



HAL
open science

Etude d'un magnéto-électromètre marin : conception, dimensionnement optimisé et réalisation d'un prototype

Mathieu Baicry

► To cite this version:

Mathieu Baicry. Etude d'un magnéto-électromètre marin : conception, dimensionnement optimisé et réalisation d'un prototype. Optique / photonique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT084 . tel-01234564

HAL Id: tel-01234564

<https://theses.hal.science/tel-01234564>

Submitted on 27 Nov 2015

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Mathieu BAICRY

Thèse dirigée par **Christine LEFROU** et
coencadrée par **Laure-Line ROUVE** et **Matthieu LE PRADO**

préparée au sein du **CEA-LETI**
dans **l'École Doctorale EEATS**

Etude d'un magnéto-électromètre marin : conception, dimensionnement optimisé et réalisation d'un prototype

Thèse soutenue publiquement le 12 novembre 2015,
devant le jury composé de :

Dr. Gauthier HULOT

Directeur de recherche CNRS, responsable du groupe géomagnétisme à l'Institut de Physique du
Globe de Paris, Rapporteur

Pr. Pascal TARITS

Professeur, responsable du groupe électromagnétisme pour les géosciences, Laboratoire
Domaines Océaniques, Université Bretagne Occidentale, Rapporteur

Pr. Christian VOLLAIRE

Professeur, Responsable de l'activité CEM, Laboratoire Ampère, Ecole Centrale de Lyon,
Examineur

Pr. Marian CHATENET

Professeur, responsable du groupe Electrochimie Interfaciale, LEPMI, Université Grenoble Alpes,
Examineur et Président

Dr. Christine LEFROU

Maître de conférences, LEPMI, Université Grenoble Alpes, Directrice de thèse

Dr. Laure-Line ROUVE

Ingénieure de recherche, G2ELab, Université Grenoble Alpes, Encadrante

Dr. Catherine TRUFFERT

Directrice de la recherche, BRGM, Orléans, Invitée

Dr. Stéphane SAINSON

Ingénieur conseil indépendant, Orléans, Invité

Dr. Matthieu LE PRADO

Chef de laboratoire, CEA-LETI, Grenoble, Co-encadrant et Invité



Remerciements

Je voudrais remercier ici toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail, de près ou de loin.

Tout d'abord, un grand merci à mes encadrants. Matthieu LE PRADO a été à l'origine de ce sujet, je le remercie pour son accueil au sein de son laboratoire et pour le temps qu'il m'a consacré. Merci à Laure-Line ROUVE pour son implication, l'excellence de ses conseils, sa bienveillance et sa gentillesse. Merci à Christine LEFROU, qui a accepté de diriger cette thèse, pour sa disponibilité, sa gentillesse et son implication constantes.

Je suis très reconnaissant aux membres du jury qui ont accepté de juger ce travail. M. Pascal TARITS, professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, et M. Gauthier HULOT, directeur de recherche à l'Institut de Physique du Globe de Paris, m'ont fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs. Le jury est également composé de M. Marian CHATENET, professeur et représentant de Grenoble INP, M. Christian VOLLAIRE, professeur à l'Ecole Centrale de Lyon et examinateur dans ce jury, Mme Christine LEFROU, directrice de thèse, et Mme Laure-Line ROUVE, co-encadrante. Enfin, M. Matthieu LE PRADO, co-encadrant, Mme Catherine TRUFFERT, directrice de la recherche au BRGM, et Stéphane SAINSON, ingénieur conseil indépendant spécialiste en instrumentation pour les mesures électromagnétiques en environnement marin, complètent ce jury en tant qu'invités.

En plus de mes encadrants, je remercie les personnes qui, par leur aide technique ponctuelle, ont contribué à ce travail, en particulier François ALCOUFFE, François BERTRAND, Axel BONESS, Eric CHAINET, Cyril GOBBO, Pierre-Xavier THIVEL.

Je remercie toutes les personnes qui ont été mes voisin(e)s de bureau : Yann, William, Zouhair, Yoanna, Elisabeth. Je voudrais y associer Titia, Menad, Cyril et Jaroslaw. Par leur amitié et leur soutien, ils ont fortement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Merci à l'ensemble du laboratoire LCI du CEA/Leti et à l'équipe ERT-CMF du G2ELab pour leur sympathie et leur accueil. J'y ai passé de très bons moments.

J'aimerais associer à ces remerciements tous mes amis, musiciens, montagnards et autres, qui m'ont permis de trouver un équilibre entre travail et loisirs.

Mes parents m'ont souvent été d'un grand secours, je leur en suis très reconnaissant.

Yann, sans toi je ne serais jamais arrivé au bout, merci infiniment.

Clara, merci pour ta présence et ton soutien.

Résumé

La mesure des champs électromagnétiques très basses fréquences en mer est utilisée pour de nombreuses applications, dont les principales sont militaires et géophysiques. Les besoins pour ces applications sont des capteurs capables d'effectuer des mesures à très basses fréquences avec un niveau de bruit inférieur au $nV \cdot m^{-1} \cdot Hz^{-1/2}$.

Les électromètres commerciaux et académiques utilisés actuellement pour la mesure des champs électriques en mer sont à mesure de tension. Leur inconvénient majeur est une remontée de bruit aux basses fréquences, due à l'électronique d'amplification du signal. Une autre méthode de mesure des champs électriques en mer consiste à mesurer le courant traversant un dispositif de faible impédance. Nous avons conçu un électromètre à mesure de courant et magnétomètre au sein du même capteur, en essayant de pallier les défauts des électromètres passés et actuels.

Dans un premier temps, nous décrivons le milieu dans lequel le capteur sera amené à fonctionner, puis les applications auxquelles il est destiné, et enfin l'état de l'art des capteurs existant et leurs limites.

Nous décrivons ensuite de manière détaillée le comportement du capteur. En particulier, nous déterminons par simulation et de manière expérimentale les différentes fonctions de transfert du capteur, en fonction de ses caractéristiques géométriques et de son environnement.

Après avoir présenté plusieurs architectures possibles d'électromètres répondant aux objectifs fixés, nous utilisons les résultats obtenus au chapitre précédent pour dimensionner un électromètre dont la conductivité équivalente n'est pas forcément égale à celle de l'eau de mer. Ce degré de liberté supplémentaire par rapport aux contraintes de conception des électromètres à mesure de courant passés permet d'améliorer les performances du capteur. Enfin nous proposons deux méthodes de calibration de l'électromètre, sans connaissance a priori de son environnement.

Enfin nous caractérisons les différents éléments d'un prototype de laboratoire, et nous présentons les résultats des tests de ce prototype complet.

Abstract

The measurement of electric and magnetic fields at sea is of great interest for many applications (geophysics, oil prospection, vessels detection, etc.) In all cases, measurements at very low frequency with a very low noise are required.

Most marine electrometers measure the potential difference between two separated electrodes. Their noise level is very good but increases when frequency decreases, due to amplification electronics. Another type of electrometers is based on a low impedance current measurement system. We designed a current based electrometer, which is as well able to simultaneously measure the magnetic field, trying to solve the problems of former devices.

First, we describe the medium in which the sensor will be used, the applications for which it is intended, and the state of the art of existing sensors and their defects.

We then describe in detail the behavior of the sensor. In particular, we determine by simulation and experimentally the different transfer functions of the sensor, depending on its geometrical characteristics and its environment.

After presenting several potential architectures of electrometers meeting the targets, we use the results obtained in the previous chapter to scale an electrometer, whose equivalent conductivity is not necessarily equal to that of seawater. This additional degree of freedom in comparison with the design constraints of the former current measurement electrometers enables us to improve the performance of the sensor. Finally we propose two calibration methods of the electrometer, without prior knowledge of its environment.

Finally we characterize the different elements of a laboratory prototype, and we present the results of the tests of the complete prototype.

Définitions

Cette thèse concerne le développement d'un capteur destiné à des mesures physiques. Pour la clarté du propos, il nous paraît important de définir des notions spécifiques au domaine de l'instrumentation, et plus particulièrement les grandeurs permettant de caractériser les performances d'un capteur.

Bruit

Un capteur permet de mesurer une ou plusieurs grandeurs physiques. La grandeur d'entrée à mesurer E est transformée en grandeur de sortie S par l'intermédiaire d'un transducteur. Le rapport entre les deux grandeurs constitue la fonction de transfert $f = S/E$.

Un bruit constitue tout ce qui se superpose à la mesure et qui n'est pas recherché. Lorsqu'on cherche à mesurer un signal d'entrée E , on obtient en réalité un signal de sortie $S = f \times (E + b_{ext}) + b_{int}$. b_{ext} et b_{int} sont des bruits d'origines externe et interne respectivement. Les bruits d'origine externe sont des signaux ne provenant pas de la source produisant le signal qu'on cherche à mesurer. Les bruits d'origine interne sont des bruits intrinsèques au capteur, soit provenant du phénomène physique permettant la mesure, soit de l'électronique de mesure.

Le niveau de bruit est exprimé en $Use \cdot Hz^{-1/2}$, Use étant l'unité du signal d'entrée. Le bruit interne du capteur se mesure de la manière suivante. Le capteur est placé dans un environnement dans lequel la grandeur d'entrée est nulle et sans bruit externe. On effectue une densité spectrale de puissance sur le signal de sortie S , qu'on exprime alors en $U_{ss} \cdot Hz^{-1/2}$, avec U_{ss} l'unité du signal de sortie. Le bruit interne du capteur est alors donné par $b_{int} = S/f$.

Précision

La précision est l'écart entre la valeur réelle du signal d'entrée et la valeur mesurée par le capteur.

Sensibilité

Une variation du signal d'entrée provoque une variation du signal de sortie du capteur. Le rapport entre ces deux variations est appelé sensibilité : $Sensibilité = dS/dE$.

Bande passante

La bande passante d'un capteur est définie comme l'intervalle de fréquences entre lesquelles la sensibilité du capteur ne passe pas en-dessous d'un certain seuil. La bande passante à -3 dB est l'intervalle de fréquence pour lequel la sensibilité n'est pas inférieure à la sensibilité maximale divisée par $\sqrt{2}$.

Résolution

La résolution est la plus petite valeur de la grandeur d'entrée que le capteur est capable de mesurer. Elle est limitée soit par le niveau de bruit du capteur, soit par l'électronique.

Gamme ou étendue de mesure

La gamme ou l'étendue de mesure est la plage de la grandeur d'entrée que le capteur est capable de mesurer. Elle est définie par une valeur minimale et maximale.

Introduction

Le déplacement d'une masse conductrice dans un champ magnétique crée un champ électrique, et donc un courant électrique. Le premier à décrire ce phénomène fut Faraday en 1832 [1]. L'eau de mer, en raison de la présence de sels, a typiquement une conductivité comprise entre 2 et 6 $S.m^{-1}$ selon les endroits. Faraday a donc supposé que les courants océaniques, c'est-à-dire des déplacements de grandes quantités d'eau conductrice, devaient générer des champs et des courants électriques. Faute d'appareil suffisamment sensible, il n'a pas pu les détecter lui-même. Ce n'est qu'au début du XXe siècle que les premiers capteurs atteignirent des performances suffisantes pour mettre en évidence les champs électriques marins, ouvrant la voie à de nombreuses applications : océanographie, applications militaires, applications géophysiques (connaissance des sous-sols marins)... Les progrès techniques dans la réalisation des capteurs de champ électrique qui ont été réalisés jusqu'à aujourd'hui ont contribué à l'essor de ces grands domaines d'applications. Parallèlement à la mesure électrique, la mesure magnétique en mer permet d'adresser les mêmes applications, souvent en apportant des informations complémentaires à la mesure électrique.

