

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TECHNIQUE DE TRANSMISSION SANS FIL AVEC CAPTEUR PASSIF ET
SENSEUR DE PRESSION CAPACITIF POUR APPLICATIONS BIOMÉDICALES

CONSTANTIN FORTIER
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
JUILLET 2005

© Constantin Fortier, 2005.



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-47661-1
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-47661-1

NOTICE:

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

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

AVIS:

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

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

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

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

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

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


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

TECHNIQUE DE TRANSMISSION SANS FIL AVEC CAPTEUR PASSIF ET
SENSEUR DE PRESSION CAPACITIF POUR APPLICATIONS BIOMÉDICALES

présenté par: FORTIER Constantin

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

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

M. BOSISIO Renato-G, Ph.D., président de jury

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. CORCOS Jacques, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. SAVARD Pierre, Ph.D., membre

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire à ma mère Marie et à mon père Pierre car ils ont toujours cru en moi et m'ont toujours appuyé et respecté durant mon long cheminement scolaire. Également à ma conjointe Amélie qui a partagé quotidiennement mes inquiétudes, mes questionnements et mes joies durant ce projet.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je remercie mon directeur de recherche Ke Wu et mon codirecteur Jacques Corcos pour m'avoir donné la chance d'entamer mes études supérieures dans un domaine très stimulant et rempli de défis.

J'aimerais remercier spécialement Jules Gauthier sans qui ce projet n'aurait probablement jamais abouti. Son soutien technique et moral m'a permis de persévérer et de compléter ce projet. Merci également à Roch Brassard pour la réalisation de circuits.

Merci également à mes confrères de travail, tout d'abord Lakhdar Bourokba avec qui j'ai entamé le projet, Maxime Daigle qui collabore étroitement avec moi et Jean-Frédéric Gagné pour ses idées intéressantes.

RÉSUMÉ

Les problèmes reliés aux troubles de fonctionnement des voies urinaires sont extrêmement répandus. Le problème le plus souvent rencontré et le plus péjoratif pour la qualité de vie des patients est l'incontinence urinaire. Les examens urodynamiques sont essentiels dans le diagnostic de toutes les dysfonctions du bas appareil urinaire qui est responsable de la phase de remplissage de la vessie (continence) et de la phase de vidange vésical (miction). Les examens urodynamiques consistent en une série de mesures ayant pour but d'évaluer ces phénomènes. Actuellement, le recueil de ces mesures nécessite d'insérer un capteur de pression, petit cathéter de 1 à 4mm de diamètre, dans la vessie afin de mesurer la pression vésicale pendant le remplissage avec de l'eau stérile ainsi que pendant la miction. Par ailleurs, un capteur de pression doit être aussi introduit dans le rectum afin de mesurer la pression abdominale. Présentement, les tests urodynamiques sont effectués en clinique sous supervision médicale dans des conditions que l'on peut considérer comme non physiologiques (remplissage à 50-70 ml/min d'eau à température de la pièce, miction en présence du personnel soignant entouré d'instruments de mesure etc.). Le processus qui implique un long cathétérisme (30 à 40 minutes) ne donne que des résultats ponctuels, dans des conditions de stress et d'environnement qui peuvent influencer les résultats. De plus, l'utilisation de cathéters de pression provoque chez le patient un inconfort et une possibilité d'infection nosocomiale.

Ce projet de recherche fait partie d'un projet global qui propose de développer un système de biotélémétrie permettant l'acquisition de la pression vésicale à l'aide d'un capteur de pression implantable sans fil et sans pile. Ce système sans fil éliminera donc l'utilisation de cathéters et permettra surtout d'effectuer les tests de façon ambulatoire, pendant plusieurs jours, sous conditions physiologiques. Sauf pour la période d'implantation, il minimisera l'inconfort et les risques d'infection, toutefois et de façon bien plus importante, il permettra des études continues à domicile et éliminera donc les erreurs de mesure dues aux conditions d'examen en milieu médical. Les données sauvegardées par le capteur pourront être ensuite traitées et étudiées par le médecin traitant dans le cadre de sa démarche diagnostique.

L'objectif spécifique de cette recherche est de développer une technique de mesure avec un capteur passif muni d'un senseur capacitif. Cette technique de mesure doit utiliser un capteur passif afin de garder la complexité du système à l'extérieur du corps humain. Le transfert d'énergie et celui des données doivent s'effectuer par l'entremise de l'inductance mutuelle. En ce qui concerne le senseur de pression, un prototype doit être réalisé afin de valider cette technique. La version implantable est réalisée par un collègue participant à ce projet. Le prototype utilisé doit posséder des caractéristiques similaires au senseur implantable, sans les contraintes au niveau de la taille. La mesure sans fil doit être possible à une distance d'au moins 10 cm de l'émetteur. Le système doit permettre la mesure de pression variant de 0 à 21 KPa et doit être portable. Donc, un émetteur, un récepteur et un prototype du capteur de pression

doivent être réalisés dans le cadre de cette recherche sous l'hypothèse que le capteur de pression implantable aura les mêmes caractéristiques que le prototype.

Cette technique de mesure est basée sur plusieurs phénomènes physiques propres aux circuits électriques. Tout d'abord, lorsque deux inductances sont à proximité, l'inductance mutuelle entre celles-ci permet de transférer de l'énergie de l'une à l'autre. L'étude des circuits ayant la propriété d'inductance est fondamentale à la réalisation de cette technique de mesure, au niveau de l'inductance propre, de l'inductance mutuelle et du phénomène de résonance de tels circuits. Au niveau du capteur de pression, il est réalisé à l'aide d'un condensateur variable à la pression. Ce condensateur possède un diaphragme dont le déplacement, ou la déformation, modifie la valeur de sa capacité qui est fonction de la distance entre les deux électrodes la constituant. Un prototype du capteur de pression a été réalisé dans le cadre de cette recherche. Sa capacité varie de 10,8 pF à 22,2 pF sur la plage de pression de 0 à 20,7 KPa, pressions impliquées pour l'analyse de la pression vésicale. Un circuit résonnant, formé à l'aide de ce condensateur et d'une inductance, a une fréquence de résonance qui est fonction de la pression. Afin d'exciter le capteur et d'en mesurer la fréquence de résonance, l'inductance mutuelle entre l'émetteur, le capteur et le récepteur est utilisée.

Deux techniques de mesure ont été évaluées lors de cette recherche. La première consiste à mesurer la puissance de la deuxième harmonique de la fréquence de résonance du capteur et d'en déterminer le maximum. Le capteur est constitué d'un circuit résonnant, d'un générateur d'harmoniques et d'une inductance émettrice. L'émetteur, constitué d'un générateur de signal sinusoïdal et d'une inductance, effectue un balayage

en fréquence dans la plage de résonance du capteur. Le récepteur mesure la puissance de la deuxième harmonique du capteur à l'aide d'une bobine et d'un analyseur de spectre. La fréquence de résonance du capteur est déterminée en mesurant le maximum de la puissance de la deuxième harmonique. Toutefois, cette technique n'a pas donné de résultats satisfaisants. L'ajout d'une diode pour générer cette harmonique diminue considérablement le facteur de qualité du capteur, environ 90%, ne permettant pas une mesure fiable. La mesure a pu être effectuée jusqu'à 4 cm mais la puissance maximale de la deuxième harmonique est difficile à déterminer à cause du faible facteur de qualité. De plus, la topologie du capteur complique énormément la réalisation du capteur implantable dû à la nécessité de deux inductances dans des plans perpendiculaires.

La deuxième technique consiste à mesurer directement la fréquence de résonance du capteur. Pour ce faire, l'émetteur est réalisé à partir d'un générateur d'impulsions branché à un amplificateur de puissance et à une inductance. À chaque impulsion, le capteur oscille à sa fréquence de résonance et celle-ci est mesurée par un récepteur. Le récepteur est réalisé à partir d'une inductance, d'un filtre passe-bande, d'un amplificateur et d'un oscilloscope. Pour cette technique, le capteur est un circuit résonnant formé d'une inductance ayant un noyau ferromagnétique et d'un condensateur variable à la pression. Cette technique a donné des résultats très encourageants permettant une mesure fiable de la fréquence de résonance du capteur à une distance de 12 cm. Ce projet est un premier pas vers le développement d'un système de mesure urodynamique ambulatoire. Une technique de mesure de la pression sans fil à partir d'un capteur capacitif est proposée et adéquate pour des applications urodynamiques.

ABSTRACT

Lower urinary tract (LUT) dysfunctions are extremely common. The problem that is the most frequently encountered and also the most impacting on the quality of life of patients is urinary incontinence. Urodynamics studies are essential in the diagnosis of all LUT dysfunctions. It generally consists of a series of pressure measurements, which evaluate changes during the filling phase (continence) and/or the voiding phases of the bladder (micturation). Presently, collecting such measurements requires the insertion of a pressure sensor, small catheter of 1 to 4 mm of diameter, in the bladder in order to measure intravesical pressure during the filling with sterile water as well as during micturation. Moreover, a pressure sensor must be inserted into the rectum in order to measure abdominal pressure. For the time being, urodynamic tests are conducted under medical supervision under conditions, which can be considered as non physiological (filling of 50-70 ml/min of water at room temperature, micturation in presence of caretaking personnel, surrounded by measuring equipment, etc.) The process involving a long catheterization (30-40 minutes) only yields punctual results, in stressful conditions and an environment, which can definitely influence the results. Furthermore, the use of pressure catheters generally causes a discomfort in the patient and the possibility, though rare, of nosocomial infection, more importantly, a great concern is raised as to the fixation of the intravesical catheter for signal quality.

This research is part of a global project that proposes to develop a biotelemetry system, which would allow for the acquisition of intravesical pressure with the help of a

wireless and batteryless implantable pressure sensor. This wireless system will eliminate the use of catheters and will especially allow conducting these tests in an ambulatory way, over the course of several days, under physiological conditions and at very low cost. Aside from a period of implantation, it will eliminate all the discomfort and the infection risks. And more importantly, it will allow a continuous recording in the usual patient's home and working environment and thus eliminate the measurement errors due to examination conditions in a medical setting and from the presence of the intravesical catheter. The data collected by the sensor can then be processed and studied by the attending physician in the context of his/her diagnostic or research.

The specific objective of the present research is to develop a measuring technique using a passive transducer with a capacitive pressure sensor. This technique must use a passive transducer in order to keep the complexity of the system out of the human body. The energy and data transfer must be achieved through mutual inductance. Concerning the pressure transducer, a prototype must be developed in order to validate this technique. Another student, working on the project, is developing the implantable pressure sensor. The prototype must have similar characteristics then the implantable pressure sensor without the size constraint. The wireless measuring must be possible at a distance of 10 cm from the transmitter. The monitoring system must measure pressure variation from 0 to 21 KPa above atmospheric pressure and must be portable by the patient. In this research, we must developed a transmitter, a receiver and a prototype of the pressure sensor with the hypothesis that the implantable pressure sensor will have the same characteristics that of the prototype.

This technique is based on many physical properties of electric circuits. First of all, when two inductors are at proximity, mutual inductance between them allows energy transfer from one to the other. The study of circuits having inductance property is fundamental to accomplish this measuring technique, such as self-inductance, mutual inductance or resonance of such circuits. The pressure sensor is a variable capacitor. This capacitor has a diaphragm whose deformation or displacement modify the value of his capacitance, which is function of the distance between its two electrodes. A prototype of such a capacitor has been made and its capacitance varies from 10,8 pF to 22,2 pF in the pressure bad of 0 to 20,7 KPa above atmospheric pressure. A resonant circuit made with this capacitor and an inductor has a resonant frequency function pf the pressure. In order to activate the transducer and measure his resonance frequency, mutual inductance between the transmitter, the transducer and the receiver is used.

Two techniques have been evaluated during this research. The first consist of measuring the power of the second harmonic of the resonant frequency of the transducer and to establish the maximum. The transducer is constituted of a resonant circuit, a harmonic generator and an emitting inductor. The transmitter is a signal generator and an inductor sweeping in the resonance band of the transducer. The receiver measures the power of the second harmonic of the transducer with an inductor connected to a spectrum analyzer. The resonant frequency of the transducer is determined by measuring the maximum of the power of the second harmonic. That measuring technique didn't give satisfactory results. The major problem comes from the addition of a diode to generate the second harmonic. This addition reduces the quality factor of the transducer

making the measurement not reliable. The measurement has been made to a distance of 4 cm, but the maximum of the power of the second harmonic was hard to determine due to the low quality factor. Furthermore, the circuit designs of the transducer make the realization of the implantable version very complex due to the necessity of two inductors in perpendicular plan.

The second technique measures directly the resonant frequency of the transducer. The transmitter is a pulse generator connected to a power amplifier and an inductor. At each pulse, the transducer oscillates at his resonant frequency and the receiver measures this one. The receiver consists of an inductor, a pass-band filter, an amplifier and an oscilloscope. The transducer of this technique is a resonant circuit made with an inductor rolled up on a ferromagnetic rod and a pressure variable capacitor. That technique gives very encouraging results allowing measurement of the resonant frequency at a distance of 12 cm from the emitter.

This project is the start of the development of an urodynamic monitoring system with an implantable pressure transducer. A measuring technique with a wireless pressure transducer with a capacitive sensor is proposed in and adequate for urodynamic applications. The propose technique developed during this project may be modify for other biomedical applications, such as, blood pressure measurement.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ.....	vi
ABSTRACT	x
TABLE DES MATIÈRES	xiv
LISTE DES TABLEAUX.....	xix
LISTE DES FIGURES	xx
LISTE DES FIGURES	xx
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxv
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxv
1. CHAPITRE 1: INTRODUCTION	1
1.1 Le problème étudié.....	1
1.2 Objectifs.	5
1.3 Le cadre de la recherche.....	5
1.4 Le domaine d'application.	6
1.5 Le contexte de réalisation de la recherche.	6
1.6 L'approche envisagée.	7
1.7 L'évolution de la réalisation.	7
2. CHAPITRE 2: TÉLÉMESURE RADIO-FRÉQUENCE.....	9
2.1 Senseurs de pression.	9

2.1.1	Senseur de pression piézorésistif.	10
2.1.2	Senseur de pression capacitif.	10
2.2	Principes physiques des systèmes de télémessure sans fil.....	12
2.2.1	Champ d'induction magnétique.	12
2.2.2	Flux magnétique.....	14
2.2.3	Inductance.	15
2.2.4	Auto-inductance.	17
2.2.5	Coefficient de couplage.....	18
2.3	Magnétisme en présence de matière.	20
2.3.1	Matériaux ferromagnétiques.	22
2.4	L'inductance en régime transitoire.....	24
2.4.1	Bobines solénoïdes.....	24
2.4.1.1	Pertes dans une bobine solénoïde.....	24
2.4.1.2	Bobine réelle.	25
2.4.1.3	Circuit équivalent d'une bobine réelle.	26
2.4.1.4	Étude des courants et tensions dans une bobine solénoïde.	26
2.4.1.5	Caractéristiques d'une bobine solénoïde.....	30
2.5	Circuits résonnants.	31
2.5.1	Réponse temporelle d'un circuit LC.	31
2.5.2	Fréquence de résonance d'un circuit LC.....	33
2.5.3	Facteur de qualité d'un circuit LC.	35
2.6	Tension induite au capteur.	37

2.6.1	Capteurs actifs.....	39
2.6.2	Capteurs passifs.....	41
2.6.2.1	Mesure du pic de résonance (<i>resonant peak monitoring</i>).	41
2.6.2.2	Mesure de la puissance de la deuxième harmonique.	43
3.	CHAPITRE 3: CONCEPTION DU SYSTÈME	46
3.1	Spécifications du système.	46
3.2	Choix de la fréquence.....	47
3.3	Géométrie des antennes externes.	48
3.3.1	Bobines circulaires.	48
3.3.2	Inductance mutuelle.	50
3.3.3	Choix des bobines du système.	53
3.4	Réalisation des bobines.	54
3.4.1	Bobine d'émission.....	54
3.4.2	Bobine sur le capteur.....	54
3.5	Prototype du condensateur variable à la pression.	56
3.5.1	Caractéristique du condensateur variable.....	57
3.6	Fréquence de résonance en fonction de la pression.	58
4.	CHAPITRE 4 : MESURE DE LA PUISSANCE DE LA DEUXIÈME HARMONIQUE.....	64
4.1	Excitation du capteur.....	64
4.1.1	Inductance mutuelle.	64
4.1.2	Tension induite dans le capteur.....	65

4.1.2.1	Courant dans la bobine émettrice en fonction de la fréquence.	65
4.1.3	Tension induite dans la bobine réceptrice.	67
4.2	Analyse d'un capteur avec diode.	69
4.2.1	Problèmes rencontrés lors des mesures de la puissance de la deuxième harmonique.	70
4.2.2	Mesures de l'effet des filtres.	71
4.3	Bobine réceptrice.	73
4.4	Discussion sur la technique de mesure de la puissance de la deuxième harmonique.	75
5.	CHAPITRE 5: TECHNIQUE PAR IMPULSION	77
5.1	Émetteur.	77
5.1.1	Paramètres de l'émetteur.	83
5.2	Récepteur.	85
5.2.1	Bobine de réception.	85
5.2.2	Filtre passe-bande.	86
5.2.3	Amplificateur.	88
5.3	Mesures avec la technique par impulsion.	89
5.3.1	Émetteur.	90
5.3.1.1	Mesures sur l'émetteur.	90
5.3.2	Capteur.	91
5.3.2.1	Tension induite dans le capteur.	92
5.3.3	Mesures sur récepteur.	93

5.4	Discussion sur la technique par impulsion.....	97
6.	CHAPITRE 6: CONCLUSION	99
6.1	Suggestions et travail à venir.	100
6.1.1	Module externe.....	100
6.1.2	Capteur.	101
	RÉFÉRENCES.....	103

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Constantes utilisées.	11
Tableau 2.2 Constante utilisée.	13
Tableau 3.1 Caractéristiques de la bobine d'émission.	54
Tableau 3.2 Caractéristique de la bobine sur le capteur.	55
Tableau 3.3 Mesures prises sur le capteur avec le condensateur variable à la pression. .	60
Tableau 3.4 Mesures prises sur le capteur avec le condensateur variable à la pression et un condensateur variable mécaniquement.	62
Tableau 4.1 Paramètres pour le calcul de l'inductance mutuelle.	65
Tableau 4.2 Paramètres afin de déterminer la tension induite dans le capteur.	65
Tableau 4.3 Mesures des puissances transmises entre la bobine émettrice et réceptrice et effets de l'ajout des filtres.	71
Tableau 4.4 Caractéristiques de la deuxième bobine sur le capteur.	73
Tableau 4.5 Caractéristiques du système de mesure de la puissance de la deuxième harmonique.	74
Tableau 5.1 Caractéristiques du capteur.	82
Tableau 5.2 Paramètres de l'impulsion.	83
Tableau 5.3 Caractéristiques de la bobine de réception.	86
Tableau 5.4 Caractéristiques mesurées du filtre passe-bande du récepteur.	87
Tableau 5.5 Caractéristiques mesurées du filtre passe-bande avec l'amplificateur.	89

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Principe de fonctionnement d'un condensateur variable à la pression.....	10
Figure 2.2 Relations entre deux circuits afin d'énoncer la loi d'Ampère.	12
Figure 2.3 Schéma d'un circuit permettant le calcul de l'inductance propre.....	17
Figure 2.4 Domaine d'aimantation spontané d'un matériau ferromagnétique.	22
Figure 2.5 Alignement des domaines magnétiques dans la direction du champ H.....	23
Figure 2.6 Bobine solénoïde de N tours.....	24
Figure 2.7 Bobine réelle avec ses paramètres parasites.	25
Figure 2.8 Modèle d'une bobine réelle.	26
Figure 2.9 Modèle simplifié d'une bobine réelle.	26
Figure 2.10 Alimentation d'une bobine.	27
Figure 2.11 Courant de charge dans une bobine en fonction du temps.	28
Figure 2.12 Tension aux bornes de la bobine lors de la fermeture de l'interrupteur.	28
Figure 2.13 Courant de décharge d'une bobine en fonction du temps.....	29
Figure 2.14 Schéma d'un circuit résonnant LC en tenant compte des résistances parasites de la bobine.	31
Figure 2.15 Réponse temporelle d'un circuit résonnant LC en tenant compte des pertes dans la bobine.....	33
Figure 2.16 Effet de la valeur des résistances parasites d'un circuit LC sur l'amplitude du courant à la résonance.	35
Figure 2.17 Schéma d'un système couplé.....	37

Figure 2.18 Réponse en fréquence d'un système couplé avec un circuit résonnant LC comparé à un circuit non résonnant.	38
Figure 2.19 Topologie générale d'un système de télémesure avec un capteur actif.....	39
Figure 2.20 Système couplé pour de la modulation par absorption.	40
Figure 2.21 Schéma modélisant la technique de mesure du pic de résonance.....	41
Figure 2.22 Phase de l'impédance de la bobine émettrice pour différentes valeurs de capacité du capteur de pression.....	42
Figure 2.23 Circuit LC avec une diode afin de générer la deuxième harmonique.....	43
Figure 3.1 Schéma de l'anatomie du bas appareil urinaire masculin.....	46
Figure 3.2 Schéma d'une bobine circulaire pour le calcul du champ H.	48
Figure 3.3 Intensité du champ H produit par des bobines circulaires de différents rayons en fonction de la distance.	50
Figure 3.4 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire fixe de rayon de 1,5 mm avec une bobine circulaire de différents rayons en fonction de la distance les séparant.....	51
Figure 3.5 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire et une bobine solénoïde ayant un cœur ferromagnétique.	52
Figure 3.6 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire et une bobine solénoïde comparée à une bobine sans cœur ferromagnétique.	53
Figure 3.7 Prototype du condensateur variable à la pression utilisée lors des mesures. (a) Vue de dessus du masque. (b) Vue latérale du masque.	56
Figure 3.8 Photo du prototype du capteur.....	57
Figure 3.9 Réponse en pression du prototype du condensateur variable à la pression. ...	57

Figure 3.10 Montage pour la mesure de la fréquence de résonance du capteur en fonction de la pression.....	58
Figure 3.11 Exemple de mesure afin de déterminer la fréquence de résonance.	59
Figure 3.12 Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées.	60
Figure 3.13 Mesure du S_{11} du capteur à pression ambiante.....	61
Figure 3.14 Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées.	62
Figure 4.1 Tension qui devrait être induite dans le capteur.	66
Figure 4.2 Schéma du système couplé à la réception.....	67
Figure 4.3 Tension qui devrait être induite dans la bobine de réception.	68
Figure 4.4 Topologie du système utilisant une diode dans le capteur.	69
Figure 4.5 Mesure du S_{11} du capteur contenant une diode.	69
Figure 4.6 Réponses en fréquences des filtres (a) passe-bas et (b) passe-haut.	71
Figure 4.7 Topologie permettant la mesure de la puissance de la deuxième harmonique.	72
Figure 4.8 Mesure du S_{11} du capteur avec une diode et une inductance d'émission.....	72
Figure 4.9 Bobine de réception.	73
Figure 4.10 Puissance du signal mesurée à une distance de 2cm de l'antenne réceptrice.	74
Figure 5.1 Circuit équivalent de la bobine émettrice avec le transistor utilisé comme interrupteur.....	78
Figure 5.2 Simulation du courant dans la bobine émettrice lors de la mise en conduction et à la fin de conduction du transistor.	78

Figure 5.3 Simulation de la surtension générée aux bornes du transistor dûe à la chute subite du courant dans le circuit.	79
Figure 5.4 (a) Topologie de l'émetteur pour la technique par impulsion. (b) Photo de l'émetteur	80
Figure 5.5 Schéma du capteur pour la technique par impulsion.	81
Figure 5.6 Simulation de la tension induite dans le capteur.	82
Figure 5.7 Simulation du courant dans la bobine émettrice par rapport à la tension V_{GS}	84
Figure 5.8 Simulation de la tension induite dans le capteur.	84
Figure 5.9 (a) Schéma du récepteur pour la technique d'excitation par impulsion. (b) Photo du récepteur.....	85
Figure 5.10 Photo du filtre passe-bande.....	86
Figure 5.11 Réponse simulée et mesurée du filtre passe-bande à l'entrée du récepteur..	87
Figure 5.12 Photo de l'amplificateur du récepteur.....	88
Figure 5.13 Réponses de l'amplificateur et du le filtre passe-bande avec l'amplificateur.	89
Figure 5.14 Schéma bloc du montage utilisé pour les mesures.	90
Figure 5.15 Tension mesurée aux bornes de la bobine émettrice avec la tension d'entrée à la grille du transistor.....	91
Figure 5.16 Paramètres du capteur.....	92
Figure 5.17 Tension induite mesurée dans le capteur au centre de la bobine émettrice. .	92

Figure 5.18 Tension induite mesurée à la bobine réceptrice par inductance mutuelle avec la bobine émettrice.	94
Figure 5.19 Tension mesurée à la sortie du filtre passe-bande.	94
Figure 5.20 Tension mesurée à la sortie de l'amplificateur.	95
Figure 5.21 Tension mesurée à la sortie de l'amplificateur après 4,4 μ s de la fin de l'impulsion.	95
Figure 5.22 Tension mesurée à la sortie avec et sans capteur.	96
Figure 5.23 Tension mesurée à la sortie avec le capteur à 1 cm du bord des bobines externes.	97

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS :	Advanced Design Systems
AUM :	Ambulatory Urodynamic Monitoring
CUS :	Conventional Urodynamic Studies
GRAMES :	Groupe de Recherches Avancées en Micro-ondes et Électronique Spatiale
ICS :	International Continence Society
LUT :	Bas appareil urinaire
Q :	Facteur de qualité
RF :	Radio Fréquence
SRF :	Self Resonant Frequency

CHAPITRE 1: INTRODUCTION

La mesure de signaux physiologiques est essentielle pour le diagnostic et la recherche médicale. Présentement, ces mesures sont essentiellement effectuées à l'aide de capteurs reliés par des fils à des unités de traitement. Depuis le début du siècle plus particulièrement, la recherche de techniques de mesure sans fil de signaux physiologiques s'est intensifiée considérablement. Ceci implique la réalisation de capteurs miniaturisés et implantables dans le corps humain. L'évolution des technologies de miniaturisation et la recherche sur les études de biocompatibilité des matériaux ont permis cet avancement rapide. La présente recherche s'inscrit dans ce mouvement afin de développer des techniques et des systèmes de mesure de signaux physiologiques sans fil. Ce type de système permet d'améliorer grandement la qualité de vie des patients et certaines procédures dans le milieu médical dont l'obtention de données de manière ambulatoire.

