v_1(\theta)$ est définie comme sinusoïdale et ne renferme pas des termes en cosinus ou en quadrature, alors le coefficient a_1 , de la décomposition en série de Fourier, est nul.

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cos(\theta + \phi_1) d\theta = 0 \quad (4-19)$$

En intégrant, on trouve :

$$0 = -2 \sin \phi_1 \sin y \left[\frac{I_{dc}}{\pi B} \left(y - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{V_0}{\pi BR} \sin(\phi - y) \right] +$$

$$+ \frac{I_{dc}}{\pi B} (-2 \cos \phi_1 \sin y - \pi \sin \phi_1 \sin y + 2y \cos \phi_1 \cos y) - \quad (4-20)$$

$$- \frac{V_0}{2\pi BR} \sin 2y \cos(2\phi + \psi) + \frac{y V_0 \cos \psi}{\pi BR}$$

D'où

$$V_0 = I_{dc} Rg(\phi, \psi, y) \quad (4-21)$$

où :

$$g(\phi, \psi, y) = \frac{2y \sin \phi_1 \sin y - 2y \cos \phi_1 \cos y + 2 \cos \phi_1 \sin y}{-2 \sin(\phi - y) \sin y \sin \phi_1 - \frac{1}{2} \sin 2y \cos(2\phi + \psi) + y \cos \psi} \quad (4-22)$$

Chapitre 4

On constate que :

$$g(\phi, \psi, y) = h(\phi, \psi, y, B, R, \rho) \quad (4-23)$$

En assumant que les valeurs des composants et le rapport cyclique D (i.e. y) sont connus, le seul paramètre qui reste inconnu est le déphasage ϕ , qu'on peut déterminer en résolvant l'équation (4-23) qui peut s'écrire comme :

$$\begin{aligned} \frac{q_1 \sin \phi + q_0 \cos \phi}{r_2 \sin^2 \phi + r_1 \sin \phi \cos \phi + r_0 \cos^2 \phi} &= \\ &= \frac{-q_0 \sin \phi + q_1 \cos \phi}{s_2 \sin^2 \phi + s_1 \sin \phi \cos \phi + s_0 \cos^2 \phi} \end{aligned} \quad (4-24)$$

Avec :

$$\begin{aligned} q_0 &= 2(\sin y - y \cos y) \cos \psi + 2y \sin y \sin \psi \\ q_1 &= 2y \sin y \cos \psi + 2(y \cos y - \sin y) \sin \psi \\ r_0 &= (y - \sin y \cos y) \cos \psi + 2 \sin^2 y \sin \psi \\ r_1 &= 2 \sin^2 y \cos \psi \\ r_2 &= (y - \sin y \cos y) \cos \psi \\ s_0 &= \pi B R \rho - (y - \sin y \cos y) \sin \psi + 2 \sin^2 y \cos \psi \\ s_1 &= -2 \sin^2 y \sin \psi \\ s_2 &= \pi B R \rho - (y - \sin y \cos y) \sin \psi \end{aligned} \quad (4-25)$$

D'après l'équation (4-24), on peut obtenir :

$$\alpha_3 \sin^3 \phi + \alpha_2 \sin^2 \phi \cos \phi + \alpha_1 \sin \phi \cos^2 \phi + \alpha_0 \cos^3 \phi = 0 \quad (4-26)$$

où :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= q_0 s_0 - q_1 r_0 \\ \alpha_1 &= q_1 s_0 + q_0 s_1 + q_0 r_0 - q_1 r_1 \\ \alpha_2 &= q_1 s_1 + q_0 s_2 + q_0 r_1 - q_1 r_2 \\ \alpha_3 &= q_1 s_2 + q_0 r_2 \end{aligned} \quad (4-27)$$

Avec : $\alpha_1 = \alpha_3$ et $\alpha_0 = \alpha_2$, l'équation (4-26) devient

$$\left(\tan \phi + \frac{\alpha_2}{\alpha_3} \right) (\tan^2 \phi + 1) = 0 \quad (4-28)$$

d'où :

$$\phi = \tan^{-1} \left(-\frac{\alpha_2}{\alpha_3} \right) = \tan^{-1} \left(-\frac{\alpha_0}{\alpha_1} \right) \quad (4-29)$$

L'équation (4-29), permet la détermination de ϕ , on peut alors calculer $g(\phi, \psi, y)$ à partir de l'équation (4-22).

4.3.3 Puissance et rendement

La relation entre la tension d'alimentation V_{dc} et les autres paramètres du montage, peut être établie en observant que V_{dc} n'est autre que la valeur moyenne de $v(\theta)$. La bobine RFC est supposée idéale durant une période de commutation. Employant les équations (4-12) et (4-21), et en notant $g(\phi, \psi, y)$ par g .

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) d\theta = \\ &= \frac{I_{dc}}{2\pi B} \int_{\frac{\pi}{2}-y}^{\frac{\pi}{2}+y} \left[y - \frac{\pi}{2} + g \sin(\phi - y) + \theta + g \cos(\theta + \phi) \right] d\theta = \\ &= \frac{I_{dc}}{\pi B} [y^2 + yg \sin(\phi - y) - g \sin \phi \sin y] = I_{dc} R_{dc} \end{aligned} \quad (4-30)$$

où R_{dc} est la résistance équivalente du montage vue par la source d'alimentation DC.

$$R_{dc} = \frac{y^2 + g[y \sin y(\phi - y) - \sin \phi \sin y]}{\pi B} \quad (4-31)$$

Utilisant les équations (4-21) et (4-30), la puissance utile de sortie est obtenue par :

$$P_0 = \frac{I V_0^2}{2 R} = \frac{I_{dc}^2 g^2 R}{2} = \frac{V_{dc}^2 g^2 R}{2 R_{dc}^2} \quad (4-32)$$

Chapitre 4

La puissance DC d'entrée est donné par :

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{R_{dc}} \quad (4-33)$$

Le rendement est définit alors comme :

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{g^2 R}{2 R_{dc}} \quad (4-34)$$

4.3.4 Les éléments de l'amplificateur classe E optimal

Ce rendement peut être 100%, si et seulement si, les valeurs des composants et les paramètres d'opération sont choisis de tel sorte que la tension $v(\theta)$ au borne du collecteur (drain) (figure 4.6), retourne à zéro à l'instant exact où le transistor passe de l'état bloqué à l'état saturé.

La condition pour un 100% de rendement est

$$v\left(\frac{\pi}{2} + y\right) = 0 \quad (4-35)$$

En employant l'équation (4-12), (4-17) et (4-30), on peut trouver :

$$\cos \phi = \frac{y}{g \sin y} \quad (4-36)$$

La pente de la tension $v(\theta)$, de la tension au borne du collecteur, en fonction du temps est :

$$\xi = \frac{I}{R_{dc} B} \frac{dv(\theta)}{d\theta} \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2} + y} = \frac{I}{R_{dc} B} [1 - g \cos(y + \phi)] \quad (4-37)$$

Remplaçant $R_{dc} B$, par son expression de l'équation (4-31), dans (4-37), on trouve :

$$\begin{aligned} & (\pi \cos y - \xi y \sin y) \cos \phi + (-\pi \sin y + \xi y \cos y - \xi \sin y) \sin \phi = \\ & = \frac{\pi - \xi y^2}{g} \end{aligned} \quad (4-38)$$

Chapitre 4

En employant les équations (4-36) et (4-38), on peut écrire :

$$\tan \phi = \frac{\frac{\sin y}{y} - \cos y}{\frac{\xi y}{\pi} \cos y - \left(1 + \frac{\xi}{\pi}\right) \sin y} \quad (4-39)$$

et

$$g = \frac{y}{\cos \phi \sin y} \quad (4-40)$$

En supposant que $\eta = 1$, l'équation (4-34) donne

$$R_{dc} = \frac{g^2 R}{2} \quad (4-41)$$

En remplaçant en (4-31), on peut obtenir la relation qui détermine la valeur de la capacité de shunt C :

$$B = \frac{2(y^2 + yg \sin(\phi - y) - g \sin \phi \sin y)}{\pi g^2 R} \quad (4-42)$$

Finalement en utilisant l'équation (4-23), on peut trouver ψ . En notant :

$$\begin{aligned} w_1 &= -2g \sin(\phi - y) \sin y - 2y \sin y \\ w_2 &= 2y \cos y - 2 \sin y \\ w_3 &= -g \sin y \cos y \end{aligned} \quad (4-43)$$

on trouve :

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{w_1 \sin \phi + w_2 \cos \phi + w_3 \cos 2\phi + gy}{w_2 \sin \phi + w_3 \sin 2\phi - w_1 \cos \phi} \right), \quad \psi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \quad (4-44)$$

L'amplificateur fonctionne en régime optimum pour un rapport cyclique $D = 0.5$ et $\xi = 0$ [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977]. Dans ce cas, on peut établir les différentes relations pour le design de l'amplificateur classe E pour un fonctionnement optimum et un rendement de 100%.

$$\begin{aligned}
 \phi &= -\tan^{-1} \frac{2}{\pi} = -32.4816^\circ = -0.5669 \text{rad} \\
 R_{dc} &= \frac{\pi^2 + 4}{8} R = 1.7337R \\
 B &= \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)R} = \frac{1}{5.4466R} = \frac{0.1836}{R} \\
 \psi &= \tan^{-1} \left(\frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right) = 49.0524^\circ = 0.85613 \text{rad} \\
 X &= R \tan \psi = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} R = 1.1525R
 \end{aligned}
 \tag{4-45}$$

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \frac{4}{\sqrt{4 + \pi^2}} V_{dc} = 1.0741 V_{dc} \\
 P_0 &= P_{dc} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_{dc}^2}{R} = 0.5768 \frac{V_{dc}^2}{R}
 \end{aligned}$$

4.3.5 Considérations pratiques de l'amplificateur classe E

L'étude de l'amplificateur de puissance classe E fonctionnant avec des éléments supposés parfaits a été présentée dans la section précédente. Dans cette section nous allons traiter du cas où ces éléments ne sont plus parfaits. Une étude a été réalisée pour déterminer l'influence des variations des différents paramètres sur les performances du circuit [RAAB, 1978].

Cette étude consistait à déterminer l'effet des variations de la syntonisation (en variant X), du rapport cyclique D (en variant y), de la résistance de charge (en variant R), de la capacité parallèle (en variant C_0) et de la fréquence d'opération. Chacun de ces cas a été étudié seul en gardant les autres paramètres fixes et à des valeurs normalisées. Cette étude conclue que l'imperfection des éléments affecte majoritairement le rendement du circuit et non pas le comportement et le principe de fonctionnement. Pour un rendement de 100 %, le circuit devrait être utilisé avec : $y=\pi/2$, $B=0.1836/R$ et $\psi=49.05^\circ$. Les résultats de cette étude montrent aussi que pour maintenir un rendement supérieur à 95% pour l'amplificateur de puissance classe E, le circuit devrait être utilisé avec les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 \frac{0.06}{R} &\leq B \leq \frac{0.3}{R} \\
 40^\circ &\leq \psi \leq 70^\circ \\
 0.63R &\leq R \leq 1.55R \\
 \frac{0.9\pi}{2} &\leq \gamma \leq \frac{1.1\pi}{2}
 \end{aligned}
 \tag{4-46}$$

D'un autre côté, l'étude montre que l'effet des variations de la fréquence sur le rendement dépend du facteur de qualité Q_1 du réseau série de charge. Pour un grand facteur de qualité, le rendement est plus gravement affecté si la fréquence d'opération s'éloigne de la fréquence f_0 du circuit. De plus, pour un faible facteur de qualité, le condensateur C_0 de shunt ne peut pas se décharger convenablement [RAAB, 1978], ce qui résulte en une superposition du courant et de la tension à l'ouverture du transistor. Pour un facteur de qualité trop élevé, le contraire se produit et le transistor se trouve en mode inverse durant un certain temps. Si le niveau de tension inverse est trop élevé, le transistor peut être endommagé ou encore, peut se mettre en conduction en inverse, ce qui réduirait le rendement.

4.3.6 Classe E pilotant un lien inductif

Le principe et l'étude de l'amplificateur de puissance classe E a été présenté dans les sections précédentes, dans cette section le circuit comportant un amplificateur classe E pilotant un lien inductif pour alimenter en énergie et en information un BMR sera présenté. Dans ce cas le réseau série de charge de la figure 4.4, est remplacé par le lien inductif de la figure 4.1 comme énoncé précédemment. La topologie de l'ensemble est présentée à la figure 4.7.

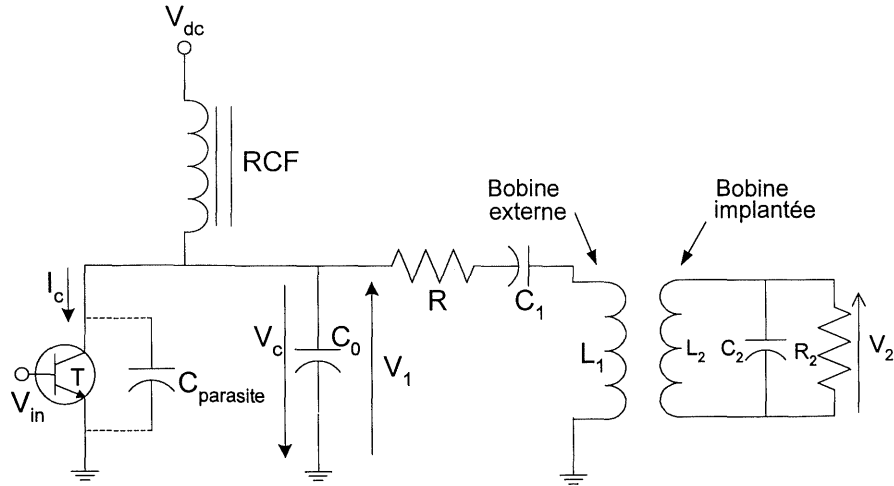


Figure 4.7 Topologie d'un amplificateur classe E pilotant un lien inductif

4.4 Présentation des calculs et simulations

Le circuit de base de l'amplificateur classe E associé à un lien inductif est présenté à la figure 4.7. Le transistor, qui peut être un transistor bipolaire à jonction (BJT) ou un transistor à effet de champ (FET), fonctionne comme un interrupteur piloté par la fréquence d'opération f_0 , dans notre cas $f_0 = 20\text{MHz}$. La capacité parasite shunt de la jonction collecteur-émetteur (drain-source) est absorbée par C_0 .

Pour obtenir un fonctionnement optimum de l'amplificateur classe E, la tension (V_c) et sa pente (dV_c/dt) doivent être nulles à l'instant où le transistor se sature [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], [KAZIMIERCZUK, 1979 (a)]. Cette condition élimine les pertes de puissance dans le circuit qui sont dues aux transitions du transistor, Cette condition est obtenue par un choix judicieux des valeurs des éléments du réseau série de charge (la partie primaire du lien inductif). La puissance maximale de sortie est obtenue par un rapport cyclique D de 50% du signal qui pilote la commutation du transistor [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], [KAZIMIERCZUK, 1979 (b)]. Pour cette raison, toute l'analyse et l'expérimentation seront basées sur un rapport cyclique D de 50%.