Le milieu marin, de par sa nature, impose de fortes contraintes de conception et d'utilisation des capteurs de champs électromagnétiques. Le milieu est corrosif, mobile, et difficile d'accès. L'eau de mer conductrice permet la propagation des champs électromagnétiques très basses fréquences. Les sources de champs sont diverses ; elles peuvent être externes ou internes au milieu, d'origines naturelle ou humaine, augmentant ainsi la complexité du traitement des signaux mesurés. Selon les applications, certaines sources seront considérées comme du bruit gênant la détection du signal d'intérêt. Pour ces raisons, les capteurs de champs électromagnétiques marins doivent permettre de mesurer des champs très basses fréquences avec un niveau de bruit suffisamment faible pour permettre la détection des signaux d'intérêt. D'autre part, la difficulté d'accès et la présence de courants marins impose de concevoir des capteurs facilement manipulables, c'est-à-dire d'un encombrement limité. Enfin, les caractéristiques physiques de l'environnement (conductivité, présence de sols...), au-delà d'avoir une influence sur les signaux à mesurer, ont une influence sur le fonctionnement du capteur. Concevoir un capteur de champs électromagnétiques en mer impose de prendre en compte ces éléments.

En s'appuyant sur son expérience en magnétométrie, le CEA/Leti a développé au début des années 1990 un capteur dual permettant de mesurer simultanément les champs électrique et magnétique. Il était basé sur un principe de mesure innovant (à mesure de courant), décrit dans la thèse de V. Poulbot [2]. Ce capteur utilisait des magnétomètres RMN [3]. Depuis, des magnétomètres à hélium, plus performants en terme de niveau de bruit et d'encombrement [4], [5], ont été développés au CEA/Leti. Ces progrès en magnétométrie nous ont conduits à nous intéresser à nouveau à la mesure de champ électrique basée sur le

dispositif de V. Poulbot. En effet l'utilisation de ces nouveaux magnétomètres laisse entrevoir la possibilité d'améliorer ses performances. D'autre part, son dispositif présente les avantages conséquents de permettre la mesure des champs électrique et magnétique au même endroit, et d'autoriser, sous certaines conditions, une mesure performante sans remontée de bruit aux très basses fréquences. En revanche, il présente encore des inconvénients faisant obstacle à son utilisation en conditions réelles. La précision de la mesure notamment est insuffisante par rapport aux capteurs commerciaux.

Nous nous fixons donc comme objectif de concevoir un capteur basé sur le même principe de fonctionnement afin d'en exploiter les avantages. Nous nous attacherons également plus particulièrement à résoudre les problèmes limitant l'utilisation de cette technologie.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit sont d'abord exposées les caractéristiques du milieu marin influençant le fonctionnement du capteur. Les applications et les spécificités des capteurs de champs électromagnétiques correspondants sont ensuite présentées. Enfin les différents électromètres et magnétomètres existants sont passés en revue, en s'attachant à expliquer les avantages et les inconvénients de chacun.

Dans le second chapitre est présenté le principe de fonctionnement détaillé d'un électromètre et magnétomètre à mesure de courant. Nous détaillons en particulier tous les éléments nécessaires à la détermination de la fonction de transfert du capteur.

Ces éléments sont ensuite utilisés dans le troisième chapitre pour concevoir un capteur. Plusieurs architectures innovantes, qui permettent de résoudre les inconvénients des capteurs passés, sont proposées. Une optimisation de la fonction de transfert du capteur pour chaque architecture est ensuite proposée, aboutissant à une conception globale d'un capteur fonctionnel. Deux méthodes de calibration sont présentées, résolvant le problème de la précision de mesure.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous caractérisons chaque élément d'un prototype du capteur en version réduite. Puis nous testons en laboratoire le capteur dans son ensemble et présentons les résultats de ces tests.

Table des matières

Remerciements	3
Résumé.....	5
Abstract	6
Définitions	7
Introduction.....	9
Table des matières	11
Chapitre 1 : Etat de l'art.....	17
I. Environnement marin	17
I.1. Composition de l'eau de mer.....	17
I.2. Propriétés physiques	18
I.2.1. Conductivité électrique.....	18
I.2.2. Permittivité électrique	19
I.2.3. Concentration en dioxygène	19
I.3. Sous-sols océaniques.....	20
II. Applications	21
II.1. Applications géophysiques	21
II.1.1. Méthode magnétotellurique	21
II.1.2. CSEM	24

II.2. Applications militaires	24
II.3. Autres applications	25
II.3.1. Océanographie.....	25
II.3.2. Diagnostic de structures sous-marines par mesure de corrosion	26
II.3.3. Détection d'objets.....	26
III. Etat de l'art	26
III.1. Capteurs à mesure de courant	26
III.1.1. Principe de fonctionnement	27
III.1.2. Etat de l'art	27
III.1.3. Matériaux d'électrodes.....	28
III.1.4. Influence de l'environnement	34
III.1.5. Magnétomètres	35
III.2. Capteurs à mesure de tension.....	39
III.2.1. Principe de fonctionnement	39
III.2.2. Etat de l'art	39
III.2.3. Influence de l'environnement	42
III.3. Avantages/inconvénients	42
III.3.1. Niveau de bruit	42
III.3.2. Précision.....	42
III.3.3. Encombrement	43
IV. Objectifs	43
IV.1. Problèmes à résoudre	44
IV.2. Stratégie	45
Chapitre 2 : Etude du fonctionnement	47
I. Principe de fonctionnement	47
II. Transducteur E-I	49
II.1. Fonction de transfert en milieu infini	49
II.1.1. Modélisation du capteur.....	49
II.1.2. Validation expérimentale.....	55
II.1.3. Mesure vectorielle	58
II.2. Fonction de transfert au fond.....	60

III. Transducteur I-B.....	62
III.1. Objectifs et contraintes de conception	62
III.2. Fonction de transfert.....	63
III.3. Homogénéité	63
IV. Magnétomètre.....	65
IV.1. Choix du magnétomètre.....	65
IV.2. Magnétomètre scalaire à hélium	66
IV.2.1. Principe de fonctionnement.....	66
IV.2.2. Magnétomètre Bell-Bloom	68
IV.3. Magnétomètre champ nul à hélium	69
Chapitre 3 : Conception globale	71
I. Architectures.....	71
I.1. Architectures 1D	72
I.1.1. Avec magnétomètre vectoriel	72
I.1.2. Avec magnétomètre scalaire	74
I.1.3. Traitement des données	80
I.2. Architectures 3D	82
I.3. Comparaison des architectures	82
II. Conception globale.....	83
II.1. Influence des paramètres de conception	84
II.1.1. Géométrie du capteur.....	85
II.1.2. Paramètres de bobine.....	86
II.2. Démarche.....	90
II.3. Résultats	91
II.3.1. Architecture avec magnétomètre vectoriel.....	91
II.3.2. Architecture avec magnétomètre scalaire	93
II.4. Etude des bobines.....	95
II.4.1. Inductance.....	95
II.4.2. Influence des erreurs de fabrication.....	96
III. Calibration	97
III.1. Calibration par variation d'une grandeur caractéristique.....	98

III.2. Calibration par mesure alternée courant-tension.....	99
IV. Bilan.....	100
Chapitre 4 : Réalisation et tests	103
I. Fabrication et caractérisation des éléments de base	104
I.1. Electrodes	104
I.1.1. Dépôt d'AgCl	104
I.1.2. Influence de l'épaisseur et de la vitesse de dépôt.....	106
I.1.3. Observation des dépôts d'AgCl.....	107
I.1.4. Caractérisation des électrodes finales.....	109
I.1.5. Fonction de transfert	110
I.2. Dispositif expérimental de mesure du courant	111
I.2.1. Interrupteur	112
I.2.2. Bobine	112
I.2.3. Magnétomètre	115
I.3. Electronique.....	119
I.4. Bilan	120
II. Tests.....	120
II.1. Linéarité	121
II.2. Réponse fréquentielle	122
II.3. Niveau de bruit	124
III. Conclusion.....	126
Conclusion	127
Annexes	129
I. Développement d'un magnétomètre à modulation d'intensité.....	129
II. Architectures 3D.....	131
II.1. Avec magnétomètre vectoriel	131
II.2. Avec magnétomètre scalaire	132

III. Plan des expériences	134
Publications	135
Symboles et abréviations	136
Table des illustrations	139
Bibliographie.....	145

Chapitre 1: Etat de l'art

L'environnement marin, de par sa nature, engendre des contraintes de conception et d'utilisation sur les électromètres et magnétomètres destinés à y fonctionner. Nous commençons par présenter ledit environnement et ses propriétés physiques ayant une influence sur le fonctionnement des capteurs. Il a également une influence sur la formation et la propagation de différents signaux électromagnétiques. La mesure de ces différents signaux permet d'adresser différentes applications, qui seront exposées dans un second temps. Enfin, nous présentons l'état de l'art des électromètres et magnétomètres marins permettant jusqu'à présent de mesurer ces signaux dans le cadre de ces applications.

I. Environnement marin

L'eau de mer est composée d'un certain nombre d'éléments, qui lui confèrent ses propriétés physiques. Nous présentons dans un premier temps la composition de l'eau de mer, puis ses propriétés physiques. Enfin nous présentons la composition et les propriétés physiques des sous-sols marins. Cela nous permettra d'étudier leur influence sur le fonctionnement du capteur dans la suite de ce manuscrit.

I.1. Composition de l'eau de mer

L'eau de mer est constituée d'eau et de sels. En 1715, Edmond Halley explique leur présence [6] par l'arrachement d'ions dus à l'écoulement des eaux de pluie et des rivières. En se jetant dans la mer, ces eaux apportent avec elles ces sels et minéraux. Ces ions sont ensuite concentrés dans la mer en raison de l'évaporation de l'eau. La salinité des océans étant stable depuis plusieurs milliards d'années, d'autres processus entrent en jeu. Ainsi, les ions sont enlevés par formation d'évaporite [7] et par réactions chimiques avec les basaltes.

La salinité désigne la quantité de sels dissous dans un liquide. Dans les mers ouvertes, la salinité est généralement comprise entre 30 (atlantique Nord) et $42 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$ (mer Rouge). Les mers fermées et semi-ouvertes peuvent présenter des salinités très différentes (mer Baltique ($6 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$) et mer morte ($330 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$)). Les régions où les apports d'eau douce sont importants présentent une salinité plus faible, tandis que celles où l'évaporation est importante présentent une salinité plus grande.