1.1 Le problème étudié.

Dans cette recherche, l'intérêt est porté plus particulièrement sur la mesure de la pression vésicale. Les problèmes reliés aux troubles de fonctionnement des voies urinaires sont extrêmement répandus. Le problème le plus souvent rencontré et le plus péjoratif pour la qualité de vie des patients est l'incontinence urinaire. Selon Santé Canada, en 1999, 1,5 millions de canadiens en souffraient [1]. Il existe différents types d'incontinence urinaire mais le plus répandu est l'incontinence d'urgence ou par miction impérieuse (60 à 70%) [1] causée le plus souvent par l'instabilité du muscle de la vessie,

le détrusor. Les examens urodynamiques sont essentiels dans le diagnostic et la classification de toutes les dysfonctions du bas appareil urinaire (LUT). Ils consistent en une série de mesures ayant pour but d'évaluer des phénomènes de la phase de remplissage (continence) et/ou de la phase de vidange vésical (miction). Deux techniques de mesure sont présentement utilisées : les études urodynamiques conventionnelles (CUS) et l'étude urodynamique ambulatoire (AUM). Les mesures conventionnelles sont effectuées en clinique sous supervision médicale dans des conditions que l'on peut considérer comme non physiologiques (remplissage à 50-70 ml/min d'eau à température de la pièce, miction en présence du personnel soignant entouré d'instruments de mesure, etc.). Elles nécessitent l'insertion d'un capteur de pression (petit cathéter de 1 à 4 mm de diamètre) dans la vessie afin de mesurer la pression vésicale pendant le remplissage avec de l'eau stérile ainsi que pendant la miction. Par ailleurs, un capteur de pression doit aussi être introduit dans le rectum afin de mesurer la pression abdominale. La pression spécifique du détrusor est obtenue en soustrayant la pression abdominale de la pression vésicale. Le processus qui implique un long cathétérisme (30 à 40 minutes) ne donne que des résultats ponctuels, dans des conditions de stress et d'environnement qui peuvent influencer les résultats.

L'urodynamique ambulatoire a été développée vers la fin des années 80 et au début des années 90 [2]. Elle est définie comme tous tests du LUT effectués dans des conditions de remplissage naturel et durant lesquels le sujet vaque à ses occupations quotidiennes. Elle a été développée afin de surmonter les limites des études conventionnelles. La *International Continence Society* (ICS) a publié un document de

standardisation de l'AUM en 2000 [3] dans lequel cette technique est reconnue comme une méthode d'investigation du LUT.

Des recherches ont été effectuées afin de comparer les deux méthodes. Vereecken et al. [4] ont montré que la pression du détrusor mesurée par de façon ambulatoire permet de mieux comprendre les dysfonctions de la vessie. Ils ont également montré qu'elle permet d'obtenir des informations sur le type d'incontinence dans un groupe de patients ayant une incontinence d'origine non neurogène, pour lesquelles les études conventionnelles n'avaient donné aucun résultat concluant. Rosario et al. [5] ont comparé les deux techniques et suggèrent que les conditions dans lesquelles la mesure de la pression est effectuée influencent les résultats dans certains cas limites. Ils montrent également que l'étude ambulatoire est complémentaire aux études conventionnelles et est cliniquement pertinente. Scheepens et al. [6] ont utilisé une approche ambulatoire afin d'effectuer des recherches sur la neuromodulation des nerfs sacrés (SNS) car les études conventionnelles ne permettaient pas de montrer de corrélations avec les données obtenues. L'AUM leur a permis de démontrer les effets cliniques du SNS ce que les CUS ne permettaient pas. Ils ont également démontré que l'étude ambulatoire est plus fiable pour quantifier les problèmes de vessies hyperactives. Finalement, Berghmans et al. [7] ont également utilisé l'AUM afin d'évaluer l'efficacité de certaines thérapies chez des femmes avec des problèmes de vessies hyperactives car c'est une technique reconnue qui était plus adéquate pour leur recherche. L'AUM permet aux patients de vaquer à leurs activités qui, par expérience, provoquent les symptômes de problèmes urinaires.

L'ICS recommande d'utiliser l'AUM pour tous les symptômes que les CUS ne réussissent pas à reproduire ou à expliquer; les situations dans lesquelles les CUS peuvent être inadéquates, les dysfonctions d'origine neurogène du LUT et l'évaluation des thérapies des dysfonctions du LUT [3].

La limitation majeure des études ambulatoire est l'utilisation d'un cathéter intravésical. Nous retrouvons dans le document de standardisation de l'ICS beaucoup d'inquiétudes quant à la façon de fixer ce cathéter pour conserver la qualité du signal [3]. Le cathéter est maintenu par du ruban adhésif, des sutures ou de la silicone, attaches qui ne sont pas confortables pour le patient. Le cathéter intravésical pourrait être responsable des hauts taux d'instabilité du détrusor qu'on retrouve dans l'AUM [4, 8, 9]. Le capteur au bout du cathéter utilisé lors des études ambulatoires qui entre en contact avec le muscle détrusor serait responsable des hautes pressions mesurées lors des post-contractions du détrusor [5]. Une étude a également été effectuée afin d'évaluer l'effet de la taille du cathéter lors de mesures urodynamiques [10].

En remplaçant le cathéter intravésical par un capteur sans fil dans la vessie, il sera possible d'évaluer plus précisément les paramètres urodynamiques et d'aider les spécialistes dans leur gestion clinique du LUT. La qualité de vie des patients serait également grandement améliorée. Notre recherche s'intéresse plus spécifiquement à deux mesures urodynamiques : le cystométrogramme qui est le test mesurant la pression intra vésicale durant la phase d'emmagasinement d'urine et la mesure de la pression permictionnelle qui est la pression générée par le muscle vésical pendant la miction.

1.2 Objectifs.

Le principal objectif de cette recherche est de développer une technique de mesure de la pression vésicale sans fil avec un capteur passif muni d'un senseur capacitif qui sera implanté dans la vessie. Ce capteur doit être passif afin de garder la complexité du système au niveau du module externe donc à l'extérieur du corps humain. Cette recherche se concentre sur la technique de mesure, donc sur le système qui se retrouvera à l'extérieur du corps humain et qui permettra de déterminer la pression dans la vessie à partir d'un capteur capacitif. Dans le cadre de cette recherche, le capteur implantable sera simulé par un prototype non implantable mais possédant des caractéristiques similaires au capteur implantable présentement réalisé par un collègue. Plus spécifiquement, un émetteur, un prototype de capteur et un récepteur devront être réalisés et permettre la mesure des pressions variant de 0 à 20,7 kPa au-dessus de la pression atmosphérique à une distance de 10 cm.

1.3 Le cadre de la recherche.

Pour la réalisation de ces objectifs, une revue de littérature a été élaborée afin d'évaluer les différentes techniques de mesure sans fil utilisant un capteur passif présentement développées. À partir de cette revue de littérature, une analyse des principes fondamentaux de ces techniques a été réalisée et des simulations effectuées avec le logiciel *Advanced Design Systems* (ADS) ont permis d'investiguer ces différentes techniques. Par la suite, plusieurs designs ont été évalués à l'aide de prototypes qui ont été testés et validés.

1.4 Le domaine d'application.

Dans le cadre de cette recherche, la technique de mesure proposée a pour but de mesurer la pression vésicale lors d'examens urodynamiques. C'est une application essentiellement clinique mais qui, éventuellement, pourra être commercialisable et utilisée avec d'autres types de systèmes. Par exemple, un stimulateur du nerf du sphincter contrôlant l'ouverture et la fermeture de l'urètre est présentement en développement. Ce système est contrôlé manuellement par le patient lorsqu'un problème survient. En combinant ces deux systèmes, la stimulation du nerf pourrait être contrôlée à partir de la pression mesurée dans la vessie. Cette technique de mesure pourra être également adaptée pour d'autres types de mesure de pression, comme par exemple la pression sanguine ou d'autres types de pression physiologique.

1.5 Le contexte de réalisation de la recherche.

Ce projet est une collaboration entre le domaine du génie et le milieu médical. Le directeur du projet, Ke Wu, est directeur du Centre de recherche PolyGrames et le co-directeur du projet, Jacques Corcos, est directeur du Département d'urologie à l'Hôpital général Juif de Montréal. La première phase du projet consiste à développer une technique de mesure de pression à partir d'un capteur capacitif et de réaliser un senseur capacitif implantable. Cette première phase s'effectue essentiellement dans le Centre de recherche PolyGrames. C'est cette phase qui a été réalisée lors de cette recherche. La deuxième est de réaliser des mesures in vivo qui s'effectueront dans le Centre de recherche d'urologie de l'Hôpital Juif.

1.6 L'approche envisagée.

Deux approches seront étudiées. La première consiste à réaliser un système qui mesure l'amplitude du signal reçu et qui détermine la pression. La deuxième approche utilise la fréquence du signal reçu comme source d'informations. Le transfert d'énergie et d'informations s'effectue par l'entremise de l'inductance mutuelle entre le système externe et le capteur. La complexité du système de mesure doit demeurer à l'extérieur du corps humain.

1.7 L'évolution de la réalisation.

Une technique de mesure de la pression avec un capteur passif muni d'un senseur capacitif a été développée et permet de répondre aux spécifications pour la mesure de la pression vésicale. La mesure de la pression est présentement possible à une distance de 12 cm. Un prototype du senseur capacitif a été réalisé afin de valider cette technique. La partie inductive du capteur a une taille implantable, soit 3,55 mm de diamètre et 1,62 cm de long. Le senseur implantable aura un diamètre de 2 mm permettant d'obtenir un capteur complet implantable. Au niveau du système externe, il n'est pas encore portable. Les tests demandent présentement l'utilisation d'un générateur de signal et d'un oscilloscope.

Dans le chapitre 2, nous discuterons des fondements physiques qui permettent de réaliser la télémesure biomédicale. Tout d'abord, nous discuterons des types de senseurs de pressions qu'on retrouve majoritairement dans la littérature. Par la suite, nous

étudierons le principe fondamental de la transmission sans fil : l'inductance mutuelle. Nous discuterons également des propriétés des circuits résonnants qui permettront de réaliser le capteur de pression. Finalement, nous résumerons les techniques de mesure sans fil retrouvées dans la littérature.

Dans le chapitre 3, nous allons faire l'étude des ces propriétés dans le cadre d'une application urodynamique. Nous allons donc déterminer la géométrie des bobines d'émissions et de réception du système externe et du capteur. Nous allons discuter du prototype du senseur de pression réalisé afin de démontrer le principe de fréquence de résonance fonction de la pression qui nous permettra d'effectuer une mesure de pression.

Dans le chapitre 4, nous analyserons une technique de mesure de la puissance de la deuxième harmonique du capteur et démontrerons ses limites.

Dans le chapitre 5, nous ferons l'analyse d'une technique de mesure de la fréquence de résonance du capteur directement, ce qui permettra d'atteindre les objectifs de cette recherche.

Nous terminerons ce document par une conclusion et une discussion des travaux qui restent à accomplir afin de mener à terme ce projet.

CHAPITRE 2: TÉLÉMESURE RADIO-FRÉQUENCE

Ce chapitre débutera en résumant la revue de littérature effectuée sur les différents types de systèmes de télémessure radio-fréquence (RF). La biotélémessure, qui est une abréviation de télémessure biomédicale, définit des techniques permettant de mesurer et d'enregistrer à distance les paramètres de signaux physiologiques. Ce domaine est en effervescence depuis quelques années car les nouvelles technologies de miniaturisation permettent de réaliser des capteurs de taille permettant l'implantation et, avec l'aide des technologies existantes de télécommunication, il est possible de réaliser la biotélémessure à un coût relativement faible. Ces nouvelles techniques sont en voie de remplacer les techniques invasives présentement utilisées dans le milieu hospitalier afin d'effectuer l'acquisition de signaux physiologiques.

2.1 Senseurs de pression.

Dans le cadre de cette recherche, le terme senseur est utilisé pour l'élément sensible d'un capteur et ce dernier est défini comme un système matériel permettant de saisir une information (le plus souvent une grandeur physique ou biologique) en la traduisant en un signal électrique dont les variations reflètent les variations de la grandeur étudiée, dans notre cas, la pression.

Il existe différents types de senseurs afin de mesurer la pression. La pression est définie comme la force normale par unité de surface exercée par un fluide ou un gaz sur n'importe quelle surface, il faut donc mesurer la déformation d'un élément élastique

mécaniquement. Les capteurs de pression réalisés à partir d'éléments piézorésistifs et capacitifs sont les deux techniques les plus utilisées présentement [11] et elles ont un diaphragme comme élément sensible.

2.1.1 Senseur de pression piézorésistif.

L'effet piézorésistif est la variation de la résistance électrique d'un matériel dûe aux contraintes et/ou aux déformations appliquées sur celui-ci. C'est sur cette base que la majorité des senseurs de pression sont fabriqués [11]. Les matériaux piézorésistifs permettent de mesurer la déformation d'un diaphragme causée par une pression appliquée sur celui-ci. Cependant, ce type de mesure exige l'utilisation d'un circuit de prétraitement du signal afin d'obtenir l'information sur la pression.

2.1.2 Senseur de pression capacitif.

Les senseurs de pression capacitifs permettent d'effectuer la mesure sur une très large plage de pression (10^{-3} Pa à 10^7 Pa) [11]. Un exemple est montré à la Figure 2.1.

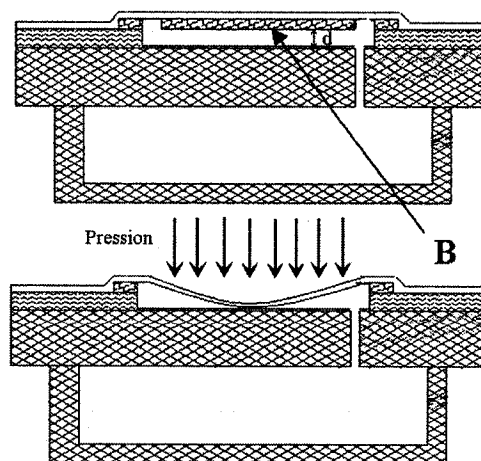


Figure 2.1 Principe de fonctionnement d'un condensateur variable à la pression.

Le diaphragme (B) sert d'élément sensible à la pression et forme une des électrodes du condensateur. L'autre électrode est fixe et lorsqu'une pression est appliquée sur le diaphragme la distance entre les deux diminue réduisant ainsi la valeur de la capacité. À sa forme la plus simple la capacité d'un condensateur suit la relation:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}, \quad (2.1)$$

où $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ est la constante diélectrique du milieu entre les électrodes, d est la distance entre celles-ci et A la surface du diaphragme où la pression est appliquée.

Tableau 2.1 Constantes utilisées.

Constantes	Symbole	Valeur et unité
Permittivité du vide	ε_0	$8,85 \times 10^{-12} \text{ As/Vm}$
Permittivité relative	ε_r	≥ 1

Les systèmes développés afin d'effectuer la biotélémessure utilisent en majorité des condensateurs variables et sont divisés en deux catégories : les systèmes ayant un capteur actif et les systèmes avec un capteur passif. Cependant, ces deux types de systèmes utilisent presque tous le même phénomène physique afin de transmettre de l'énergie au capteur et de recevoir l'information sans fil, soit l'inductance mutuelle. Les résultats importants dans ce domaine seront résumés afin d'expliquer par la suite le fonctionnement de ces différents capteurs.

2.2 Principes physiques des systèmes de télémessure sans fil.

La quasi totalité des systèmes de mesure à partir d'un capteur de pression capacitif utilise l'inductance mutuelle afin de transférer l'énergie au capteur et de mesurer la variation du condensateur variable. Dans ce chapitre, les différentes lois physiques permettant de comprendre ce phénomène seront résumées.

2.2.1 Champ d'induction magnétique.

André-Marie Ampère (1775-1836) a découvert qu'un courant électrique pouvait exercer une force sur un autre courant électrique et il formula une loi qui porte son nom. Considérons le système idéalisé de la Figure 2.2 composé de deux circuits C_1 et C_2 , avec deux courants I_1 et I_2 circulant dans chacun d'eux :

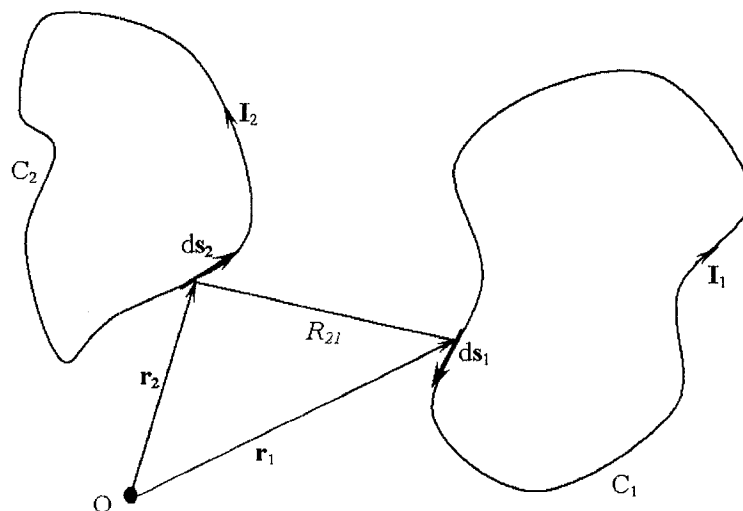


Figure 2.2 Relations entre deux circuits afin d'énoncer la loi d'Ampère.

La force totale sur C_1 causé par le courant dans C_2 représentée par $\mathbf{F}_{C_2 \rightarrow C_1}$ est donnée par :

$$\mathbf{F}_{C_2 \rightarrow C_1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{\mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_1 \times (\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \hat{\mathbf{R}}_{21})}{R_{21}^2}. \quad (2.2)$$

L'équation (2.2) peut être réécrite de la façon suivante :

$$\mathbf{F}_{C_2 \rightarrow C_1} = \oint_{C_1} \mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_1 \times \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \frac{\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \hat{\mathbf{R}}_{21}}{R_{21}^2} \right). \quad (2.3)$$

La quantité entre parenthèse est représentée par $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ ainsi :

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \frac{\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \hat{\mathbf{R}}_{21}}{R_{21}^2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \frac{\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \mathbf{R}_{21}}{R_{21}^3}, \quad (2.4)$$

et

$$\mathbf{F}_{C_2 \rightarrow C_1} = \oint_{C_1} \mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_1 \times \mathbf{B}(\mathbf{r}). \quad (2.5)$$

Tableau 2.2 Constante utilisée.

Constante	Symbole	Valeur et unité
Perméabilité du vide	μ_0	$1,257 \times 10^{-6} \text{ Vs/Am}$

Le vecteur $\mathbf{B}$ est nommé champ d'induction magnétique, ou bien densité de flux magnétique ou tout simplement le champ $\mathbf{B}$. De plus, (2.5) est généralement connue sous le nom de **loi de Biot-Savard**. Cette relation peut être réécrite en fonction de chaque élément de courant $\mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_1$ à la position $\mathbf{r}$:

$$d\mathbf{F} = \mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_1 \times \mathbf{B}(\mathbf{r}). \quad (2.6)$$

De la même façon, l'intégrant de (2.4) peut être considéré comme une contribution de $d\mathbf{B}(\mathbf{r})$ à l'induction totale produite par un élément de courant $\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2$ à la position $\mathbf{r}$:

$$d\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \hat{\mathbf{R}}_{21}}{R_{21}^2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\mathbf{I}_2 d\mathbf{s}_2 \times \mathbf{R}_{21}}{R_{21}^3}. \quad (2.7)$$

2.2.2 Flux magnétique.

Il est possible de montrer que $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ et avec l'aide du théorème de la divergence on obtient $\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{a} = 0$. Cette relation indique que le flux de $\mathbf{B}$ à travers une surface fermée est toujours nul. Cependant, il est très utile de considérer l'intégrale de surface de $\mathbf{B}$ autour d'une surface qui n'est pas fermée. Ceci amène à définir le **flux magnétique** à travers une surface S :

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{a}, \quad (2.8)$$

qui peut être différent de zéro. Cette nouvelle quantité est utile afin d'énoncer la **loi de Faraday**. Faraday a découvert qu'un courant est induit dans un circuit fermé si ce circuit est traversé par un flux magnétique variant dans le temps. Ce courant induit étant fonction de la résistance du circuit, il est plus commode d'exprimer ces résultats par une force électromotrice (*fem*) induite qui est donnée par :

$$\mathcal{E}_{ind} = - \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.9)$$

La direction du courant induit est déterminée par la **loi de Lenz** qui stipule que le courant induit se propagera dans le sens permettant de produire un champ magnétique qui tend à s'opposer au changement du flux magnétique qui l'a induit.

2.2.3 Inductance.

La loi de Faraday démontre qu'il est possible d'induire une tension dans un circuit grâce à un flux magnétique le traversant. C'est de cette façon que notre capteur sera excité de façon sans fil. Mais nous devons discuter d'une propriété des circuits qui nous permettra d'induire cette tension, l'**inductance**, qui est une propriété géométrique importante des systèmes. En se référant à la Figure 2.2 et comme vu précédemment, le courant $\mathbf{I}_1$ produira un champ d'induction $\mathbf{B}_1$ en tous points de la surface S_2 formée par C_2 et ainsi un flux $\Phi_{1 \rightarrow 2}$ dans C_2 qui peut être déterminé par (2.8). Le flux à travers C_2 causé par C_1 est donné par [12]:

$$\Phi_{1 \rightarrow 2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \oint_{C_1} \frac{\mathbf{I}_1 d\mathbf{s}_2 \cdot d\mathbf{s}_1}{R_{21}}. \quad (2.10)$$

Le flux à travers C_2 est donc proportionnel au courant parcourant C_1 . Le facteur de proportionnalité M_{21} est défini comme étant l'**inductance mutuelle** entre les circuits C_2 et C_1 , permettant d'écrire :

$$\Phi_{1 \rightarrow 2} = M_{21} I_1 \quad (2.11)$$

et

$$M_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \oint_{C_1} \frac{d\mathbf{s}_2 \cdot d\mathbf{s}_1}{R_{21}}. \quad (2.12)$$

L'inductance mutuelle est donc un facteur exclusivement fonction de la géométrie des deux circuits. Le flux dans C_1 causé par $\mathbf{I}_2$ est donné par :

$$\Phi_{2 \rightarrow 1} = M_{12} I_2 \quad (2.13)$$

et

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\mathbf{s}_1 \cdot d\mathbf{s}_2}{R_{12}}. \quad (2.14)$$

Avec ces deux relations il est possible de montrer un résultat très important :

$$M_{12} = M_{21} = M. \quad (2.15)$$

Il est maintenant possible d'exprimer la force électromotrice induite dans un circuit produit par un courant variant dans le temps dans un autre circuit en fonction de l'inductance mutuelle :

$$\varepsilon_{1 \rightarrow 2} = - \frac{d\Phi_{1 \rightarrow 2}}{dt} = -M_{21} \frac{dI_1}{dt}, \quad (2.16)$$

en supposant qu'au moment du calcul la position relative des deux circuits ne change pas. Cependant, le calcul de M par la relation (2.14) mène à des calculs extrêmement compliqués. On procède plutôt à l'inverse en utilisant (2.13) obtenant :

$$M = \frac{\Phi_{12}}{i_1} = \frac{\Phi_{21}}{i_2}, \quad (2.17)$$

car les flux sont généralement plus faciles à évaluer.

L'équation (2.16) nous permettra d'évaluer la tension que nous pourrions induire dans notre capteur et également du capteur au récepteur grâce à la réciprocité de l'inductance mutuelle (eq. 2.15). La prochaine section aborde l'auto-inductance, phénomène qui nous permettra de réaliser les différentes composantes du système qui permettront de transférer l'énergie.

2.2.4 Auto-inductance.

Si on ne considère que la boucle C_I , elle produira un flux $\Phi_{1 \rightarrow 1}$ partout dans l'espace, y compris dans la portion de l'espace qu'elle occupe elle-même. Le facteur de proportionnalité dans ce cas est appelé auto-inductance ou simplement inductance. Si le courant $\mathbf{I}_1$ le traversant est constant, le flux magnétique dans cette boucle restera constant. Cependant, supposons que le courant $\mathbf{I}_1$ varie dans le temps, selon la loi de Faraday, une force électromotrice sera induite afin de s'opposer au changement. La force électromagnétique induite est donnée par :

$$\varepsilon_{1 \rightarrow 1} = - \frac{d\Phi_{1 \rightarrow 1}}{dt} = -M_{11} \frac{d\mathbf{I}_1}{dt} = -L \frac{d\mathbf{I}_1}{dt}. \quad (2.18)$$

L'inductance L est donc une mesure de la "résistance" d'un circuit au changement de courant la traversant; plus L est grand, plus la variation du courant sera lente. En se référant à la Figure 2.3, L est donc donné par :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_1} \frac{d\mathbf{s}_1 \cdot d\mathbf{s}'_1}{R_{11}}. \quad (2.19)$$

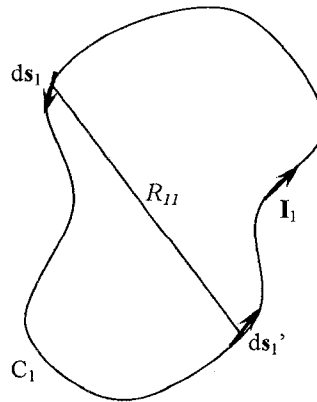


Figure 2.3 Schéma d'un circuit permettant le calcul de l'inductance propre.

En reprenant l'équation (2.17), on peut exprimer l'inductance de la façon suivante :

$$L = \frac{\Phi}{i}. \quad (2.20)$$

Dans le cas où la boucle constituant le circuit est formée de N tours de fil, le flux magnétique total est égal au flux à travers chaque tour multiplié par le nombre de tours.

Ainsi, l'inductance de cette boucle sera donnée par :

$$L = N \frac{\Phi}{i}. \quad (2.21)$$

Par ailleurs, si le courant i varie dans la boucle en fonction du temps, le flux magnétique varie également dans le même rapport, ainsi :

$$L = \frac{N d\Phi/dt}{di/dt} = N \frac{d\Phi}{di}. \quad (2.22)$$

Dans la suite de ce document les circuits ayant la propriété d'inductance seront appelés bobines.