Pour un rapport cyclique de 50%, les relations suivantes doivent être satisfaites pour un fonctionnement optimum de l'amplificateur classe E [RAAB, 1977],

Chapitre 4

[KAZIMIERCZUK, 1979 (a)]. Pour l'analyse L_1 est divisé en L et ΔL , ($L_1=L+ \Delta L$). ΔL doit satisfaire :

$$\Delta L = \frac{X}{2\pi f_0} = 1.1525 \frac{R}{2\pi f_0} \quad (4-47)$$

L peut être choisie d'une manière arbitraire par le concepteur, de telle façon à laisser un libre choix du facteur de qualité et de la bande passante de la transmission des signaux. C_1 entre en résonance avec L à la fréquence d'opération f_0 , alors :

$$C_1 = \frac{1}{\sqrt{Lw_0^2}} \quad (4-48)$$

où le facteur de qualité Q_1 est défini par :

$$Q_1 = \frac{w_0 L_1}{R} = \frac{1}{w_0 C_1 R} \quad (4-49)$$

La bobine de choc RCF, doit satisfaire au moins l'une des deux conditions suivantes [SOKAL et coll., 1980], [ALBULET, 1995], [ALBULET et coll., 1995]:

$$L_{RCF} \geq \frac{10}{w_0^2 C_0} \quad \text{ou} \quad L_{RCF} \geq 30 R \quad (4-50)$$

C_0 doit satisfaire :

$$C_0 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)w_0 R} = \frac{0.1836}{w_0 R} \quad (4-51)$$

Et finalement R est composée des résistances parasites de l'inductance L_1 et de la capacité C_1 , ainsi que de l'impédance équivalente du secondaire du lien inductif ramenée au primaire Z_{r1} (figure 3.3).

$$R = \frac{L_1 w_0}{Q_1} + \frac{Mw}{|Z_2 + jL_2 w|} \Big|_{w=w_0} \quad (4-52)$$

4.4.1 Complément basé sur l'influence du facteur de qualité Q_1

L'analyse de l'amplificateur de puissance classe E peut être effectuée uniquement en supposant que le courant traversant L_1 et C_1 est sinusoïdal. Ceci suppose que le facteur de qualité Q_1 de ce réseau de charge est infini (pratiquement, Q_1 est un libre choix du concepteur à condition de respecter la condition suivante ($Q_1 \geq 1.7879$)) [SOKAL, 2001]. De plus, pour un maximum d'efficacité, il est recommandé que le rapport cyclique du signal qui pilote la commutation du transistor soit de 50% [SOKAL et coll., 1975], [RAAB, 1977], [KAZIMIERCZUK, 1979]. Pour cette raison toute l'analyse et l'expérimentation seront basées sur un rapport cyclique de 50%. La puissance de sortie de l'amplificateur P_0 dépend principalement de l'alimentation V_{dc} et de la charge R , mais secondairement de la valeur du facteur de qualité [SOKAL, 2001]. Ce qui explique que les études et les réalisations de l'amplificateur classe E qui ne tiennent pas compte de ce paramètre vont avoir une puissance à la sortie inférieure de 38% à 10% par rapport à ce qu'elles s'attendaient. Les équations suivantes présentent une analyse [SOKAL, 2001] qui inclue l'effet précis du facteur de qualité Q_1 sur la puissance de sortie P_0 de l'ampli, ainsi que sur les valeurs de quelques éléments du montage : C_0 , C_1 et R .

$$P_0 = \left(\frac{(V_{dc} - V_{ce})^2}{R} \right) 0.576801 \left(1 - \frac{0.414395}{Q_1} - \frac{0.577501}{Q_1^2} + \frac{0.205967}{Q_1^3} \right) \quad (4-53)$$

$$R = \left(\frac{(V_{dc} - V_{ce})^2}{P_0} \right) 0.576801 \left(1 - \frac{0.414395}{Q_1} - \frac{0.577501}{Q_1^2} + \frac{0.205967}{Q_1^3} \right) \quad (4-54)$$

$$C_0 = \frac{1}{34.2219 f_0 R_1} \left(0.998666 + \frac{0.91424}{Q_1} - \frac{1.03175}{Q_1^2} \right) + \frac{0.6}{(2\pi f_0)^2 L_1} \quad (4-55)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_1} \left(\frac{1}{Q_1 - 0.104823} \right) \left(1.00121 + \frac{1.01468}{Q_1 - 1.7879} \right) - \frac{0.2}{(2\pi f_0)^2 L_1} \quad (4-56)$$

En combinant les deux méthodes, soit celle présentée ci-haut basée sur la décomposition en série de Fourier et celle basée sur l'effet du facteur de qualité Q_1 , il est

Chapitre 4

possible de concevoir un amplificateur de puissance classe E optimum. Les résultats de simulations sur le logiciel Pspice du montage de la figure 4.4 et de la figure 4.7, en se basant sur la combinaison de ces deux méthodes est présenté à la figure 4.8.

Les simulations sont basées sur un rapport cyclique de 50 %, les valeurs des éléments sont choisis de telle sorte à respecter les équations de l'analyse en haut et l'effet introduit par le facteur de qualité Q_1 . Le transistor employé est un transistor bipolaire NPN 2N4401. L'alimentation V_{dc} est fixée à 3 v.

Les résultats de la simulation des circuits de la figure 4.4 et la figure 4.7, sont présentés respectivement aux figures 4.8 et 4.9.

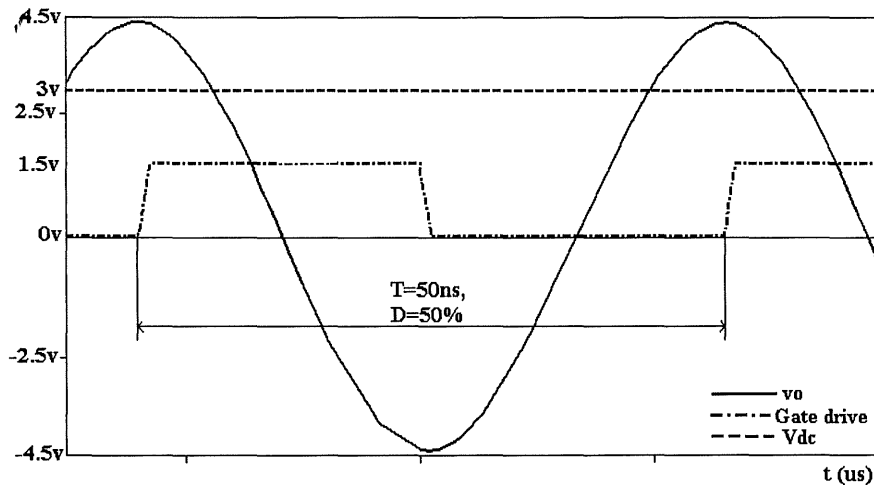


Figure 4.8 Les signaux de simulation Pspice de l'APE de la figure 4.4

Sur les deux graphes, on constate que le rendement de l'amplificateur de puissance est élevé et dépasse 95 % dans le cas d'un amplificateur classe E (figure 4.8). Cependant, en pratique, la réalisation physique est très dépendante des composants utilisés. La section suivante présente les différentes contraintes majeures pour la réalisation pratique de l'amplificateur classe E et son lien inductif.

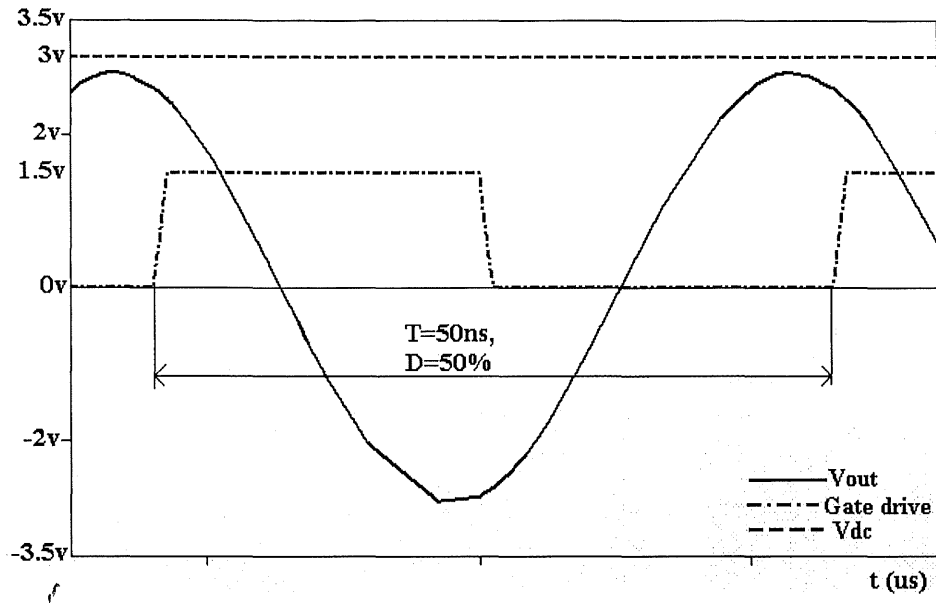


Figure 4.9 Les signaux de simulation Pspice de l'APE pilotant un lien inductif, de la figure 4.7

4.5 Les critères des choix des éléments du lien inductif

La section précédente a présenté un modèle pour la conception d'un lien inductif piloté par un amplificateur classe E. Les équations détaillées de ce type d'amplificateur ont été exposées, ainsi que les simulations par Pspice. Le modèle proposé considère une approche générale permettant d'étudier l'influence de plusieurs paramètres du montage. Dans cette section, on conservera cette approche globale afin que l'étude demeure complète. Dans cet ordre d'idée, le choix des composants sera fait en fonction d'un compromis entre des critères de rendement et de stabilité du fonctionnement du circuit.

4.5.1 Choix des inductances du lien inductif

Plusieurs contraintes sont à l'origine du choix des inductances composant les parties interne et externe du lien inductif et de son amplificateur de puissance classe E. En ce qui concerne la bobine interne L_2 , celle-ci devrait être choisie pour procurer un transfert

Chapitre 4

maximum de courant dans la charge R_2 . La représentation vectorielle de la figure 4.10 démontre que ceci est possible seulement à la résonance de L_2 - C_2 puisque les courants qui les traversent se compensent mutuellement. Il reste néanmoins la résistance parasite R_p qui peut diminuer le transfert vers R_2 , à la résonance. La valeur de R_2 doit être aussi grande que possible mais ceci implique que l'inductance L_2 doit posséder un facteur de qualité très élevé, ce qui est difficile à avoir pratiquement. De plus, comme énoncé ci haut, l'inductance a la forme d'un solénoïde; la valeur de L_2 est donc proportionnelle à sa taille. Or vu que cette inductance fait partie du corps du BMR elle doit être aussi petite que possible. Ceci impose une restriction sur le choix de sa valeur, de son facteur de qualité et de sa fréquence propre de résonance en fonction des matériaux qui seront utilisés pour fabriquer l'inductance.

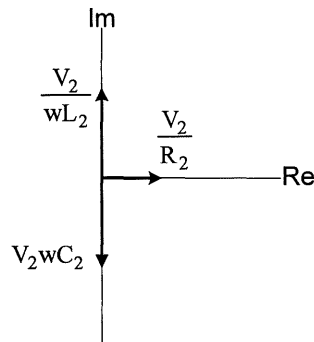


Figure 4.10 Représentation vectorielle des courants dans le réseau du secondaire

Du côté de l'inductance L_1 , la contrainte de la dimension n'est pas aussi importante que dans le cas de L_2 puisqu'elle est externe. On peut alors utiliser des valeurs élevées de L_1 , ce qui permet d'augmenter le transfert de courant par le lien selon le ratio L_1 / L_2 . Une grande valeur de L_1 signifie également une plus grande tension à la transmission (i.e. équation (4-2)), ce qui permet d'avoir une meilleure polarisation du BMR. Le raisonnement sur le ratio L_1 / L_2 est aussi valable pour L_2 . Avec une valeur faible de celle-ci, on aura un meilleur transfert de courant vers le secondaire et d'impédance vers le primaire. Ce raisonnement est valable parce que le coefficient de couplage K est très faible. Pour ce qui est de la géométrie de la bobine externe, elle utilise une géométrie spéciale sous forme d'une bobine d'Helmholtz. Cette bobine permet de générer un champ magnétique uniforme entre ses deux bobines plates qui la composent. Pour notre application, on a fabriqué une bobine avec un diamètre de 180 mm.

Chapitre 4

4.5.2 Bobine d'Helmholtz

Pour valider l'étude théorique et les simulations par Pspice présentées dans les paragraphes précédente, une bobine d'Helmholtz a été fabriquée (figure 4.11). Un condensateur HF de syntonisation a été placé en série avec la bobine. Les mesures effectuées avec un analyseur d'impédance HP4292B, démontrent que l'ensemble bobine-condensateur résonne à 20 Mhz. Les valeurs du facteur de qualité, de l'inductance, du déphasage et du module de l'impédance Z_1 sont présentées à la figure 4.12.

D'après cette figure, on constate que la partie externe du lien inductif, qui est de configuration série, est syntonisée à 20 Mhz. À cette fréquence, qui est la fréquence de résonance du circuit série, l'impédance équivalente du réseau série a un minimum de module et de phase. Donc à cette fréquence, en accord avec ce qui a été dit précédemment, un transfert maximal de tension sera présent; ce qui va permettre d'augmenter le gain en tension du lien.

La bobine d'Helmholtz est fabriquée avec un diamètre de 180 mm. Sous cette dimension, la capacité parasite ramenée n'est pas négligeable et a tendance à diminuer la fréquence de résonance propre de la bobine. On est arrivé à augmenter la fréquence de résonance propre de la bobine d'Helmholtz à une fréquence voisinant 30 MHz. La fréquence de résonance propre a donc une valeur largement supérieure à 20 MHz, qui constitue la fréquence d'opération.

Pour ce qui est du facteur de qualité Q_1 , on a mesuré à 20 MHz un facteur $Q_1 = 20$, cette valeur va permettre un bon transfert d'énergie surtout que le lien est piloté par un amplificateur de puissance classe E, et que, d'après [MIHAI, 2001], [RAAB, 1977], [KAZIMIERCZUK, 1979], [RAAB, 1978], [RIPPS, 1999] et [LECLAIR, 1992], il est pertinent d'avoir $10 \leq Q_1$ pour un bon fonctionnement de l'amplificateur de puissance classe E.