Ion	Formula	g/Kg	mmol/Kg
Sodium	Na ⁺	10.781	468.96
Magnesium	Mg ²⁺	1.284	52.83
Calcium	Ca ²⁺	0.4119	10.28
Potassium	K ⁺	0.399	10.21
Strontium	Sr ²⁺	0.00794	0.0906
Chloride	Cl ⁻	19.353	545.88
Sulfate	SO ₄ ²⁻	2.712	28.23
Bicarbonate	HCO ₃ ⁻	0.126	2.06
Bromide	Br ⁻	0.067	0.844
Borate	H ₃ BO ₄ ⁻	0.0257	0.416
Fluoride	F ⁻	0.00130	0.068
Totals	11	35.169	1119.87

Tableau 1 : Concentration des ions présents dans une eau de mer de salinité de 35 g.L⁻¹ (d'après [8])

La concentration en ions dans une eau de salinité 35 g.L⁻¹ est présentée dans le Tableau 1. L'eau de mer présente la particularité que, quelle que soit sa salinité, la proportion entre les concentrations des différents ions reste identique. Cette loi a été déterminée par W. Dittmar en 1884 [9]. Cela est dû au fait que les eaux circulent librement entre les différents océans.

I.2. Propriétés physiques

I.2.1. Conductivité électrique

La conductivité de l'eau de mer dépend de la conductivité molaire et de la concentration de chacune des espèces d'ions présentes [10]:

$$\sigma_{eau} = \sum \lambda_i \cdot [X_i] \quad (1)$$

avec λ_i la conductivité molaire de l'espèce i et $[X_i]$ sa concentration. La conductivité molaire en milieu dilué s'exprime par :

$$\lambda_i = D_i \cdot z_i \cdot \frac{F^2}{RT} \quad (2)$$

avec D_i le coefficient de diffusion, z_i le nombre algébrique de charges, F la constante de Faraday, R la constante des gaz parfaits et T la température en K .

Dans le modèle des sphères dures, le coefficient de diffusion s'exprime grâce à la loi de Stokes-Einstein par :

$$D_i = \frac{k_B T}{6\pi\eta r_i} \quad (3)$$

avec k_B la constante de Boltzmann, η la viscosité du milieu liquide et r_i le rayon de l'ion solvaté.

En considérant que les conductivités molaires des différentes espèces sont environ égales, on peut écrire que la concentration en ions est proportionnelle à $\rho_{eau} \times SA$, ρ_{eau} étant la masse volumique de l'eau de mer et SA sa salinité, définie comme étant la masse des ions

(en g) par unité de masse d'eau de mer (en kg). En combinant les équations (1), (2) et (3), on peut donc écrire [9]:

$$\sigma_{eau} \propto (\rho_{eau} \times SA) / \eta \quad (4)$$

Ainsi la conductivité augmente avec la salinité. D'autre part, une augmentation de la température provoque une diminution de la viscosité [11] et une légère diminution de la masse volumique [12]. C'est le premier effet qui est prépondérant (Tableau 2). Une hausse de température provoque donc une augmentation de conductivité.

Température °C	Masse volumique kg/m ³	Viscosité cinématique cSt	Température °C	Masse volumique kg/m ³	Viscosité cinématique cSt
0	999,84	1,79	50	988,04	0,556
10	999,70	1,31	60	983,21	0,477
20	998,20	1,01	70	977,78	0,415
30	995,64	0,804	80	971,80	0,367
40	992,21	0,661	90	965,31	0,328

Tableau 2 : influence de la température sur la masse volumique et la viscosité de l'eau à pression atmosphérique (d'après [12])

Enfin, une hausse de pression entraînera une augmentation de la masse volumique et une très légère diminution de la viscosité. La conductivité augmente donc avec la pression.

Pression (bar)	Masse volumique (kg.m ⁻³)
1	1027,72
10	1028,14
100	1032,26
1000	1069,49

Tableau 3 : Influence de la pression sur la masse volumique de l'eau de mer pour une température de 5°C et une salinité de 35 (d'après [13]).

Nous avons vu que la conductivité de l'eau de mer dépend de la salinité (variable selon les endroits), de la température et de la pression. Elle peut varier typiquement entre 2 et 6 $S.m^{-1}$ selon les endroits. Sa valeur moyenne est de 4 $S.m^{-1}$. En l'absence de précision complémentaire, nous utiliserons cette valeur pour les calculs et simulations présentés dans la suite de ce travail.

1.2.2. Permittivité électrique

La permittivité électrique relative de l'eau de mer varie entre 78 et 81 en fonction de la salinité, de la température et de la profondeur. Nous utiliserons une valeur de 80 pour les calculs.

1.2.3. Concentration en dioxygène

La concentration en dioxygène dissous dans l'eau de mer est présentée en Figure 1 pour une expérience réalisée en 2007 au sud des îles canaries (27°02'59"N, 16°07'32"W) [14]. Elle peut avoir une influence sur le potentiel pris par une électrode au contact de l'eau de mer en

raison des réactions d'oxydo/réduction impliquant de l'oxygène qui pourraient se dérouler à sa surface.

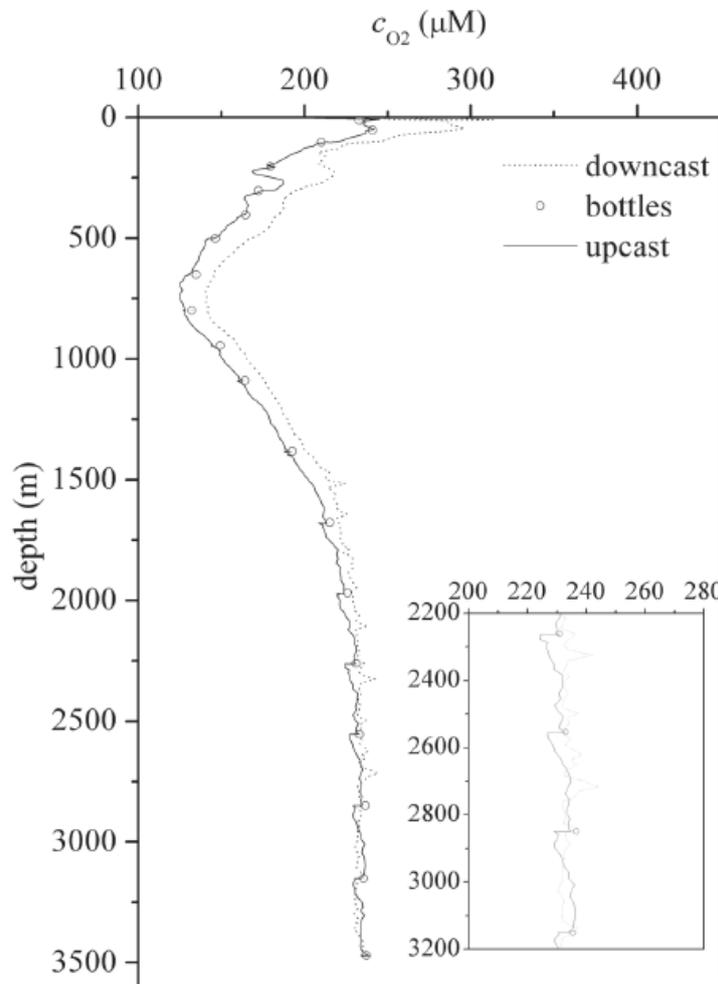


Figure 1 : Concentration en dioxygène en fonction de la profondeur dans l'eau de mer (en $\mu mol. L^{-1}$) au sud des îles Canaries, d'après [14]. Les pointillés correspondent à la mesure lors de la descente du capteur, la courbe pleine à la remontée, et les points correspondent à des pauses dans la remontée.

I.3. Sous-sols océaniques

Nous verrons par la suite que la conductivité des sols marins est un paramètre à prendre en compte dans l'étude du fonctionnement d'un électromètre posé au fond de l'eau. En effet, un milieu d'une conductivité différente à proximité du capteur peut perturber la répartition des courants et ainsi fausser la mesure. C'est pourquoi nous présentons ici rapidement une vision simplifiée de la structure des sous-sols océaniques.

Les sous-sols océaniques [15], [16] sont composés de trois couches principales. La première est composée de sédiments très humides, saturés en eau de mer, sur une épaisseur variant entre 0 et 0,5 km selon les endroits. A proximité des failles océaniques, l'épaisseur des sédiments est quasiment nulle. Plus on s'en éloigne, plus l'âge de la croûte océanique est importante, plus l'épaisseur de cette couche est grande. La conductivité des sédiments est

de l'ordre de $1 - 2 S.m^{-1}$. La couche suivante est constituée de basaltes en coussins, avec des fissures contenant de l'eau de mer sur une épaisseur de $1,5 km$. La conductivité de cette couche est très variable, et peut aller entre $0,01$ et $1 S.m^{-1}$. Ensuite se trouvent des dykes sur une épaisseur de $0,5 km$ environ, de conductivité $0,01 S.m^{-1}$. Enfin se trouvent des gabbros sur une épaisseur de $5 km$ environ, d'une conductivité de $1 mS.m^{-1}$.

II. Applications

Les besoins en capteurs de champs électromagnétiques fonctionnant dans cet environnement sont nombreux, et les applications variées. Les domaines d'utilisation de tels capteurs sont la géophysique (mesures de résistivités des sols pour la recherche d'hydrocarbures ou de minerais, ou pour la connaissance de la structure des sols pour la prévention des séismes par exemple), la surveillance et la détection de bâtiments navals, l'océanographie, et d'autres applications telles que mesure de corrosion sur des coques. Nous passons en revue les différentes applications dans cette section.

II.1. Applications géophysiques

II.1.1. Méthode magnétotellurique

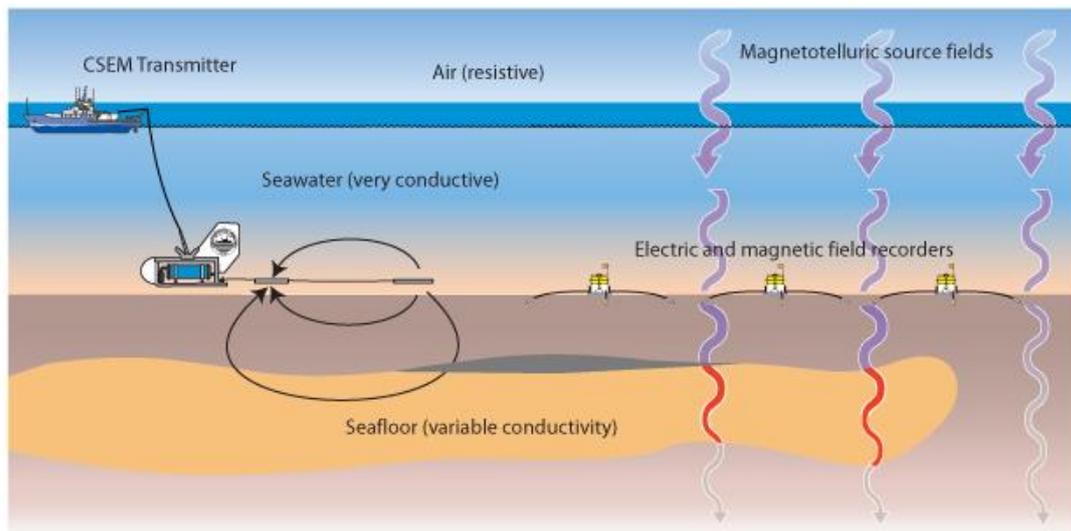


Figure 2 : CSEM et MT (http://marineemlab.ucsd.edu/resources/concepts/CSEM_MT.html)

La méthode magnétotellurique (MT) [17],[18] a pour objectif de déterminer la résistivité des sous-sols par la mesure des variations des champs électromagnétiques naturels à leur surface. Cette méthode a été introduite pour la première fois par Louis Cagniard [19] au début des années 1950. Depuis de nombreux capteurs spécifiques à cette application ont été développés [20].