2.2.5 Coefficient de couplage.

L'inductance mutuelle M permet une description quantitative du flux couplant deux conducteurs. Le coefficient de couplage k est introduit afin de permettre une description qualitative du couplage entre deux conducteurs indépendamment de leurs géométries. Ce coefficient est donné par [12] :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}. \quad (2.23)$$

Ce coefficient varie toujours entre les deux cas extrêmes $0 \leq k \leq 1$.

- $k = 0$: Couplage nul dû à une trop grande distance ou à un blindage magnétique.
- $k = 1$: Couplage complet. Les deux conducteurs sont soumis au même flux magnétique Φ .

Il est parfois très difficile de déterminer analytiquement l'inductance mutuelle entre deux bobines. Cependant, si les deux bobines sont coplanaires et centrées, ce coefficient peut être approximé par la relation (2.24) [20] sous la condition que $r_{\text{capteur}} \leq r_{\text{émetteur}}$:

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{capteur}}^2 \cdot r_{\text{émetteur}}^2}{\sqrt{r_{\text{capteur}} \cdot r_{\text{émetteur}}} \cdot \left(\sqrt{x^2 + r_{\text{émetteur}}^2} \right)^3}, \quad (2.24)$$

où x est la distance séparant les centres des deux bobines et r les rayons des bobines.

Comme le coefficient de couplage est relié à l'inductance mutuelle M et que $M = M_{12} = M_{21}$, cette approximation est également valide lorsque la bobine réceptrice est plus grande que la bobine émettrice, lorsque $r_{\text{récepteur}} \geq r_{\text{capteur}}$ nous obtenons :

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{capteur}}^2 \cdot r_{\text{récepteur}}^2}{\sqrt{r_{\text{capteur}} \cdot r_{\text{émetteur}}} \cdot \left(\sqrt{x^2 + r_{\text{capteur}}^2} \right)^3}. \quad (2.25)$$

Dans la section suivante, les notions de magnétisme vues précédemment seront étudiées afin d'évaluer l'effet de matériaux sur les champs étudiés.

2.3 Magnétisme en présence de matière.

Dans les sections précédentes les forces magnétiques étaient soit en présence de vide ou de matériaux “non magnétiques”. Dans cette section, les résultats importants pour cette recherche de l’étude des matériaux possédant des propriétés magnétiques seront présentés.

Le champ d’induction magnétique $\mathbf{B}$ considéré précédemment était déterminé par tous les courants. Cependant, dans le cas où la matière doit être prise en compte, il est approprié de définir le courant provenant de charges en mouvement par le courant de magnétisation et le courant libre, décrits respectivement par les densités de courant $\mathbf{J}_m$ et $\mathbf{J}_f$. Le courant de magnétisation est associé aux constituants de la matière. De manière générale nous n’avons aucun contrôle sur ce type de courant, contrairement au courant libre, sur lequel nous pouvons avoir du contrôle, par exemple en envoyant du courant dans des fils à l’aide de batteries. Ce qui amène à exprimer la densité de courant total comme la somme des ces deux densités :

$$\mathbf{J}_{total} = \mathbf{J}_m + \mathbf{J}_f. \quad (2.26)$$

Afin de tenir compte de cette densité de courant, un vecteur d’aimantation est défini, $\mathbf{M}$, à ne pas confondre avec l’inductance mutuelle, qui donne la densité de dipôles magnétiques d’une substance aimantée. L’aimantation a pour effet de produire, dans le milieu, une certaine induction magnétique dénotée par $\mathbf{B}_M$. En appelant $\mathbf{B}_0$ l’induction due à une source extérieure, l’induction magnétique totale est :

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_M. \quad (2.27)$$

À partir de ces résultat et du fait que $\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J}$ et que $\mathbf{J}_m = \nabla \times \mathbf{M}$ [12], on obtient :

$$\nabla \times \left(\frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M} \right) = \mathbf{J}_f. \quad (2.28)$$

Ce qui permet de définir un nouveau champ vectoriel $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ par :

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M}. \quad (2.29)$$

Le vecteur $\mathbf{H}$ est appelé champ magnétique ou champ $\mathbf{H}$ et ne dépend que des charges libres. Il donne l'état magnétique d'un point de l'espace, indépendamment des caractéristiques du milieu considéré. La forme intégrale de la loi d'Ampère pour $\mathbf{H}$ est donnée par :

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \int_S \mathbf{J}_f \cdot d\mathbf{a} = I_f. \quad (2.30)$$

L'expression (2.28) permet de réécrire l'expression de l'induction magnétique sous la forme :

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}). \quad (2.31)$$

Dans le vide, l'induction magnétique est égale au champ magnétique multiplié par la perméabilité. L'aimantation a également une relation de proportionnalité avec le champ magnétique, soit :

$$\mathbf{M} = \chi \mathbf{H}, \quad (2.32)$$

où χ est appelé la susceptibilité magnétique du milieu. La relation de l'induction magnétique peut être réécrite de la façon suivante :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad (2.33)$$

où μ , la perméabilité du milieu, est :

$$\mu = \mu_0 (1 + \chi), \quad (2.34)$$

et la perméabilité relative est :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = 1 + \chi. \quad (2.35)$$

Ces paramètres dépendent bien sûr du type de matériaux en présence de ces champs. Les caractéristiques de la susceptibilité dépendent du type de matériau qui peut être diamagnétique, paramagnétique ou ferromagnétique. Dans le cadre de cette recherche, les matériaux ferromagnétiques sont intéressants car leurs propriétés permettent d'augmenter considérablement le champ d'induction magnétique donc, le flux magnétique généré par une bobine. Ils permettent également d'augmenter l'inductance mutuelle entre deux bobines afin d'améliorer la distance de communication sans fil.

2.3.1 Matériaux ferromagnétiques.

Les résultats importants concernant les matériaux ferromagnétiques seront résumés dans cette section. Ces matériaux possèdent une aimantation spontanée sans l'application d'un champ extérieur. La Figure 2.4 montre un exemple de domaine d'aimantation spontané :

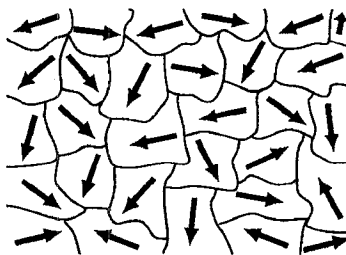


Figure 2.4 Domaine d'aimantation spontané d'un matériau ferromagnétique.

Cependant, si l'objet est soumis à un champ $\mathbf{H}$, les domaines qui sont dans la direction de $\mathbf{H}$ augmentent de volume jusqu'à ce que la seule direction d'aimantation soit celle de $\mathbf{H}$ (Figure 2.5) :

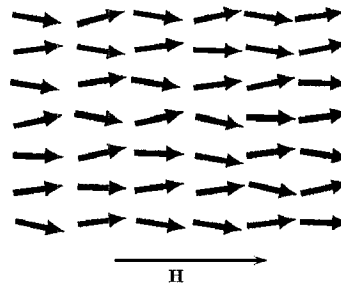


Figure 2.5 Alignement des domaines magnétiques dans la direction du champ $\mathbf{H}$.

Ce phénomène est appelé aimantation saturée. L'induction totale dans le milieu est égale à la somme de l'induction magnétique dans le vide, $\mathbf{B}_0$, plus l'induction d'aimantation $\mathbf{B}_M$. L'élément le plus important de ce type de matériau est qu'il offre de grandes susceptibilités et augmente ainsi l'induction magnétique et donc l'inductance mutuelle. De plus, si le cœur de matériaux ferromagnétiques est entouré par plusieurs tours de fil, la relation (2.34) devient :

$$\mathbf{B} = \mu N \mathbf{H}, \quad (2.36)$$

où N est le nombre de tours. La relation (2.36) est une des relations clé dans l'étude de la transmission sans fil que nous désirons développer car la conception des bobines du récepteur/émetteur et celle du capteur devront maximiser cette relation afin de générer un flux magnétique suffisant pour induire une tension dans le capteur. L'étude du régime transitoire d'une bobine sera maintenant abordée.

2.4 L'inductance en régime transitoire.

Dans cette section, une analyse du régime transitoire d'une bobine sera effectuée. Les bobines ayant un noyau ferromagnétique enroulé de fil, appelées solénoïdes, feront l'objet de cette analyse. Nous effectuerons donc l'étude du courant et de la tension dans une bobine lorsque celle-ci est soumise à un échelon de tension. C'est ce principe qui est utilisé afin d'exciter le capteur pour la deuxième technique de mesure étudiée dans le cadre de cette recherche.

2.4.1 Bobines solénoïdes.

La bobine de notre capteur est une bobine solénoïde. La Figure 2.6 montre les différents paramètres importants pour son étude :

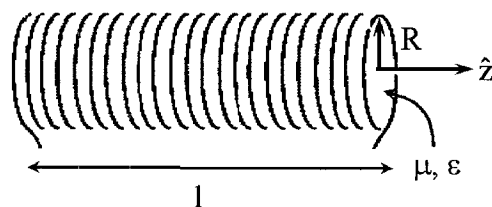


Figure 2.6 Bobine solénoïde de N tours.

Nous allons, tout d'abord, analyser les différentes pertes d'une telle bobine.

2.4.1.1 Pertes dans une bobine solénoïde.

Dans une bobine réelle, à l'inductance de cette dernière s'ajoutent plusieurs autres paramètres qui peuvent être modélisés par des résistances et des capacités.

2.4.1.2 Bobine réelle.

La configuration de la Figure 2.7 [13] montre une bobine réelle dont les paramètres sont :

1. Résistance R_c du cuivre des conducteurs (pertes ohmiques dans le fil d'enroulement).
2. Conductance D_0 du diélectrique (pertes diélectriques dans les isolants du fil de bobinage).
3. Capacité C_0 entre les spires (liaisons capacitatives entre les spires).
4. Conductance G_e de l'air ou du circuit ferromagnétique (pertes par hystérésis et par courant de Foucault s'il y a un noyau ferromagnétique) :

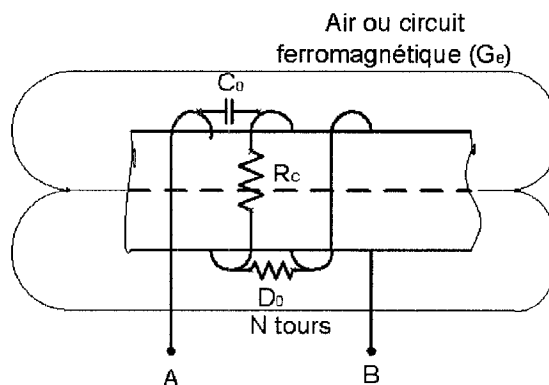


Figure 2.7 Bobine réelle avec ses paramètres parasites.

2.4.1.3 Circuit équivalent d'une bobine réelle.

La Figure 2.8 montre un circuit équivalent du modèle présenté précédemment :

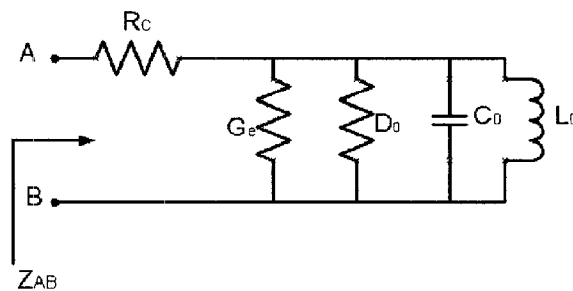


Figure 2.8 Modèle d'une bobine réelle.

Ce circuit équivalent peut être simplifié par une résistance parasite totale R_s et l'inductance $L_s = L_0$. (Figure 2.9) :

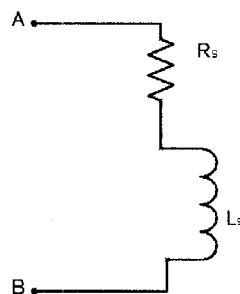


Figure 2.9 Modèle simplifié d'une bobine réelle.

C'est à partir de ces modèles que nous pouvons analyser le régime transitoire d'une bobine.

2.4.1.4 Étude des courants et tensions dans une bobine solénoïde.

La Figure 2.10 montre cette bobine branchée à une source de force électromotrice E_s par l'intermédiaire d'un interrupteur :

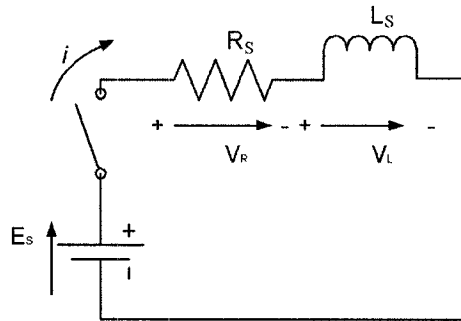


Figure 2.10 Alimentation d'une bobine.

Lorsque l'interrupteur se ferme, le courant i commence à augmenter et crée des chutes de tension aux bornes de la résistance et de la bobine. Le courant i dans ce circuit est donné par :

$$i = \frac{E_s}{R} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (2.37)$$

avec la constante de temps τ donnée par :

$$\tau = \frac{L_s}{R_s}. \quad (2.38)$$

Cette constante détermine le temps nécessaire au courant pour atteindre 63% de sa valeur maximale. La Figure 2.11 montre le courant dans une bobine en fonction du temps :

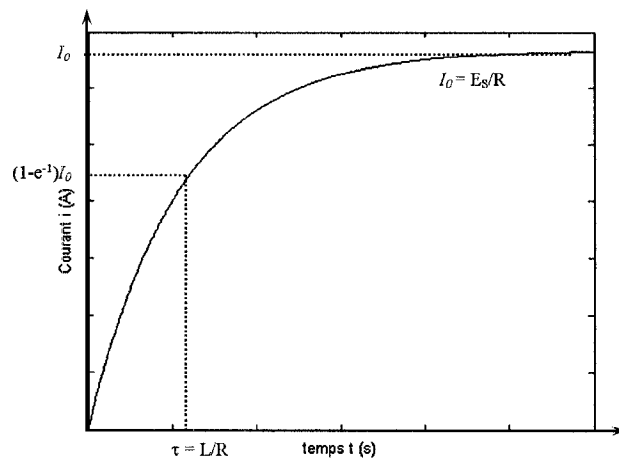


Figure 2.11 Courant de charge dans une bobine en fonction du temps.

Lorsque l'interrupteur se ferme, la tension aux bornes de la bobine passera subitement de 0 à E_s et suivra, par la suite, la relation suivante :

$$V_L = E_s \cdot e^{-t/\tau}. \quad (2.39)$$

La Figure 2.11 montre la tension aux bornes de cette bobine :

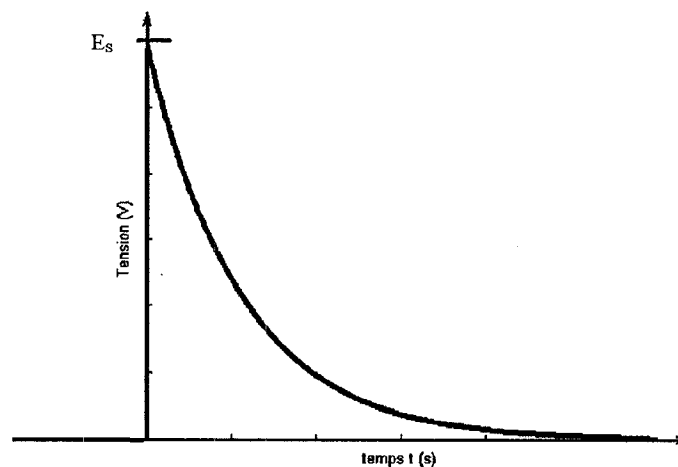


Figure 2.12 Tension aux bornes de la bobine lors de la fermeture de l'interrupteur.

L'énergie emmagasinée dans la bobine, lorsque le courant passe de zéro à la valeur finale de i est donnée par :

$$U_L = \frac{1}{2} Li^2. \quad (2.40)$$

Analysons maintenant la situation où la bobine est chargée et l'interrupteur s'ouvre. Lorsque l'interrupteur s'ouvre, il y a rupture de courant dans le circuit. Le courant traversant la bobine est donné par:

$$i = \frac{E_S}{R} e^{-t/\tau}. \quad (2.41)$$

La Figure 2.13 montre cette variation de courant.

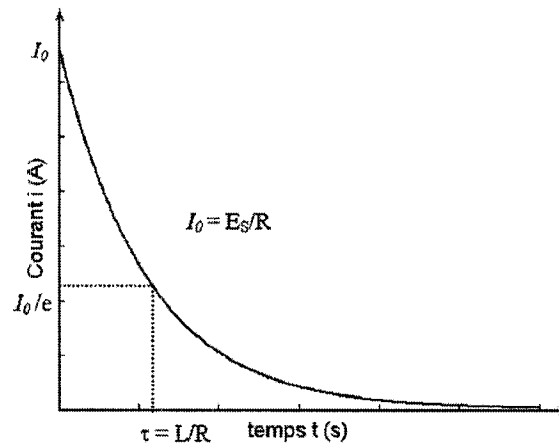


Figure 2.13 Courant de décharge d'une bobine en fonction du temps.

Cependant, une inductance ne tolère aucune variation brusque de courant qui la traverse et elle va donc, pour éviter cette discontinuité, provoquer aux bornes de l'interrupteur une surtension suffisante pour ioniser l'air entre les lames de l'interrupteur afin de fermer le circuit. C'est ce phénomène qui sera utilisé afin de générer le champ d'induction magnétique par la bobine émettrice de l'émetteur du système.

2.4.1.5 Caractéristiques d'une bobine solénoïde.

Nous allons maintenant déterminer les quantités importantes pour la suite de notre analyse. En se référant à la Figure 2.6, le solénoïde a une longueur l , de rayon R formé de N tours de fil rapprochés et entourés autour d'un noyau de matériau ferromagnétique de perméabilité μ et de permittivité ε où circule un courant $I = I_0 \sin(\omega t)$. Comme vu précédemment, les bobines solénoïdes possèdent une capacité parasite. Cette capacité est donnée par [14] :

$$C = \frac{\varepsilon l}{8N^2 \pi}. \quad (2.42)$$

Cette capacité parasite fait en sorte que les bobines ont une fréquence de résonance propre (SRF). L'intensité du champ magnétique à l'intérieur de ce solénoïde est donnée par :

$$\mathbf{B} = \frac{\mu N I}{l} \hat{z} = \frac{\mu N I_0}{l} \sin(\omega t) \hat{z}. \quad (2.43)$$

Le flux magnétique produit par cette bobine est donné par :

$$\phi_m = \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \frac{\mu N I \pi R^2}{l} \quad (2.44)$$

et donc son inductance est :

$$L = \frac{N \phi_m}{I} = \frac{\mu N^2 \pi R^2}{l}. \quad (2.45)$$

Les principes énoncés dans les sections précédentes constituent les bases physiques des systèmes de télémesure basés sur des capteurs passifs réalisés à partir d'un condensateur variable à la pression. Les bobines permettent de transférer l'énergie et le senseur est un

condensateur variable à la pression. En branchant une bobine avec un condensateur on obtient un circuit résonnant LC. Le capteur du système est un circuit résonant LC et les notions importantes de ces circuits seront discutées dans la prochaine section.

2.5 Circuits résonnants.

Comme nous venons de le mentionner, notre capteur est un circuit résonant LC. Nous allons, dans cette section, étudier les paramètres importants de ce type de circuits, soit, la réponse temporelle du courant, la fréquence de résonance et le facteur de qualité.

2.5.1 Réponse temporelle d'un circuit LC.

La Figure 2.14 montre un schéma d'un circuit résonnant LC en tenant compte des résistances parasites. Nous allons maintenant déterminer la forme du courant dans ce type de circuit.

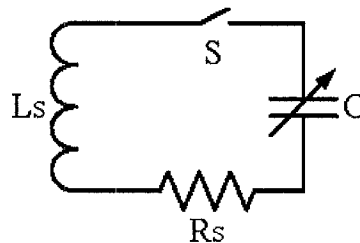


Figure 2.14 Schéma d'un circuit résonnant LC en tenant compte des résistances parasites de la bobine.

Nous considérons que le condensateur est chargé à $t = 0$ avec une charge Q_0 . Lorsque l'interrupteur se ferme, le condensateur se décharge. Cependant, le courant créé par cette décharge va générer de l'énergie magnétique qui sera emmagasinée dans la bobine. Dû à la présence de résistances parasites dans le circuit, il y aura dissipation d'énergie dans le circuit. L'énergie totale dans le circuit est :

$$U = U_C + U_L = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} + \frac{1}{2} L_s I^2. \quad (2.46)$$

La dissipation d'énergie est fonction de cette résistance :

$$\frac{dU}{dt} = -I^2 R_s, \quad (2.47)$$

ainsi la variation d'énergie du circuit est donnée par :

$$\frac{dU}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} + \frac{1}{2} L_s I^2 \right) = \frac{Q}{C} \frac{dQ}{dt} + L_s I \frac{dI}{dt} = -I^2 R_s, \quad (2.48)$$

avec $I = -\frac{dQ}{dt}$ et $\frac{dI}{dt} = -\frac{d^2 Q}{dt^2}$:

$$\frac{Q}{C} + L_s \frac{d^2 Q}{dt^2} = -R_s \frac{dQ}{dt}, \quad (2.49)$$

donc :

$$L_s \frac{d^2 Q}{dt^2} + R_s \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C} = 0, \quad (2.50)$$

ayant comme solution générale :

$$Q(t) = Q_0 e^{-\gamma t} \cos(\omega' t + \phi). \quad (2.51)$$

Donc un courant donné par :

$$I(t) = -\frac{dQ}{dt} = Q_0 \omega' e^{-\gamma t} \left[\left(\frac{\gamma}{\omega'} \right) \cos(\omega' t + \phi) + \sin(\omega' t + \phi) \right], \quad (2.52)$$

avec

$$\gamma = \frac{R_s}{2L_s} \quad (2.53)$$

et

$$\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}. \quad (2.54)$$

Afin d'obtenir une oscillation dans ce système, il faut que $\omega_0 > \gamma$, donc que R_S soit assez petit. Ce qui est le cas généralement si l'on considère qu'il n'y a que la résistance de la bobine qui entre en jeu. L'oscillation générée est amortie comme le montre la Figure 2.15 :

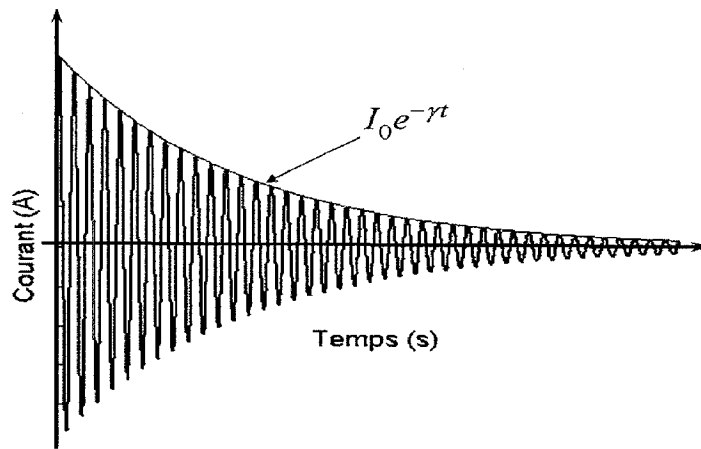


Figure 2.15 Réponse temporelle d'un circuit résonnant LC en tenant compte des pertes dans la bobine.

2.5.2 Fréquence de résonance d'un circuit LC.

La fréquence naturelle d'oscillation du circuit est ω' . Déterminons maintenant l'expression de ω_0 qui correspond à la fréquence pour laquelle le courant est maximal. Pour ce faire, il faut tout d'abord déterminer l'impédance du circuit :

$$Z = jX_L + jX_C + R_S, \quad (2.55)$$

$$Z = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C} + R_S$$

$$Z = R + j\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C}\right), \quad (2.56)$$

$$|Z| = \sqrt{R_s^2 + (X_L - X_C)^2}. \quad (2.57)$$

Le courant peut être écrit en fonction de cette impédance :

$$I(t) = \frac{V_0}{Z} \sin(\omega t - \phi). \quad (2.58)$$

Le courant est donc maximal lorsque l'impédance Z est minimale, donc lorsque

$$X_L = X_C :$$

$$\begin{aligned} \omega L &= \frac{1}{\omega C} \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad . \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Cette fréquence est appelée fréquence de résonance et, à cette fréquence, l'amplitude du courant est maximale et donnée par : $I_0 = V_0/R$ et la phase $\phi = 0$.

Voyons maintenant l'effet des résistances parasites sur la réponse en fréquence de ce circuit. La Figure 2.16 montre l'amplitude du courant pour deux valeurs de résistance :

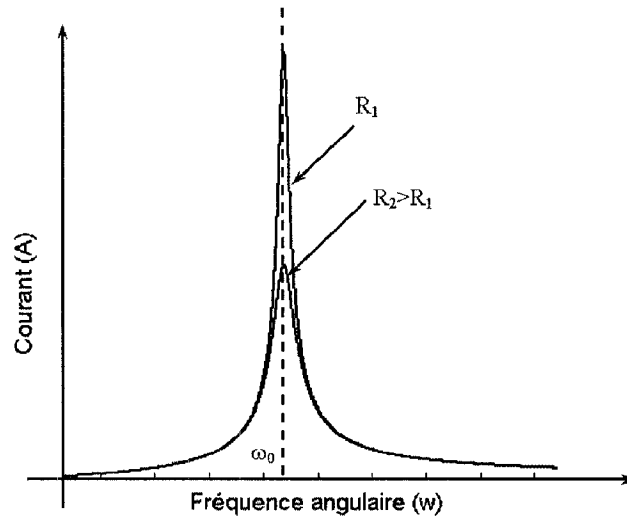


Figure 2.16 Effet de la valeur des résistances parasites d'un circuit LC sur l'amplitude du courant à la résonance.

Nous remarquons que les résistances internes du circuit diminuent l'amplitude du courant à la résonance, cette variation d'amplitude est relative au facteur de qualité (Q) d'un circuit résonnant. La prochaine section explique le facteur de qualité d'un circuit résonnant.