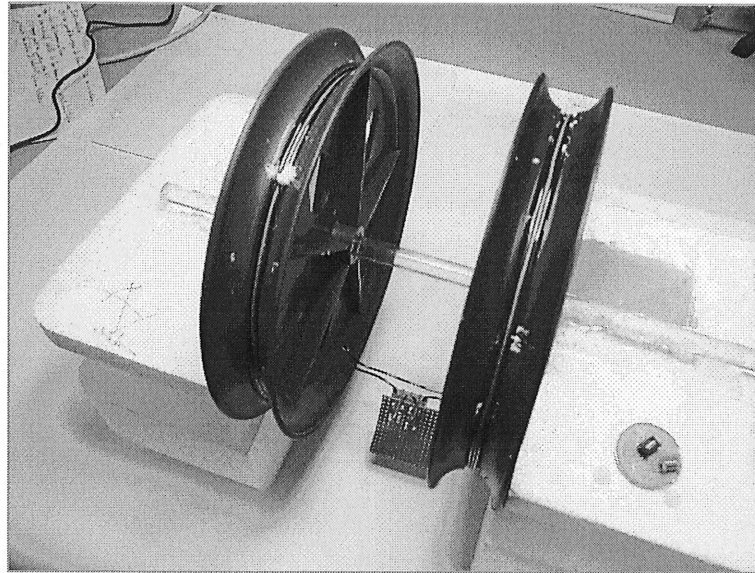


Figure 4.11 Photo de la bobine d'Helmholtz

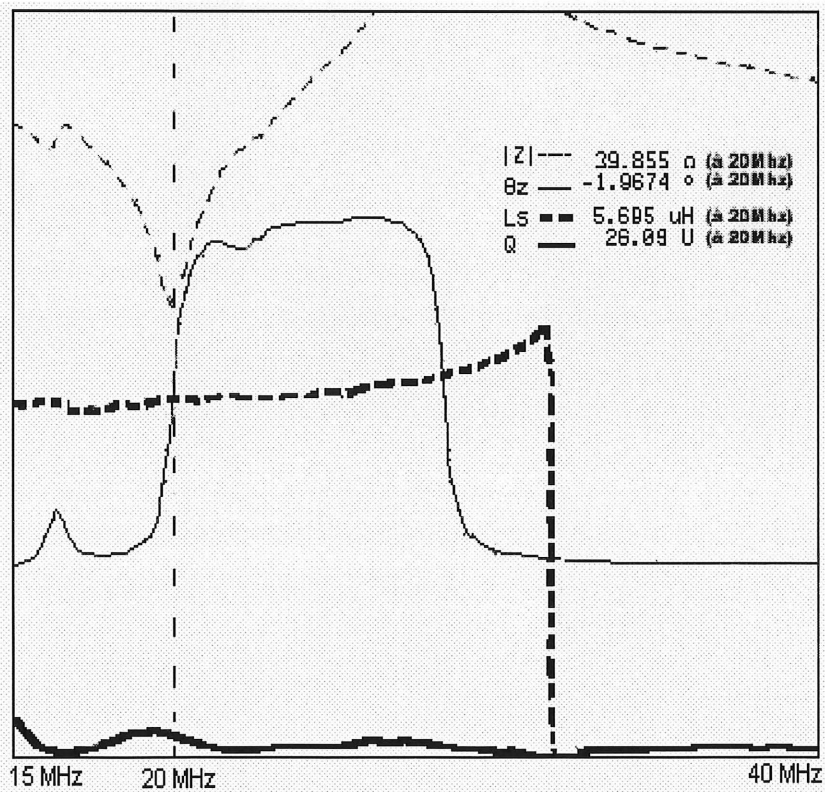


Figure 4.12 Les caractéristiques de la bobine d'Helmholtz seule, puis en série avec C_1

4.5.3 Partie réceptrice du lien

Du côté secondaire, on dispose d'une bobine minuscule HF de Coilcraft (figure 4.13), avec un diamètre de 1.5 mm, sur laquelle un condensateur ajustable HF de syntonisation a été mis en parallèle. Les mesures effectuées avec un analyseur d'impédance HP4291B, démontrent que l'ensemble bobine-condensateur résonne à 20 Mhz. Les valeurs du facteur de qualité, de l'inductance, du déphasage et du module de l'impédance Z_2 sont présentés à la figure 4.14 :

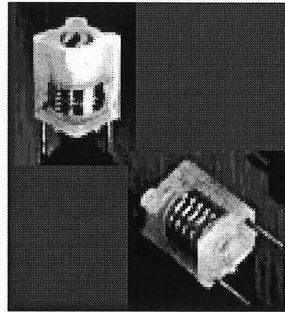


Figure 4.13 Photo de la bobine secondaire de coilcraft

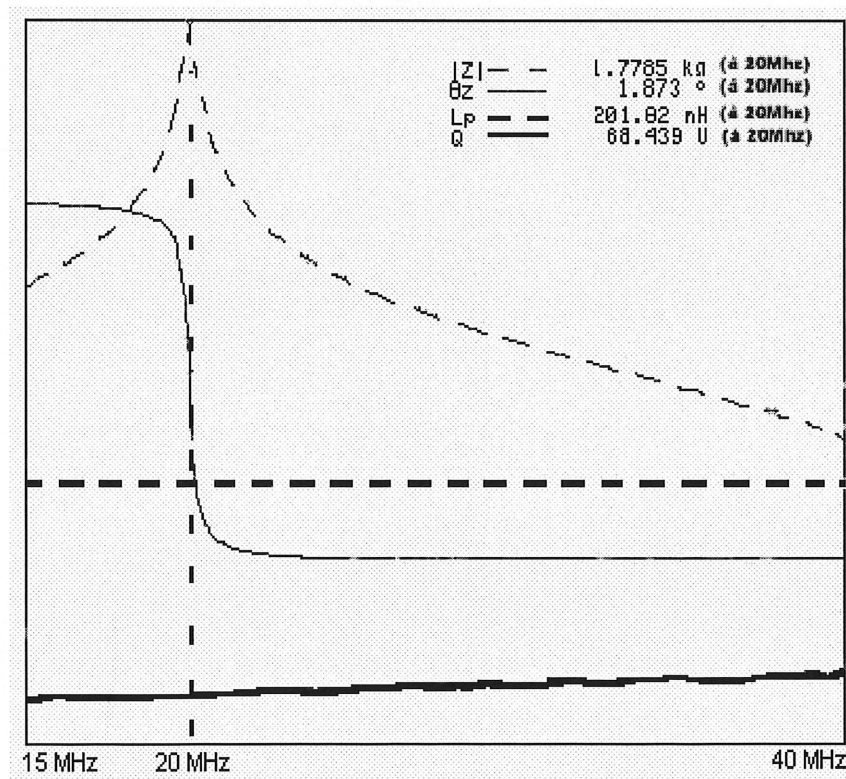


Figure 4.14 : Les caractéristiques de la bobine secondaire seule, puis en parallèle avec C_2

Chapitre 4

D'après la figure 4.14, on constate que la partie réceptrice interne du lien inductif, de configuration parallèle est syntonisée à 20 Mhz. À cette fréquence, qui est la fréquence de résonance du circuit parallèle, l'impédance équivalent a un maximum de module et un minimum de phase. Donc à cette fréquence, on aura une récupération optimale de la tension ce qui va permettre d'augmenter le gain en tension du lien.

La petite bobine de Coilcraft de syntonisation est une bobine de haute fréquence sa fréquence de résonance propre est 100 MHz. Donc à la fréquence de travail on a un comportement inductif pur de la bobine.

Pour ce qui est du facteur de qualité Q_2 , on a mesuré à 20 MHz un facteur de qualité $Q_2 = 68.43$. Cette valeur va permettre un bon transfert d'énergie et ceci se traduit par une importante résistance équivalente qui sera ramenée en parallèle avec la charge, et par conséquent, réduire la consommation propre du lien.

4.6 Présentation des éléments de l'amplificateur de puissance classe E

Dans la section précédente, les différentes contraintes qui pèsent sur les éléments du lien inductif qui sera piloté par l'amplificateur classe E ont été présentées. Les composants de l'amplificateur classe E influencent beaucoup ses performances et baissent son rendement. Parmi ces facteurs on peut citer le facteur de qualité [SOKAL, 2001], le rapport cyclique D du signal de commande, les valeurs et surtout les caractéristiques des capacités et les inductances et finalement le choix du dispositif actif (transistor).

4.6.1 Le dispositif actif

Le transistor utilisé dans le circuit de l'amplificateur classe E doit présenter des caractéristiques particulières pour atteindre le fonctionnement et les performances désirés du lien inductif. En effet, la fréquence de transitions du transistor doit permettre de laisser passer la fondamentale f_0 ainsi que quelques harmoniques de $v_c(\theta)$. De plus, le courant maximum doit être capable de supporter le passage des courants $I_{dc} + i_0$ lors de la saturation. D'un autre côté, la tension V_{ce} maximale admissible doit permettre de supporter les pics de tensions du signal $v_c(\theta)$.

Chapitre 4

Un transistor RF faible signal répond à cette largeur de bande de fréquence et possède une capacité interne faible ; ce qui ne compromet pas la qualité des signaux. Cependant, les courants et les tensions maximums qu'il peut supporter sont généralement trop faibles. Contrairement à cela, les transistors de puissance permettent de laisser passer des courants élevés et peuvent supporter des tensions importantes du collecteur-émetteur (drain-source) mais leurs bandes fréquentielles restreintes fait qu'ils ne peuvent pas être utilisés sans hypothéquer la qualité des signaux. L'avenue des transistors de type GaAs semble remplir ces deux conditions; monter à la fois en puissance et en fréquence. Cependant pour des raisons de délai nous n'avons pas été en mesure de les utiliser.

Pour le prototype, on a utilisé le 2N4401, un transistor bipolaire (BJT) de type NPN, qui présente des caractéristiques raisonnables et semble satisfaire certaines exigences de notre design, surtout de point de vue largeur de bande de fréquence. Il faut souligner que le transistor choisi est la principale origine de pertes de puissance.

4.6.2 La bobine de choc RCF

La bobine de choc RCF idéale, utilisée dans le circuit équivalent de la figure 4.4, possède une résistance DC nulle et une réactance infinie à la fréquence d'opération. En pratique, ces deux conditions semblent impossibles à satisfaire. Une résistance DC nulle suppose l'utilisation d'un fil conducteur parfait et une réactance infinie à la fréquence d'opération suggère une valeur d'inductance très élevée, voire infinie. Pratiquement, l'emploi d'une bobine de choc RCF avec une inductance élevée introduit les inconvénients suivants :

- La taille et le poids de la bobine augmentent avec la valeur de son inductance.
- La résistance DC est plus grande, créant des pertes de puissance par effet joule.
- Le nombre de tours est grand, entraînant une capacité parasite importante de la RCF, compromettant ainsi la qualité des signaux.

Alors, le choix de la bobine RFC doit obligatoirement tenir compte des points ci-dessus. En analysant le rôle de cette bobine dans le circuit, qui consiste à fournir un courant constant et stable au collecteur (drain), il suffit de choisir une inductance RF avec

une valeur qui respecte les deux équations (4-59). Pour cette application on a utilisé une inductance RF ajustable de chez coilcraft.

4.6.3 La capacité de shunt C_0

Lors de l'analyse présentée précédemment, il a été mentionné qu'un fonctionnement optimum du circuit est obtenue avec, $B = 0.1836 / R$, ($B = C \cdot \omega$) [RAAB, 1978], et que le circuit reste performant même avec une certaine variation de C_0 , mais à condition qu'elle reste dans l'intervalle :

$$\frac{0.06}{R} \leq B \leq \frac{0.3}{R} \quad (4-57)$$

Cependant, la variation de la capacité de shunt C_0 , hors de cet intervalle entraîne quelques inconvénients :

- Pour les faibles valeurs de C_0 , la tension collecteur (drain) $v_c(\theta)$ devient négative, ce qui va entraîner un stress pour le transistor.
- Une valeur négative du courant collecteur apparaît quand C_0 dépasse la valeur optimum, l'ajout d'une diode anti-parallèle est à envisager avec un circuit employant un transistor BJT.
- Pour les grandes valeurs de C_0 , celle-ci va dominer le circuit résonant de réseau de charge et la tension collecteur n'aura plus le temps de se décharger, causant ainsi une décroissance rapide du rendement.

En plus, des précautions ci-haut à respecter, il faut tenir compte de la capacité parasite de la jonction collecteur-émetteur qui vient s'ajouter à la valeur de C_0 ; ce qui rend cette dernière variable en fonction de la tension et de la fréquence du signal $v_c(\theta)$.

Pour notre application on a choisi une capacité SMT avec diélectrique MICA qui semble satisfaire les exigences du circuit du point de vue fréquence et stabilité.

Chapitre 4

4.6.4 La capacité du réseau de sortie C_1

Tout changement dans les valeurs du réseau série de charge L_1-C_1 se traduit par un changement de l'angle ψ . L'analyse précédente suggère comme valeur optimale $\psi = 49.05^\circ$ [RAAB, 1977], mais le fonctionnement ne sera pas sérieusement affecté si cet angle varie à l'intérieur de l'intervalle : $40^\circ \leq \psi \leq 70^\circ$. Cependant, si cette valeur varie en dehors de cette marge le fonctionnement de l'amplificateur classe E sera affecté et le rendement va baisser dans les deux conditions suivantes :

- Si ψ dépasse la valeur optimale ($\psi = 49.05$), un courant et une tension négatifs vont apparaître au niveau du collecteur (drain). L'emploi d'une diode anti-parallèle entre le collecteur et l'émetteur est suggéré dans le cas où un BJT est utilisé. Cette diode n'est pas recommandée lors d'un fonctionnement normal, elle va permettre seulement de renforcer la protection du transistor.
- Si $\psi < 0^\circ$ ou $\psi > 70^\circ$, la tension au collecteur, lors de la saturation du transistor, est très élevée, causant une baisse du rendement.

Pour notre application l'inductance L_1 étant imposée par le design de la bobine d'Helmholtz, on a choisi pour la capacité C_1 un condensateur ajustable RF, pour avoir de la latitude sur le choix de sa valeur.

4.7 Montage pratique

Les sections précédentes ont permis d'évaluer le comportement des éléments et les précautions à prendre lors de leur choix. La présente section, permettra de confirmer expérimentalement les résultats des parties théoriques et des simulations.

La figure 4.15 présente la nouvelle configuration du circuit, incluant le lien inductif piloté avec un amplificateur classe E.