Des courants circulent continuellement dans les sous-sols terrestres et marins. Ces courants sont produits par des variations temporelles des champs magnétiques. Ces derniers peuvent

avoir des origines naturelles : champs de la magnétosphère, champs induits par des variations de courant dans l'ionosphère, éclairs,... ou liées aux activités humaines : perturbations magnétiques liées au passage de bateaux, activités industrielles à proximité des côtes,... Ces variations de champ magnétique provoquent la circulation de courants dans les sols, dont la répartition dépend également des caractéristiques électriques des sols. Les courants circulant dans les sols génèrent ensuite des champs électromagnétiques secondaires, que l'on peut détecter avec des magnétomètres et électromètres placés au fond de l'eau. La mesure de ces champs électromagnétiques permet ainsi de déterminer les caractéristiques électriques des sols, et leur résistivité. Les niveaux des champs magnétiques et électriques naturels sont présentés en Figure 3 et Figure 4 respectivement.

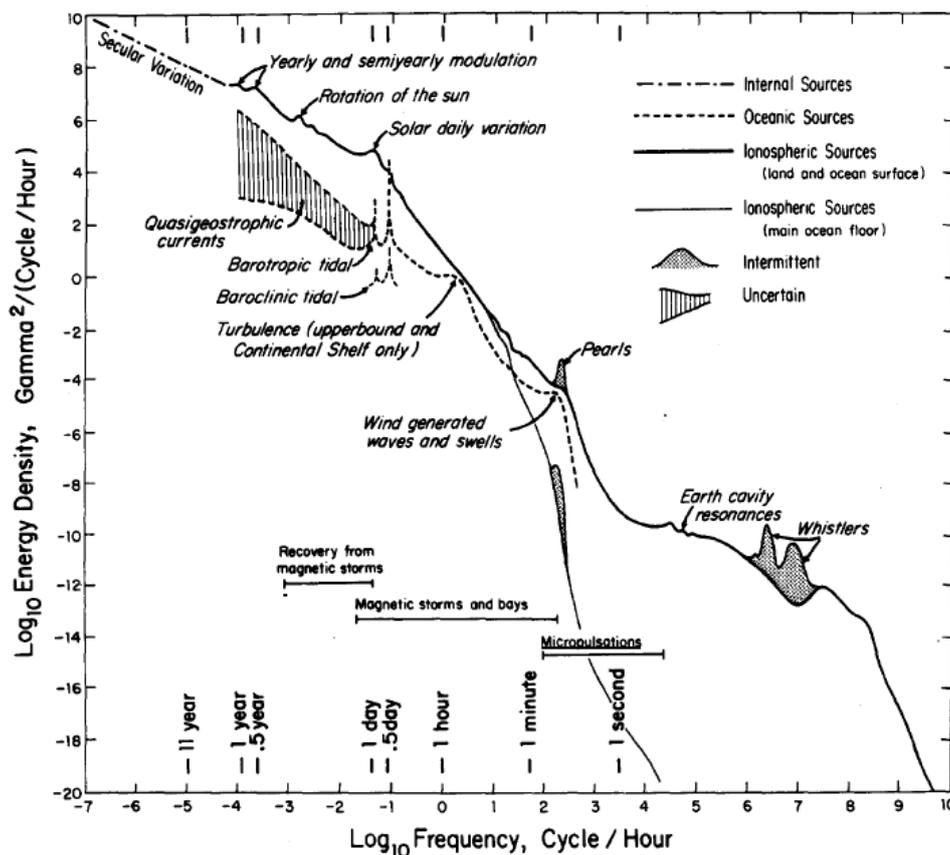


Fig. 1. Energy level of magnetic pulsations in the ocean.

Figure 3 : Niveaux d'énergie des champs magnétiques dans les océans (d'après [21])

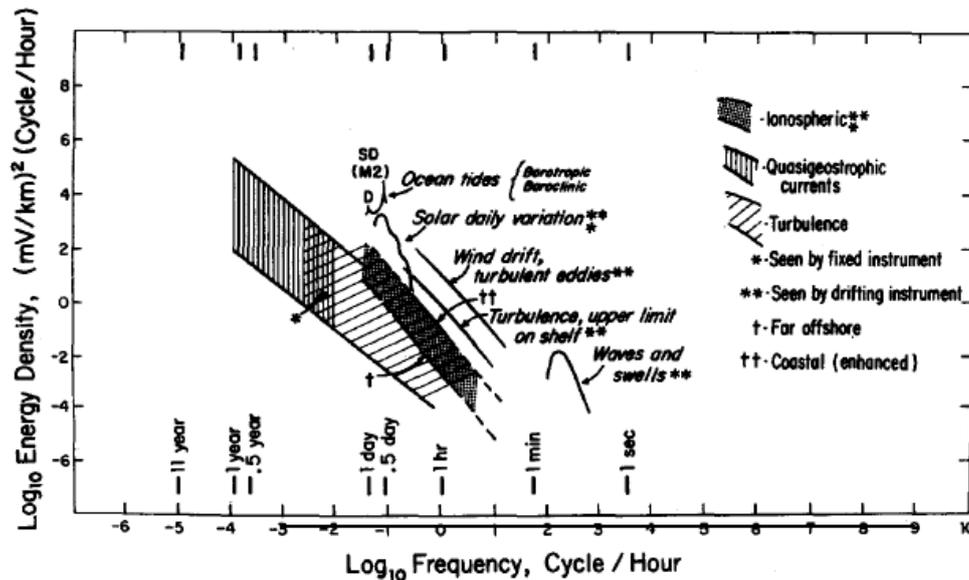


Fig. 2. Energy level of electric pulsations in the ocean.

Figure 4 : Niveaux d'énergie des champs électriques dans les océans (d'après [21])

Les applications de la méthode magnétotellurique sont les suivantes :

- Exploration pétrolière : la méthode magnétotellurique est un complément à la méthode sismique utilisée pour la prospection pétrolière. La mesure des ondes mécaniques se propageant dans les sols permet de connaître la position des frontières entre les différentes couches géologiques. La magnétotellurique permet ensuite de déterminer la nature de ces couches.
- Exploration minière : la magnétotellurique est utilisée pour la prospection de différents minerais et gisements : métaux, diamants,...
- Exploration géothermique [22] : recherche de zones permettant la construction de centrales géothermiques (centrales utilisant la chaleur du sol pour produire de l'électricité). Ces zones comprennent une source de chaleur, un réservoir à partir duquel la chaleur est extraite, un fluide géothermique (gaz ou eau présents dans le réservoir), et une zone de recharge permettant d'alimenter la zone en fluide. La mesure de la résistivité des sols, qui dépend également de la température, peut donc permettre de trouver de telles zones.
- Géophysique : la méthode magnétotellurique est utilisée pour la géologie, afin de mieux connaître la composition des couches terrestres et la tectonique des plaques.
- Prédiction des tremblements de terre [23] : des recherches sont actuellement en cours pour utiliser les signaux électromagnétiques magnétotelluriques comme signes précurseurs des tremblements de terre.

Les profondeurs d'investigations typiques sont comprises entre 300 m et 10 000 m environ. Plus la fréquence de mesure des champs électromagnétiques est basse, plus la profondeur d'investigation est grande. La résolution latérale de la mesure dépend de l'espacement entre les capteurs.

II.1.2. CSEM

La méthode CSEM (Controlled Source ElectroMagnetics) [17],[18] est une variante de la magnétotellurique. Son principe de fonctionnement est expliqué en Figure 2. Le principe de fonctionnement est identique à la magnétotellurique. Simplement, au lieu d'utiliser les champs électromagnétiques naturellement présents, un bateau tracte une source dipolaire proche du fond de la mer. Les capteurs situés sur le sol détectent ensuite les champs secondaires générés par les courants induits dans les sols.

On utilise cette méthode pour les mêmes applications que la méthode magnétotellurique, mais dans des environnements bruités. La connaissance de la fréquence d'émission des champs électromagnétiques permet de s'affranchir du bruit électromagnétique ambiant.

II.2. Applications militaires

Le développement d'outils de surveillance sous-marine a conduit principalement à des techniques de détection acoustique, mais aussi magnétiques, souvent en complément. Cependant, la discrétion acoustique des sous-marins et bateaux de guerre est en constante amélioration. Les techniques acoustiques actives (sonar, émission d'une onde acoustique et analyse du retour), présentent l'inconvénient que le bâtiment cherchant à détecter peut alors être repéré par la cible.

D'autres part, les techniques acoustiques ne sont pas adaptées dans des eaux peu profondes et à proximité des côtes en raison du niveau de bruit acoustique et des réflexions des ondes sur le fond de la mer.

Dans ce contexte, le développement de techniques de détection non acoustiques prend tout son sens. En particulier, les bateaux émettent des champs magnétiques et électriques pouvant être utilisés pour les détecter. Les indiscrétions électromagnétiques des navires sont causées par plusieurs phénomènes :

- Les coques des bateaux sont fabriquées en acier, matériau dont l'aimantation dépend de son orientation dans le champ terrestre, de son histoire, et de paramètres tels que la température ou les contraintes mécaniques,
- Des courants de protection contre la corrosion sont produits par des électrodes sacrificielles présentes sur la coque ou par des systèmes actifs, permettant d'éviter qu'elle ne se corode. Ces courants sont quasi-continus, mais sont aussi associés à des fréquences de l'ordre de quelques hertz lorsqu'ils sont rebouclés avec des éléments mobiles du bateau comme l'hélice ou des éléments du moteur,
- Les courants de Foucault sont dus aux mouvements du bateau dans le champ magnétique terrestre. Ces courants génèrent dans l'eau des champs magnétiques secondaires,
- Les appareils de bord peuvent avoir des fuites électriques, créant par l'intermédiaire de la coque des courants et des champs magnétiques dans l'eau,
- Les appareils de bord peuvent également produire des champs magnétiques et électriques, qui peuvent traverser la coque et se retrouver dans l'eau.

Un bateau immobile émettant un champ électrique quasi-continu ne pourrait pas être vu par un électromètre fixe, parce que sa signature ne pourra pas être séparée des champs électriques naturels continus. Ainsi, un bateau immobile et tous moteurs éteints, bien que produisant des courants de corrosion, sera indétectable par un électromètre fixe. Si le bâtiment se déplace, une partie des courants continus sera rebouclée avec les parties mobiles du bateau, générant un champ électrique alternatif plus haute fréquence. De plus, à cause de son mouvement, le champ électrique vu par le capteur fixe sera vu comme variable, à une fréquence dépendant à la fois de la vitesse et de la trajectoire du bateau.

Des systèmes de réduction de la signature magnétique à longue distance existent. Ils ont été développés principalement pour se protéger de mines à déclenchement magnétique et pour rester magnétiquement discret. Les signatures magnétiques des navires stratégiques sont donc fortement réduites à grande distance, rendant difficile leur détection par des magnétomètres. La mesure électrique étant difficile en mer, des électromètres pour la détection de navires existent mais sont moins répandus. Les outils de réduction de la signature électrique des navires sont encore peu développés, d'où l'intérêt de la détection des navires par mesure des signaux électriques.