2.5.3 Facteur de qualité d'un circuit LC.

Une caractéristique très importante d'un circuit résonnant est son facteur de qualité. Le facteur de qualité est défini comme le rapport de l'énergie emmagasinée sur l'énergie dissipée d'un système. Dans le cas d'un circuit RLC :

$$Q = \omega' \left(\frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie dissipée}} \right) = \omega' \frac{U}{\left| \frac{dU}{dt} \right|}. \quad (2.60)$$

L'énergie électrique emmagasinée dans le condensateur est donnée par :

$$U_E = \frac{Q(t)^2}{2C} = \frac{Q_0}{2C} e^{-2\gamma t} \cos^2(\omega' t + \phi). \quad (2.61)$$

Si on assume que $\omega' \gg \gamma$ et que $\omega'^2 \approx \omega_0'^2$, on peut réécrire l'équation (2.48) de la façon suivante :

$$I(t) \approx Q_0 \omega' e^{-\gamma t} \sin(\omega' t + \phi), \quad (2.62)$$

$$\approx \frac{Q_0}{\sqrt{L_s C}} e^{-\gamma t} \sin(\omega' t + \phi), \quad (2.63)$$

$$\approx I_0 e^{-\gamma t} \sin(\omega' t + \phi). \quad (2.64)$$

Ainsi l'énergie magnétique devient :

$$U_B = \frac{1}{2} L_s I^2 \approx \frac{L_s Q_0^2}{2} \omega'^2 e^{-2\gamma t} \sin^2(\omega' t + \phi) \approx \frac{Q_0^2}{2C} e^{-2\gamma t} \sin^2(\omega' t + \phi). \quad (2.65)$$

L'énergie totale du circuit est la somme des deux :

$$U = U_E + U_B \approx \frac{Q_0^2}{2C} e^{-2\gamma t} \sin^2(\omega' t + \phi) + \frac{Q_0^2}{2C} e^{-2\gamma t} \cos^2(\omega' t + \phi) \approx \left(\frac{Q_0^2}{2C} \right) e^{-2\gamma t} \quad (2.66)$$

et la variation d'énergie par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dU}{dt} = -2\gamma \left(\frac{Q_0^2}{2C} \right) e^{-2\gamma t} = -2\gamma U. \quad (2.67)$$

Ce qui donne :

$$Q = \omega' \frac{U}{\left| \frac{dU}{dt} \right|} \approx \frac{\omega'}{2\gamma} \approx \frac{\omega' L_s}{R_s}. \quad (2.68)$$

Ainsi le facteur de qualité d'un circuit résonnant est fonction essentiellement des résistances parasites de la bobine.

Les sections précédentes ont résumé les notions importantes afin d'étudier les différentes techniques de mesure sans fil avec un capteur passif. Tout d'abord, l'inductance mutuelle qui permet de transférer l'énergie du système externe au capteur.

Nous avons, par la suite, effectué l'étude des bobines, qui permettent d'obtenir une inductance mutuelle. Nous avons également étudié les particularités des circuits résonants, soit la fréquence de résonance et le facteur de qualité. Notre capteur étant un circuit résonant LC, sa fréquence de résonance sera fonction de la pression et son facteur de qualité sera le paramètre déterminant pour la fiabilité de la mesure. L'étude d'un système couplé sera maintenant effectuée afin de déterminer la relation entre la tension transmise par une bobine externe à une bobine sur un capteur.

2.6 Tension induite au capteur.

Les données nécessaires sont maintenant présentes pour exprimer la relation de la tension transmise à un capteur par l'entremise de l'inductance mutuelle. La Figure 2.17 montre un système couplé :

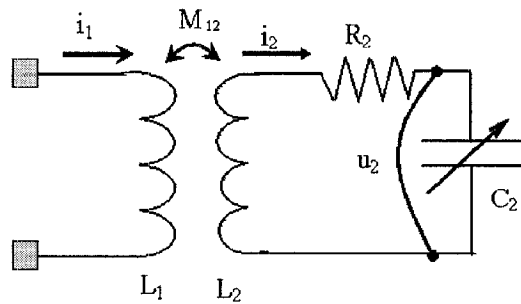


Figure 2.17 Schéma d'un système couplé.

La forme de la réponse de ce capteur en tenant compte de la bobine externe sera maintenant déterminée. Soit :

$$u_2 = \frac{d\varphi_2}{dt} = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 R_2, \quad (2.69)$$

ce qui donne sous forme complexe :

$$u_2 = j\omega Mi_1 - j\omega L_2 i_2 - i_2 R_2. \quad (2.70)$$

Nous savons également que :

$$u_2 = \frac{i_2}{j\omega C_2} \Rightarrow i_2 = u_2 j\omega C_2. \quad (2.71)$$

En remplaçant (2.77) dans (2.76) on obtient :

$$u_2 = j\omega Mi_1 - j\omega L_2 (u_2 j\omega C_2) - (u_2 j\omega C_2) R_2$$

$$u_2 = \frac{j\omega Mi_1}{(1 - \omega^2 L_2 C_2) + j\omega R_2 C_2}. \quad (2.72)$$

Ce qui donne, sous forme réelle :

$$|u_2| = \frac{\omega M |i_1|}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega R_2 C_2)^2}}. \quad (2.73)$$

Nous obtenons ainsi la forme de la tension induite dans le capteur en fonction du courant dans la bobine externe. La Figure 2.18 montre la réponse en fréquence du système si le capteur est un circuit résonnant ou non :

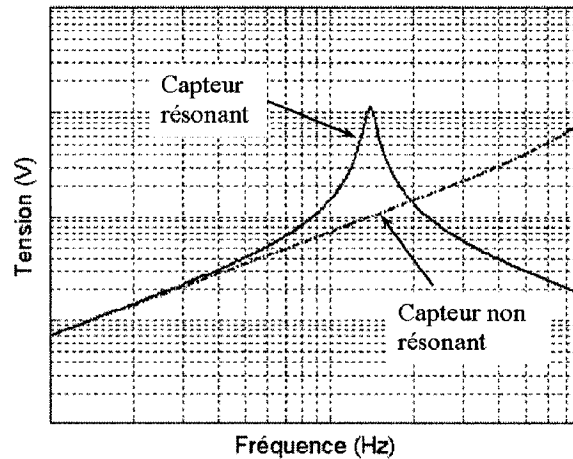


Figure 2.18 Réponse en fréquence d'un système couplé avec un circuit résonnant LC comparé à un circuit non résonnant.

On remarque que la tension induite dans le capteur est nettement plus grande lorsque le capteur est un circuit résonnant. La prochaine section présentera les différents types de capteurs recensés dans la littérature.

2.6.1 Capteurs actifs.

Les systèmes actifs utilisent des capteurs réalisés à partir de composantes actives. Essentiellement, ces capteurs sont constitués d'une unité d'acquisition de données qui effectue le traitement du signal obtenu du senseur, d'une unité permettant l'activation du capteur et la modulation du signal pour la communication sans fil (Figure 2.19) :

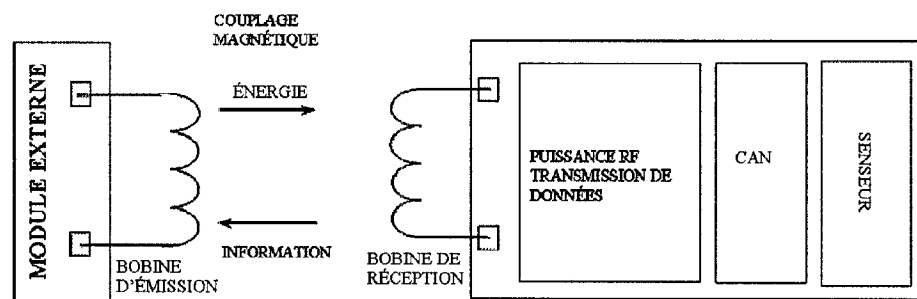


Figure 2.19 Topologie générale d'un système de télémessure avec un senseur actif.

Ces systèmes intègrent des circuits numériques afin de convertir les mesures analogiques en signaux numériques et de les moduler pour les transmettre. Ils ont donc besoin de convertisseurs analogiques à numériques (CAN), de circuits redresseurs et de régulateurs de tension afin de fournir le voltage adéquat aux différentes composantes comme, par exemple, des microcontrôleurs et des circuits de modulation du signal. La miniaturisation de tels circuits représente un défi technologique de taille. Les techniques de modulation utilisées varient, mais celle qu'on retrouve le plus fréquemment est la

modulation par absorption (*absorption modulation*) [15,16,17,18,19]. La Figure 2.20 montre le principe de cette technique :

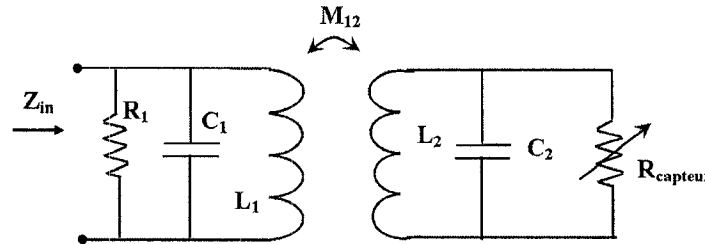


Figure 2.20 Système couplé pour de la modulation par absorption.

L'émetteur/récepteur et le capteur peuvent être remplacés par des circuits résonnants équivalents RLC. Le courant et la tension du récepteur sont en phase dans les deux circuits si les deux circuits sont accordés en résonance. Lorsque la charge du capteur change, à cause d'un changement de pression, les deux circuits ne sont plus accordés et ceci modifie la quantité d'énergie absorbée par le capteur. Selon [15], la modification de l'impédance d'entrée du système complet (Z_{in}) peut être calculée de la façon suivante :

$$Z_{in} = \frac{\frac{1}{Z_2} - k^2 \left(\frac{1 + j\omega R_2 C_2}{R_2} \right)}{\frac{1}{Z_1 Z_2} - k^2 \left(\frac{1 + j\omega R_2 C_2}{R_2} \right) \left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{R_1} \right)}, \quad (2.74)$$

où

$$Z_1, Z_2 = Z_i \Big|_{i=1,2} = \frac{j\omega L_i}{1 + j\omega \frac{L_i}{R_i} - \omega^2 L_i C_i}. \quad (2.75)$$

Ce résultat représente une modulation d'amplitude et de phase du courant du récepteur qui peut être détectée avec un démodulateur approprié. Ce type de modulation est également utilisé pour des système d'identification par radiofréquence (RFID) [20].

2.6.2 Capteurs passifs.

Les systèmes avec capteurs passifs se distinguent par la très faible complexité du circuit du capteur. Les composantes n'ont pas besoin d'alimentation DC et on mesure directement la modification d'une caractéristique du circuit. Comme le transfert d'énergie s'effectue à l'aide de bobines et que le senseur est un condensateur variable, en réalisant un circuit résonnant LC, la fréquence de résonance ($f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$) de ce circuit est fonction de la pression. Différentes techniques sont utilisées afin de mesurer la variation de la fréquence de résonance de ces capteurs. Une description des techniques les plus fréquemment utilisées dans la littérature sera maintenant effectuée.

2.6.2.1 Mesure du pic de résonance (*resonant peak monitoring*).

La technique la plus fréquemment utilisée [23] est la mesure du pic de résonance. La Figure 2.21 montre un modèle de ce système :

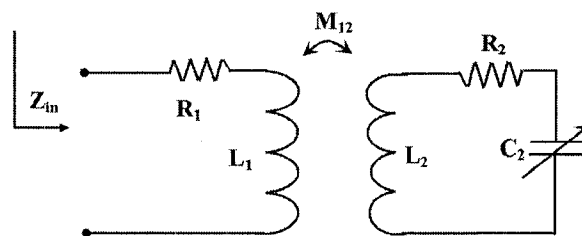


Figure 2.21 Schéma modélisant la technique de mesure du pic de résonance.

Z_{in} représente l'impédance du système couplé, R_1 et R_2 les résistances parasites des bobines et C_2 la combinaison parallèle de la capacité du capteur C_{cap} et des capacités parasites de la bobine C_{bob} . L'impédance du capteur est donnée par :

$$Z_{capteur}(\omega) = R_s + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right). \quad (2.76)$$

L'impédance vue par la bobine externe est donnée par :

$$Z_{in}(\omega) = R_p + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{capteur}(\omega)} + j\omega L_p. \quad (2.77)$$

La phase de cette impédance est donnée par :

$$\Phi_{in}(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(Z_{in}(\omega))}{\text{Re}(Z_{in}(\omega))} \right).$$

La Figure 2.22 montre cette phase pour différentes valeurs de C_s :

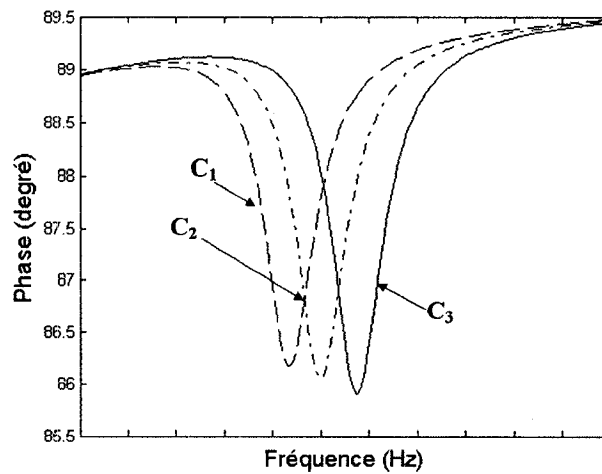


Figure 2.22 Phase de l'impédance de la bobine émettrice pour différentes valeurs de capacité du capteur de pression.

Lorsque le capteur est en résonance on peut montrer que :

$$Z_{in}(\omega_0) = R_p + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_s} + j\omega_0 L_p. \quad (2.78)$$

L'amplitude du creux de la phase de l'impédance peut être évaluée approximativement par :

$$\Delta\varphi_{creux} \cong \tan^{-1} \left(\frac{\omega_0 M^2}{L_1 R_2} \right). \quad (2.79)$$

Cette dernière équation permet de maximiser l'amplitude du creux et fournit une meilleure lecture de la fréquence de résonance. Il est donc possible de déterminer la fréquence de résonance du capteur en mesurant la phase de l'impédance de la bobine émettrice. Cependant, cette technique est efficace pour des mesures à des distances d'au maximum quelques centimètres pour des capteurs de taille implantable [21,22,23].

2.6.2.2 Mesure de la puissance de la deuxième harmonique.

Une autre technique est de générer des harmoniques de la fréquence de résonance du capteur et de les détecter [24,25]. Cette technique demande l'ajout d'une diode (Figure 2.23) :

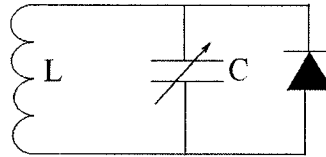


Figure 2.23 Circuit LC avec une diode afin de générer la deuxième harmonique.

Le courant dans la diode est donné par :

$$I(V) = I_s (e^{\alpha V} - 1), \quad (2.80)$$

où $\alpha = q/nkT$, q étant la charge de l'électron, k la constante de Boltzmann, T la température, n un facteur d'idéalité et I_s le courant de saturation. La tension dans la diode sera donnée par $V_d = V_0 + v$, où V_0 est la tension de polarisation DC et v est un faible signal AC qui, dans notre cas, est de la forme $v(t) = v_0 \cos(\omega_0 t)$. L'équation (2.80) peut être développée en série de Taylor par rapport à V_0 comme suit :

$$I(V) = I_0 + v \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} + \frac{1}{2} v^2 \left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} + \dots \quad (2.81)$$

La première dérivée peut être évaluée :

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = \alpha I_s e^{\alpha V_0} = \alpha (I_0 + I_s) = G_d = \frac{1}{R_j}. \quad (2.82)$$

Avec R_j , la résistance de jonction de la diode et G_d la conductance dynamique de la diode. La deuxième dérivée est :

$$\left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} = \left. \frac{dG_d}{dV} \right|_{V_0} = \alpha^2 I_s e^{\alpha V_0} = \alpha (I_0 + I_s) = \alpha G_d = G'_d. \quad (2.83)$$

L'équation (2.52) peut être réécrite :

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + v G_d + \frac{v^2}{2} G'_d + \dots \quad (2.84)$$

Si on remplace v dans cette équation on obtient :

$$\begin{aligned} I &= I_0 + v_0 G_d \cos(\omega_0 t) + \frac{v_0^2}{2} G'_d \cos^2(\omega_0 t) + \dots \\ I &= I_0 + \frac{v_0^2}{2} G'_d + v_0 G_d \cos(\omega_0 t) + \frac{v_0^2}{2} G'_d \cos(2\omega_0 t) + \dots \end{aligned} \quad (2.85)$$

Le facteur $\cos(2\omega_0)$ indique qu'en ajoutant une diode dans le capteur, il est possible de générer la deuxième harmonique de la fréquence de résonance du capteur et ainsi d'isoler l'information désirée à une autre fréquence qui pourrait être mesurée par une bobine couplée à celle du capteur.

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les notions importantes afin de concevoir notre système de télémessure. Les bobines permettent de générer des champ d'induction magnétique et l'inductance mutuelle entre deux bobines permet de transférer de l'énergie de façon sans fil. Le capteur est un circuit LC qui oscille à sa fréquence de

résonance lorsque excité par une bobine externe et l'amplitude et la durée de cette oscillation est fonction des résistances parasites de la bobine. Dans le prochain chapitre, ces résultats seront analysés dans le contexte plus spécifique de tests urodynamiques.

CHAPITRE 3: CONCEPTION DU SYSTÈME

Ce chapitre fera l'étude plus spécifique des notions vues précédemment afin de les appliquer pour des tests urodynamiques. Nous devons donc tenir compte des spécificités anatomiques pour la réalisation des bobines du système. Nous allons également discuter du prototype du capteur de pression réalisé afin de démontrer que la fréquence de résonance du capteur est fonction de la pression.

3.1 Spécifications du système.

Le système de biotélémessure de la pression vésicale que l'on désire développer doit répondre à certaines spécifications d'ordre anatomique. La vessie a un diamètre moyen de 6 à 8 cm et une capacité de 350 à 450 mL. Lorsqu'elle est vide, la vessie adulte se trouve derrière la symphyse pubienne (Figure 3.1) [26] :

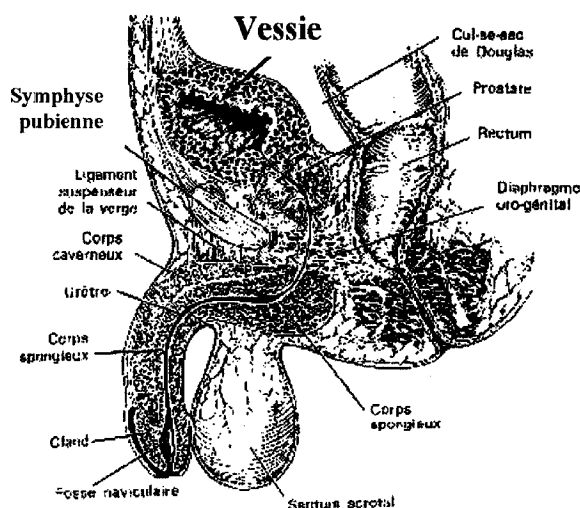


Figure 3.1 Schéma de l'anatomie du bas appareil urinaire masculin.

Quand elle est pleine, elle dépasse largement la symphyse et peut facilement être palpée ou percutée. À partir de ces données, la distance de communication recherchée est de 10 cm. Le système doit permettre la mesure d'une variation de pression de 0 à 3 psi (0 à 21 KPa) au-dessus de la pression atmosphérique et doit permettre une mesure toutes les 1/10 seconde [27]. Le diamètre des cathéters utilisés lors d'examens urodynamiques varient de 1 à 3,3 mm. La limite du diamètre du capteur doit donc être de 3,3 mm. En ce qui concerne la dimension longitudinale, une longueur maximale de 2 cm a été définie. Les fréquences utilisées ne doivent pas être absorbées par les tissus humains et le système externe doit être portable par le patient et lui permettre de vaquer à ces occupations quotidiennes.

3.2 Choix de la fréquence.

Le choix de la fréquence découle essentiellement de deux facteurs : le principe de transmission basé sur l'inductance mutuelle et le niveau d'absorption de l'énergie électromagnétique par le corps humain. Afin d'augmenter l'efficacité de l'inductance mutuelle, la bobine du capteur sera réalisée par un enroulement de fil autour d'un noyau de ferrite. Ce type de bobine solénoïde est efficace jusqu'à environ 30 MHz. Au-dessus de cette fréquence, la résistance du noyau devient trop importante. De plus, l'absorption par le corps humain des fréquences en dessous de 30 MHz est très faible. Par exemple, à 10 MHz, la profondeur de pénétration est de 13,2 cm dans un tissu musculaire [28], comparativement à 7,7 cm à 100 MHz et 3,4 cm à 1 GHz. Pour ces raisons, la fréquence visée devra être d'au maximum 30 MHz.

3.3 Géométrie des antennes externes.

Le principe de transmission du système est basé sur l'inductance mutuelle entre des bobines. Compte tenu de la géométrie du corps humain, trois configurations de positionnement des antennes externes ont été analysées. La première consiste en deux antennes circulaires entourant complètement le bassin du patient. L'autre configuration consiste en une antenne circulaire entourant le bassin du patient et une antenne perpendiculaire de plus petite dimension. Finalement, deux antennes de petites dimensions.

3.3.1 Bobines circulaires.

Le champ $\mathbf{H}$ généré par une bobine circulaire (Figure 3.2) sera tout d'abord déterminé :

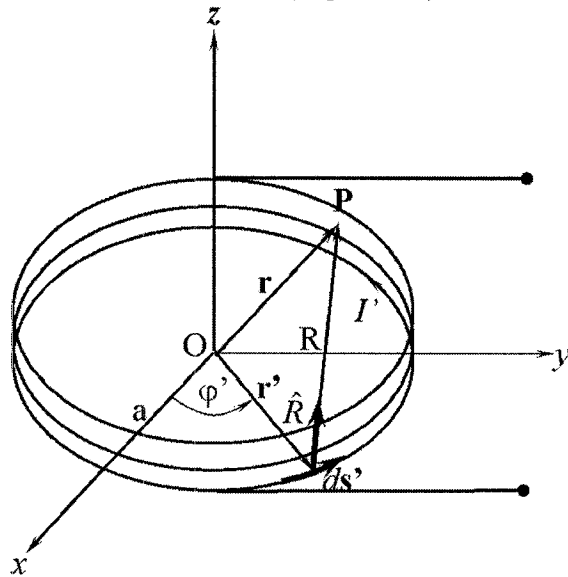


Figure 3.2 Schéma d'une bobine circulaire pour le calcul du champ $\mathbf{H}$.

Le champ $\mathbf{H}$ produit à un point $\mathbf{P}$ par une bobine circulaire est donnée par [12] :

$$H_x = \frac{NIaz}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos \varphi'}{(a^2 + y^2 + z^2 - 2ay \sin \varphi')^{3/2}} d\varphi' = 0, \quad (3.1)$$

$$H_y = \frac{NIaz}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin \varphi'}{(a^2 + y^2 + z^2 - 2ay \sin \varphi')^{3/2}} d\varphi', \quad (3.2)$$

$$H_z = \frac{NIa}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(a - y \sin \varphi')}{(a^2 + y^2 + z^2 - 2ay \sin \varphi')^{3/2}} d\varphi'. \quad (3.3)$$

Ces relations impliquent des intégrales elliptiques qui peuvent être évaluées numériquement. Nous pouvons tout de même les utiliser afin de démontrer certains résultats. Dans le cas où le point P est sur l'axe z et en plein centre de la bobine, on obtient :

$$H_y = 0$$

et

$$(3.4)$$

$$H_z = \frac{NIa^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}}$$

Si nous envisageons d'utiliser une bobine émettrice qui entoure le bassin du patient, cette bobine aura un rayon variant autour de 12 cm et le capteur sera approximativement dans le même plan que cette bobine, donc à une distance z proche de zéro. Cependant, si nous utilisons une petite bobine perpendiculaire au bassin du patient, elle aura un plus petit rayon mais la distance z au capteur sera d'environ 10 cm. Il faut donc évaluer quelle solution permet d'obtenir la plus grande intensité de champ magnétique au capteur. Voici un graphique montrant l'intensité du champ $\mathbf{H}$ pour différentes distances et pour différentes valeurs de rayon de la bobine émettrice :

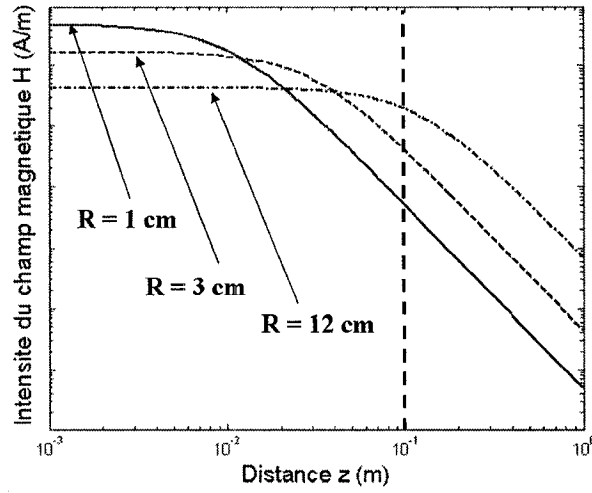


Figure 3.3 Intensité du champ H produit par des bobines circulaires de différents rayons en fonction de la distance.

Ce graphique montre qu'il semble favorable d'utiliser une bobine qui entoure le bassin du patient car, même si le capteur se déplace un peu du centre de la bobine, le champ restera pratiquement constant jusqu'à une distance d'environ 7 cm, ce qui est amplement suffisant pour notre application. Tandis que pour une antenne perpendiculaire de plus petite taille, par exemple 3 cm, l'intensité du champ H chute à partir d'une distance d'environ 2 cm et il est plus faible à une distance de 10 cm que si nous utilisons une bobine entourant le bassin.