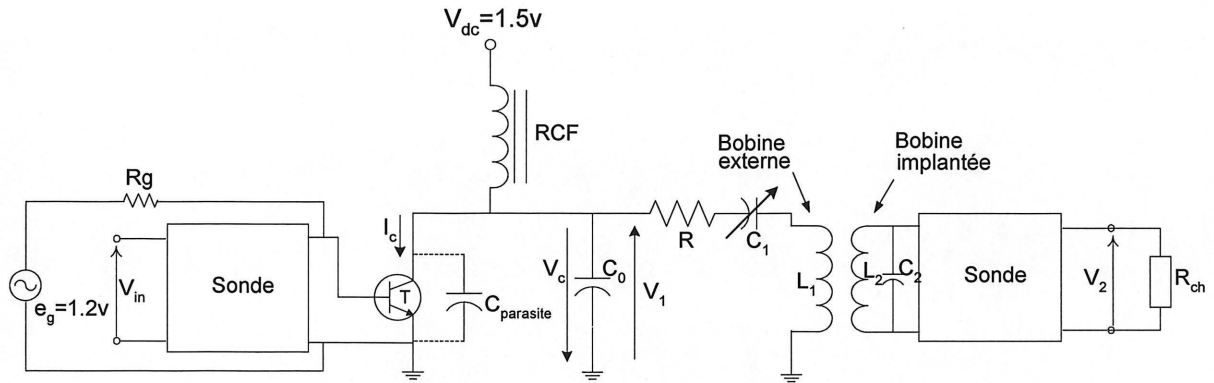


Figure 4.15 Circuit pratique de l'amplificateur classe E pilotant le lien inductif

La figure 4.16, présente le circuit physique incluant l'amplificateur classe E et son lien inductif. L'amplificateur classe E est monté sur un PCB protégé par un plan de masse métallique et relié à la bobine d'Helmholtz et au condensateur ajustable C_1 par des fils conducteurs AWG 18.

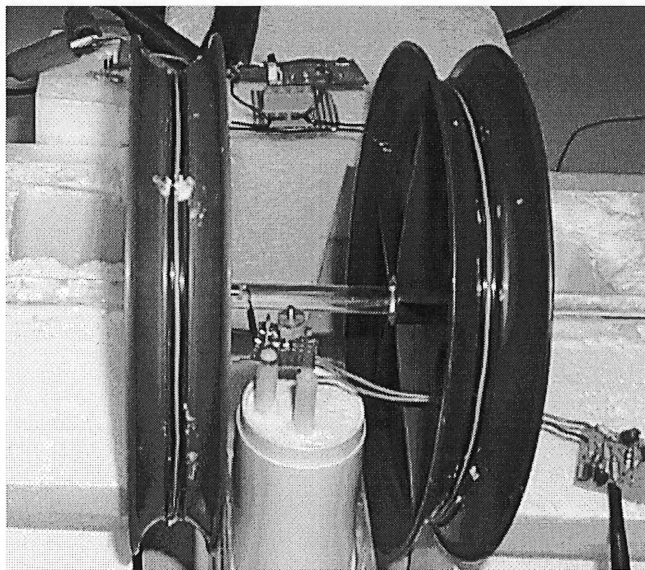


Figure 4.16 Photo de l'amplificateur classe E pilotant le lien inductif

Chapitre 4

De son côté, la figure 4.17, présente l'allure de la tension de sortie finale V_2 . Cette tension est récupérée aux bornes de la résistance R_2 au secondaire du lien inductif qui modélise la charge équivalente du circuit en aval, constitué d'un dispositif de traitement de signal conçu autour du GA911 de Genum, se chargeant de fournir une alimentation continue au microcontrôleur [JARRY, 2004] fabriqué en CMOS P18. Le circuit de traitement de signal extrait aussi les informations de commande codées en code Manchester et les présente au microcontrôleur. La valeur de la résistance R_2 qui modélise cet ensemble est estimée à $1\text{ K}\Omega$.

La puissance utile récupérée aux bornes d'une charge résistive de $1\text{ K}\Omega$ au secondaire du lien inductif est de 6.44 mW (figure 4.17). Le rendement total du circuit composé du lien inductif piloté par un amplificateur classe E est de 4.4% .

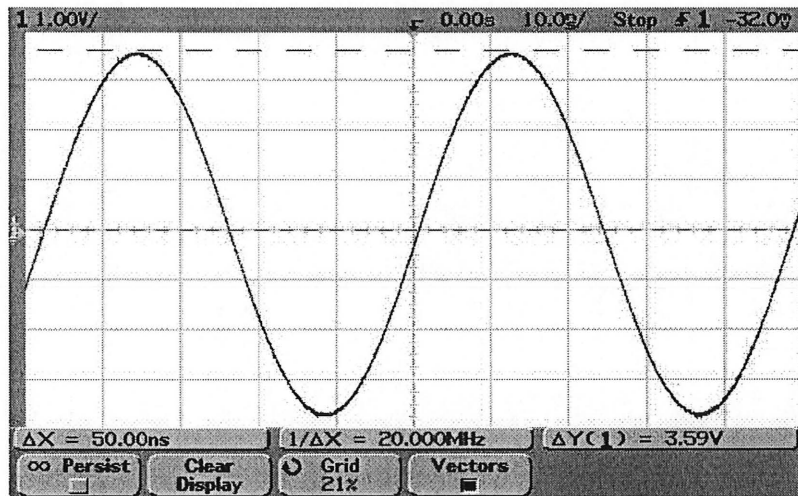


Figure 4.17 Le signal de sortie au borne de la charge du lien inductif

Ce rendement relativement faible est principalement dû aux pertes au niveau de l'amplificateur, surtout au niveau du transistor et du rapport cyclique. Une autre raison expliquant ce faible rendement, est dans le coefficient de couplage très faible du lien inductif $k = 0.0042$.

4.8 Conclusion

Dans de ce chapitre il a été démontré que la topologie du réseau de charge d'un amplificateur classe E, s'adapte bien pour piloter la partie primaire du lien inductif. L'influence des différents éléments qui entrent dans la conception de l'amplificateur lui-même ainsi que le lien inductif à piloter a été également discuté. Les simulations du rendement de l'amplificateur de puissance classe E seul ont donné un rendement de 95 %. Le rendement de l'ensemble amplificateur classe E et du lien inductif est beaucoup plus faible à cause du facteur de couplage du lien. Une puissance moyenne de 6.44 mW a été récupérée au secondaire du lien, cette puissance va servir pour alimenter le microcontrôleur en CMOS P18 (1 mW), ainsi que les six pattes en IPMC de la deuxième génération qui consommeront (3 mW). Comme cité précédemment, le lien inductif est également un lien de communication, c'est-à-dire qu'il assure la transmission en information. Cette fonction est assurée par un modulateur d'amplitude intégré avec le circuit de l'amplificateur de puissance classe E. La démodulation d'amplitude est réalisée par un circuit intégré prédiffusé le GA911 Genum, monté sur un circuit hybride en couche épaisse, qui prend en charge aussi le redressement et le filtrage du signal variable au secondaire. Ces différentes parties seront traitées en détail dans la chapitre suivant.

CHAPITRE 5

Lien de communication et l'électronique interne du lien

5.1 Introduction

Le chapitre précédent a présenté une étude descriptive de l'analyse du fonctionnement d'un amplificateur de puissance classe E utilisé pour piloter le lien inductif du BMR basé sur les bobines d'Helmholtz.

Le présent chapitre expose les différents modules responsables du traitement du signal. Le signal variable reçu par la bobine secondaire est composé d'une porteuse sinusoïdale de fréquence fondamentale de 20 Mhz, et d'un signal modulant en amplitude AM, encodé en Manchester, avec une fréquence de 75 Khz.

Le premier module qui sera étudié sera le modulateur d'amplitude d'émission, faisant partie du circuit externe. Il contrôle l'amplificateur de puissance classe E, via un signal en code Manchester.

Le deuxième module, situé au secondaire, et par le même, fait partie du corps du BMR, se charge de récupérer l'énergie de la porteuse, il est constitué d'un redresseur (doubleur de tension) et d'un régulateur de tension.

Le troisième module, également au secondaire, réalise la démodulation d'amplitude AM de réception complémentaire au modulateur AM de l'émission.

La figure 5.1 illustre le schéma bloc des deux modules au secondaire, qui seront implanté même le corps du BMR. Le signal reçu par la bobine miniature réceptrice est tout d'abord filtré. Par la suite, l'énergie de la porteuse est récupérée

pour générer une alimentation continue au microcontrôleur. L'information de ce même signal est ensuite démodulée en amplitude AM.

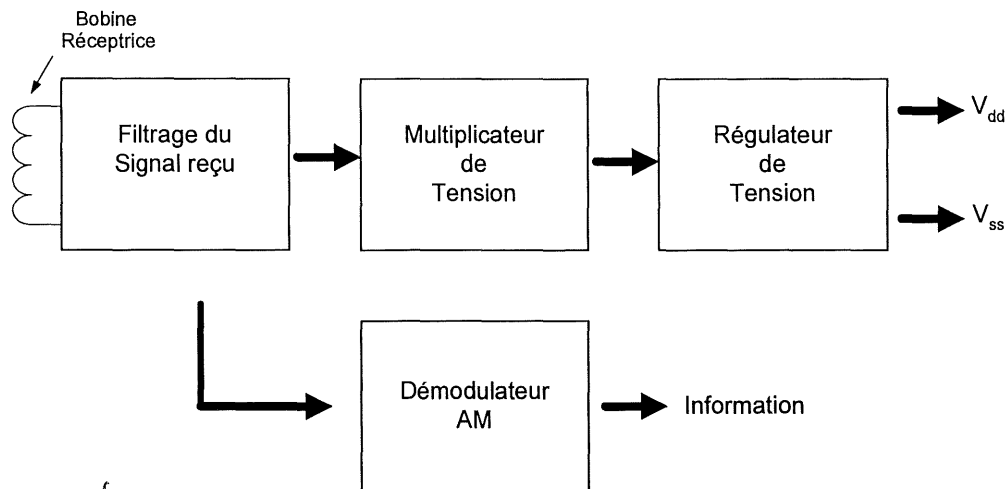


Figure 5.1 Schéma bloc de la partie interne du lien de communication

5.2 Principes et théories du lien de communication

Le lien de communication pour BMR est utilisé pour alimenter ce dernier en énergie via le lien inductif et en information par un encodage Manchester modulant en amplitude AM une porteuse de 20 MHz. Les chapitres trois et quatre ont exposé l'aspect d'autonomie en énergie par un lien inductif piloté par un amplificateur de puissance classe E. Dans cette partie l'accent est plutôt mis sur le transport de l'information et son traitement.

5.2.1 Modulateur d'amplitude

L'amplificateur de puissance classe E offre un grand rendement (de l'ordre de 96 %) et une caractéristique amplitude-modulation parfaitement linéaire [Kazimierczuk, 1979]. Ces deux caractéristiques font qu'il est un bon choix pour concevoir un bon modulateur d'amplitude AM [Kazimierczuk, 1984], avec un grand rendement. La

modulation d'amplitude peut être obtenue en variant la tension d'alimentation du collecteur de l'amplificateur de puissance [Raab, 1977], [Kazimierzczuk, 1979 (a)] suivant le rythme du signal modulant (signal de contrôle). Le circuit le plus simple permettant de réaliser un modulateur d'amplitude AM à base d'un amplificateur de puissance classe E présenté à la figure 5.2. On reconnaît la topologie de l'amplificateur classe E avec le primaire et le secondaire du lien inductif. Le transistor T_2 sert à moduler la tension de collecteur du transistor T_1 conformément à la tension v_{in} . C_m est un condensateur de découplage. La diode D_{RL} est une diode de roue libre pour protéger le transistor T_1 .

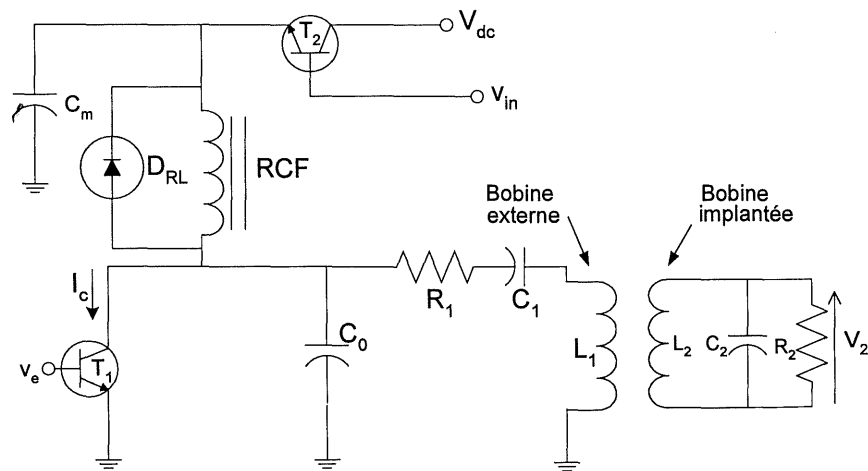


Figure 5.2 Lien de communication avec modulateur AM

5.2.2 Codeur Manchester

Un signal binaire est généralement représenté par les niveaux logiques 0 et 1. Un niveau logique "1" est représenté par une tension +5V (cas TTL) et un niveau logique "0" par une tension nulle. Si plusieurs éléments binaires sont à "1", le signal reste à +5V. De même si la valeur binaire est à "0", la valeur du signal reste à 0V. Par conséquent, il y a deux inconvénients quand on veut transporter ce signal de format dit NRZ (non retour à zéro):

Chapitre 5

- Il risque d'y avoir des paliers de tension importants s'il y a plusieurs "1" logiques qui se suivent, ce qui nécessite de transmettre des fréquences très basses, à la limite, une tension continue
- Si beaucoup de valeurs binaires identiques se succèdent, il n'y a que très peu de transitions alors que ce sont celles-ci qui permettent la synchronisation de l'horloge à la réception.

Une des solutions retenue est le codage BI-PHASE [BRASSART, (s.d.)], [MARC-SWECKER, (s.d.)]. Les valeurs binaires ne sont plus représentées par des niveaux de tension, mais par les variations de cette tension. Il n'est alors plus nécessaire de transmettre la composante continue.

Le codage appelé MANCHESTER fait partie des codes bi-phases. Il est obtenu en appliquant à l'entrée d'un circuit logique OU-Exclusif le signal binaire d'origine, et une horloge de fréquence double de l'horloge de base

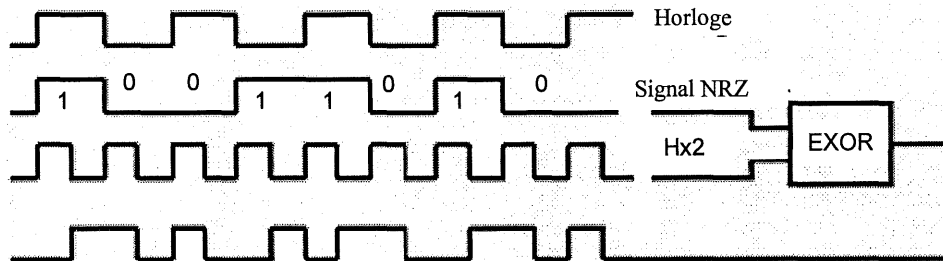


Figure 5.3 Chronogrammes d'un code Manchester

Une transition négative = niveau logique "0"

Une transition positive = niveau logique "1"

Si on compare le signal Manchester avec le signal binaire, on s'aperçoit qu'il y a une transition par information. Le sens de la transition donne la valeur logique. Cette modulation en bande de base, c'est-à-dire que le signal binaire est transformé en un signal de type analogique sans être translaté en fréquence (par opposition à un signal radio) a l'avantage de permettre une synchronisation très facile de l'horloge de réception et de diminuer la largeur de la bande transmise.