Une étude sur la détection de bateaux par mesure magnétique et électrique a été réalisée par Bostick en 1977 [24]. Des capteurs de champ électrique et magnétique ont été placés le long d'un canal, à environ 300 m des bateaux qui y transitent. Le niveau du champ électrique émis par le bateau était facilement mesurable par les capteurs de l'époque. La mesure de champ électrique est donc tout à fait adaptée à cette application. L'auteur a également calculé à partir des données recueillies, la distance maximale à laquelle les navires auraient pu être détectés, et ce avec plusieurs types de filtrage de bruit. Les résultats de cette étude montrent que la détection peut être effectuée jusqu'à quelques kilomètres de distance selon les bateaux.

D'autres études ont depuis été réalisées sur le sujet [25]–[27].

II.3. Autres applications

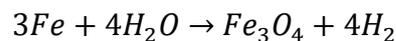
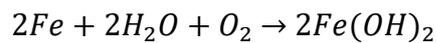
II.3.1. Océanographie

La mesure de courants marins est une application possible des électromètres. En effet, un déplacement d'un volume d'eau de mer, conductrice, dans un champ magnétique constant, crée un champ électrique. Faraday fut le premier à avoir l'intuition de ce phénomène, mais il ne put jamais le mesurer faute d'instrument assez sensible. Le premier électromètre ayant permis de mettre en évidence la présence de champs électriques dus aux mouvements océaniques (marées notamment) dans le champ magnétique terrestre a été développé en 1920 par Young [28].

La mesure des champs électriques marins permet donc également d'étudier les déplacements d'eau de mer au cours du temps. L'océanographie, et la mesure des modifications des courants marins au cours du temps sont donc des applications possibles.

II.3.2. Diagnostic de structures sous-marines par mesure de corrosion

Il est également possible d'effectuer des mesures de corrosion sur des structures métalliques au contact de l'eau de mer (coques de bateaux, pipe-line, structures de plateformes pétrolières,...). La corrosion consiste en une réaction d'oxydation d'un métal par un oxydant, comme l'oxygène ou l'eau. Deux exemples de réactions de corrosion du fer en eau de mer sont présentés ci-dessous :



La corrosion détruisant les structures métalliques, il est important de connaître les zones de corrosion sur ces structures. Un diagnostic de l'état des structures pourra ainsi être effectué, et des solutions adaptées pour éviter la corrosion (comme des anodes sacrificielles par exemple) mises en place. La thèse d'A. Guibert décrit une méthode pour, à partir de mesures de champ électrique, effectuer un diagnostic de corrosion sur une structure [29].

II.3.3. Détection d'objets

L'utilité des capteurs électromagnétiques marins pour la détection de navires a déjà été mentionnée. Une autre application similaire consiste à utiliser les signatures électromagnétiques d'objets sous-marins pour les localiser. On peut ainsi identifier les applications suivantes : détection et localisation de mines, de pipelines, de câbles de télécommunication sous-marins... Pour cette dernière application, on pourra générer un signal connu dans le câble afin de faciliter la détection du câble par mesure des champs électromagnétiques provoqués par ce signal.

III. Etat de l'art

Tous les capteurs utilisés actuellement pour ces applications sont des capteurs à mesure de tension. Cette technique est la seule à être commercialisée. Une autre technique de mesure des champs électriques en mer a été étudiée en milieu académique uniquement entre les années 1970 et 2000 environ. Cette technique présente en l'état un certain nombre d'inconvénients faisant obstacle à son utilisation en conditions réelles, mais présentant également des atouts intéressants. Nous présentons ici les deux techniques, ainsi que les performances atteintes par les capteurs existants.

III.1. Capteurs à mesure de courant

Pittmann et Stanford [30] ont imaginé pour la première fois en 1972 une méthode de mesure des champs électriques en mer basée sur une mesure de courant. Nous décrivons cette méthode ainsi que les capteurs correspondant dans cette section.

III.1.1. Principe de fonctionnement

Un électromètre à mesure de courant est constitué d'une enceinte isolante, fermée à ses extrémités par des électrodes conductrices reliées entre elles par un système de mesure de courant. Le courant ionique circulant dans l'eau de mer sous l'effet d'un champ électrique externe est transformé en courant électronique à l'interface avec les électrodes. La quantité de courant traversant le capteur dépend alors de la surface des électrodes, de leur écartement, ainsi que de l'impédance totale du capteur par rapport à l'impédance de l'eau de mer qu'il remplace. Lorsque ces deux dernières sont égales, le courant I circulant dans le capteur est donné par :

$$I = \sigma_{eau} \vec{E} \cdot \vec{S}, \quad (5)$$

avec σ_{eau} la conductivité de l'eau de mer, \vec{E} le champ électrique et \vec{S} le vecteur surface d'une électrode.

III.1.2. Etat de l'art

Tous les capteurs développés par le passé basés sur ce principe de fonctionnement ont été conçus de manière à ce que leur conductivité équivalente corresponde à celle de l'eau de mer dans laquelle ils sont placés, de manière à ne pas perturber les lignes de champ électrique. Deux types de systèmes de mesure du courant ont été réalisés par le passé pour des capteurs basés sur ce principe de fonctionnement.

Le premier est basé sur une détection de courant utilisant un transformateur d'entrée couplé à un amplificateur. Cette solution a été mise en œuvre par J. Mosnier et U. Rakotosoa. Le principe a été breveté en 1986 [31] et les résultats de leurs travaux sont présentés dans la thèse de ce dernier [32]. Une autre réalisation d'un capteur basé sur le même principe a été faite à Brest par le GESMA en 1997 [33]. Ces deux capteurs utilisent des électrodes en acier, choix justifié par un faible coût, une impédance relativement faible, et un faible bruit dans la gamme de fréquence d'intérêt des auteurs, qui cherchaient à mesurer les résonances de Schumann (résonances des champs électriques entre le sol et l'ionosphère) entre 3 Hz et 30 Hz environ. Le niveau de bruit annoncé pour ces deux réalisations est de $2 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ dans la bande de fréquences visées. En raison du matériau choisi pour les électrodes, la remontée de bruit est très importante pour des fréquences plus basses.

Le deuxième système a été réalisé par V. Poulbot pendant sa thèse au CEA/Leti [2]. Le principe de fonctionnement est présenté en Figure 5.

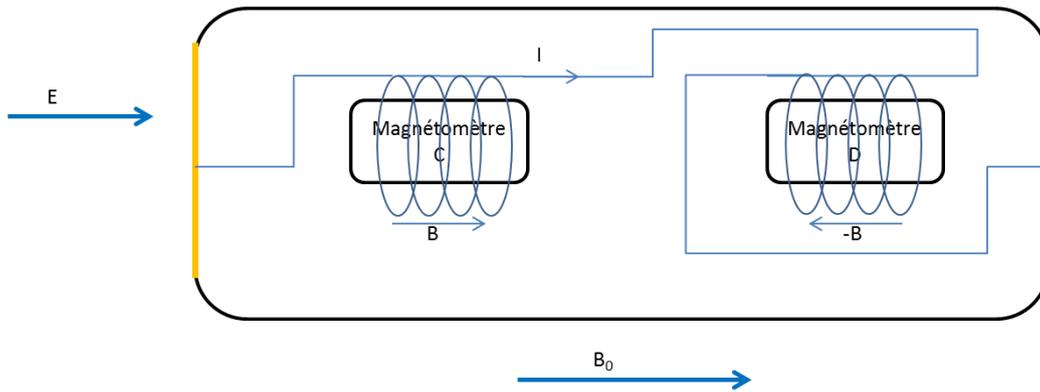


Figure 5 : Dispositif réalisé par V. Poulbot dans [2]

Les électrodes sont reliées entre elles par deux bobines tête bêche, à l'intérieur desquelles sont placés deux magnétomètres scalaires C et D à résonance magnétique nucléaire (RMN). Le courant I traversant le capteur est proportionnel au champ électrique à mesurer. Les deux bobines créent ainsi deux champs magnétiques B et $-B$ de même intensité, mais de sens opposés. Le capteur baigne dans un champ magnétique ambiant B_0 . Chacun des deux magnétomètres mesure ainsi le champ B_0 et la contribution due à la bobine qui l'entoure. En soustrayant et en sommant les mesures de champs réalisées par les deux magnétomètres, on peut donc accéder au champ magnétique B_0 et au champ B , proportionnel au champ électrique qu'on cherche à mesurer. L'inconvénient principal de cette architecture est que les bobines doivent être alignées avec le champ magnétique terrestre. En effet, les magnétomètres utilisés étaient scalaires, et mesuraient donc la norme du champ magnétique total. Le champ magnétique B produit par les bobines est très inférieur au champ magnétique terrestre B_0 . Si le champ B est perpendiculaire au champ B_0 , les deux magnétomètres B et C mesureront chacun un champ d'amplitude $\sqrt{B_0^2 + B^2}$, il est donc impossible de séparer les deux champs. La mesure est donc optimale lorsque les bobines et le champ magnétique terrestre sont parallèles, et impossible lorsqu'ils sont perpendiculaires.

Les électrodes utilisées dans le travail de V. Poulbot sont des électrodes en graphite, qui ont l'avantage de présenter une très grande surface d'échange avec l'eau de mer, abaissant ainsi l'impédance des électrodes. Cependant, ces électrodes sont de type capacitif, et ne permettent pas de mesurer le continu. Les performances obtenues en laboratoire pour ce dispositif sont un niveau de bruit de quelques $nV \cdot m^{-1} \cdot Hz^{-1/2}$ pour des fréquences allant de $0,01 Hz$ à $1 Hz$, avec une remontée de bruit aux basses fréquences due aux électrodes.

III.1.3. Matériaux d'électrodes

Le choix des électrodes pour les électromètres à mesure de courant est primordial. Par l'impédance qu'elles présentent, la différence de potentiel éventuelle entre deux électrodes en l'absence de champ électrique externe et la stabilité de cette différence au contact de l'eau de mer, elles sont des facteurs de diminution de la fonction de transfert, de diminution de la précision et d'augmentation du bruit, notamment aux basses fréquences dans le cas

d'électrodes capacitives. Le matériau d'électrode doit donc être choisi en prenant en compte ces critères.

III.1.3.1. Impédance

Le premier critère de choix d'un matériau est l'impédance de l'électrode. En effet, l'impédance varie en fonction de la fréquence, et il est important qu'elle soit relativement faible dans le domaine fréquentiel visé, à savoir entre le mHz et quelques dizaines de Hz pour la plupart des applications. Une impédance faible permettra d'obtenir une meilleure fonction de transfert.

En Figure 6 sont présentés le spectre d'impédance et le schéma électrique simplifié d'une interface.