3.3.2 Inductance mutuelle.

Il faut maintenant déterminer l'inductance mutuelle entre cette bobine émettrice et une bobine sur le capteur. Comme démontré précédemment, le couplage M est fonction du flux magnétique Φ et donc du champ d'induction $\mathbf{B}$:

$$M_{21} = \frac{\Phi_{2 \rightarrow 1}}{I_1} = \oint_{S_2} \frac{\mathbf{B}_2(I_1)}{I_1} \cdot d\mathbf{a}_2. \quad (3.5)$$

Si nous considérons que la bobine du capteur est également une bobine circulaire ($A_2 = \pi R_2^2$) l'inductance mutuelle est donnée par :

$$M_{12} = \frac{B_2(I_1)N_2A_2}{I_1} = \frac{\mu_0\mu_r H(I_1)N_2A_2}{I_1} \quad (3.6)$$

$$M_{12} = \frac{\mu_0\mu_r N_1^2 N_2^2 \pi}{2(R_1^2 + z^2)^{3/2}}$$

La Figure 3.4 montre l'inductance mutuelle entre trois bobines circulaires avec différents rayons et une bobine circulaire avec un rayon de 1,5 mm pour différentes distances :

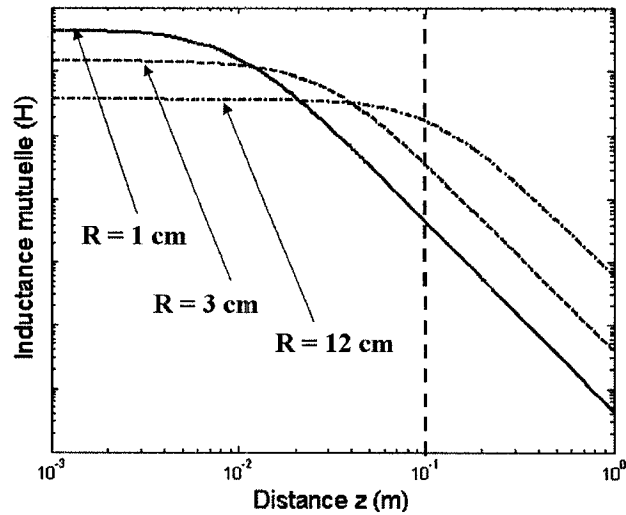


Figure 3.4 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire fixe de rayon de 1,5 mm avec une bobine circulaire de différents rayons en fonction de la distance les séparant.

Ce graphique est essentiellement le même que celui représentant l'intensité du champ H et amène aux mêmes conclusions. Ces résultats sont valides si nous considérons que le champ magnétique est homogène dans la surface de la bobine du capteur (A_2) donc que $R_2 \leq R_1$ et également que les deux bobines sont dans le même plan. Pour ce graphique nous avons choisi une bobine circulaire pour le capteur. En considérant les contraintes

de tailles pour la bobine du capteur (environ 3 mm de diamètre), un moyen d'augmenter l'inductance mutuelle est d'utiliser une bobine solénoïde avec un noyau de ferrite (Figure 3.5) :

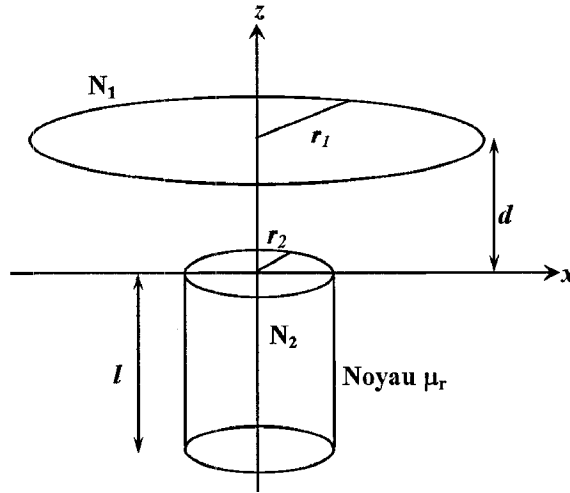


Figure 3.5 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire et une bobine solénoïde ayant un cœur ferromagnétique.

Analysons l'effet de l'utilisation d'un matériau ferromagnétique sur l'inductance mutuelle. L'inductance mutuelle entre une bobine circulaire et une bobine solénoïde est donnée par [29] :

$$M = \mu_0 \mu_f \frac{\pi}{2l} N_1 N_2 r_2^2 \left(\frac{l+d}{\sqrt{r_1^2 + (l+d)^2}} - \frac{d}{\sqrt{r_1^2 + d^2}} \right). \quad (3.7)$$

Le facteur μ_f dépend de la géométrie du noyau ferromagnétique et il peut être obtenu empiriquement par le rapport entre la valeur de l'inductance avec le noyau et sa valeur sans le noyau :

$$\mu_f = \frac{L_{noyau}}{L_{air}}. \quad (3.8)$$

Pour utiliser ce facteur il faut que le noyau ferromagnétique soit de petite dimension comparé à la bobine circulaire. Si on utilise un noyau ferromagnétique avec un rayon de 1,5 mm et une longueur de 2 cm, on obtient la courbe suivante :

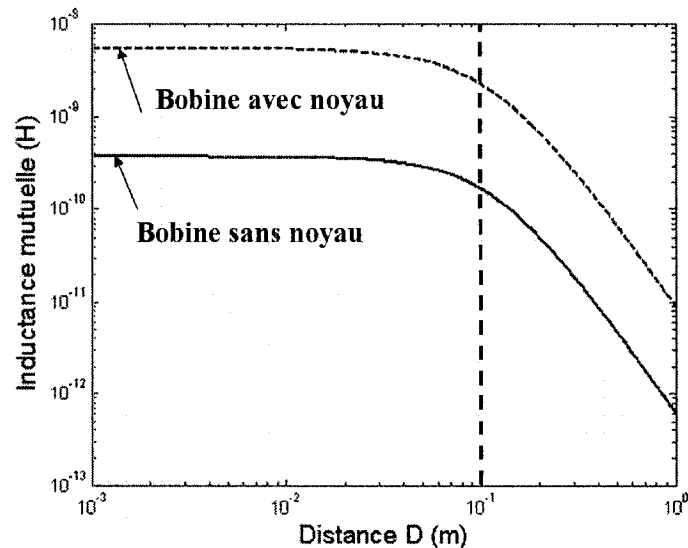


Figure 3.6 Inductance mutuelle entre une bobine circulaire et une bobine solénoïde comparée à une bobine sans cœur ferromagnétique.

L'ajout d'un noyau ferromagnétique augmente le couplage mutuel et il permet également d'obtenir une forme compacte pour la bobine du capteur. De plus, en augmentant le nombre de tours de fil sur ce noyau, l'inductance mutuelle augmentera encore.

3.3.3 Choix des bobines du système.

Suite à cette analyse, la bobine émettrice sera une bobine circulaire faisant le tour du bassin et la bobine sur le capteur sera une bobine solénoïde avec un noyau de ferrite. La section suivante décrit les étapes de réalisation de ces bobines.

3.4 Réalisation des bobines.

Dans cette section, les résultats relatifs à la réalisation des différentes bobines du système seront montrés.

3.4.1 Bobine d'émission.

La bobine d'émission externe doit faire le tour du bassin du patient. Nous avons, dans un premier temps, réalisé une bobine d'un tour de fil de rayon de 12 cm, ce qui donne un tour de taille de 30 pouces. Le Tableau 3.1 montre les caractéristiques de cette bobine à 15 MHz :

Tableau 3.1 Caractéristiques de la bobine d'émission.

Rayon	12 cm
Inductance	980 nH
Résistance	0,9 Ω
SRF	41,60 MHz

Le nombre de tour de fil a ensuite été augmenté afin d'accroître le champ d'induction magnétique, mais, en augmentant le nombre de tours, la fréquence de résonance propre (SRF) de la bobine s'approchait trop des fréquences utilisées par le système.

3.4.2 Bobine sur le capteur.

En ce qui concerne la bobine sur le capteur, elle a été réalisée avec un noyau de ferrite fait de matériau #61 (NiZi) d'un diamètre de 2 mm et d'une longueur de 1,62 cm. Ce matériel est recommandé afin de réaliser des circuits résonnants LC sur la plage de fréquences 5 à 30 MHz. Sa perméabilité initiale est de 35. Le capteur miniaturisé devrait avoir une capacité d'environ 100 pF. Dans un premier temps, un circuit résonnant LC a

été réalisé avec une fréquence de résonance autour de 14 MHz. Avec une capacité de 100 pF, pour obtenir une fréquence de résonance autour de 14MHz, il faut une inductance de 1,3 μH en suivant la relation (2.59). Avec l'aide de la relation (2.45) on peut déterminer le nombre de tours nécessaires pour obtenir cette valeur :

$$N = \left(\frac{L \cdot l}{\mu_0 \mu_r A} \right)^{1/2} = 12,34. \quad (3.9)$$

Le type de fil utilisé est du 24AWG. Ce type de fil à une perte de $25.67\Omega/304.8 \text{ m}$. Ayant une longueur de fil d'environ 3,54 cm nous devrions avoir une résistance de $116\text{m}\Omega$. Le Tableau 3.2 montre les caractéristiques de cette bobine :

Tableau 3.2 Caractéristique de la bobine sur le capteur.

Rayon du noyau	1 mm
Rayon avec fil	1,71 mm
Longueur	1,62 cm
Nombre de tours	12
Inductance avec noyau	1,29 μH
Inductance sans noyau	100 nH
μ_r	12,9
Résistance	1,4 Ω
SRF	> 100 MHz

Nous remarquons cependant que la résistance mesurée est de $1,4\Omega$, ce qui indique que les pertes dans la bobine sont dues essentiellement aux pertes par hystérésis et par courant de Foucault causées par le noyau de ferrite.

Afin de valider le concept de fréquence de résonance fonction de la pression un condensateur variable à la pression a été réalisé.

3.5 Prototype du condensateur variable à la pression.

Ce prototype n'a pas une taille implantable mais ses caractéristiques peuvent être reproduites en miniaturisation. La Figure 3.7 montre une vue latérale et de dessus des masques de ce condensateur :

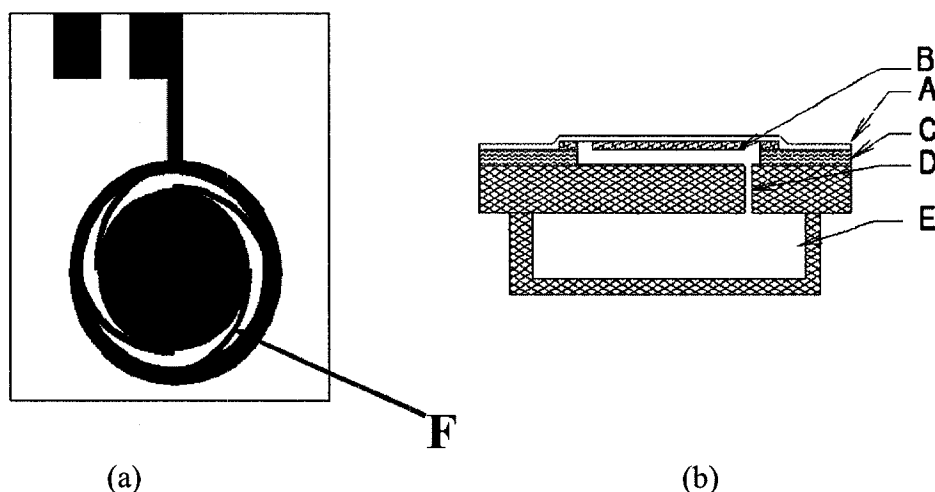


Figure 3.7 Prototype du condensateur variable à la pression utilisée lors des mesures. (a) Vue de dessus du masque. (b) Vue latérale du masque.

La membrane supérieure (A) est un film de plastique afin d'isoler la cavité du condensateur de la pression ambiante. Le diaphragme (B) est un disque de bronze de 6 mm de diamètre et de 50 μm d'épaisseur. Il est supporté par de petites pièces de métal (F) qui déterminent la force nécessaire à sa déformation. Les deux électrodes sont isolées par un film diélectrique (C = 100 μm). Un trou (D) est percé dans l'électrode du bas afin de permettre l'évacuation de l'air entre les deux électrodes. Une petite cavité (E) est placée sous l'électrode du bas afin de balancer la pression. L'électrode du bas est recouverte d'un mince film diélectrique afin de l'isoler en cas de contact entre les deux

électrodes. Le diamètre total du condensateur est de 8 mm. La Figure 3.8 montre une photo de ce prototype :

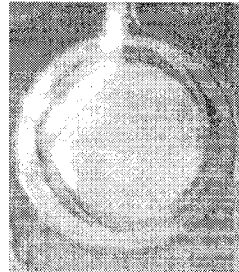


Figure 3.8 Photo du prototype du senseur.

3.5.1 Caractéristique du condensateur variable.

L'objectif de ce prototype de condensateur variable est de permettre la validation du concept de variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression et donc, le seul paramètre important à évaluer est la plage de variation de pression. L'objectif est de mesurer des variations de pression entre 0 et 21 KPa au-dessus de la pression atmosphérique. La Figure 3.9 montre la réponse en pression de ce condensateur :

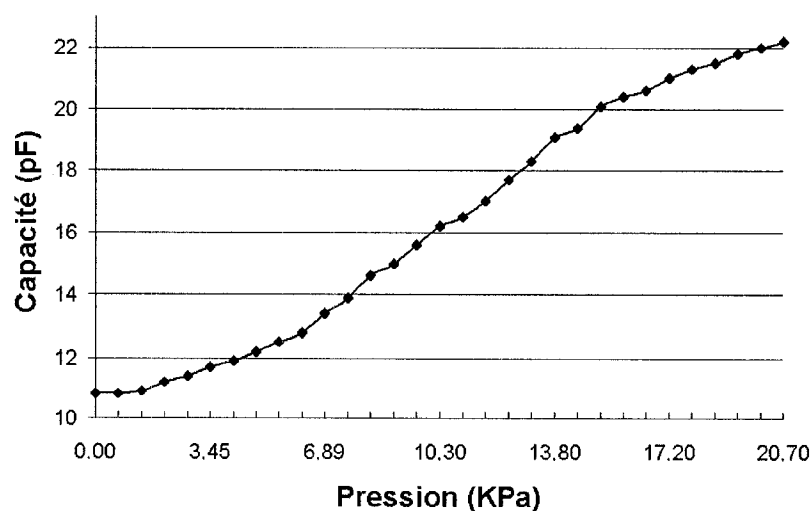


Figure 3.9 Réponse en pression du prototype du condensateur variable à la pression.

Ces mesures ont été prises à l'aide d'un analyseur réseau en mesurant le S_{11} en mode Smith Chart avec le condensateur maintenu dans une petite chambre de pression. Nous remarquons que la capacité de ce condensateur varie de 10,8 pF à 22,2 pF dans la plage de pression désirée.

3.6 Fréquence de résonance en fonction de la pression.

Le premier objectif est de démontrer que la fréquence de résonance du capteur est fonction de la pression. Pour ce faire, le condensateur variable à la pression (C_V) a été connecté avec la bobine de 1,29 μH (L_1). La Figure 3.10 montre le montage pour la mesure de la fréquence de résonance :

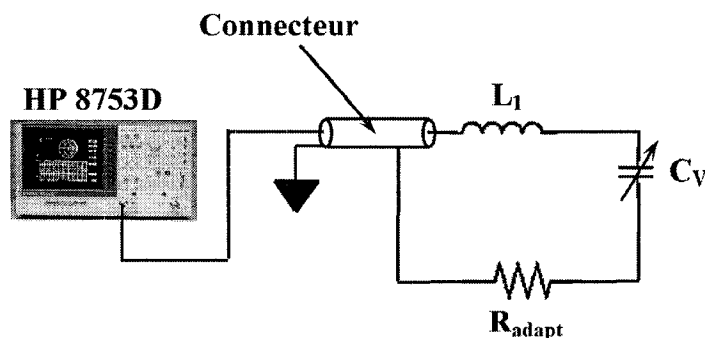


Figure 3.10 Montage pour la mesure de la fréquence de résonance du capteur en fonction de la pression.

Une résistance (R_{adapt}) de 50 Ω a été ajoutée afin d'adapter le circuit à la résistance interne de l'analyseur de réseau. Le circuit LC était maintenu dans une petite chambre de pression. Le lecteur de pression était une jauge analogue pouvant mesurer des pressions de 0 à 35 KPa. La fréquence de résonance a été déterminée à partir du minimum de la

courbe obtenue par la mesure du S_{11} . La Figure 3.11 montre les résultats obtenus avec une pression de 20,7 KPa :

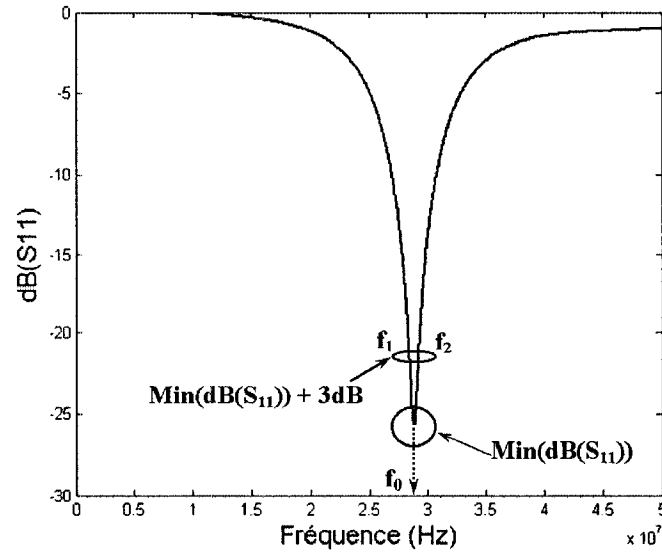


Figure 3.11 Exemple de mesure afin de déterminer la fréquence de résonance.

La fréquence de résonance est obtenue en déterminant le minimum du S_{11} . Afin de déterminer le Q à cette fréquence, la relation suivante a été utilisée :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}, \quad (3.10)$$

où f_2 et f_1 sont les fréquences à -3 dB. La mesure de la fréquence de résonance a été effectuée pour différentes pressions et comparée à la fréquence de résonance calculée avec les valeurs de capacité de la (Figure 3.9). La mesure du facteur de qualité du circuit a également été effectuée. Le Tableau 3.3 résume ces mesures :

Tableau 3.3 Mesures prises sur le capteur avec le condensateur variable à la pression.

Pression (KPa)	f_0 (MHz) mesurée	f_0 (MHz) calculée	Δf_0 (MHz)	Q mesuré
0	39,98	42,64	2,66	23,2
3,45	39,33	40,97	1,64	24,7
6,89	37,60	38,28	0,68	30,46
10,3	33,90	34,82	0,92	39,00
13,8	31,50	32,06	0,56	45,50
17,2	29,50	30,58	1,08	47,80
20,7	28,70	29,74	1,04	48,00

La Figure 3.12 montre la différence entre la fréquence de résonance mesurée et celle calculée à partir des valeurs de capacité obtenues précédemment sur le senseur :

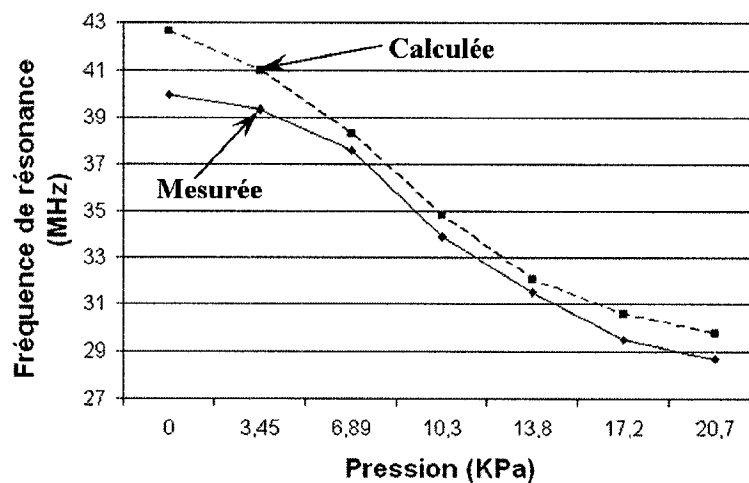


Figure 3.12 Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées.

Les fréquences de résonance du capteur réalisées avec le condensateur variable seulement varient de 28,7 MHz à 39,98 MHz. Ce qui donne une sensibilité de 544 KHz/KPa. Nous remarquons que le Q augmente lorsque la fréquence de résonance diminue. Comme mentionné précédemment, la résistance de la ferrite constituant le noyau de la bobine augmente en fonction de la fréquence et doit être utilisée dans un

circuit résonnant pour des fréquences en-dessous de 30 MHz. Ce qui est bien mis en évidence dans ces résultats.

Cependant, la bobine émettrice ayant une SRF de 41,90 MHz, il faut ajouter un condensateur en parallèle avec le condensateur variable afin de diminuer la fréquence de résonance du capteur. Un condensateur variable mécaniquement a été ajouté afin de ramener la fréquence de résonance du capteur autour de 15 MHz. La Figure 3.13 montre cette mesure à pression ambiante :

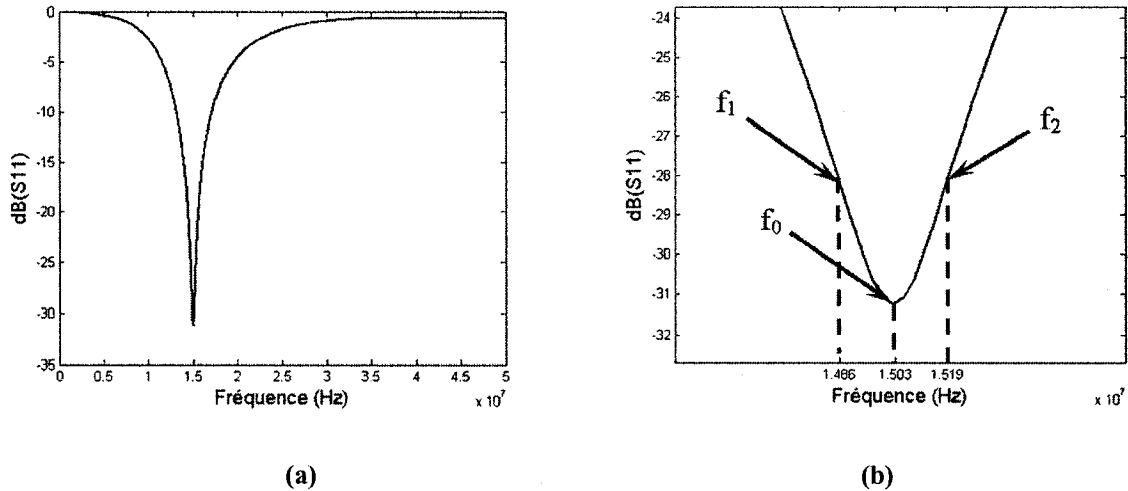


Figure 3.13 Mesure du S_{11} du capteur à pression ambiante.

La mesure du Q a été effectuée :

$$Q \approx \frac{f_0}{f_2 - f_1} \approx 45.54,$$

et en utilisant la relation (2.64), la résistance du capteur a été déterminée :

$$Q \approx \frac{\omega L}{R} \approx 45,54$$

$$\Rightarrow R \approx 2,7\Omega$$

Le Tableau 3.4 résume les mesures prises sous pression :

Tableau 3.4 Mesures prises sur le capteur avec le condensateur variable à la pression et un condensateur variable mécaniquement.

Pression (KPa)	f_0 mesurée (MHz)	f_0 calculée (MHz)	Δf_0 (kHz)	Q mesuré
0	15,03	15,03	0,0	42,3
3,45	15,00	14,96	40	41,5
6,89	14,90	14,82	80	42,9
10,3	14,70	14,59	110	43,2
13,8	14,50	14,37	130	41,4
17,2	14,30	14,23	70	41,3
20,7	14,20	14,14	60	41,4

La Figure 3.14 montre la différence entre les fréquences de résonances mesurées et celles calculées :

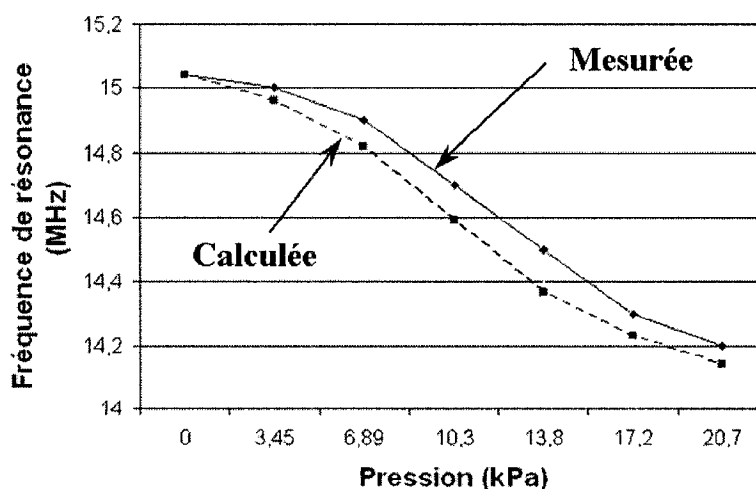


Figure 3.14 Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées.

Comme attendu, nous remarquons tout d'abord que la sensibilité du capteur diminue. Elle est maintenant de 40,58 KHz/KPa. Nous remarquons également que le facteur de qualité est assez constant sur toute la bande de pression, autour de 40, ce qui donne une résistance totale d'environ 2,7 Ω pour le capteur comparativement à 1,4 Ω mesurée précédemment pour la bobine du capteur. Globalement, on remarque qu'il y a tout de

même une grande erreur entre les mesures et les valeurs attendues. Cependant, ces mesures sont pertinentes car elles prouvent que la fréquence de résonance du capteur est fonction de la pression et que cette variation suit la variation de la capacité variable du senseur.

Maintenant que nous avons démontré que la fréquence de résonance d'un circuit LC est fonction de la pression, nous devons être en mesure d'exciter le capteur afin qu'il oscille à cette fréquence et de mesurer cette dernière. Dans le cadre de cette recherche, deux techniques de mesure ont été étudiées. La première n'ayant pas donné les résultats escomptés, une deuxième technique a été développée en parallèle. L'étude de la première technique sera tout d'abord exposée afin d'en montrer les limites. Par la suite, la deuxième technique de mesure sera présentée.

CHAPITRE 4 : MESURE DE LA PUISSANCE DE LA DEUXIÈME HARMONIQUE

La première technique étudiée consiste à mesurer la puissance de la deuxième harmonique de la fréquence de résonance du capteur. Le principe est d'exciter le capteur sur sa plage de résonance et de mesurer la puissance de la deuxième harmonique afin d'en déterminer le maximum. Ce maximum devrait correspondre à la deuxième harmonique de la fréquence de résonance du capteur. Tout d'abord, nous allons étudier comment exciter le capteur avec cette technique.