Le principal problème de la transmission en bande de base est la dégradation très rapide des signaux avec la distance. Si le signal n'est pas régénéré très souvent, il prend une forme quelconque et le récepteur sera incapable de comprendre. Cette méthode de transmission ne peut-être utilisée que sur de très courte distance. Au delà, on utilise un signal de type harmonique. Ce type de signal, même affaibli, pourra être décodé par le récepteur.

La modulation d'amplitude contrôlée par le code Manchester

Cette modulation est obtenue en jouant sur la valeur de l'amplitude de la porteuse V , en donnant une valeur V_L pour un niveau logique '0' et en donnant une valeur V_h pour un niveau logique '1'.

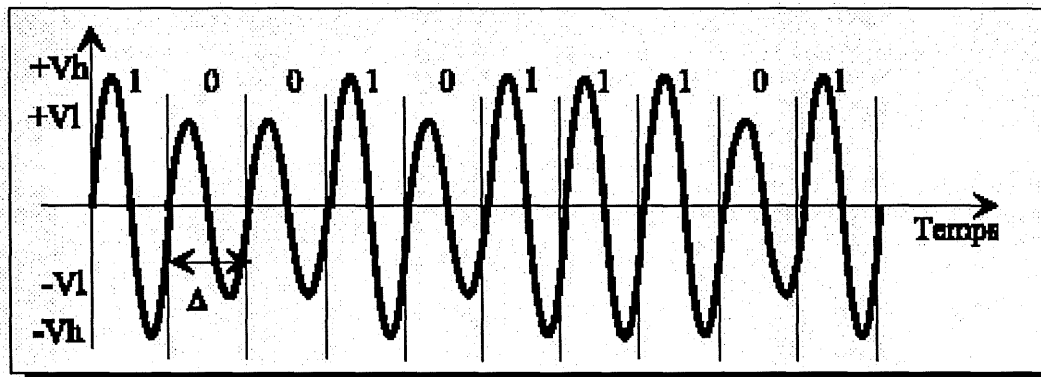


Figure 5.4 Modulation d'amplitude contrôlée par un code Manchester

Chapitre 5

Dans notre cas on va prendre $V_L=0$, avec une fréquence du signal modulant (horloge) de 75 KHz.

5.2.3 Démodulateur d'amplitude

Les données seront encodées en code Manchester et communiquées à travers un lien inductif (figure 5.2). Pour cette fonction, on a opté pour un modulateur AM, utilisant une porteuse de 20 MHz. Ce choix, est dicté par la nécessité d'avoir un circuit simple du côté de l'implant. De plus, il doit satisfaire aux réglementations les plus strictes sur la densité d'énergie transmise à travers la peau [GANDHI, 1990], [OSEPCHUK, 1980].

Compte tenu de ces indications, la partie interne doit contenir un démodulateur AM complémentaire au modulateur de l'émission.

La principale raison pour laquelle la modulation AM a été choisie réside en la simplicité du démodulateur qu'elle nécessite. Cependant ce type de modulation présente quelques désavantages. Ces derniers se résument surtout dans la consommation importante du démodulateur et la probabilité d'erreur en présence de bruit supérieure à celle d'une modulation FM ou PM. En ce qui concerne les performances, il a été démontré [NADEAU-DOSTIE, 1985], [SOMA, 1980] que la probabilité d'erreur reste tout de même très basse ($= 10^{-10}$) étant donnée l'amplitude du signal à détecter. Quant à la consommation, on a tenté de la limiter en remplaçant les composantes du circuit de base d'un détecteur d'enveloppe (démodulateur AM) par un seul transistor. Ce transistor est polarisé à l'aide de la tension régularisée V_{dd} (figure 5.1). Ceci a les avantages de limiter sa consommation au minimum et d'empêcher les variations de l'amplitude du signal de sortie en fonction de la tension aux bornes de la bobine réceptrice. De plus, l'utilisation de ce transistor en configuration base commune permettra d'éliminer l'effet

Miller, puisqu'il n'y aura pas de contre-réaction. Il permet également de dissiper la charge excédentaire du transistor via le circuit basse impédance de l'émetteur plutôt que celui haute impédance de la base. Ces deux avantages permettront, respectivement, d'opérer le circuit à des fréquences élevées et de minimiser le temps de décharge lors des transitions du signal de données.

5.3 Electronique interne du BMR

La partie interne qui est intégrée a même le corps du BMR est liée à la partie externe via un lien inductif. Le lien inductif, présenté au chapitre 3, est basé sur les bobines d'Helmholtz et est piloté par un amplificateur de puissance classe E. L'ensemble forme un lien de communication pour BMR. Le schéma bloc du lien de communication est présenté à la figure 5.5, ci-dessous.

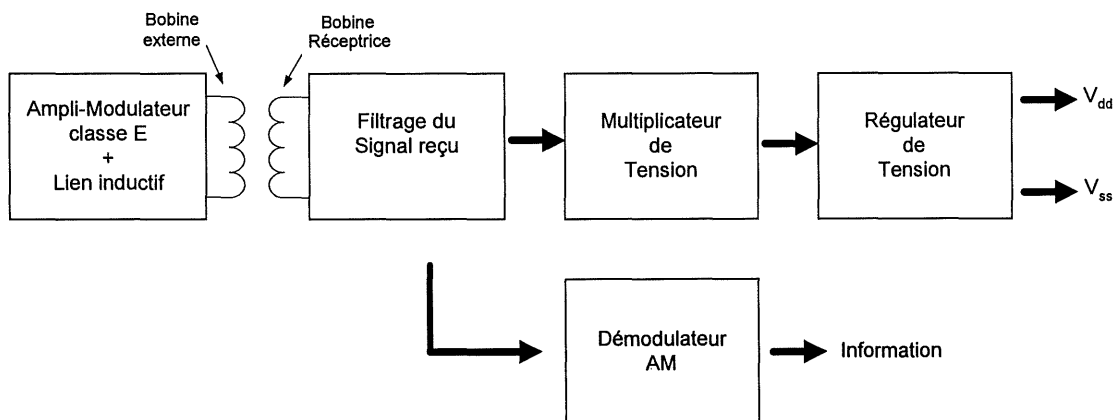


Figure 5.5 Schéma bloc du lien de communication

La porteuse à 20 MHz, générée par l'amplificateur de puissance classe E et modulée par un code Manchester, est appliquée au lien inductif à double syntonisation série-parallèle qui assure la communication entre la partie externe et la partie interne. Ainsi, la bobine réceptrice, solidaire au BMR s'occupe de reproduire l'onde porteuse à 20 MHz modulée par un code Manchester envoyée de

l'extérieur. Cette porteuse devrait être présentée à un démodulateur AM qui extrait le signal de données encodées et à un redresseur alimentant le régulateur qui fournit la tension nécessaire au fonctionnement du microcontrôleur en CMOS P18 [Jarry 2004] et aux six pattes IMPC (*Ionic Metal-Polymer Composite*) [Otis 2003] du BioMicroRobot.

5.3.1 Multiplicateur de tension

Pour assurer un bon fonctionnement des différents modules du BioMicroRobot, il faut que la valeur de la tension soit suffisante. Pour cette raison, la présence d'un multiplicateur de tension est nécessaire. Puisque l'alimentation provient de signaux externes, le multiplicateur de tension doit être passif. De plus, la faible dimension requise pour le BMR nous oblige à réaliser un multiplicateur de tension simple. Partant de ce fait, il est possible de prouver que la configuration optimale est obtenue avec un doubleur de tension. La figure 5.6, donne le schéma électrique de principe de ce dernier.

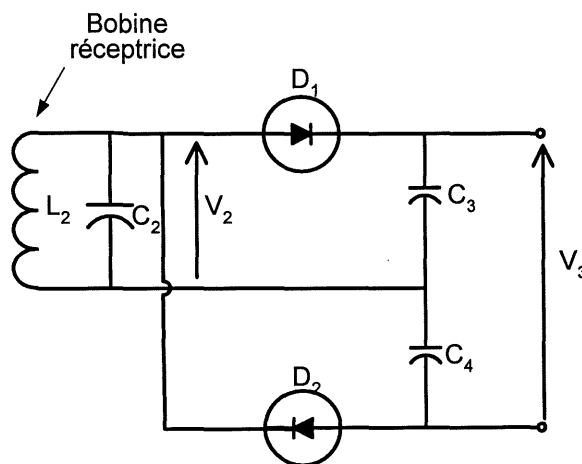


Figure 5.6 Schéma électrique du doubleur de tension

L'utilisation de ce doubleur de tension, va doubler la tension au secondaire et en même temps diviser la résistance équivalente de charge R_{eq} par un facteur de deux

[POIRIER, 1997], augmentant ainsi le rendement du couplage au niveau du lien inductif. Mais il a également l'inconvénient de diminuer le facteur de qualité Q_2 global du secondaire.

5.3.2 Régulateur de tension

L'autre partie importante du module de récupération de l'énergie de la porteuse est le régulateur de tension. Les caractéristiques globales recherchées pour le régulateur sont: une faible consommation de courant, un faible encombrement et une grande stabilité de V_{dd} et V_{ss} pour de grandes variations de la tension V_3 (figure 5.6). La figure 5.7 donne la représentation électronique du régulateur de tension.

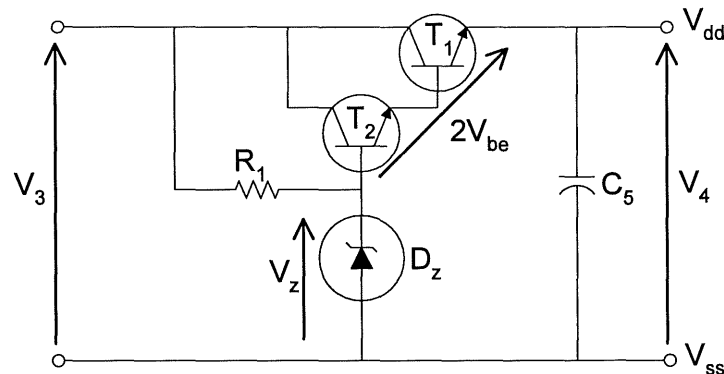


Figure 5.7 Schéma électrique du régulateur de tension

D'après le montage en haut on voit bien que :

$$V_4 = V_z + 2V_{be} = Cte \quad (5-1)$$

Les deux transistors T_1 et T_2 sont montés en Darlington, pour augmenter le courant maximal fourni à la charge. Le condensateur de sortie C_5 sert à éliminer les ondulations au niveau de la tension de sortie. Si sa valeur est bien choisie, la tension parfaitement continue va se retrouver en V_4 .

Chapitre 5

5.3.3 Schéma électrique de la partie interne du lien et son fonctionnement

Le montage électrique complet de la partie interne du lien de communication est présenté à la figure 5.8.

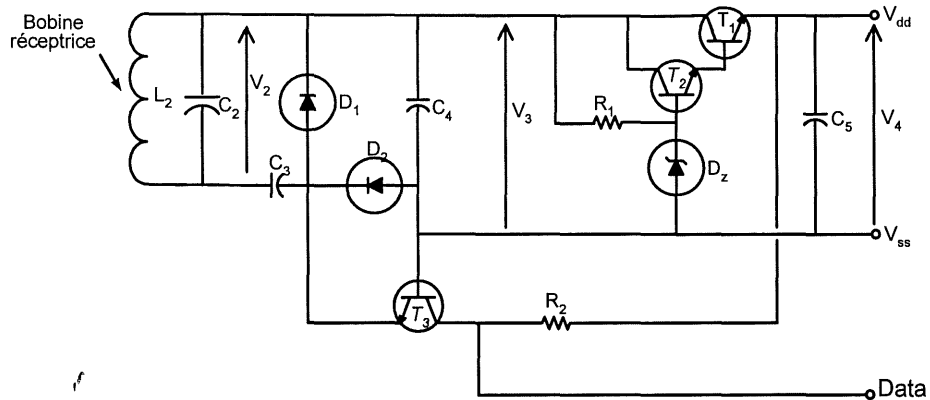


Figure 5.8 Schéma électrique complet de la partie interne du lien de communication

5.3.4 Explication du fonctionnement de l'électronique

La figure 5.8 montre le schéma électrique du circuit qui fait le traitement du signal reçu par la bobine réceptrice au secondaire. En effet, la tension recueillie aux bornes de la bobine secondaire est une onde AM de moyenne nulle et d'amplitude crête V_2 . Cette onde est présentée à l'entrée d'un doubleur de tension, formé par les capacités C_3 et C_4 et les diodes D_1 et D_2 . La tension qu'on retrouve aux bornes de la diode D_1 est celle de la porteuse modulée, translatée positivement de la valeur de tension à laquelle la capacité C_3 est chargée. Ainsi la valeur moyenne de la tension aux bornes de la diode D_1 est:

$$\overline{V_{D1}} = V_2 - V_{be} \quad (5-2)$$

Chapitre 5

où V_{be} est le potentiel de seuil de la diode (en pratique on utilise un transistor, avec l'émetteur et le collecteur reliés). Lorsque cette tension sera présentée au redresseur, celui-ci fournit aux bornes de la capacité C_4 une tension continue de valeur:

$$V_{C4} = \overline{V_{D1}} + V_2 - V_{be} \quad (5-3)$$

En substituant $\overline{V_{D1}}$ par (l'équation (5.2)), on trouve:

$$V_{C4} = V_2 - V_{be} + V_2 - V_{be} = 2V_2 - 2V_{be} \quad (5-4)$$

C'est cette tension qui sera réglée à V_{dd} pour alimenter le microcontrôleur. D'un autre côté, la tension obtenue aux bornes de la diode D_1 sert à alimenter le détecteur d'enveloppe. Cette tension est la même que celle récupérée par la bobine du secondaire mais translatée négativement d'une valeur égale à la valeur de tension à laquelle la capacité C_3 est chargée, et positivement d'une valeur égale à la valeur de tension à laquelle la capacité C_4 est chargée. Ainsi, on obtient une onde AM de valeur moyenne:

$$\overline{V_{D2}} = -(V_2 - V_{be}) + (2V_2 - 2V_{be}) = V_2 - V_{be} \quad (5-5)$$

Cette onde est appliquée à l'entrée du détecteur d'enveloppe, entre l'émetteur et la base du transistor T_3 . Ainsi, tant que cette tension est inférieure à V_{be} du transistor, ce dernier est bloqué et on obtient à son collecteur la valeur V_{dd} puisqu'il n'y aura pas de courant dans la résistance R_2 et alors aucune chute de tension à ses bornes. Ceci survient lorsque l'enveloppe indique un bit « 0 ». Dans l'autre cas, lorsque l'enveloppe indique le bit « 1 », l'entrée du détecteur est une sinusoïde de fréquence 20 MHz de moyenne « V_{D2} » et de valeur crête V_2 . Cette entrée génère des oscillations sur la base du transistors entre $(V_{D2} + V_2)$ et $(V_{D2} - V_2)$, c'est-à-dire entre $(2V_2 - V_{be})$ et $(-V_{be})$. Dès que l'entrée atteint $-V_{be} = -V_{beT}$, le transistor conduit et passe tout de suite en saturation. Il se comporte alors comme un court-circuit ramenant ainsi la tension de sortie à V_{be} . Cette sortie sera maintenue jusqu'à l'apparition d'un bit "0" dans l'enveloppe car le transistor ne sera pas

capable de sortir de l'état de saturation pendant les oscillations de la porteuse puisque celle-ci est à haute fréquence. Le temps de transition d'un état à l'autre dépend principalement des capacités internes du transistor et de la résistance R_2 choisie. En effet, lors du passage d'un niveau bas à un niveau haut, c'est-à-dire de l'état saturé à l'état bloqué, les capacités internes du transistor vont continuer à se décharger à travers la résistance R_2 et V_{dd} . Ce temps de montée doit être très court et on a intérêt à choisir un transistor ayant des capacités internes très faibles. Quant au choix de la valeur de la résistance, celle-ci doit être assez grande pour provoquer la saturation du transistor; mais pas trop grande afin de minimiser le temps de montée.