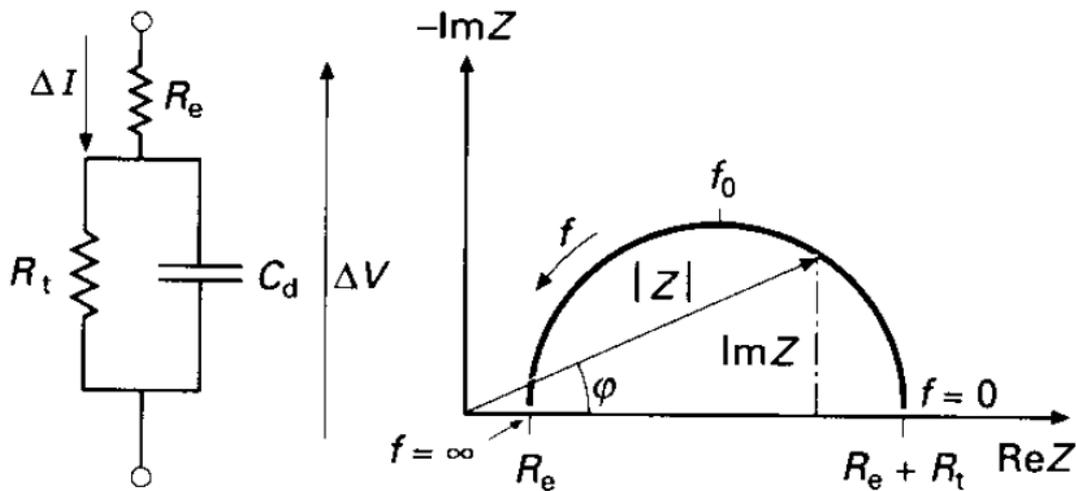


Figure 6 : circuit équivalent et diagramme de Nyquist d'une électrode (d'après [34]). La capacité de double couche C_d est en parallèle avec la résistance de transfert R_t , et la résistance de l'électrolyte R_e est en série avec cet ensemble. La fréquence f_0 est donnée par $f_0 = 1/R_t C_d$.

Le schéma électrique équivalent et l'allure du spectre s'expliquent par la présence d'une double couche électrique [35] à la surface de l'électrode. Celle-ci est composée d'une couche d'ions se situant très proche de la surface (couche compacte) d'une épaisseur de l'ordre du nm , et attirés à cet endroit par la présence d'un défaut ou d'un excès d'électrons dans le métal proche la surface de l'électrode. Une couche contenant une concentration décroissante d'ions du même signe que ceux présents dans la couche compacte constitue la couche diffuse. Son épaisseur dépend de la concentration en ions dans l'électrolyte et est de l'ordre de $10\ nm$ pour des solutions concentrées. Ces couches compactes et diffuses constituent la double couche électrique. Cette dernière est modélisée par une capacité C_d en parallèle avec une résistance de transfert de charge R_t . Cette dernière correspond à la résistance au passage d'un courant continu dû à un transfert de charge à l'interface. Un tel courant est appelé courant faradique, et est dû aux réactions d'oxydoréduction. R_e correspond à la résistance de l'électrolyte.

A faible fréquence, le courant est essentiellement faradique. Il s'agit du courant associé au transfert de charge à la surface de l'électrode lorsqu'il y a réaction d'oxydo-réduction. A

haute fréquence, le courant est capacitif. Il s'agit du courant associé à la charge et à la décharge de la double couche. Lorsque la fréquence diminue, l'impédance de l'électrode converge sur l'axe des réels vers la valeur de la somme des résistances de l'électrolyte et de transfert $R_e + R_t$. Plus celle-ci est grande, plus la fréquence de retour sur l'axe des réels est petite. Inversement, lorsque la résistance de transfert est petite, l'impédance de l'électrode converge vers la valeur de $R_e + R_t$ pour des fréquences plus élevées [36].

Un des critères de choix du matériau d'électrode pour notre application est l'impédance sur la bande passante souhaitée du capteur. Plus elle est faible, plus le capteur sera performant. Plusieurs auteurs ont comparé plusieurs matériaux d'électrodes sur ce critère [2], [32], [37]–[39]. Nous regroupons ces informations dans le Tableau 4.

Matériau	0,001 Hz	0,1 Hz	1 Hz	10 Hz
Au		5,4	0,86	
Ag		2,9	0,51	
Ni			2,2	0,38
Pb			2,6	1,8
Al		6,3	2,0	
Cu		14	2,9	
Pt		0,66	0,42	
Zn		0,010		
Acier			0,25	0,20
Inox		4,4	$0,90 \pm 0,3$	0,35
Arcap		4,5	0,74	
Fibres de carbone		0,86		
Graphite	23	1,0	0,14	
Ag,AgCl	$0,036 \pm 0,007$		0,03	0,015
Ag,AgCl commercial	$0,8 \pm 0,2$			

Tableau 4 : Impédances dans l'eau de mer de différents matériaux d'électrode en $\Omega \cdot m^2$ à plusieurs fréquences, d'après [2], [32], [37]–[39]. L'arcap est un alliage de cuivre, nickel et zinc. Nous n'avons pas trouvé de données pour les cases vides.

D'après ces données, les matériaux qui semblent les plus appropriés pour un électromètre marin destiné à fonctionner à basse fréquence sont le zinc et Ag,AgCl, parce que leurs impédances sont les plus faibles parmi tous les matériaux présentés. Notons tout de même que l'impédance des électrodes d'Ag,AgCl semble dépendre fortement de la méthode de fabrication [38].

III.1.3.2. Potentiel des électrodes

Le second critère de choix est la différence de potentiel et sa stabilité entre une paire d'électrodes du même matériau en l'absence de champ électrique externe.

Le potentiel d'abandon $E_{I=0}$ d'une électrode est son potentiel lorsqu'aucun courant ne la traverse. Lorsque ce potentiel est fixé par l'équilibre entre les deux espèces d'un couple oxydant/réducteur de réaction $Ox + ne^- \rightleftharpoons Red$, il est égal au potentiel thermodynamique donné par la loi de Nernst :

$$E_{I=0} = E^0 + \frac{RT}{nF} \ln \frac{[Ox]}{[Red]} \quad (6)$$

avec E^0 le potentiel standard du couple Ox/Red (mesuré par rapport au couple H^+/H_2), $R = 8,314 J$ la constante molaire des gaz, $F = 96487 C.mol^{-1}$ la constante de Faraday, T la température (en K) et $[Ox]$ et $[Red]$ les activités des espèces. Dans le cas du couple Ag,AgCl, cette équation devient :

$$E_{I=0} = E^0 - \frac{RT}{nF} \ln(a_{Cl^-}) \quad (7)$$

avec $E^0 = 0,222 V$ [40].

A l'abandon, lorsque deux ou plusieurs réactions d'oxydoréduction ont lieu à la surface d'une électrode, le potentiel pris par cette dernière est appelé potentiel mixte, et se situe entre les potentiels thermodynamiques des deux couples. Ces réactions consomment les espèces présentes dans la solution, dont la concentration varie. Le potentiel thermodynamique de chacune des réactions en est alors affecté, et le potentiel mixte souvent aussi. D'autre part, le potentiel mixte n'est par nature pas stable. Etant le résultat d'une superposition entre deux réactions, une faible perturbation chimique à la surface de l'électrode modifiera sa valeur. Un potentiel mixte est donc moins stable qu'un potentiel fixé par l'équilibre d'un seul couple oxydant/réducteur.

D'après [38], qui compare des électrodes en graphite, fibres de carbone, zinc, Ag et Ag,AgCl sur ce critère, l'électrode Ag,AgCl présente la différence de potentiel entre électrodes la plus faible (de l'ordre de $20 \mu V$), et la variation la plus faible (aucune valeur n'est mentionnée, mais elle est très inférieure à $20 \mu V$). Cette faible différence entre les potentiels des deux électrodes est due au fait que le potentiel est fixé par l'équilibre d'un seul couple oxydant/réducteur. Le zinc, dont la valeur d'impédance est compétitive, ne l'est en revanche plus sur ce critère, puisque la différence de potentiel entre deux électrodes est de l'ordre de $7 mV$, et l'amplitude des variations de cette différence de potentiel atteint environ $1 mV$. Ce résultat est cohérent, puisqu'il s'agit d'un potentiel mixte.

En ne se basant que sur ces deux critères, d'autres matériaux d'électrode seraient également envisageables : Pb,PbCl₂, Cu,CuCl₂ ou Hg,HgCl₂. Nous présentons dans le Tableau 5 les produits de solubilité de ces matériaux. Plus le pK_s est grand, plus le sel est insoluble.

Matériau	pK_s
AgCl	9,8
CuCl ₂	4,0
PbCl ₂	4,8
Hg ₂ Cl ₂	17,9

Tableau 5 : pK_s de différents matériaux d'électrodes dans l'eau. Plus le pK_s est grand, plus le sel est insoluble.

Les chlorures métalliques CuCl₂ et PbCl₂ ont des pK_s faibles, ce qui indique une solubilité non négligeable dans l'eau de mer. Cette caractéristique est rédhitoire pour leur utilisation pour des applications marines. Le sel Hg₂Cl₂ se dissout très peu, mais des électrodes dans ce matériau peuvent s'avérer dangereuses pour l'homme. Pour toutes ces raisons, les électrodes en Ag,AgCl semblent les plus appropriées.

III.1.3.3. Cas d'électrodes Ag,AgCl hors abandon

Lorsqu'une réaction d'oxydoréduction a lieu à la surface d'une électrode, la consommation des espèces concernées crée un gradient de concentrations dans la solution. Le courant traversant l'électrode est proportionnel au flux des espèces, causé par des phénomènes de migration, de diffusion et de convection. Le courant stationnaire de migration, de diffusion et de convection en mer peut alors être décrit par l'équation [10] :

$$I = \frac{2 \times FSD}{\delta} ([Cl^-]_{\infty} - [Cl^-]_0) \quad (8)$$

avec S la surface de l'électrode, D le coefficient de diffusion, δ l'épaisseur de la couche de diffusion et $[Cl^-]_{\infty}$ et $[Cl^-]_0$ les concentrations de l'ion chlorure respectivement dans l'eau de mer et à la surface de l'électrode. Le coefficient 2 dans cette équation est lié au fait qu'on n'a pas d'électrolyte support. La concentration d'ions chlorure à la surface de l'électrode est exprimée en fonction du courant I qui la traverse et du courant limite I_{lim} par :

$$[Cl^-]_0 = [Cl^-]_{\infty} \left(1 - \frac{I}{I_{lim}}\right) \quad (9)$$

Le courant limite de diffusion est atteint lorsque $[Cl^-]_0 = 0$ et est donc donné par :

$$I_{lim} = \frac{2 \times FSD}{\delta} [Cl^-]_{\infty} \quad (10)$$

Sans passage de courant, le potentiel d'abandon est donné par :

$$E_{I=0} = E^0 - \frac{RT}{F} \ln([Cl^-]_{\infty}) \quad (11)$$

Lorsqu'un courant I traverse l'électrode Ag,AgCl (couple rapide réversible), son potentiel est donné par :

$$E = E^0 - \frac{RT}{F} \ln([Cl^-]_0) \quad (12)$$

La surtension η induite par le passage du courant est alors donnée par :

$$\eta = \frac{RT}{F} \ln\left(1 - \frac{I}{I_{lim}}\right) \quad (13)$$

En considérant $I/I_{lim} \ll 1$, on peut exprimer l'impédance de l'électrode comme :

$$Z \approx \frac{RT}{F} \times \frac{1}{I_{lim}} \quad (14)$$

Grâce à l'équation (10), on estime le courant limite pour une électrode Ag,AgCl. En prenant $D = 1,9 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$, $\delta = 0,2 \text{ mm}$ et $[\text{Cl}^-]_{\infty} = 0,54 \text{ mol} \cdot \text{L}^{-1}$, on obtient une densité de courant limite de l'ordre de $100 \text{ mA} \cdot \text{cm}^{-2}$. Grâce à l'équation (14), on peut estimer l'impédance d'une électrode idéale à environ $0,25 \Omega \cdot \text{cm}^2$.