4.1 Excitation du capteur.

Comme démontré précédemment, il est possible d'induire une tension dans le capteur grâce à l'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et une bobine sur le capteur.

4.1.1 Inductance mutuelle.

À partir de (2.74), la tension induite par la bobine d'émission à la bobine du capteur peut être calculée. Cependant, il faut estimer l'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et la bobine du capteur. Si nous considérons que la bobine du capteur est dans le même plan que la bobine émettrice et qu'elle est en son centre ($D = 0$ cm), et en utilisant (3.7) avec les paramètres du Tableau 4.1 on obtient pour l'inductance mutuelle :

Tableau 4.1 Paramètres pour le calcul de l'inductance mutuelle.

L_1 (nH)	r_1 (cm)	N_1	L_2 (μH)	r_2 (mm)	N_2	l (cm)	d (cm)	μ_r	μ_0 (Vs/Am)
980	12	1	1,29	1,71	12	1,62	0	12,9	$4\pi \times 10^{-7}$

$$M_{12} = M_{21} = M \approx 7,38 nH$$

4.1.2 Tension induite dans le capteur.

Cette estimation de l'inductance mutuelle permet de déterminer la tension qu'il est possible d'induire dans le capteur à partir de (2.74) avec les paramètres du Tableau 4.2 :

Tableau 4.2 Paramètres afin de déterminer la tension induite dans le capteur.

ω	M	L_2	C_2	R_2
15 MHz	7,38 nH	1,29 μH	86,8 pF	2,7 Ω

nous obtenons :

$$|u_2|_{\text{MAX}} = 29,78 \cdot |i_1| \text{ [V]},$$

i_1 étant le courant parcourant la bobine émettrice. Nous pouvons donc induire une tension dans le capteur. Cette tension sera maximale lorsque la fréquence d'excitation correspondra à la fréquence de résonance du capteur.

4.1.2.1 Courant dans la bobine émettrice en fonction de la fréquence.

Nous considérons que le signal d'excitation est un signal sinusoïdal de la forme $V_0 \sin(\omega t)$ fourni par un générateur de signal connecté à la bobine émettrice. Le courant en fonction de la fréquence parcourant la bobine est donné par :

$$i_1(\omega) = \frac{V_0}{R_L + j\omega L} \delta(\omega). \quad (4.1)$$

Le générateur de signal peut fournir 10 volts crête à crête. En remplaçant (4.1) dans (2.74) nous obtenons la tension qui devrait être induite dans le capteur en fonction de la fréquence (Figure 4.1) :

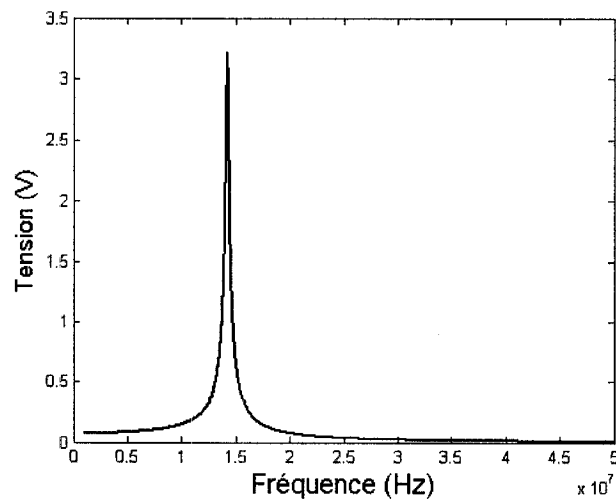


Figure 4.1 Tension qui devrait être induite dans le capteur.

Théoriquement, 3,2 volts devraient être induits dans le capteur à sa fréquence de résonance à pression atmosphérique.

La mesure de la tension aux bornes de la bobine du capteur a été effectuée à l'aide d'un oscilloscope. La tension maximale était de 3,6 volts à 14,40 MHz. La fréquence de résonance est légèrement décalée par rapport à celle attendue dû à la capacité de la sonde. La tension est plus élevée qu'attendu, ce qui peut être expliqué par une plus faible résistance totale du capteur que celle calculée précédemment.

4.1.3 Tension induite dans la bobine réceptrice.

Comme démontré précédemment, l'inductance mutuelle entre deux bobines est réciproque. En utilisant une bobine de réception identique à la bobine d'émission, l'inductance mutuelle entre le capteur et cette bobine de réception sera la même qu'entre la bobine d'émission et la bobine du capteur. La Figure 4.2 montre le schéma de cette topologie :

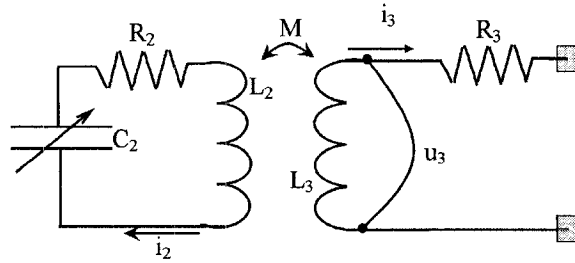


Figure 4.2 Schéma du système couplé à la réception.

La forme de la réponse à la réception sera :

$$u_3 = \frac{d\phi_3}{dt} = M \frac{di_2}{dt} - i_3 R_3, \quad (4.2)$$

ce qui donne sous forme complexe :

$$u_3 = j\omega M i_2 - i_3 R_3, \quad (4.3)$$

également :

$$u_3 = j\omega L_3 i_3 \Rightarrow i_3 = \frac{u_3}{j\omega L_3}. \quad (4.4)$$

En remplaçant (4.4) dans (4.3) nous obtenons :

$$\begin{aligned} u_3 &= j\omega M i_2 - u_3 \frac{R_3}{j\omega L_3} \\ u_3 &= \frac{j\omega M i_2}{1 - j \frac{R_3}{\omega L_3}}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

qui donne sous forme réelle :

$$|u_3| = \frac{\omega M |i_2|}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_3}{\omega L_3} \right)^2}}. \quad (4.6)$$

La Figure 4.3 montre la tension qui devrait être induite dans la bobine réceptrice :

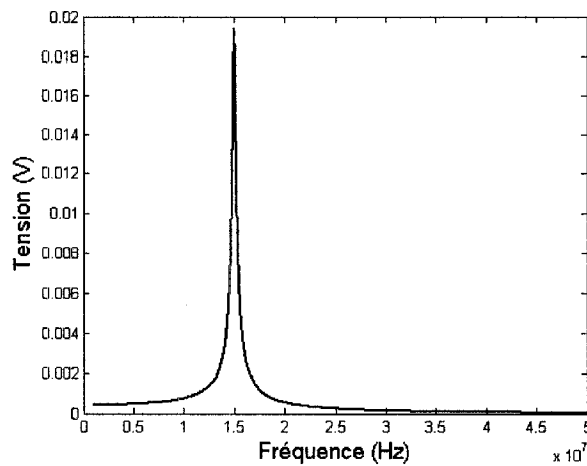


Figure 4.3 Tension qui devrait être induite dans la bobine de réception.

Cependant, comme le signal émis par l'émetteur est dans la même plage de fréquences que le signal émis par le capteur, cette tension ne sera pas mesurable car l'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et réceptrice camouflera le signal émis par le capteur. Nous devons donc trouver un moyen de décaler la fréquence contenant l'information par rapport à la fréquence d'émission. Ceci est possible en ajoutant une diode dans le capteur afin de générer des harmoniques.

4.2 Analyse d'un capteur avec diode.

Comme mentionné précédemment, la diode permet de générer la deuxième harmonique et ainsi de décaler l'information à une autre fréquence qui devrait être mesurable. La Figure 4.4 montre la topologie du système :

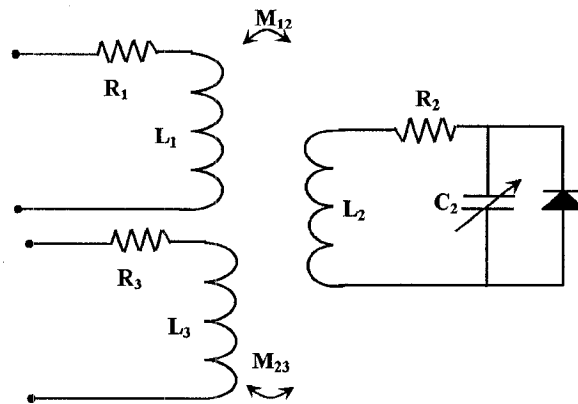


Figure 4.4 Topologie du système utilisant une diode dans le capteur.

Pour les mesures, une diode *zerobias* (schottky) a été utilisée. Cette diode permet de générer les harmoniques pour de très faibles tensions d'entrée. La Figure 4.5 montre la mesure du S_{11} en ajoutant la diode dans le capteur :

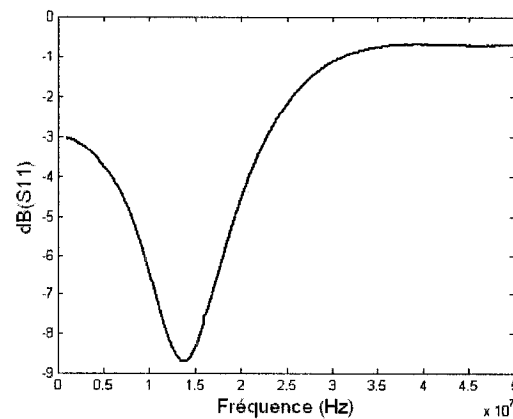


Figure 4.5 Mesure du S_{11} du capteur contenant une diode.

À partir de cette mesure, un Q de 1,5 est calculé comparativement à 45 sans la diode. Ce qui indique que l'ajout de la diode équivaut à l'ajout d'une résistance d'environ 74Ω . Nous remarquons alors que la fréquence de résonance est passée de 15,04 MHz à 13,71 MHz, ce qui indique que la diode ajoute une capacité parasite d'environ 17,67 pF. Cependant, ce facteur de qualité est beaucoup trop faible pour espérer faire une lecture de la deuxième harmonique. On a tout de même tenté de mesurer cette harmonique avec une bobine réceptrice identique à la bobine d'émission. Cependant, l'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et réceptrice cause des difficultés au niveau de la lecture du signal.

4.2.1 Problèmes rencontrés lors des mesures de la puissance de la deuxième harmonique.

La puissance transmise entre deux bobines circulaires de 12 cm de rayon coplanaire, à une distance de 4 cm l'une de l'autre, a tout d'abord été mesurée. La puissance de la bobine émettrice était fournie par un générateur de signal et la bobine réceptrice était connectée à un analyseur de spectre. Le problème est que le signal mesuré par l'analyseur de spectre contenait des harmoniques du signal émis. C'était soit le générateur de signal qui générait des harmoniques ou l'analyseur de spectre. Il s'est avéré que c'était un mélange des deux. Deux filtres ont donc été réalisés. Un passe-bas afin de couper la deuxième harmonique générée par le générateur de signal et un passe-haut afin d'atténuer la fondamentale à l'entrée de l'analyseur de spectre. La Figure 4.6 montre la réponse en fréquence de ces filtres :

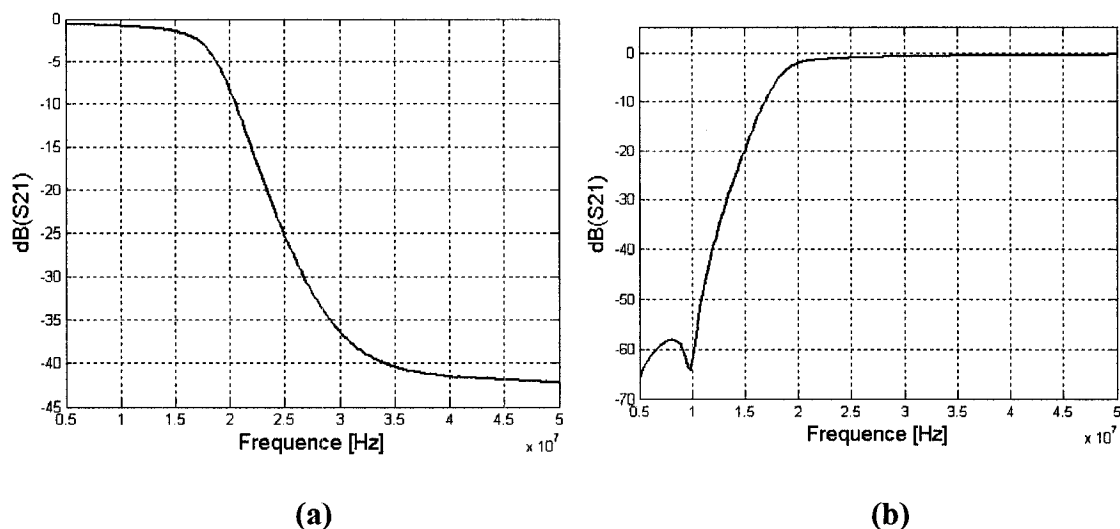


Figure 4.6 Réponses en fréquences des filtres (a) passe-bas et (b) passe-haut.

4.2.2 Mesures de l'effet des filtres.

Le Tableau 4.3 montre les puissances reçues par la bobine réceptrice lorsqu'elle est excitée par la bobine émettrice à une fréquence de 15 MHz. Les deux bobines étaient coplanaires et leurs centres étaient séparés de 4 cm :

Tableau 4.3 Mesures des puissances transmises entre la bobine émettrice et réceptrice et effets de l'ajout des filtres.

	Sans filtre		Passe-Bas		Passe-Haut		Passe-Bas & Passe-Haut	
P_{in} (dBm)	$P(f_0)$ (dBm)	$P(2f_0)$ (dBm)	$P(f_0)$ (dBm)	$P(2f_0)$ (dBm)	$P(f_0)$ (dBm)	$P(2f_0)$ (dBm)	$P(f_0)$ (dBm)	$P(2f_0)$ (dBm)
0	-15.17	-81.83	-17.83	<-95	-53	-85	-49,67	<-93
10	-4.83	-69.67	-7.83	-81.83	-43	-78	-39,67	<-93
20	5.17	-58.33	2.17	-61.50	-33	-65	-29,67	<-93
23,97	9.17	-53.67	6.17	-53.50	-29	-52,5	-25,67	<-93

L'ajout des deux filtres est donc nécessaire afin d'éliminer l'interférence causée par l'inductance mutuelle des bobines émettrice et réceptrice. Malgré l'ajout de filtres, il était toujours impossible de mesurer une puissance de la deuxième harmonique avec une bobine réceptrice identique à la bobine émettrice. La solution qui permet d'effectuer une

mesure de la deuxième harmonique est d'ajouter une autre inductance dans un plan perpendiculaire au plan d'émission et d'effectuer la lecture avec une bobine réceptrice dans le même plan. La Figure 4.7 montre la topologie de ce système :

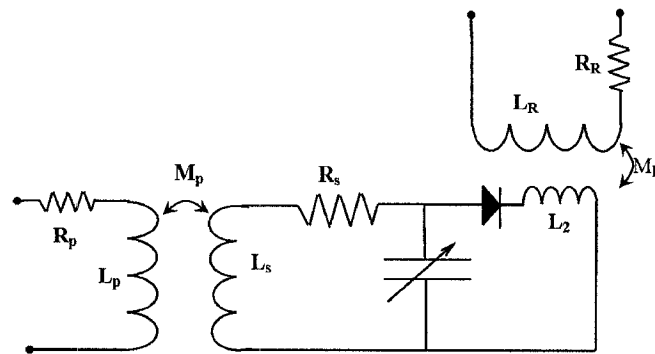


Figure 4.7 Topologie permettant la mesure de la puissance de la deuxième harmonique.

La Figure 4.8 montre la mesure du S_{11} de cette nouvelle topologie :

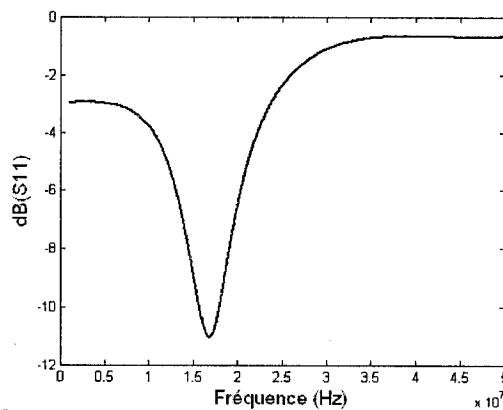


Figure 4.8 Mesure du S_{11} du capteur avec une diode et une inductance d'émission.

Nous remarquons tout d'abord que la fréquence de résonance est passée à 16,89 MHz. Le facteur de qualité a augmenté à 3,68. Cependant, la nouvelle inductance nous fournit une inductance mutuelle plus élevée avec la bobine réceptrice permettant d'effectuer une

lecture. Le Tableau 4.4 montre les caractéristiques de cette bobine ajoutée sur le capteur :

Tableau 4.4 Caractéristiques de la deuxième bobine sur le capteur.

Rayon avec fil	1,73 mm
Longueur	1,58 cm
Nombre de tours	19
Inductance avec noyau	2,38 μH
Inductance sans noyau	139 nH
μ_r	17,12
Résistance	3,0 Ω
SRF	> 100 MHz

La prochaine section détaillera la bobine réceptrice utilisée ainsi que la mesure de la puissance de la deuxième harmonique par cette bobine.

4.3 Bobine réceptrice.

La bobine de réception ne pouvait avoir un trop grand diamètre car elle est perpendiculaire à la bobine d'émission. Nous désirions également avoir une bobine flexible et de haute inductance. La bobine utilisée est montrée à la Figure 4.9 :

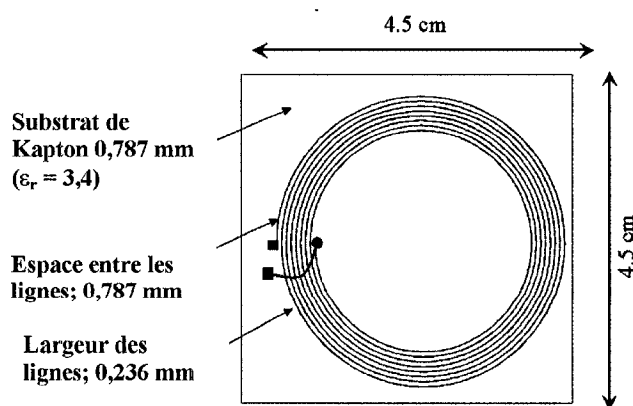


Figure 4.9 Bobine de réception.

Le Tableau 4.5 montre les caractéristiques de ce système :

Tableau 4.5 Caractéristiques du système de mesure de la puissance de la deuxième harmonique.

L_p	980 nH
R_p	0,9 Ω
L_s	1,29 μ H
R_s	1,4 Ω
Diode	Schottky (MACOM)
L_2	2,38 μ H
R_2	3,0 Ω
L_R	5,1 μ H
R_R	5 Ω

La Figure 4.10 montre le signal mesuré à l'aide d'un analyseur de spectre à une distance de 2 cm à pression atmosphérique :

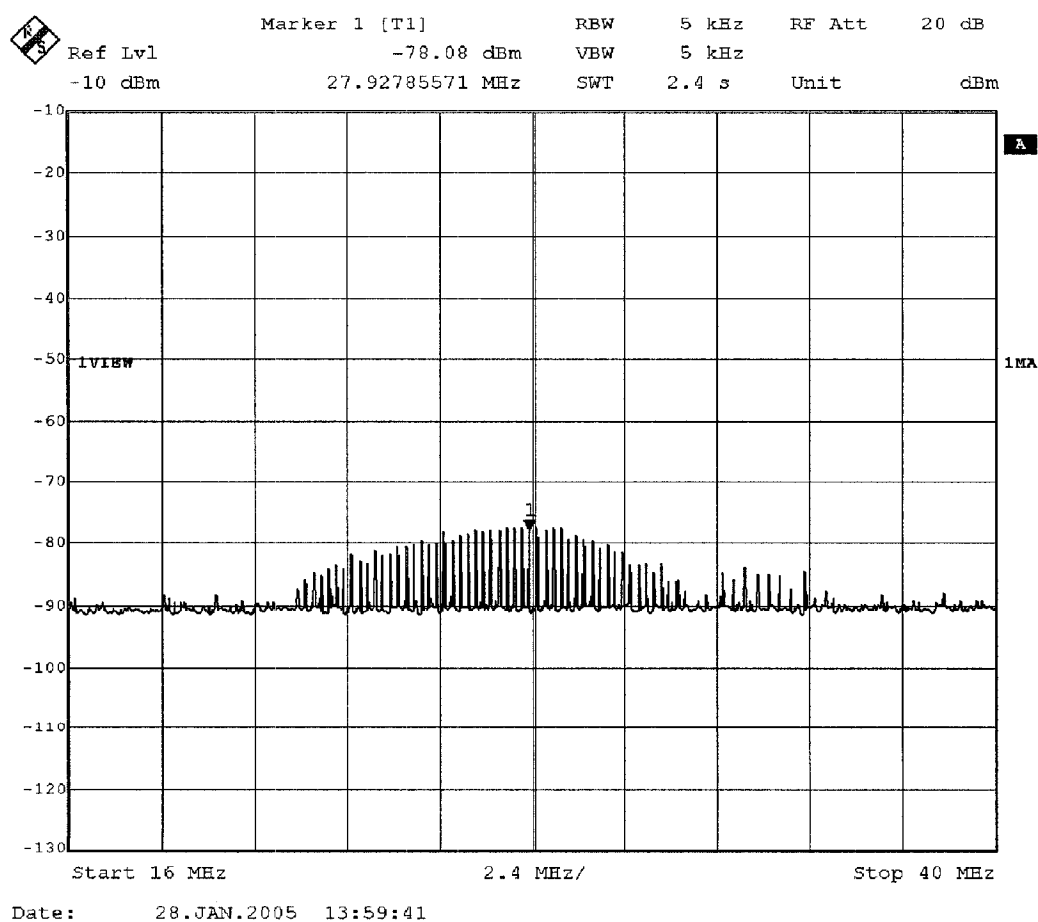


Figure 4.10 Puissance du signal mesurée à une distance de 2cm de l'antenne réceptrice.

Cette mesure montre très bien que le faible Q du capteur fait en sorte qu'il est très difficile d'identifier le maximum, et ainsi, très difficile de déterminer avec fiabilité la fréquence de résonance du capteur. Cette topologie est la seule qui ait permis de mesurer la puissance de la deuxième harmonique. Cependant, la distance de mesure n'est pas suffisante pour une application urodynamique. La plus grande lacune est la diminution du facteur de qualité du capteur lors de l'ajout de la diode. Comme cette technique n'apportait pas de résultats satisfaisants, seulement une mesure sera montrée dans ce rapport. Nous allons discuter de cette technique dans la prochaine section.

4.4 Discussion sur la technique de mesure de la puissance de la deuxième harmonique.

Le problème majeur avec cette technique de mesure de la puissance, c'est que le signal émis par l'émetteur est dans la même plage de fréquences que celles de la plage de résonance du capteur. Étant beaucoup plus puissant, il camoufle le signal émis par le capteur. C'est pour cette raison qu'une diode est ajoutée afin de générer des harmoniques et permettre d'isoler le signal utile à une autre fréquence. Cependant, cette diode affecte considérablement le facteur de qualité du capteur, empêchant une mesure directe de cette puissance. Pour pallier à ce problème, une autre bobine a été ajoutée dans un plan perpendiculaire afin d'effectuer la mesure par une bobine également perpendiculaire à la bobine d'émission. Des mesures ont été possibles mais la miniaturisation de cette topologie est pratiquement impossible. De plus, comme la fréquence de résonance du capteur est déterminée en mesurant le maximum de la courbe de la puissance de la deuxième harmonique, le facteur de qualité doit être élevé afin de

déterminer avec précision ce maximum. Comme le montre la Figure 4.10, le maximum de cette courbe est très difficile à déterminer. Une mesure de la puissance n'est pas adéquate car le balayage en fréquence de l'émetteur peut prendre un certain temps et la détermination du maximum de cette puissance peut être incertaine. Aucune analyse n'a vraiment été effectuée afin de tenter d'améliorer cette technique car elle comporte trop d'inconvénients. C'est également pour cette raison que les résultats sont présentés de façon très brèves. Et surtout parce qu'une autre technique beaucoup plus prometteuse a été développée en parallèle avec celle-ci lorsqu'il est devenu évident qu'elle ne donnerait pas les résultats escomptés.

Afin de pallier aux problèmes majeurs présentés ci-dessus, il fallait trouver un moyen d'exciter le capteur sans balayage en fréquence et d'effectuer une mesure directe de la fréquence. Le prochain chapitre explique cette nouvelle technique.

CHAPITRE 5: TECHNIQUE PAR IMPULSION

La technique par mesure de l'amplitude de la deuxième harmonique n'ayant pas donné les résultats escomptés, une autre technique a été développée en parallèle. Le principe de fonctionnement de cette technique est de mesurer la fréquence de résonance d'un circuit LC et non plus l'amplitude. En mesurant directement la fréquence de résonance du circuit résonnant nous obtenons immédiatement la quantité recherchée. Le capteur étant constitué du senseur de pression et d'une bobine, le facteur de qualité ne sera plus affecté par l'ajout d'une diode. De plus, pour chaque impulsion, une mesure de la fréquence de résonance est obtenue, ce qui augmente énormément le taux d'échantillonnage du système. Nous allons tout d'abord expliquer les principes de base sous-jacents à cette technique. L'analyse de cette technique s'est essentiellement faite par simulation et de façon expérimentale.

5.1 Émetteur.

Le capteur doit être excité afin qu'il résonne à sa fréquence de résonance. Comme montré précédemment, si la bobine du capteur peut être chargée par un champ d'induction externe, une oscillation se produira dans le capteur par échange d'énergie entre la bobine et le condensateur. La première topologie étudiée afin d'exciter le capteur est un émetteur configuré en amplificateur source-commune dont la grille est connectée à un générateur d'impulsions. Le transistor est employé comme un

interrupteur *on/off*. La bobine est connectée entre l'alimentation et le drain. Reprenons la Figure 2.10 et considérons que le transistor agit comme un interrupteur :

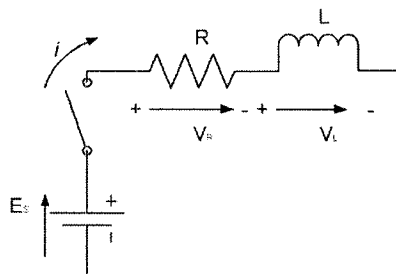


Figure 5.1 Circuit équivalent de la bobine émettrice avec le transistor utilisé comme interrupteur.