5.4 Simulation et choix du montage

Pour valider l'étude théorique et confronter les calculs, on a simulé le circuit complet du lien de communication en utilisant un lien inductif piloté par un amplificateur de puissance classe E avec le logiciel de simulation Pspice. L'objectif de la simulation est de visualiser la tension régulée de sortie de la partie interne qui sera appliquée au microcontrôleur. Avant de présenter cette simulation, on va s'attarder sur une discussion justifiant le choix de la configuration du module responsable de récupérer la tension continue de la porteuse.

5.4.1 Choix de la configuration de la partie interne

Dans la littérature on retrouve plusieurs circuits qui réalisent la fonction de redressement et la régulation. Plusieurs critères entrent en jeu pour favoriser un choix sur un autre. Pour le lien de communication, le choix s'est arrêté sur deux circuits qui présentent des caractéristiques intéressantes de point de vue électrique et encombrement.

La configuration de ces deux circuits est présentée à la figure 5.9. Le comportement temporel de ces deux circuits est le même, mais la simulation et la mesure de leur comportement fréquentiel indiquent que le circuit 2 s'adapte mieux à l'application envisagée, puisqu'il ramène une impédance en parallèle plus importante à

20 Mhz et par conséquent charge moins le lien inductif, évitant ainsi une consommation inutile du courant au secondaire.

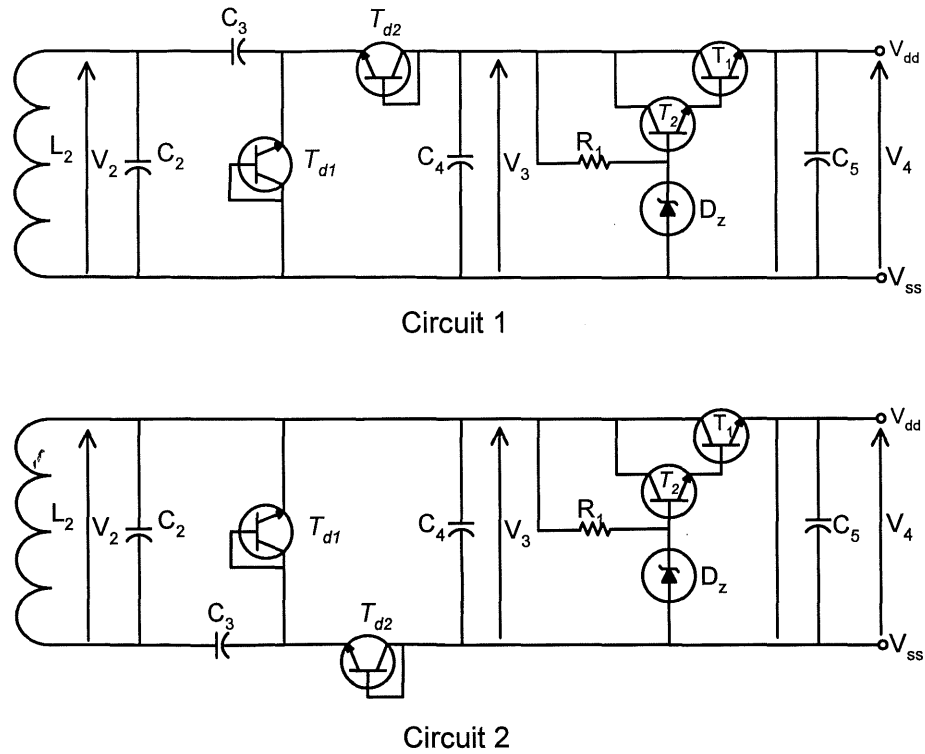


Figure 5.9 Deux configurations des circuits de la partie interne du BMR.

Ainsi on a opté pour l'utilisation du circuit 2.

5.4.2 Simulation

Le schéma électrique de principe, représente la conception du schéma bloc de la figure 5.5, est présenté à la figure 5.10, où on distingue clairement tous les modules qui composent ce lien de communication.

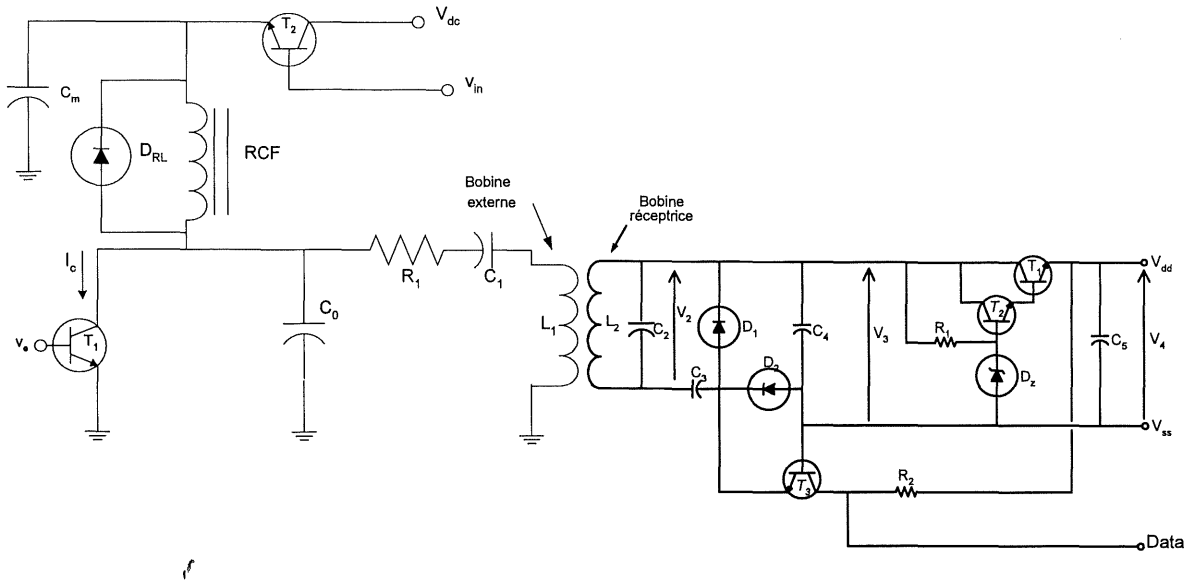


Figure 5.10 Schéma électrique du lien de communication

Le résultat de la simulation est présenté à la figure 5.11. La tension V_4 récupérée à la sortie du régulateur de tension, est continue et ne subit aucune ondulation ce qui va permettre une utilisation optimale du microcontrôleur, loin de tout stress ou échauffement.

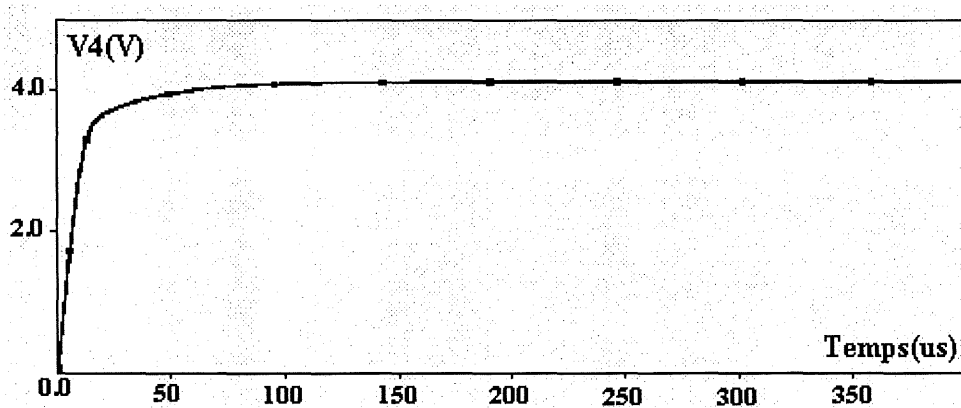


Figure 5.11 Tension de sortie du régulateur de tension de la partie interne

5.5 Considérations pratiques et mesures

Les considérations pratiques, pour la fabrication de la partie interne du lien de communication, sont basées sur des critères d'efficacité, de fiabilité et d'encombrement. Ces points vont être observés pour tous les modules conçus. L'intégration des transistors et des résistances dans un prédiffusé de Gennum, le GA911, permet de monter l'ensemble des modules de la partie interne du lien de communication sur un circuit hybride à couches épaisses et répond bien aux critères énumérés précédemment.

5.5.1 Conception des éléments actifs sur un prédiffusé

La technologie bipolaire de GENNUM [BOLTON, 1998], [GENNUM, site] est disponible en pastilles de différentes tailles. Leurs dimensions peuvent varier de 1,27 mm x 1,27 mm pour la pastille de base jusqu'à 6,35 mm x 6,35 mm en dédoublant le schéma de montage de cette pastille plusieurs fois. Pour combler notre besoin, on s'est limité à la plus petite unité. Cette dernière met à notre disposition trois types de transistors et des résistances de différentes natures. On retrouve sur la pastille de base 28 transistors NPN, 12 transistors PNP à double collecteur, 4 dispositifs à 3 bornes à usage multiple (pouvant être utilisés comme un transistor NPN, un transistor PNP avec le substrat ou comme une capacité de jonction), 4 résistances à canal étranglée (*pinch resistor*) de 90 k Ω et différentes résistances passives (40 de 200 Ω , 16 de 5 k Ω et 24 de 10 k Ω). De plus, lorsqu'on utilise une pastille plus grande, on dispose en supplément 8 transistors NPN, 4 transistors PNP, 2 résistances à canal étranglé de 90 K Ω et 2 gros transistors NPN à double émetteur.

Dans notre design, les deux diodes D_1 et D_2 et les trois transistors T_1 , T_2 et T_3 ont été intégrés sur le prédiffusé GA911, ainsi que les deux résistances R_1 et R_2 . Ainsi, les cinq éléments actifs ont été conçus à l'aide de cinq transistors NPN dont deux sont connectés en diode. Le schéma de montage de la puce résultante est donné à la figure

5.12, où on voit que la puce est composée de deux parties semblables. Celle de droite sert d'identificateur pour la fabrication par la Société Canadienne de Microélectronique (SMC) mais n'a pas d'utilité pour notre design. Alors on peut la couper en utilisant un laser par exemple. La figure 5.13 montre l'identification des pattes de connexion avec le reste du circuit.

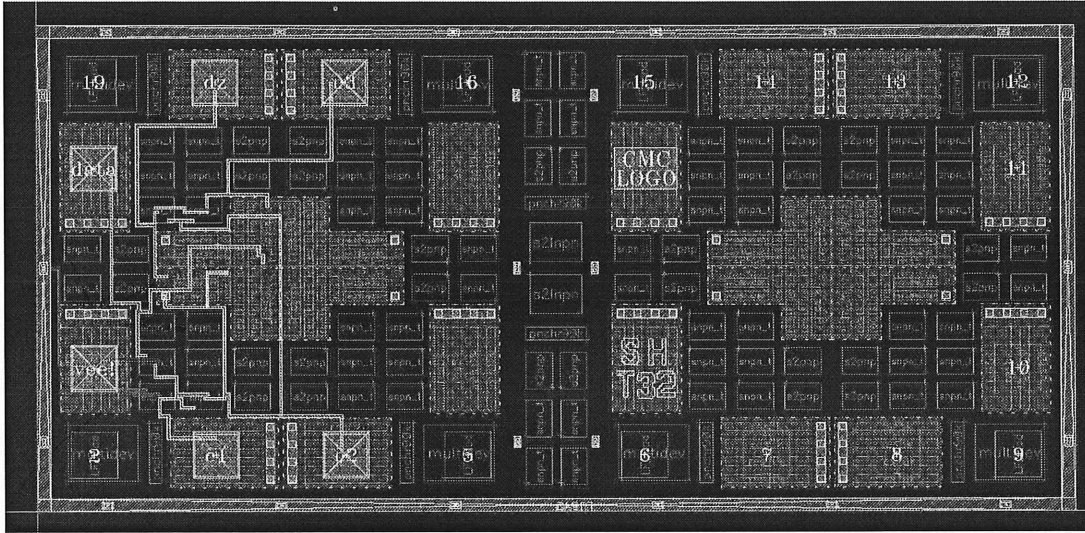


Figure 5.12 Schéma du montage du prédifusé GA911

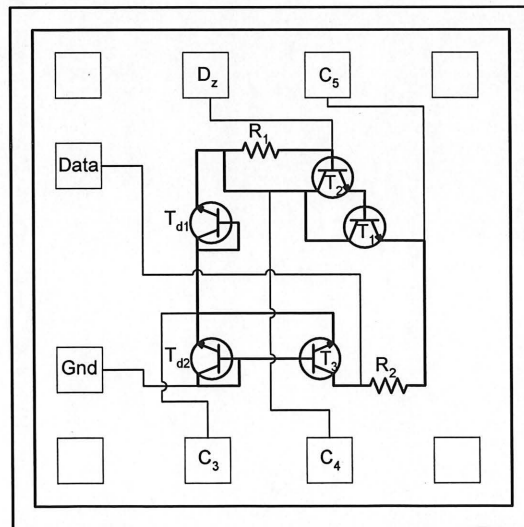


Figure 5.13 Identification des pattes de connexion du prédifusé GA911

5.5.2 Circuit hybride à couches épaisses

La conception de la partie interne du lien de communication sur un circuit hybride à couches épaisses nous a été dictée par la contrainte imposée sur les dimensions. Toutefois l'utilisation de cette technique ne peut qu'augmenter la fiabilité de notre circuit. La fabrication se fait par déposition de différentes pâtes sur un substrat en céramique de 625 μm d'épaisseur. On retrouve des pâtes pour les conducteurs, pour les résistances et pour les diélectriques. Les circuits intégrés sont collés en pastilles sur le substrat et reliés directement aux conducteurs par des micro-fils de 25 μm . Quant aux capacités et inductances, elles sont collées directement sur les conducteurs. Cette technologie permet également de diminuer les effets des capacités et des inductances parasites et améliore alors les performances des circuits en hautes fréquences. L'appellation "couches épaisses" vient du fait que les pâtes déposées sur la céramique auront approximativement une épaisseur de 10 à 50 μm . D'un autre côté, la largeur et l'espacement des conducteurs sont environ de 250 μm .