La présence de dioxygène dissous dans l'eau entraîne pour la gamme de potentiel d'une électrode Ag,AgCl sa réduction à l'électrode à l'abandon :



Le passage de courant supplémentaire que cette réaction implique provoque une modification du potentiel à l'abandon de l'électrode. Le mécanisme du déplacement du potentiel à l'abandon de l'électrode Ag,AgCl en présence de dioxygène est illustré en Figure 7. A l'abandon, aucun courant ne traverse l'électrode. Dans la gamme de potentiel du potentiel standard $E^0_{\text{Ag,AgCl}}$ du couple Ag,AgCl, la réaction décrite en équation (15) provoque un passage de courant supplémentaire. Pour équilibrer ce courant, le potentiel pris par l'électrode est légèrement décalé par rapport au potentiel $E^0_{\text{Ag,AgCl}}$, pour prendre la valeur indiquée par potentiel mixte sur le dessin.

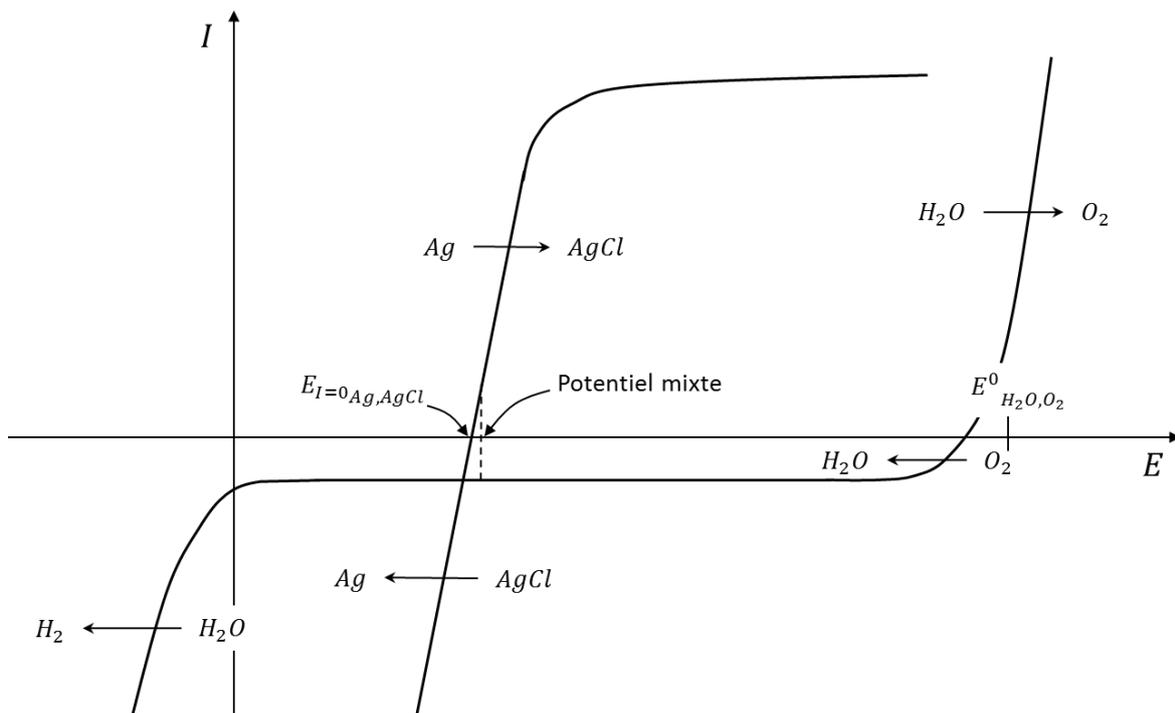


Figure 7 : Courbes intensité-potential des réactions se produisant à la surface d'une électrode Ag,AgCl dans une solution contenant du dioxygène. $E_{I=0, \text{Ag, AgCl}}$ est donné par l'équation (11).

Le courant limite de diffusion de réduction du dioxygène dans l'eau de mer pour une concentration typique en dioxygène de $300 \mu\text{mol} \cdot \text{L}^{-1}$ est de l'ordre de $1 \text{ mA} \cdot \text{cm}^{-2}$ [36]. Le passage de ce courant supplémentaire provoque un déplacement du potentiel à l'abandon de l'électrode. Le potentiel pris par l'électrode est alors un potentiel mixte, et dépend des deux couples Ag/AgCl et $\text{O}_2, \text{H}^+/\text{H}_2\text{O}$. Le déplacement de tension à l'abandon provoqué par cette réaction lorsqu'on se place dans le cas du courant limite de la réaction du couple Ag,AgCl est alors de $\eta = 1 \text{ mV}$ (équation (13)).

III.1.4. Influence de l'environnement

L'environnement du capteur a une influence à la fois sur sa fonction de transfert et sur le potentiel pris par les électrodes. Les principaux paramètres influençant sont la conductivité, la salinité, la température et la concentration en dioxygène.

III.1.4.1. Conductivité

Les capteurs à mesure de courant présentés ci-dessus ont été conçus pour une conductivité d'eau de mer égale à 4 S.m^{-1} . Or, nous avons vu d'une part que la conductivité de l'eau de mer variait considérablement en fonction des endroits (section I.2), et d'autre part que, quel que soit le matériau d'électrode choisi, son impédance variait en fonction du champ électrique à mesurer (section III.1.3). Pour ces deux raisons, il est irréaliste en pratique d'imaginer un capteur dont la conductivité équivalente serait toujours égale à celle de l'eau de mer.

La conséquence de cet inévitable désaccord d'impédance entre le capteur et l'eau de mer est que la fonction de transfert décrite par l'équation (5) n'est plus valable. La précision de tels électromètres est mauvaise en conditions réelles. Nous avons calculé la variation de la fonction de transfert du capteur de V.Poulbot [2] en fonction de la conductivité de l'eau de mer, et l'écart par rapport à la valeur calculée pour $\sigma_{eau} = 4 \text{ S.m}^{-1}$ grâce aux résultats présentés au chapitre 2. L'erreur dépasse les 20 % pour certaines valeurs de conductivité.

III.1.4.2. Salinité et température

La loi de Nernst (équation (6)) régit le potentiel d'équilibre d'une électrode, qui est fixé par l'équilibre entre les deux espèces d'un couple oxydant/réducteur, ainsi que par la température. Un rapide calcul effectué avec la loi de Nernst, et en prenant un coefficient d'activité de l'ion chlorure en mer égal à 0,68 [41], conduit aux résultats suivants :

- Une différence de température de 1°C entre deux électrodes identiques engendre une différence de potentiel entre elles de $33 \mu\text{V}$.
- Une différence de salinité de 1 ‰ provoque une différence de potentiel de $25 \mu\text{V}$.

Ces valeurs sont à mettre en regard des niveaux de champ électriques à mesurer, de l'ordre de $100 \mu\text{V.m}^{-1}$ pour l'application magnétotellurique par exemple (voir Figure 4). Les erreurs de précision de mesure dues à des différences de salinité et de température dépendent de la taille du capteur, mais ne sont en aucun cas négligeables. Ce point sera discuté en section III.3.3.

En 1971, une étude montrant l'influence de la température et de la salinité sur le potentiel pris par une électrode en Ag,AgCl a été réalisée par R.G. Drever & al. [42], conduisant aux résultats suivants : une différence de 1°C provoque une différence de potentiel de $350 \mu\text{V}$, tandis qu'une différence de salinité 1 ‰ provoque une différence de potentiel de $500 \mu\text{V}$. Ces résultats sont différents de ceux calculés avec la loi de Nernst. Dans tous les cas, ces différences de potentiel causées par les environnements différents dans lesquels baignent les deux électrodes sont problématiques pour les niveaux de champs à mesurer.

III.1.4.3. Concentration en dioxygène

La concentration en dioxygène dans l'eau de mer est donnée en Figure 1 en fonction de la profondeur. Sa présence implique que des couples oxydant/réducteur autres que Ag,AgCl participent à fixer le potentiel de l'électrode. Nous avons vu en section III.1.3.3 que la présence de dioxygène dissous provoque une surtension à l'électrode. Pour une concentration en dioxygène de $250 \mu M$ (valeur typique au fond de l'eau), la surtension est d'environ $0,85 mV$. Pour une concentration en dioxygène de $100 \mu M$ (valeur à $800 m$ de profondeur), la surtension est de $0,34 mV$. L'écart de potentiel pris par l'électrode dans la mer en fonction de la profondeur est donc de $0,5 mV$ environ. De même que pour la salinité et la température, cela n'est gênant que si les milieux dans lesquels baignent les deux électrodes présentent des concentrations en dioxygène différentes.

III.1.5. Magnétomètres

Comme le capteur présenté dans la thèse de V.Poulbot, un des objectifs de l'électromètre développé dans cette thèse est de mesurer à la fois le champ électrique et le champ magnétique en mer. Le capteur final intégrera donc au moins un magnétomètre. Après avoir réalisé un état de l'art des électromètres, nous nous intéressons ici au fonctionnement et performances des magnétomètres. Nous pourrons ainsi déterminer quel type de magnétomètre est le plus adapté aux objectifs fixés.

Les différents magnétomètres existants peuvent être classés en deux catégories : les magnétomètres scalaires et vectoriels. Les premiers mesurent l'amplitude du champ magnétique total, tandis que les seconds mesurent une ou plusieurs composantes de ce champ. Nous présentons ici le principe de fonctionnement des principaux magnétomètres, puis nous comparerons leurs performances à la fin de cette section.

III.1.5.1. Magnétomètres scalaires

Magnétomètres RMN

Les magnétomètres RMN sont basés sur la mesure de la fréquence de rotation de spins de protons autour du champ magnétique. Les protons possèdent un moment magnétique proportionnel à leur spin. En présence d'un champ magnétique, les moments magnétiques précessent à la fréquence de Larmor :

$$\nu_0 = \frac{\gamma}{2\pi} B_0 \quad (16)$$

Les magnétomètres RMN sont constitués d'une bobine et d'une cellule contenant un fluide riche en protons. Un courant créant un fort champ magnétique est appliqué dans la bobine, forçant une grande partie des spins à s'aligner avec ledit champ. Le courant est ensuite interrompu, les spins précessent alors en phase à la fréquence de Larmor, créant un champ magnétique tournant. Celui-ci est détecté par une bobine (parfois la même que celle ayant servi à polariser le fluide) et amplifié.

D'autres magnétomètres utilisent un champ tournant à la fréquence de Larmor plutôt qu'un solénoïde pour polariser les spins. Ces capteurs exploitant l'effet Overhauser permettent d'obtenir de meilleures performances [3].