Une simulation a été effectuée afin de montrer l'effet de l'ouverture et de la fermeture du transistor sur le courant dans le circuit (Figure 5.2) :

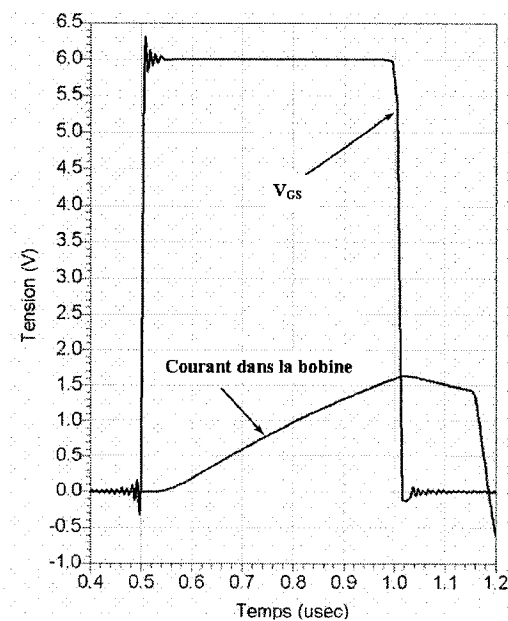


Figure 5.2 Simulation du courant dans la bobine émettrice lors de la mise en conduction et à la fin de conduction du transistor.

Nous remarquons que la bobine se charge lors de la mise en conduction du transistor et lorsque celui-ci cesse de conduire, le courant chute brutalement. Cette chute

brusque de courant générera une surtension aux bornes du transistor et par le fait même aux bornes de la bobine comme le montre la Figure 5.3 :

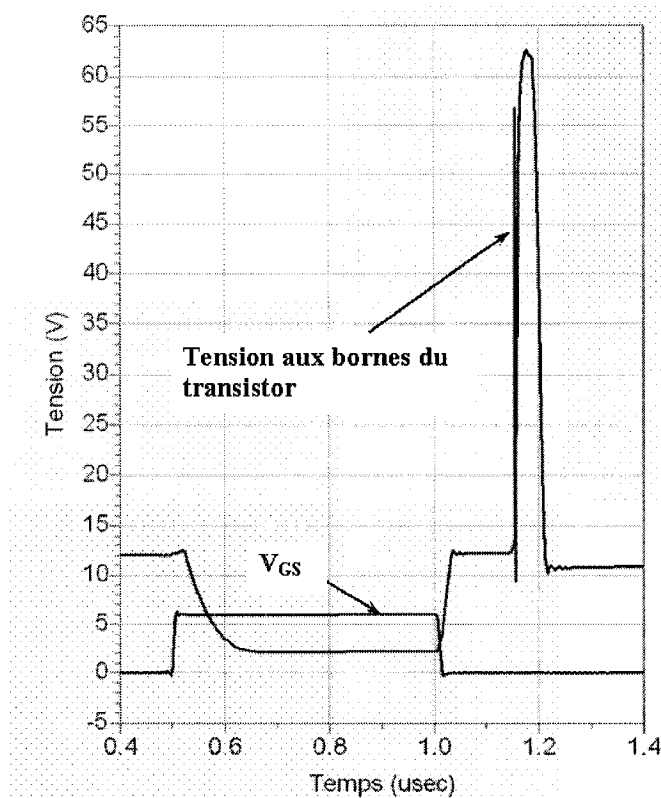


Figure 5.3 Simulation de la surtension générée aux bornes du transistor due à la chute subite du courant dans le circuit.

Afin de résister à la surtension générée par la discontinuité du courant, un transistor de puissance MOSFET est utilisé. Ce type de transistor possède un très haut *max reverse voltage* BV_{DSS} permettant de résister à la surtension générée par la discontinuité du courant aux bornes de la bobine. Une diode est également ajoutée aux bornes de la bobine afin de limiter cette surtension et d'éviter que la bobine n'entre en résonance. La Figure 5.4 montre l'émetteur :

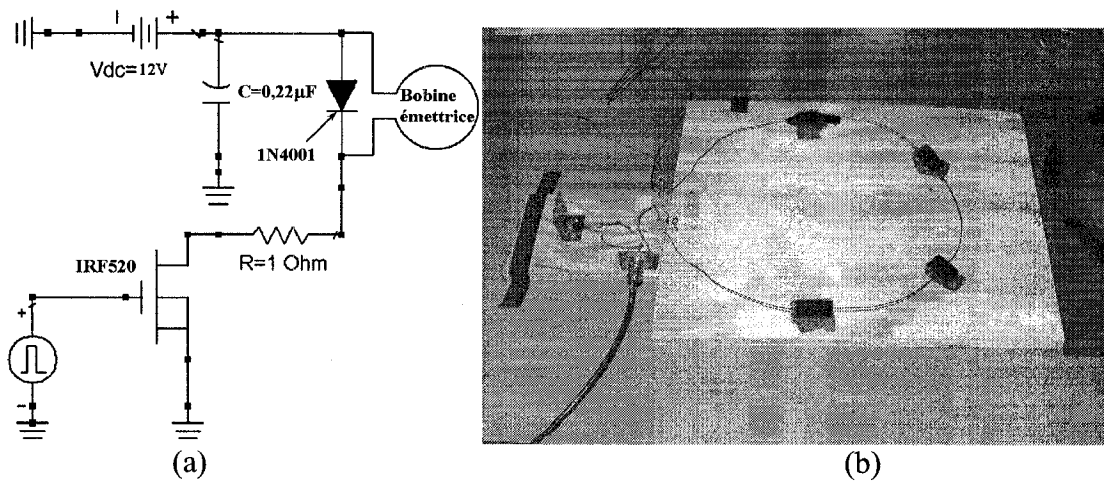


Figure 5.4 (a) Topologie de l'émetteur pour la technique par impulsion. (b) Photo de l'émetteur

La bobine émettrice utilisée est la même que pour la technique précédente. Le transistor utilisé pour le prototype est un IRF520 qui possède un B_{VDS} de 100 volts. La diode limite le courant dans la bobine mais diminue la surtension aux bornes du transistor et permet d'éviter que la bobine émettrice n'entre en résonance. La résistance R sert à limiter le courant. La constante de temps τ de la bobine d'émission est :

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{980e^{-9}}{0.9} = 1.09 \mu s .$$

Si aucune autre résistance n'est ajoutée dans le circuit, il faudrait $1,09 \mu s$ à la bobine pour se charger à 63%. Si nous ajoutons une résistance, nous réduisons le temps de charge mais également le courant circulant dans le circuit. Il faut tenir compte de cette donnée pour la durée de l'impulsion. Théoriquement, si aucune résistance n'est ajoutée, la résistance du circuit est composée de la résistance de la bobine et de la résistance drain-source du transistor ($0,27\Omega$). Le courant maximal sera de :

$$i_{\max} = E / R = 12 / (0,9 + 0,27) = 10,26 [A] .$$

Cependant, le transistor ne peut fournir que 10 ampères comme courant de drain continu maximum. Une résistance de 1Ω est donc ajoutée afin de limiter le courant. Théoriquement, un courant maximal de 5,53 ampères sera fourni par le transistor. Ce courant dépend également de la tension V_{GS} appliquée à la grille du transistor. Selon la caractéristique de ce transistor, afin d'obtenir un courant d'environ 5 ampères, il faut une tension V_{GS} de 6 volts. En tenant compte de toutes les résistances du circuit, la constante de temps τ est maintenant de 451 ns. Dans cette technique, le capteur utilisé est un circuit résonnant LC (Figure 5.5) :

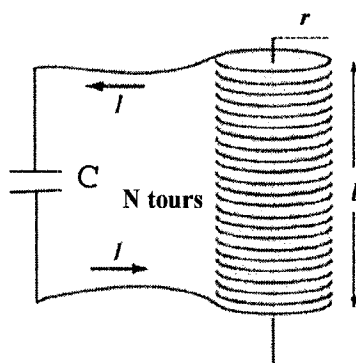


Figure 5.5 Schéma du capteur pour la technique par impulsion.

La bobine utilisée est la même que la bobine de réception pour la technique précédente et le condensateur sera variable à la pression et aura une capacité à pression ambiante d'environ 100 pF. Le Tableau 5.1 montre quelques caractéristiques du capteur :

Tableau 5.1 Caractéristiques du capteur.

L	1,29 μ H	
R_L	1,4 Ω	
C	100 pF	
γ	$R_L / 2L$	$542,64e^3$
ω_0	$1 / \sqrt{LC}$	$88,04e^6$ rad/s
ω'	$\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}$	$88,04e^6$ rad/s
Q	$\omega' L / R_L$	81,12

Nous remarquons, tout d'abord, que la fréquence angulaire est supérieure au facteur d'amortissement, le système sera donc sous amorti, ce qui permettra d'obtenir une oscillation. Nous remarquons également que la fréquence angulaire amortie est la même que la fréquence angulaire de résonance, ce qui permet d'utiliser les approximations faites dans les sections précédentes. La Figure 5.6 montre l'effet de l'excitation de l'émetteur sur la tension du capteur :

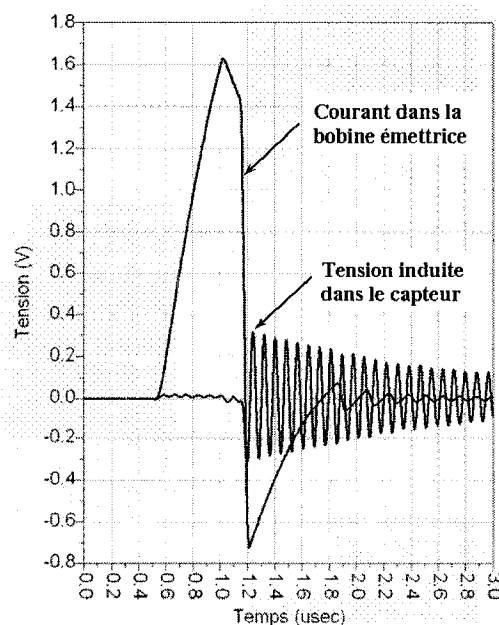


Figure 5.6 Simulation de la tension induite dans le capteur.

Lorsque la bobine émettrice se charge, elle induit un champ magnétique dans la bobine du capteur. Lorsque le transistor arrête de conduire, le courant diminue brusquement et un champ magnétique inverse beaucoup plus puissant que lors de la charge est généré par la bobine émettrice. Le capteur couplé à cette bobine se mettra à osciller à sa fréquence de résonance. La durée de l'oscillation dépend de la résistance interne du circuit comme montrée précédemment.

5.1.1 Paramètres de l'émetteur.

Le générateur d'impulsions est un générateur de signal *Agilent 33250A*. Le Tableau 5.2 montre les paramètres utilisés afin de générer l'impulsion adéquate pour exciter le capteur :

Tableau 5.2 Paramètres de l'impulsion.

	V_{pp}	V_{dc}	Fréquence	Longueur	Montée/descente
Impulsion	6,0 V	0 V	1 Hz à 100 kHz	500 ns	5 ns

Les précédentes simulations ont utilisé ces paramètres. La Figure 5.7 montre le courant drain-source et le courant dans la bobine par rapport à la tension V_{GS} :

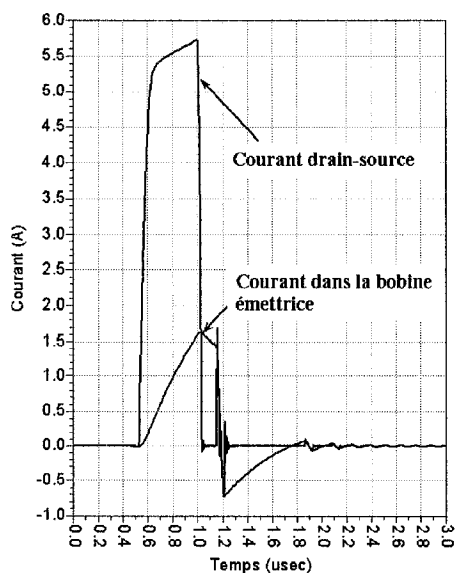


Figure 5.7 Simulation du courant dans la bobine émettrice par rapport à la tension V_{GS} .

Nous remarquons que le transistor fournit 5,73 ampères et que le courant maximal traversant la bobine est de 1,64 ampères. L'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et la bobine du capteur est la même que pour la technique précédente, soit $M \approx 7.38nH$. La Figure 5.8 montre une simulation avec cette valeur d'inductance mutuelle entre les deux bobines :

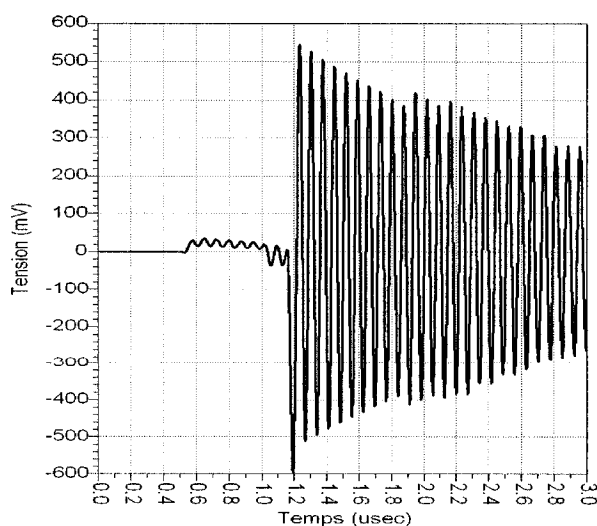


Figure 5.8 Simulation de la tension induite dans le capteur.

La tension pic à pic qui devrait être induite dans le capteur est d'environ 1,05 volts. Il faut maintenant réaliser un récepteur qui permette de mesurer cette fréquence de résonance.

5.2 Récepteur.

Afin de mesurer le champ magnétique généré par le capteur, nous utilisons une bobine réceptrice connectée à un filtre passe-bande et un amplificateur (Figure 5.9) :

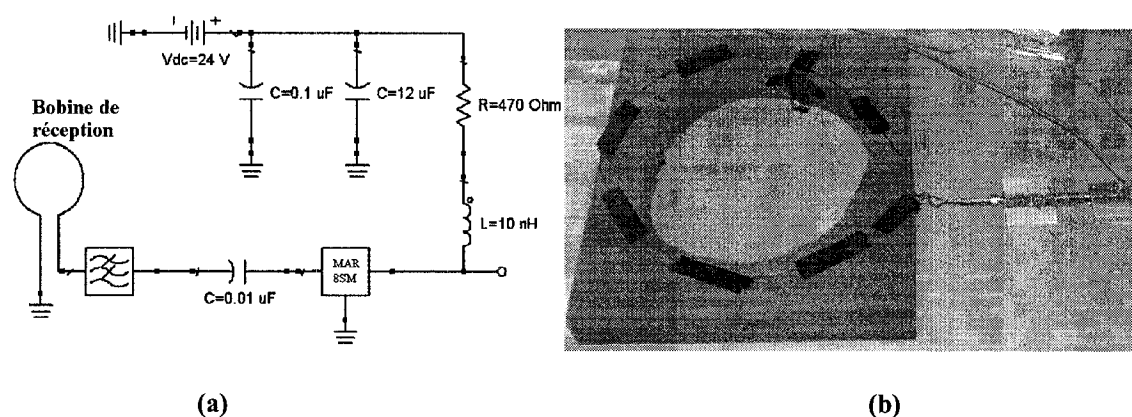


Figure 5.9 (a) Schéma du récepteur pour la technique d'excitation par impulsion. (b) Photo du récepteur

5.2.1 Bobine de réception.

Pour le moment, une autre bobine est utilisée pour la réception. C'est essentiellement la même bobine que pour l'émission. Le Tableau 5.3 montre les caractéristiques de cette bobine :

Tableau 5.3 Caractéristiques de la bobine de réception.

Rayon / Circonférence	12,5 cm
Nombre de tours	1
Inductance	1.06 μ H
Résistance	0,5 Ω
SRF	> 50 MHz

5.2.2 Filtre passe-bande.

Le filtre passe-bande (Figure 5.10) sert à éliminer les composantes spectrales du signal généré par l'émetteur qui pourraient saturer l'amplificateur.

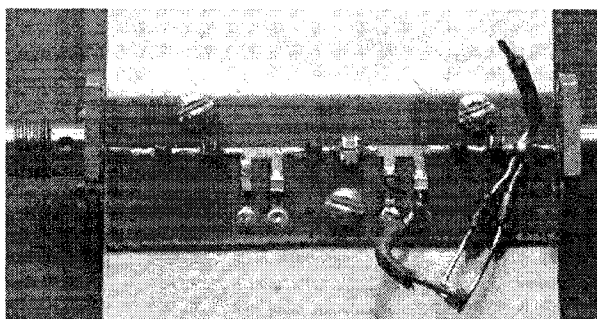


Figure 5.10 Photo du filtre passe-bande.

Ce filtre a une bande passante de 8 MHz à 18 MHz, il est d'ordre 5 et a été conçu pour avoir un 0.5 dB *equal ripple*. Les réponses simulées et mesurées de ce filtre sont montrées à la Figure 5.11 et les caractéristiques importantes se retrouvent dans le Tableau 5.4. :

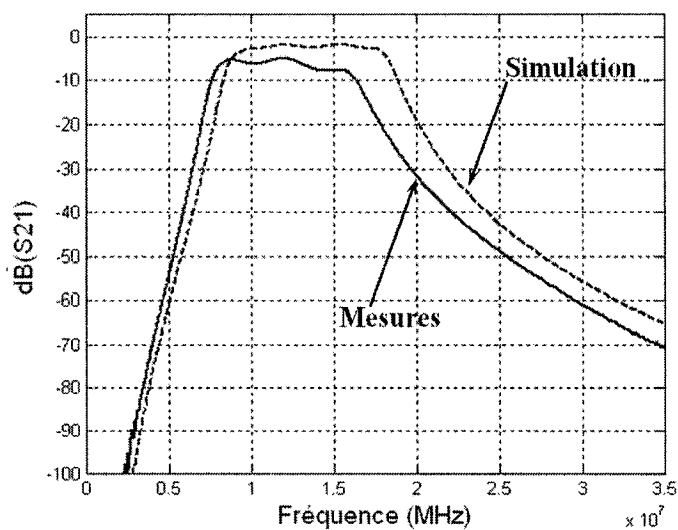


Figure 5.11 Réponse simulée et mesurée du filtre passe-bande à l'entrée du récepteur.

Tableau 5.4 Caractéristiques mesurées du filtre passe-bande du récepteur.

Fréquence (MHz)	Perte (dB)
8,0	-6,0
12,0	-4,2
7,78	-7,2
16,03	-7,2
18,0	-18,5

La réponse du filtre n'est pas constante sur toute la bande mais, comme nous désirons mesurer la fréquence et non plus l'amplitude du signal reçu, cette donnée ne cause aucun problème au niveau de la qualité du signal. On remarque que la bande passante a été décalée par rapport à celle obtenue en simulation. La bande passante réelle est 7,78 MHz à 16,03 MHz. Cependant, ce filtre a une perte d'insertion assez élevée, soit un minimum de -4,2 dB à 12,0 MHz.

5.2.3 Amplificateur.

Comme les puissances reçues du capteur sont très faibles, un amplificateur (Figure 5.12) est utilisé à la sortie du filtre passe-bande.

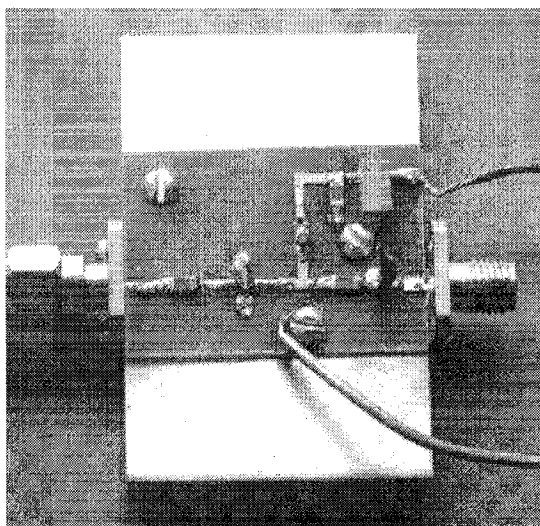


Figure 5.12 Photo de l'amplificateur du récepteur.

Le gain de cet amplificateur est assez stable, il se situe autour de 31,8 dB sur la bande d'intérêt. La Figure 5.13 montre la réponse de l'amplificateur ainsi que la réponse du filtre passe-bande avec l'amplificateur :

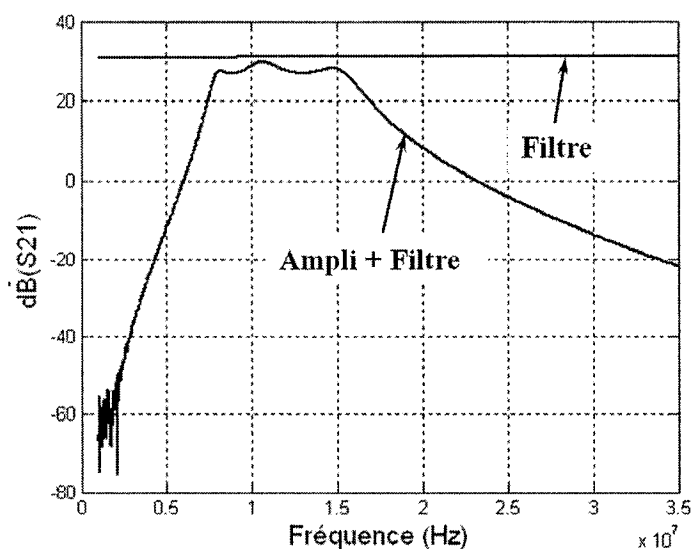


Figure 5.13 Réponses de l'amplificateur et du le filtre passe-bande avec l'amplificateur.

Le Tableau 5.5 résume quelques caractéristiques de ce système :

Tableau 5.5 Caractéristiques mesurées du filtre passe-bande avec l'amplificateur.

Fréquence (MHz)	Gain (dB)
8,0	27,15
10,65	29,78
7,95	26,78
15,58	26,78
18,0	15,1

5.3 Mesures avec la technique par impulsion.

Dans cette section, nous présentons les mesures pour valider cette technique. Tout d'abord, les mesures effectuées sur l'émetteur, ensuite les mesures de tension induite dans le capteur et finalement, les mesures au niveau de la réception. Toutes les mesures ont été effectuées à l'aide d'un oscilloscope *TDS2024* et les données transmises à un ordinateur par *GPIB* utilisant l'application de capture de données *TekVista*.

5.3.1 Émetteur.

Voici un schéma bloc des caractéristiques de l'émetteur et des paramètres pour la mesure :

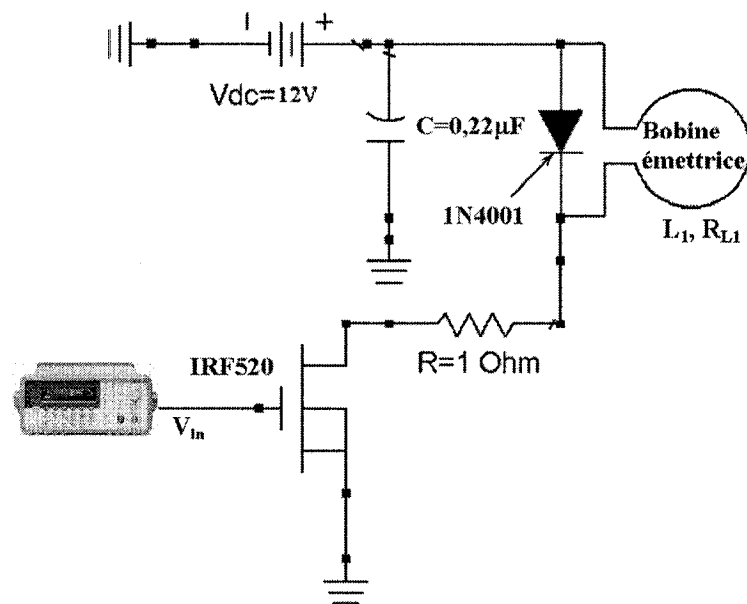


Figure 5.14 Schéma bloc du montage utilisé pour les mesures.

V_{in} est une impulsion de $6V_{pp}$, avec une longueur de pulse de 500ns, une montée et une descente de 5 ns générées par générateur de signal *Agilent 33250A*. La bobine d'émission a une inductance, $L_1 = 980$ nH, une résistance, $R_{L1} = 0,9 \Omega$ et un diamètre de 12 cm.

5.3.1.1 Mesures sur l'émetteur.

La Figure 5.15 montre la tension mesurée aux bornes de la bobine émettrice avec la tension d'entrée à la grille du transistor :

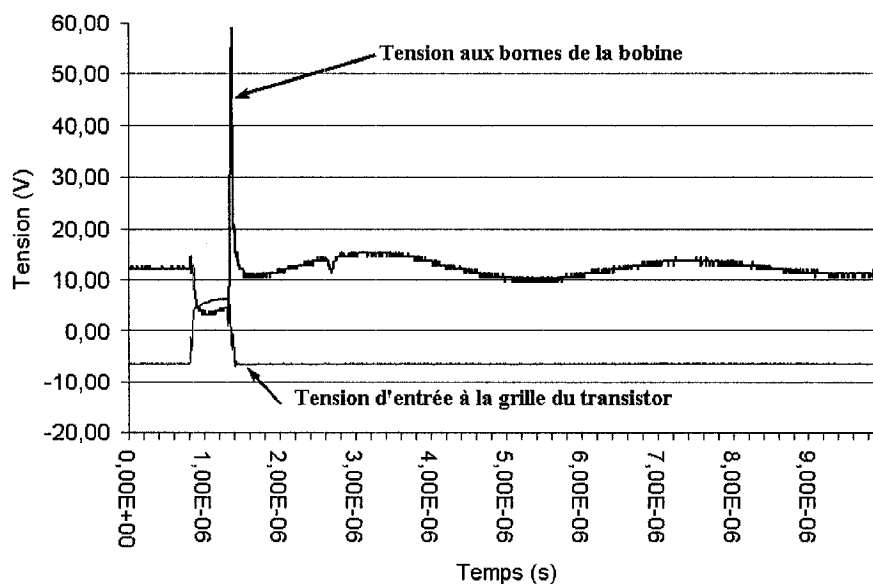


Figure 5.15 Tension mesurée aux bornes de la bobine émettrice avec la tension d'entrée à la grille du transistor.