Dans notre cas, pour des besoins de démonstrations de tests fonctionnels et vu l'espace disponible, on a conçu notre circuit sur un substrat carré de 10 x 10 mm^2 . On pourrait réduire d'avantage (ex. 5 x 5 mm^2) si on utilise un circuit hybride double face. Cette forme sera découpée au laser sur un substrat, sur lequel on a déposé le prédiffusé de Genum GA911, et les cinq condensateurs C_1, C_2, C_3, C_4 et C_5 , ainsi que la diode zener D_z en pastille.

La figure 5.14 présente les connexions du prédiffusé de Genum le GA911, avec les autres composants de la partie interne du lien de communication.

La figure 5.15, présente le circuit hybride utilisé pour le lien de communication. La bobine ne figure pas sur ce circuit car elle est connectée aux bornes du circuit et non montée sur le circuit hybride.

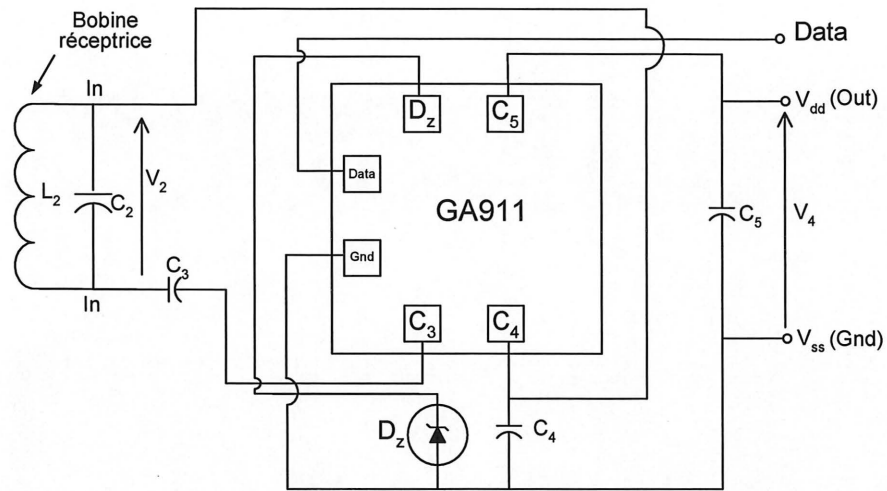


Figure 5.14 Schéma électrique des connexions du GA911 sur le circuit hybride

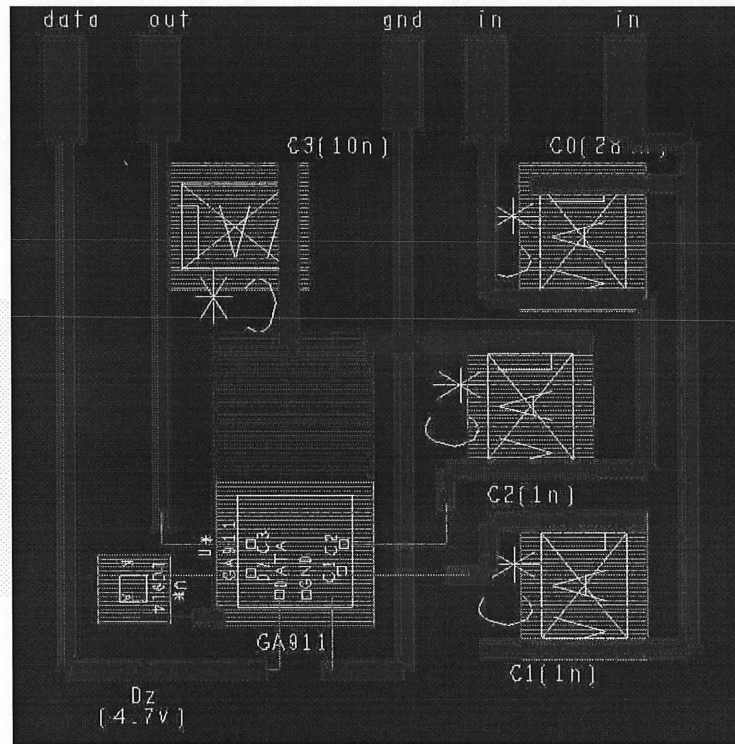


Figure 5.15 Schéma du circuit hybride à couches épaisses

5.5.3 Circuit final

On présente dans cette partie les différentes parties physiques du lien de communication. Les figures 5.16, 5.17 et 5.18 représentent respectivement, les circuits physiques du lien inductif, de l'amplificateur de puissance classe E avec modulation AM et de la partie interne du lien de communication montés sur circuit hybride à couches épaisses.

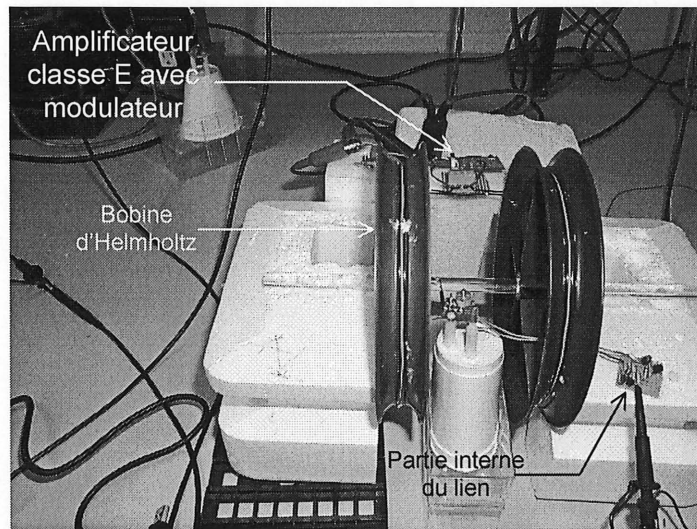


Figure 5.16 Circuit physique du lien inductif

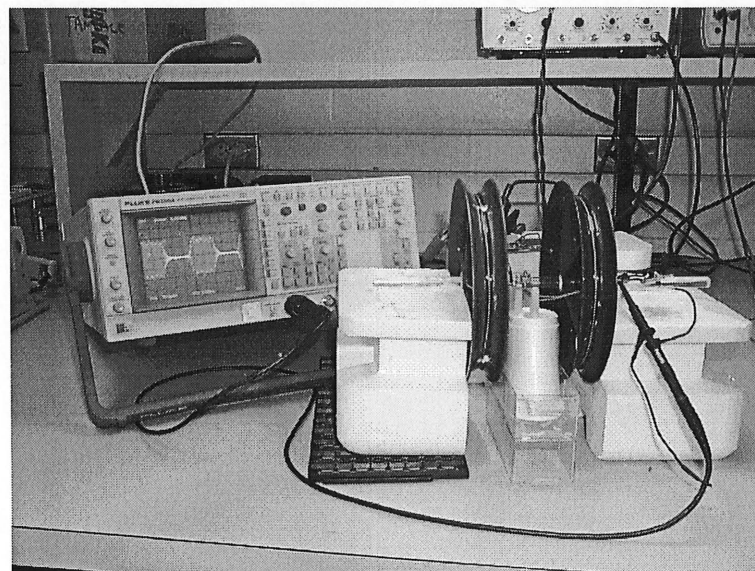


Figure 5.17 Circuit physique du lien inductif piloté par un modulateur-classe E

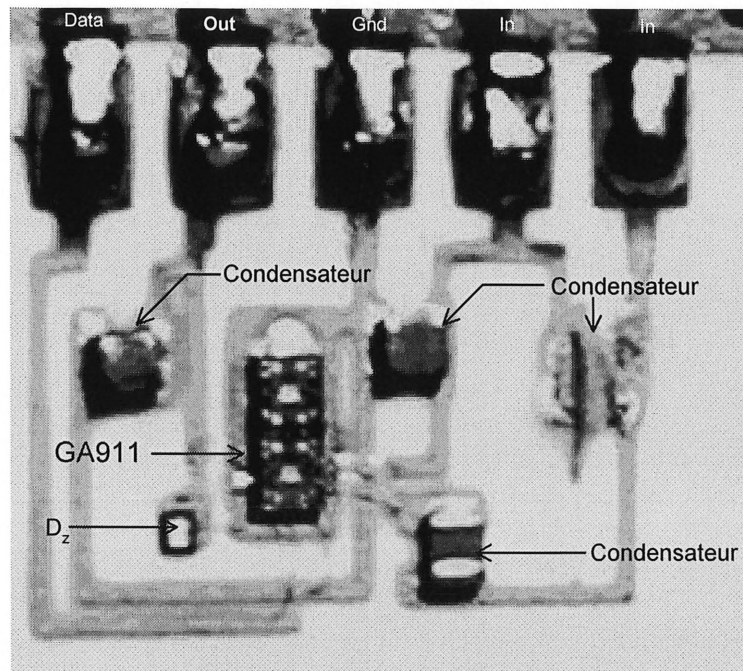


Figure 5.18 Circuit physique de la partie interne du lien de communication

5.5.4 Mesures et résultats des tests

Les différentes parties du lien de communication ont été intégrées ensemble et elles ont montré de très bonnes performances. La figure 5.19 présente le signal récupéré au niveau de la bobine secondaire avant qu'il ne soit traité par le démodulateur AM et après le traitement. On voit bien qu'on est capable d'extraire l'information de commande.

Le signal de sortie continue récupéré de la porteuse à 20 MHz, est un signal continu de valeur de 2,42 V et le courant de sortie vaut 1,66 mA. La puissance continue récupérée à la sortie du lien est de 4 mW. Cette puissance continue récupérée à la sortie du régulateur de tension satisfait pleinement les exigences fixés au début, c'est-à-dire fournir une puissance de 1 mW au microcontrôleur en CMOS P18 et 3 mW aux six pattes en IPMC, de la nouvelle génération.

Chapitre 5

Le rendement total du lien de communication est toujours faible, mais ceci a été expliqué en détail dans les chapitres 3 et 4, où on a vu que c'était principalement dû au très faible coefficient du couplage du lien inductif.

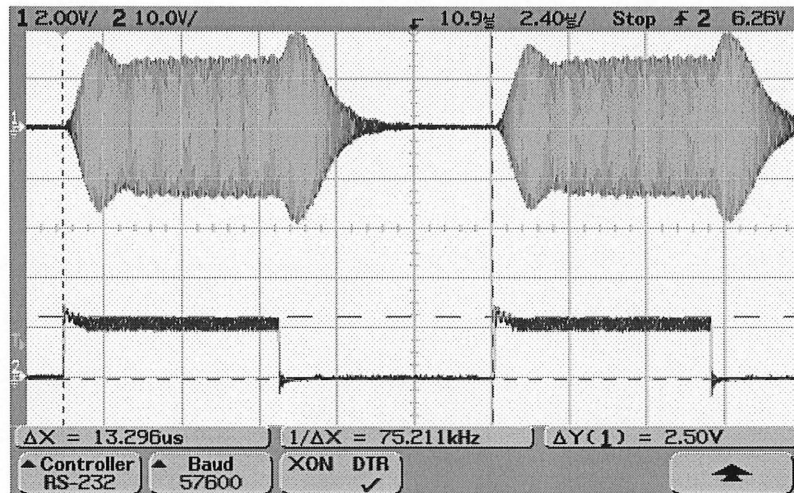


Figure 5.19 Signal de sortie modulé par le modulateur AM.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les simulations et mesures ont démontré que la partie interne du lien de communication traduit la capacité de notre lien à communiquer l'information de l'extérieur via le lien inductif au BioMicroRobt, en utilisant un modulateur d'amplitude qui transporte un signal codé en code Manchester par une porteuse à 20 MHz a été démontré. De plus nous avons démontré la capacité du lien à alimenter le BMR avec une puissance continue qui présente un minimum d'ondulations.

D'après les mesures effectuées, le lien de communication, sous sa version actuelle employant un lien inductif basé sur les bobines d'Helmholtz piloté par un amplificateur de puissance classe E et monté en modulateur d'amplitude AM, est capable de contrôler le fonctionnement du BMR à travers la programmation du microcontrôleur, tout en assurant une alimentation en puissance adéquate de ce dernier.

Chapitre 5

La puissance récupérée, de 4 mW, est continue et sera répartie entre le microcontrôleur (1 mW) en CMOS P18 [Jarry 2004] et les six pattes en IMPC(3 mW) (*Ionic Metal-Polymer Composite*) [Otis 2003] qui servent de moyen de propulsion du BioMicroRobot.

CONCLUSION

Le chapitre 2 a présenté différents modes d'alimentations de micro-robots. Étant donné que le BioMicroRobot est destiné à fonctionner à l'intérieur du corps humain, certains modes d'alimentation ont été écartés vu l'impossibilité de les intégrer, tels que le champ mécanique vibratoire et le plancher alimentation. Il en est de même avec l'utilisation d'un fil électrique pour assurer l'alimentation du BMR à cause de la restriction des degrés de libertés causé par le fil, en plus des risques d'infections possibles. L'utilisation d'une batterie pour une alimentation autonome, est également à proscrire car à l'heure actuelle, il n'existe pas des piles qui peuvent fournir une telle puissance sous les dimensions souhaitées du BMR. Le mode d'alimentation, le plus proche de ce qu'on a réalisé, était l'utilisation d'un champ magnétique tournant. Où le GRAMS possède une expertise simulacre en neurostimulation. Ses systèmes tels que, les implants cochléaires, implants urinaires et implants anti-douleurs, utilisent un lien inductif, pour transmettre la puissance et les données entre la bobine externe via un champ magnétique oscillant à haute fréquence et un neurostimulateur implanté. Ce même type de mode d'alimentation a été adopté pour le BMR.