Nous remarquons la chute de tension aux bornes de la bobine lorsque la tension de grille (V_{GS}) met le transistor en conduction. Comme étudié précédemment, lorsque la tension V_{GS} chute, donc que le transistor arrête de conduire, une surtension est créée aux bornes du transistor et, par le fait même, aux bornes de la bobine afin de compenser la chute brutale de courant aux bornes de celle-ci. La tension maximale mesurée aux bornes de la bobine est de 59,20 volts. Nous remarquons une oscillation suite à cette surtension. Cette oscillation à une fréquence d'environ 230 kHz.

5.3.2 Capteur.

Pour les mesures, nous avons utilisé la même bobine que dans la technique précédente. La Figure 5.16 montre les différentes caractéristiques du capteur :

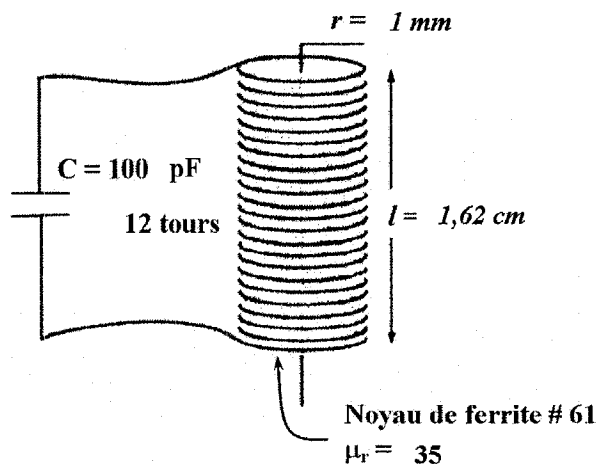


Figure 5.16 Paramètres du capteur.

5.3.2.1 Tension induite dans le capteur.

Montrons maintenant l'effet du champ magnétique créé par cette surtension sur le capteur. La Figure 5.17 indique la tension induite dans le capteur situé au centre de la bobine émettrice, donc à environ 12 cm :

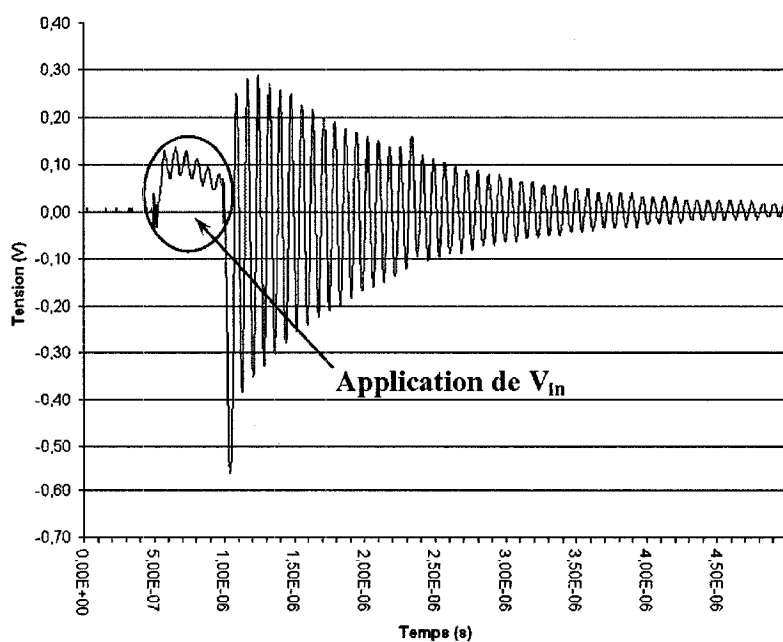


Figure 5.17 Tension induite mesurée dans le capteur au centre de la bobine émettrice.

Nous remarquons que lorsque V_{in} est appliqué, le capteur oscille mais avec une très faible amplitude. Cependant, comme montré précédemment, lorsque le transistor arrête de conduire, le champ magnétique généré par la bobine émettrice est beaucoup plus important. La tension générée dans le capteur est à un maximum de 630 mV pic à pic. En simulation, nous avons obtenus 1,05 volts de tension induite. Cette oscillation est amortie comme prévu et possède une fréquence de 12,50 MHz. La fréquence d'oscillation du capteur, en tenant compte des composantes le constituant, devrait être de 14,0 MHz. Cependant, lors de la prise des mesures sur le capteur, la sonde ajoute une capacité (autour de 30 pF), ce qui fait diminuer la fréquence de résonance du senseur.

5.3.3 Mesures sur récepteur.

Au niveau du récepteur, plusieurs mesures ont été effectuées afin de bien caractériser le système. Tout d'abord, l'effet de l'inductance mutuelle entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice a été mesuré sans la présence du capteur. L'inductance mutuelle étant trop élevée, deux diodes antiparallèles ont été ajoutées afin de limiter cette surtension dans le récepteur. La Figure 5.18 montre la tension mesurée aux bornes de la bobine réceptrice :

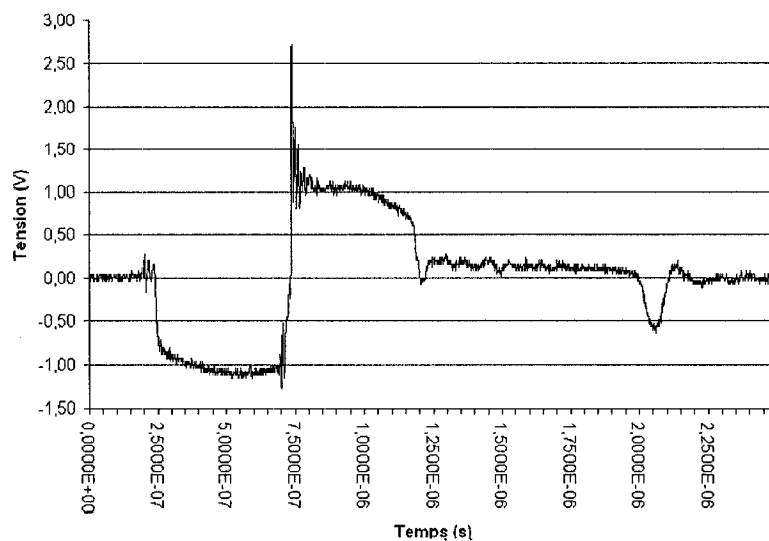


Figure 5.18 Tension induite mesurée à la bobine réceptrice par inductance mutuelle avec la bobine émettrice.

Nous remarquons que, malgré les diodes, la surtension induite dans la bobine réceptrice est assez élevée. Ensuite, la tension a été mesurée à la sortie du filtre passe-bande (Figure 5.19) :

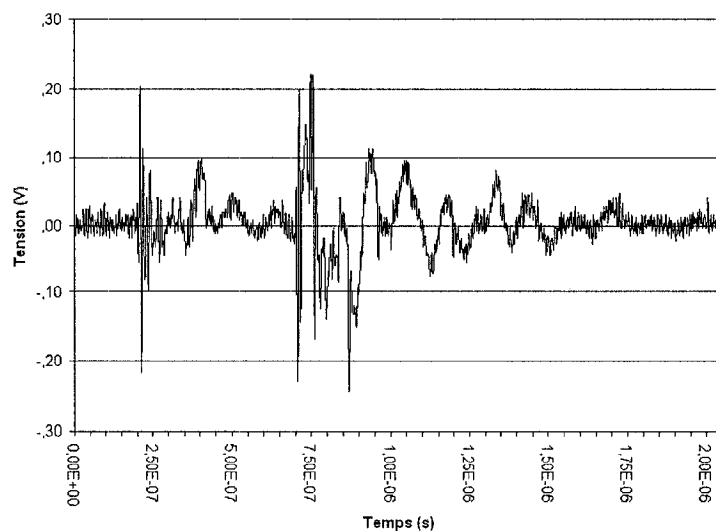


Figure 5.19 Tension mesurée à la sortie du filtre passe-bande.

Nous remarquons qu'une oscillation semble être générée après l'impulsion, mais les tensions sont assez faibles. Finalement, la Figure 5.20 montre la tension à la sortie de l'amplificateur :

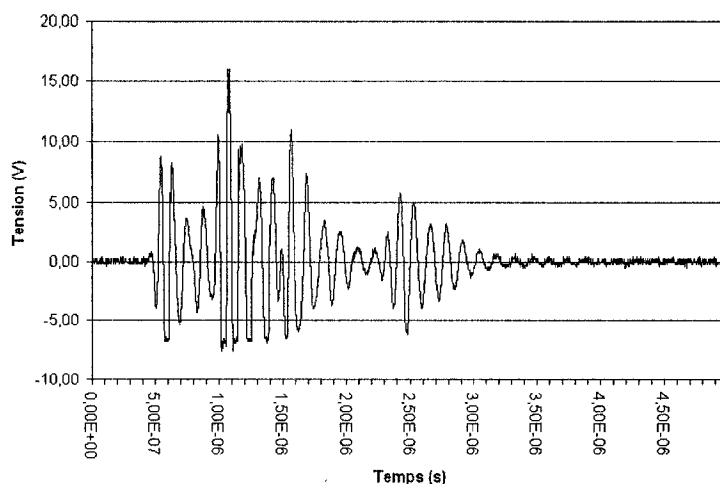


Figure 5.20 Tension mesurée à la sortie de l'amplificateur.

Nous constatons, qu'à la sortie de l'amplificateur, un signal sinusoïdal vient générer énormément de bruit. Ce signal à une fréquence d'environ 8 MHz. Ce bruit camoufle la tension du capteur pendant environ 4,5 μ s. La Figure 5.21 montre la tension mesurée à la sortie de l'amplificateur après 4,4 μ s sans le capteur :

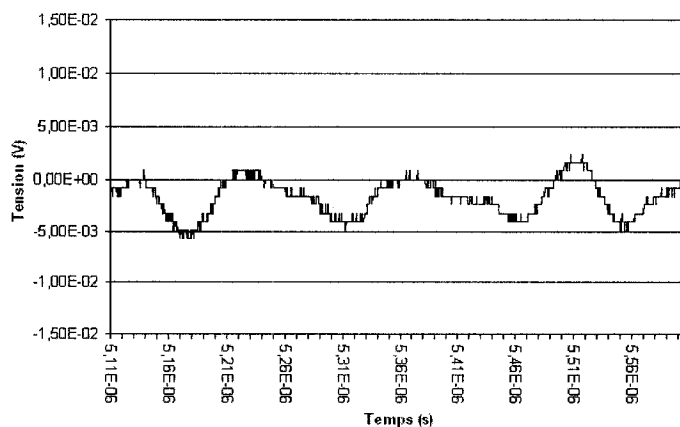


Figure 5.21 Tension mesurée à la sortie de l'amplificateur après 4,4 μ s de la fin de l'impulsion.

Nous remarquons que, même après $4,4 \mu\text{s}$, le bruit est toujours présent mais son amplitude est très faible. La Figure 5.22 montre la superposition de ce dernier graphique avec la tension de sortie dans la même plage de temps mais avec le capteur au centre des bobines :

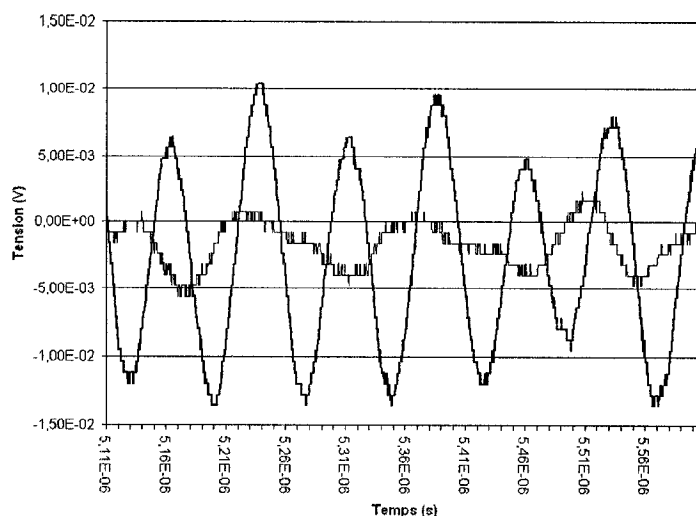


Figure 5.22 Tension mesurée à la sortie avec et sans capteur.

Il apparaît alors que le signal généré par le capteur est mesurable après $4,4 \mu\text{s}$ de la fin de l'impulsion. Ce signal a une fréquence de $14,29 \text{ MHz}$ et une amplitude d'environ 25 mV pic à pic. La Figure 5.23 montre le signal mesuré avec le capteur à 1 cm de la paroi de la bobine émettrice :

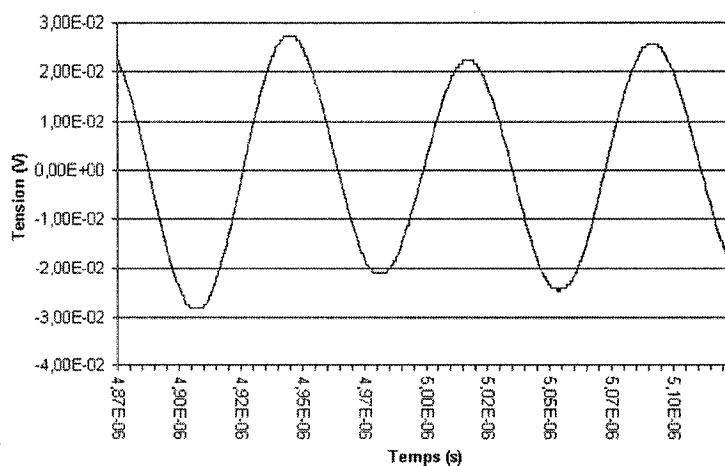


Figure 5.23 Tension mesurée à la sortie avec le capteur à 1 cm du bord des bobines externes.

La tension est maintenant d'environ 50 mV pic à pic et la fréquence est toujours de 14,29MHz. Cette technique a donc permis de mesurer la fréquence de résonance du capteur à une distance de 12 cm.

5.4 Discussion sur la technique par impulsion.

Cette technique permet de mesurer la fréquence de résonance à une distance de 12 cm, ce qui est mieux que ce qui avait été défini au début du projet. De plus, le capteur nécessaire pour cette mesure est simplifié à son maximum; une bobine et un condensateur variable. Cette simplicité du capteur permet de minimiser sa taille. La bobine utilisée dans le capteur à un diamètre de 3,52 mm et une longueur de 1,62 cm. Cette taille est implantable par les cathéters présentement utilisés en urodynamique. Le diamètre est légèrement plus grand que la limite de 3,33 mm que nous avons décidé de retenir au début, mais il est tout de même très près de l'objectif. Le condensateur variable miniaturisé est toujours en développement et donc aucune mesure n'a été prise

avec un condensateur variable pour cette partie. Nous considérons que le principe de la fréquence de résonance en fonction de la pression a été bien démontré dans les sections précédentes et nous avons démontré, dans cette section, qu'il était possible de mesurer cette fréquence de résonance. Nous assumons donc que si la capacité de ce capteur change, sa fréquence de résonance sera modifiée, et cette modification est mesurable.

Cependant, le bruit induit par la bobine d'émission dans la bobine de réception est beaucoup trop élevé. Malgré l'ajout de diodes antiparallèles, la tension à la sortie de l'amplificateur demeure très élevée et oscille à environ 8 MHz. Cette oscillation camoufle le signal utile du capteur pendant 4,4 μ s. L'amplitude du signal du capteur après cette période est d'environ 35 mV, comparée à environ 630 mV au début de son oscillation. Si une seule bobine pouvait être utilisée pour l'émission et la réception, ce problème serait résolu et le signal à la réception serait beaucoup plus puissant.

CHAPITRE 6: CONCLUSION

L'objectif principal de ce projet de recherche était de développer une technique de mesure de la pression à partir d'un capteur passif permettant d'effectuer des mesures de pression dans la vessie humaine. Le senseur de pression utilisé est un condensateur variable à la pression. Dans le cadre de ce projet, un prototype de condensateur variable à la pression a été utilisé. Le condensateur miniaturisé implantable est présentement en développement.

À partir de ce senseur de pression, deux techniques de mesure ont été étudiées. La première consistait à mesurer la puissance de la deuxième harmonique de la fréquence de résonance du capteur. Tout d'abord, cette technique doit incorporer une diode dans le capteur afin de générer cette harmonique. Cette diode fait en sorte que le facteur de qualité du capteur diminue beaucoup trop pour être en mesure d'effectuer une mesure de la fréquence de résonance du capteur. Il a donc fallu ajouter une autre bobine dans le capteur afin de pouvoir effectuer une mesure. Cependant, la mesure n'a été possible qu'à 2 cm, et la précision de cette mesure n'est pas adéquate à cause du très faible facteur de qualité du capteur. De plus, l'ajout d'une bobine rendait pratiquement impossible la miniaturisation du capteur dans un but d'implantation.

Une autre technique a donc été développée qui a donné des résultats très encourageants. Cette technique mesure directement la fréquence de résonance du capteur et non plus l'amplitude d'un signal. Le capteur est formé d'une bobine et d'un condensateur et donc son facteur de qualité reste très élevé. La mesure de cette

fréquence de résonance a été possible à une distance de 12 cm, soit la distance au centre de la bobine émettrice. De plus, la bobine utilisée est de taille implantable, soit 3,52 mm de diamètre et 1,62 cm de longueur. Nous considérons que l'objectif de ce projet de recherche a été atteint. Cependant, beaucoup de travail reste à faire afin de permettre des mesures dans la vessie humaine.

6.1 Suggestions et travail à venir.

L'application pratique de cette technique est de permettre la mesure de la pression vésicale de façon ambulatoire.

6.1.1 Module externe.

Le module externe doit être portable afin de permettre des mesures ambulatrices. Dans un premier temps, les bobines externes devront permettre un ajustement afin d'entourer différentes tailles de bassins. Pour le moment, le module externe utilise un générateur de signal afin de générer l'impulsion nécessaire à l'excitation du capteur et un oscilloscope pour mesurer la fréquence de résonance. Afin de remplacer le générateur de signal, il faudra réaliser un circuit qui génère une impulsion possédant les caractéristiques spécifiées. Pour enregistrer les différentes mesures, il faudra numériser le signal et le mémoriser. Par la suite, il faudra être en mesure de transférer ces informations afin qu'elles soient traitées et présentées de façon appropriée aux spécialistes.

6.1.2 Capteur.

Au niveau du capteur, il faudra trouver un moyen de le maintenir dans la vessie. Voici quelques pistes que nous avons envisagées. La première est de le laisser flotter dans l'urine. Cependant, si nous le laissons flotter, la position de la bobine du capteur par rapport à la bobine émettrice est incertaine et donc l'inductance mutuelle entre les deux bobines ne sera pas constante. Une autre technique serait d'incorporer un ballon qui se gonflerait après l'implantation. Le ballon ferait en sorte que le capteur serait toujours dans une position relativement stable par rapport à la bobine émettrice. Une autre avenue serait de coller le capteur sur la paroi de la vessie. Des colles chirurgicales, comme par exemple Tissell, sont biocompatibles et biodégradables. Le capteur serait ainsi près de la bobine émettrice et dans une position stable par rapport à celle-ci. Il se détacherait par lui-même après une quinzaine de jours. Pour le moment, quelle que soit la technique de maintien dans la vessie, un fil devrait permettre de retirer le capteur de la vessie.

Dans le cadre de cette recherche, la bobine du capteur est formée autour d'un noyau de ferrite. Il serait très intéressant d'étudier la possibilité de réaliser une bobine planaire de petite dimension afin de réduire considérablement la taille du capteur. L'utilisation de ferrite contraint également la plage de fréquence qui peut être utilisée car elles ne sont efficaces que pour des fréquences en-dessous de 30 MHz. L'utilisation de bobines planaires pourrait permettre l'investigation de capteurs fonctionnant à des fréquences beaucoup plus élevées.

En terminant, la technique développée dans le cadre de cette recherche peut être appliquée à d'autres types de mesures de pressions physiologiques, comme par exemple, la pression artérielle. Cette recherche est un premier pas vers le développement d'instruments médicaux sans fil qui pourront permettre d'effectuer des diagnostics de façon minimalement invasive dans le domaine ambulatoire.

RÉFÉRENCES

-
- [1] Fondation d'aide aux personnes incontinentes (Canada), *Is Urine Leakage Keeping You from Sex, Laughing, Golf, Socializing?* (Fondation d'aide aux personnes incontinentes (Canada), fascicule), 1998.
 - [2] S. Kulseng-Hanssen, B. Klevmark, "Ambulatory urethra-cysto-rectometry: a new technique", *Neurourol Urodyn* 7:119-130, 1988.
 - [3] E. van Waalwijk van Doorn, K. Anders, V. Khullar, S. Kulseng-Hanssen, F. Pesce, A. Robertson, D. Rosario, W. Schäfer, "Standardisation of ambulatory urodynamics monitoring", *Neurourol Urodyn* 19:113-125, 2000.
 - [4] R.L. Vereecken, T. Van Nuland, "Detrusor pressure in ambulatory versus standard urodynamics", *Neurourol Urodyn*. 17:129-133, 1998.
 - [5] D.J. Rosario, S.A. Macdiarmid, S.C. Radley, C.R. Chapple, "A comparison of ambulatory and conventional urodynamics studies in men with borderline outlet obstruction", *BJU Int* 83: 400-409, 1999.
 - [6] W.A Scheepens, G.A van Koevinge, R.A. de Bie, E.H.J Weil, Ph.E.V. van Kerrebroeck, "Urodynamic results of sacral neuromodulation correlate with subject improvement in patients with overactive bladder", *European Urology* 43: 282-287, 2003.
 - [7] B. Berghmans, E. van Waalwijk van Doorn, F. Nieman, R. de Bie, P. van den Brandt, P. van Kerrebroeck, "Efficacy of physical therapeutic modalities in women with proven bladder overactivity", *European Urology* 41: 581-587, 2002.

-
- [8] L.V. Swithinbank, M. James, A. Shepherd, P. Abrams, "Role of ambulatory urodynamics monitoring in clinical urological practice", *Neurourol Urodyn* 18:215-222, 1999.
 - [9] R.L. Vereecken, "A critical view on the value of urodynamics in non-neurogenic incontinence in women", *Int Urogynecol J* 11:188-195, 2000.
 - [10] A.P. Klausner, J. Galea, J.M. Vapnek. "Effect of catheter size on urodynamic assessment of bladder outlet obstruction", *Urology* 60 (5): 875-880, 2002.
 - [11] K.H.L. Chau, "*Pressure and Sound Measurement*", CRC Press LLC, 2000.
 - [12] R.K. Wangsness. 1986, *Electromagnetic fields*. 2nd ed. John Wiley & Sons. 587p.
 - [13] C. Nerguizian, V. Nerguizian, L. Asselin. "*Laboratoires de circuits électriques*", École Polytechnique de Montréal, Janvier 1989.
 - [14] J. Lapierre, L. Martinu, P. Savard. 1999. *Champs électromagnétiques*. École Polytechnique de Montréal, Janvier 1999.
 - [15] Q. Huang, M. Oberle, "A 0.5-mW passive telemetry IC for biomedical applications", *IEEE journal of solid-state circuits*, Vol. 33, No. 7, July 1998.
 - [16] T. Eggers, J. Draeger, K. Hille, C. Marschner, P. Stegmaier, J. Blinder, R. Laur, "Wireless intra-ocular pressure monitoring system integrated into an artificial lens", *1st Annual International IEEE-EMBS Special Topic Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology*, October 12-14, Lyon, France, 2000.
 - [17] S. Chatzandroulis, D. Tsoukalas, P. A. Neukomm, "A miniature system with a capacitive sensor and a passive telemetry link for use in implantable applications", *J Microelectromech Syst* 9 (1): 18-23, 2000.

-
- [18] K. Stangel, S. Kolnsberg, D. Hammerschmidt, B.J Hosticka, H.K Trieu, W. Mokwa, "A programmable intraocular CMOS pressure sensor system implant", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Volume: 36 Issue: 7, July 2001, pp. 1094 –1100.
 - [19] T. Eggers, C. Marschner, U. Marschner, B. Clasbrummel, R. Laur, J. Binder, "Advanced hybrid integrated low-power telemetric pressure monitoring system for biomedical applications", *The 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems 2000*, MEMS 2000, 23-27 Jan. 2000, pp. 329 –334.
 - [20] K. Finkenzeller, "RFID handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards and identification", *John Wiley & Son Ltd*, second edition, 2003.
 - [21] O. Akar, T. Akin, K. Najafi, "A wireless batch sealed absolute capacitive pressure sensor", *Sensors Actuator A* 95: 29-38, 2001.
 - [22] T. Harpster, S. Hauvespre, M. Dokmeci, B. Stark, A. Vosoughi, K. Najafi, "A passive humidity monitoring system for in-situ remote wireless testing of micropackages", *The 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, MEMS 2000, 23-27 Jan. 2000, pp. 335 –340.
 - [23] A. DeHennis, K.D. Wise, "A double-sided single-chip wireless pressure sensor", *15th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, Las Vegas, January 20-24: 252 –255, 2002.
 - [24] K. Van Schuylenbergh, R. Puers, "Passive telemetry by harmonics detection", *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, October 31 –November 3, 1996, Bridging Disciplines for Biomedicine 1: 299–300, 1996.

-
- [25] R. Puers, G. Vandevorde, D. De Bruyker, "Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry", *J Micromech Microeng* 10: 124-129, 2000.
- [26] E.A. Tanagho, J.W McAninch, 1991, *Urologie*, Smith.
- [27] A.R. Mundy, T.P. Stephenson, A.J. Wein, 1984, *Urodynamics Principles, Practice and application*, Churchill Livingstone. 394p.
- [28] E.R. Adair, R.C Petersen, "Biological effects of radio-frequency/microwave radiation", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 50, No. 3, March 2002, pp. 953-962.
- [29] S. F. Pichorim, P.J. Abatti, "Design of coils for millimeter- and submillimeter-sized biotelemetry", *IEEE transactions on biomedical engineering*, vol. 51, No. 8, pp. 1487-1489, August 2004.