Une étude détaillée du lien inductif pour BioMicroRobot, basé sur une architecture originale inspirée des bobines d'Helmholtz a été présentée. Au chapitre 3 un nouveau lien inductif a été réalisé pour alimenter en énergie et en informations le BioMicroRobot. Il a été démontré que ce lien, basé sur une bobine d'Helmholtz, est pratiquement insensible aux déplacements axiaux et radiaux du BMR. Cela permet à ce dernier de se déplacer avec plus de liberté et d'efficacité afin d'accomplir ses tâches à l'intérieur du corps humain. De plus, le lien inductif possède une bande passante de 400 KHz, ce qui nous permet d'être confiant pour la programmation et le contrôle en temps réel du BMR.

Nous avons présenté un élément intéressant pour renforcer l'efficacité du lien inductif. Cet élément est un amplificateur de puissance classe E est parmi les amplificateurs de puissance, présente le rendement le plus élevé en radio-fréquence RF.

Conclusion

Nous avons montré comment son réseau de charge s'adapte parfaitement au lien inductif étudié et comment on a tiré profit de cette adaptation pour augmenter le rendement de l'ensemble amplificateur classe E - lien inductif. On a également démontré que la topologie du réseau de charge d'un amplificateur classe E s'adapte bien pour piloter la partie primaire du lien inductif. On a discuté de l'influence des différents éléments qui entrent dans la conception de l'amplificateur lui-même ainsi que du lien inductif à piloter. L'amplificateur de puissance classe E seul a donné une valeur de 95 %. Le rendement de l'ensemble amplificateur classe E - lien inductif est beaucoup plus faible à cause du facteur de couplage du lien. Comme cité précédemment, le lien inductif est également un lien de communication, assurant la transmission de l'information. Cette fonction est basée sur un modulateur d'amplitude intégré avec le circuit de l'amplificateur de puissance classe E. La démodulation d'amplitude est réalisée par un circuit intégré prédéfini le GA911 Gennum monté sur un circuit hybride en couche épaisse.

Les simulations et les mesures de la partie interne du lien de communication, traduisent la capacité de notre lien à communiquer l'information de l'extérieur via le lien inductif au BioMicroRobot, le modulateur d'amplitude utilisé transporte un signal codé en code Manchester par une porteuse à 20 Mhz. Le chapitre 4 a également démontré la capacité du lien à alimenter le BMR avec une puissance continue qui présente un minimum d'ondulations.

Les mesures effectuées démontrent que le lien de communication, sous sa version actuelle employant un lien inductif basé sur les bobines d'Helmholtz, piloté par un amplificateur de puissance classe E et monté en modulateur d'amplitude AM, est capable de contrôler le fonctionnement du BMR à travers la programmation du microcontrôleur, tout en assurant une alimentation en puissance continue de 4 mW. Cette puissance sera répartie entre le microcontrôleur (1 mW) en CMOS P18, et les six pattes en IMPC (3 mW) (*Ionic Metal-Polymer Composite*), qui servent de moyen de propulsion du BioMicroRobot.

Comme perspective d'avenir, on pense utiliser un appareil d'imagerie médicale pour assurer le contrôle et l'alimentation en énergie du BioMicroRobot. L'appareil en question est un IRM (Imagerie par Résonance Magnétique), présentant des caractéristiques

Conclusion

fréquentielles et énergétiques intéressantes et des dispositifs de sécurité pour le patient. De plus cet appareil présente la possibilité de suivre le déroulement des opérations effectuées par le BMR en temps réel via les images captées. Cette nouvelle voie de recherche pour adapter l'IRM comme un lien de communication pour les BioMicroRobots semble très prometteuse.

BIBLIOGRAPHIE

- ALBULET, M., Radu, S. (1995) *An optimum trade off in the RF choke design from class E amplifiers/multipliers*, Conf. Proc. RF expo west, San Diego, CA.
- ALBULET, M. (June 1994) *An explicit design criterion for the RF choke reactance on the class E power amplifier and frequency multipliers*, The trans. Of the south African institute of electrical engineers, vol. 85, no 2, p. 37-42.
- ANTHIERENES, C., MATTHEWES, R. (1998) *Electropneumatic microactuator for in-pipe inspection*, Lyon France.
- BERNARD, A.M., (1988) *Résonance magnétique nucléaire : application biomédicale*, Paris, Mason, 200p.
- BRICH, M.C., QUINN, R.D., HAHIM, G., (June 2002) *A miniature hybrid robot propelled by legs*, Case western reserve, University of California, Ohio.
- BRICH, M.C., QUINN, R.D., HAHIM, G., (December 2002) *Cricket-based robots*, IEEE robotic and automation magazine, no 20.
- BOLTON, R.J., (September 1998) *GA911 design kit v2.1 for cadence analog artist: user manual*, Canadien Microelectronics Corporation, University of Saskatchewan, 50p.
- BONVILAIN, A., CHAILLET, N., (2001) *Fabrication and experiment of microlegs for an insect-like microrobot*, Proceeding of SPIE, vol. 4568, 0277.
- BOUCHARD, G.B., (1987) *Radiologie : la résonance magnétique : principe*, Ste-Foy, Québec : Service des ressources pédagogiques, Université Laval, 1987, 80 p.
- BOWICK, C. (1982) *RF circuit design*, 3th edition, Library of congress catalogin-in-publication-Data, USA, 1982.
- BRASSART, E., (s.d.) *NOTIONS DE BASE DES RESEAUX*, Support de cours – Réseaux & Télécommunications, Institut Universitaire de technologie d'Amiens.
- CAPRARI, G., ESTIER, T., SIEGWART, R., (2000) *Fascination of down scaling-Alice the sugar cube Robot*, Institute of robotic system, Switzerland.
- CHAILLET, N. (mars 1999) *La micro robotique un nouveau champ d'investigation pour la robotique*, Repères, l'automatismes, no2, p.31-36.
- EBEFORS, T., MATTSSON, J.U., KÄLVASTEN, E., STEMME, G. (june 1999) *A walking silicon micro-robot*, the 10th international conference of solid-state sensor and actuators, Stockholm, Sweden.

Bibliographie

- GALBRAITH, D.C., SOMA, R.L., (avril 1987) *A wide-band Efficient Inductive Transdermal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain*, IEEE on Biomedical engineering, Stanford, Vol. BME-34, no 4, p.266-275.
- GALBRAITH, D., (1984) *An implant multichannel neural stimulator*, Stanford, these de doctorat, 250 p.
- GANDHI, O.P. (1990) *Biological Effects and Medical Applications of Electromagnetic Energy*, 2nd édition, Interphan and IEEE Press, 200 p.
- GAUTHIER, P. (1988) *Etude et Développement d'un Lien de Transmission Transcutané pour une Prothèse Auditive Cochléaire*, Sherbrooke, mémoire de Maîtrise, 133 p.
- [GENUM, site]: www.genum.com
- HOLLAR, S., FLYN, A., BELLEW, C., PISTER, k.S.J. (2002) *Solar powered 10mg silicon robot*, Berkely sensor and actuators center, university of California, Berkely.
- ISHIYAMA, K., SENDOH, M., YAMAZAKI, A., ARAI, K.I. (2001) *Swiming micro-machine driven by magnetic torque*, Elsevier science sensors and actuators, Japan.
- JARRY, M., OTIS, M., SEMMAOUI, H., FONTAINE R. (Juin 2003) *Microcontroller architecture for autonomous BioMicroRobots Displacement Control*, NEWCAS'2003 proceeding, ReSMiQ's first Northeast Workshop on Circuits and Systems, Montréal, Canada.
- JARRY, M. (2004) *Conception d'un microcontrôleur avec la technologie CMOS P18 pour un BioMicroRobot*, mémoire de maîtrise, Sherbrooke, Canada, 75 p.
- JERRY, M., DAY, C. (1980) *Classical electromagnetic radiation*, 2^{ème} édition, Academic press inc., Orlando, Fla, 1980, 488 p.
- KAWAKITA, S., ISOGAI, T., OHYA, N., KAWAHARA, N. (1997) *Multi-layered piezoelectric bimorph actuator*, Recherche laboratories, Denso corporation, Nisshin, Japan.
- KAZIMIERCZUK, M., EBERT, J. (1981) *Class E High-Efficiency Tuned Power Oscillator*, IEEE Journal of Solide-State Circuit, Vol. sc-16, no. 2, p. 62-66.
- KAZIMIERCZUK, M. (1979) *Theory of the class E tuned power amplifier*, Rozpr. Elektrotech., vol. 25, no. 4, p.957-986.
- KAZIMIERCZUK, M. (1979) *Theoretical analysis of the class E tuned power amplifier at any switch duty ratio*, Rozpr. Elektrotech., vol. 25, no. 4, p.987-1003.
- KAZIMIERCZUK, M. (June 1984) *Collector amplitude modulation of the class E tuned power amplifier*, IEEE transaction circuit and systems, vol. Cas-31, no. 6.
- KINNEL W.D., GERKE D.D. (1995) *Electromagnetic Compatibility in Medical Equipment*, 3rd édition, Interphan and IEEE Press, 210 p.

Bibliographie

- KLADITIS, P.E., BRIGHT, V.M., HARASH, K.F., Lee, Y.C. (1999) *Prototype micro-robots for micro positioning in a manufacturing process and micro unnamed vehicle*, University of California, USA.
- LAMBROZO, H. (1984) *Electromagnétisme Tome 1*, 1^o édition, Paris, Mc graw-hill, 236 p.
- LAVOIE, T., (2002) *Etude de faisabilité d'un circuit de transmission basé sur un amplificateur classe E pour une prothèse cochléaire*, Sherbrooke, mémoire de Maîtrise, 89 p.
- LECLAIR, M., (1992) *Caractérisation d'un Lien Inductif Destiné à Transmettre le Courant et les Données à des Neurostimulateurs Implantables*, mémoire de maîtrise, Sherbrooke 149 p.
- MARC-SWECKER, S., (s.d.) *Cours de téléinformatique et protocoles de communication*, Université Louis Pasteur, Strasbourg.
- MARTEL, S., SARASWAT, A., MICHEL, A., HUNTER, I., (2000) *Preliminary evaluation and experimentation of the push-slip method for achieving micrometer and sub-micrometer step sizes with a miniature piezo-actuated three-legged robot operating under high normal forces*, Proceeding of SPIE, vol. 4194.
- MARTEL, S., DE QUEVEDO, W.G., HUNTER, I., (2000) *Technique for continuous power delivery to a group of 15-watt +3.3 to 150 VDC miniature wireless instrument and fast stepping robots through several thousand intermittent contacts between the robot's legs and the walking surface*, Proceeding of SPIE vol. 4194.
- MIHAI, A. (2001) *RF Power Amplifiers*, 1st édition, Noble Publishing Corporation, Atlanta, 366 p.
- MIR, B.K., NORIHIKO, K., YOSHIHIKO, N., TATSUYA, N., (2002) *Performance improvement of microrobot using adaptative control*, ICCHP, p. 448-454.
- MITA, M., ARAI, M., TENSAKA, S., KOBAYASHI, D., BASSET, P., KAISER, A., MASQUELIER, P., BUCHAILLOT, L., COLLARD, D., (2001) *Electrostatic Impact Drive Actuator Proc*, 14th IEEE Micro Electro Mechanical System, Interlaken, Switzerland, pp. 590-593.
- MOUINE, J. (1992) *Conception et Développement d'un Neurosimulateur Implantable Dédié à une Prothèse Cochléaire à 16 Canaux*, Sherbrooke, thèse de doctorat, 149 p.
- NADEAU-DOSTIE, B. (1985) *Design et Évaluation d'un Simulateur Nerveux Multi-Canal Destiné à une Prothèse Auditive*, Sherbrooke, Thèse de doctorat, 212 p.
- OSEPCHUK, J.M. (1983) *Biological Effects of Electromagnetic Radiation*, 1th édition, Interphan and IEEE Press, 188 p.
- OTIS, M., BERNIER, R., PASCO, Y., MÉNARD, H.; SEMMAOUI, H., JARRY, M., FONTAINE, R. (Septembre 2003) *Development of an Hexapod BioMicroRobot with*

Bibliographie

- Nafion-Pt IPMC Microlegs*, The 25th Silver Anniversary International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Cancun, Mexico, p. 3423-3426.
- OTIS, M. (2003) *DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME DE PROPULSION POUR UN BIOMICROROBOT HEXAPODE AVEC UN IONOMÈRE PERFLUOROSULFONIQUE*, mémoire de maîtrise, Sherbrooke, Canada, 120 p.
- POIRIER, D. (1997) *Intégration d'un Micro-Simulateur a un Canal de Stimulation*, Sherbrooke, mémoire de maîtrise, 100 p.
- POUCHERT, CH.J., (1993) *The aldrich library of 13C and 1H FT NMR spectra*, Milwaukee: Aldrich Chemical Co, 100p.
- RAAB, F.H. (1977) *Idealised Operation of the Class E Tuned Power Amplifier*, IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol. Cas-24, no 12, p. 725-735.
- RAAB, F.H. (1978) *Effects of Variation on the Class E Tuned Power Amplifier*, IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol. Sc -16, no 2, p. 239-247.
- RIPPS, S.C. (1999) *RF Amplifier for Wireless Communication*, 1^o edition, Artech House, London, 337 p.
- SHIMOYAMA, I., YASUDA, T., MIUAR, H. (1996) *Mobile microrobots*, Robotica, Cambridge university press, vol. 14.
- SOKAL, N.O., SOKAL, A.D. (1975) *Class E- A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers*, IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. sc-10, no 3, p. 168-176.
- SOKAL, N.O., SOKAL, A.D., (August 1980) *Class E switching-mode RF power amplifiers- low sensitivity to component tolerance (including transistors) and well-defined operation*, RF design, vol. 3, no. 7, p. 33-38
- SOKAL, N.O. (2001) *class-E RF power amplifier*, Design automation, Lexington, Ma, p.9-20
- SOMA, M. (1980) *Design and fabrication of an implantable multichannel neural stimulator*, technical report no. G908-1 for the N.I.H., 228
- TAKASHI, Y., SHIMOYAMA, I., MUIRA, H., (1995) *Microrobot locomotion in a mechanical vibration Field*, Advanced robotic, Japan, vol. 9, no. 2.
- TAO, M., CHEN, Y., FU, G., KONG, D. (May 2002) *wireless drive and control of a swimming Micro-robot*, proceeding of the IEEE international conference on robotic and automation, Washington DC.
- TROKY, P.R. (June 1992) *Closed-Loop class E Transcutaneous Power and Link for Microimplant*, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Chicago, vol. 39. no 6, p. 589-599.

Bibliographie

[www.coilcraft.com] : www.coilcraft.ca

YEH, R., PISTER, K.S.J. (2001) *Design of low-power silicon articulated micro-robot*, University of California, Berkely.

ZIERHOFER, C.M., HOCHMAIR, E.S. (1990) *High-Efficiency Coupling-Insensitive Transcutaneous Power and Data Transmission via an Inductif Link*, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 37, no. 7, p. 716-722.