Magnétomètres à pompage optique (alcalin ou hélium 4)

Les magnétomètres à pompage optique sont constitués d'une source lumineuse (laser ou lampe), d'une cellule de gaz (alcalin ou hélium 4) et d'une photodiode permettant de mesurer l'absorption de la lumière par la cellule de gaz. Le fonctionnement diffère légèrement suivant le gaz utilisé, mais le principe général est identique.

La source lumineuse permet de polariser le gaz, c'est-à-dire modifier la répartition naturelle des atomes dans les différents niveaux d'énergie. Certains atomes passent ainsi d'un état à un autre état d'énergie supérieure en absorbant un photon. Les atomes se dés excitent ensuite, et reviennent sur un niveau d'énergie plus faible en précessant à la fréquence de Larmor. Un champ magnétique d'excitation tournant à la fréquence de Larmor permet à des atomes de passer sur des niveaux d'énergie proches, modifiant ainsi l'absorption de la source lumineuse par la cellule de gaz. Ainsi, quand la fréquence du champ magnétique tournant correspond à la fréquence de résonance, un signal de résonance est détecté sur la photodiode [43].

Geometrics Inc. propose de tels magnétomètres destinés à fonctionner dans un environnement marin [44]. Le niveau de bruit de leurs capteurs atteint $5 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$.

III.1.5.2. Magnétomètres vectoriels

Induction

Les magnétomètres à induction sont composés d'une bobine enroulée autour d'un cœur de matériau de grande perméabilité magnétique. Les variations du flux du champ magnétiques, amplifiées par le cœur de la bobine, créent une différence de potentiel aux bornes de la bobine. Plusieurs fabricants proposent des magnétomètres de ce type adaptés à l'environnement marin. Les principaux sont KMS Technologies [45], Phoenix Geophysics [46] et Zonge Engineering [47]. Citons également les capteurs du Scripps Institution of Oceanography, développés spécifiquement pour des applications géophysiques [48]. La bande passante de ces capteurs va du $m\text{Hz}$ à quelques centaines de Hz . Le niveau de bruit est de l'ordre de de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ à 1 Hz . Ils présentent une remontée de bruit en f^{-1} aux fréquences plus basses, et sont incapables de mesurer le continu.

Fluxgates

Les fluxgates sont composés d'un cœur ferromagnétique entouré de deux bobines, dont une est parcourue par un courant alternatif permettant de saturer périodiquement le cœur. Le champ magnétique à mesurer, qui se superpose au champ alternatif, décale dans le temps l'arrivée à saturation du cœur ferromagnétique. La détection de ce décalage par la seconde bobine permet de connaître le champ magnétique. Plusieurs fabricants proposent ce type de magnétomètres pour des applications marines, les principaux étant Bartington [49],

Billingsley [50] et Ultra-PMES [51]. Ces magnétomètres présentent une bande passante allant de 0 à quelques $k\text{Hz}$. Le meilleur niveau de bruit parmi ces magnétomètres est de $6 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ à 1 Hz , mais ils présentent une remontée de bruit en $f^{-1/2}$ aux fréquences plus basses.

Magnétomètres magnétoresistifs

Les magnétomètres magnétoresistifs exploitent le fait que la résistance des matériaux magnétiques et conducteurs dépend du champ magnétique qui leur est appliqué. La résistance de tels matériaux varie de l'ordre de quelques pourcent selon le champ magnétique. La mesure de la résistance de ces matériaux permet donc de remonter au champ magnétique. Cette mesure est généralement réalisée avec un pont de Wheatstone.

SQUID

Les magnétomètres SQUID (Superconducting QUantum Interference Devices) sont composés d'un matériau supraconducteur séparé en deux parties par une ou deux couches d'isolant ou de métal (jonction Josephson). Un courant électrique dépendant du champ magnétique traverse ces jonctions par effet tunnel. Les jonctions Josephson sont maintenues à basse température par de l'azote ou de l'hélium liquide.

Magnétomètres SERF

Les magnétomètres SERF (Spin Exchange Relaxation Free) sont composés d'une cellule remplie d'un gaz alcalin et d'un gaz tampon destiné à augmenter la pression, de faisceaux lumineux pompe et sonde. Le gaz alcalin est polarisé par le faisceau pompe, et le faisceau sonde permet de détecter la précession des spins électroniques en présence d'un champ magnétique. Quand deux atomes polarisés collisionnent entre eux, les électrons peuvent précesser dans l'autre direction que l'ensemble, et ainsi provoquer une décohérence et une perte de signal. Il s'agit du phénomène de spin exchange relaxation. Dans un gaz à forte pression et en champ magnétique faible, les électrons entrent en collision entre eux si souvent que les spins n'ont pas le temps de précesser et de perdre leur cohérence, augmentant ainsi le signal. Cela peut être réalisé en plaçant la sonde dans un blindage atténuant le champ ambiant, ou dans un système de bobines créant un champ compensant le champ magnétique ambiant. Dans le premier cas, le niveau de bruit atteint $7 \text{ fT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$, et dans le second $10 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ [58]. Peu de travaux existent sur la mesure du champ ambiant par ce type de magnétomètres, et ce dernier résultat est probablement améliorable. Ces magnétomètres présentent une remontée de bruit aux basses fréquences.

Magnétomètre champ nul à hélium

L'architecture des magnétomètres champ nul à hélium est présentée en Figure 8. Deux champs magnétiques de fréquences ω et Ω sont superposés au champ à mesurer. Aux champs magnétiques faibles, ces modulations donnent lieu à des signaux de résonance aux fréquences ω , Ω et $\omega \pm \Omega$ d'amplitude proportionnelle aux composantes du champ magnétique. Ces signaux de résonance sont détectés optiquement par un laser traversant le gaz. Ils permettent d'asservir un courant circulant dans des bobines de compensation,

annulant ainsi le champ magnétique ambiant. Ces magnétomètres présentent une remontée de bruit aux basses fréquences.

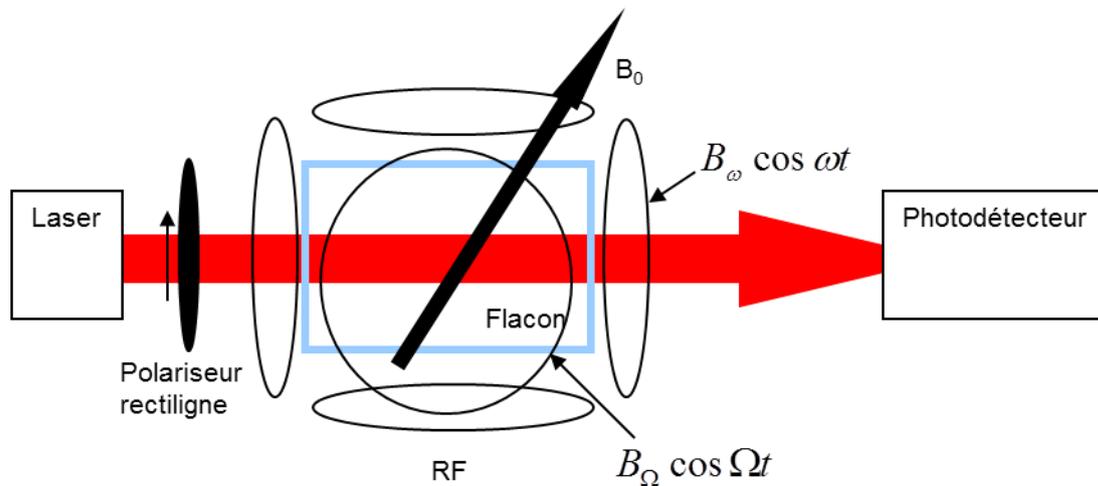


Figure 8 : Schéma du magnétomètre vectoriel asservi en champ magnétique nul

III.1.5.3. Performances

Nous récapitulons dans le Tableau 6 les performances des capteurs présentés ci-dessus.

Magnétomètre	Type	Niveau de bruit @ 1 Hz	Remontée de bruit BF	Bande passante
RMN	scalaire	$3 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Non	DC – 0,1 Hz
Pompage optique	scalaire	$1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Non	DC – 100 Hz
Induction	vectériel	$3 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	0,1 – 1000 Hz
Fluxgates	vectériel	$3 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	DC – 2 kHz
Magnétorésistifs	vectériel	$500 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	DC – 10 MHz
SQUID	vectériel	$0,02 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	DC – 10 kHz
SERF	vectériel	$10 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	
Champ nul	vectériel	$1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	Oui	1 – 100 Hz

Tableau 6 : Performances des différents types de magnétomètres. Les performances sont données pour des capteurs fonctionnant en champ ambiant, d'après [52],[53].

Les magnétomètres doivent permettre de mesurer le champ magnétique avec précision et avec un faible niveau de bruit sur la bande passante voulue. Les critères de choix sont donc le niveau de bruit, la bande passante la précision, et le type de mesure (scalaire ou vectorielle). De plus, les contraintes liées à la manipulation du capteur final excluent les magnétomètres trop encombrants ou présentant des contraintes de fonctionnement trop fortes. Les SQUID est le seul dans ce cas, puisqu'il doit être refroidi avec un gaz liquéfié pour fonctionner.

Parmi ces magnétomètres, nous pouvons d'ores et déjà éliminer pour notre application le SQUID (trop contraignant à mettre en œuvre) et les magnétomètres magnétorésistifs (bruit trop élevé).

Le choix final du magnétomètre dépendra de l'architecture choisie du capteur. Ce choix sera discuté en chapitre 3 section I.

III.2. Capteurs à mesure de tension

III.2.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des électromètres à mesure de tension est le suivant : un voltmètre de très grande impédance relié à deux électrodes mesure la différence de potentiel entre celles-ci. On obtient ensuite le champ électrique en divisant cette valeur par la distance entre les électrodes. Ainsi, plus le capteur est grand, plus son niveau de bruit est faible. Pour ce type de capteurs, la différence de tension entre électrodes en l'absence de champ électrique est un critère important à prendre en compte : cette différence de tension doit être la plus faible possible, sous peine de dégrader la précision du capteur, et la plus stable possible.

III.2.2. Etat de l'art

Plusieurs électromètres à mesure de tension ont été réalisés et commercialisés. Le premier électromètre ayant permis de mettre en évidence la présence de champs électriques dus aux mouvements océaniques (marées notamment) dans le champ magnétique terrestre a été développé en 1920 par Young [28]. En 1950, le *Woods Hole Oceanographic Institution* (WHOI) au Massachussets développe un électromètre qu'il nomme *Geomagnetic Electro Kinetograph* (GEK) [54]. Il s'agit de deux électrodes impolarisables en Ag/AgCl séparées de 100 m, tirées par un bateau et séparées de ce dernier par une distance d'environ 100 m. Ce capteur était destiné à l'étude des courants marins.

Le *Scripps Institution of Oceanography* (SIO) est un acteur majeur des électromètres marins pour des applications géophysiques principalement. Plusieurs capteurs à base longue, fixes, et fonctionnant au fond de l'eau, ont été développés à partir de la fin des années 60. L'appareil développé par J.H. Filloux en 1967 avait une distance entre électrodes de 1 km et un niveau de bruit de $100 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ [55]. Plusieurs capteurs similaires ont été construits par la suite. Le dispositif construit par Webb & al. en 1985 était destiné à des applications en magnétotellurique (MT) et Controlled Source Electromagnetics (CSEM) (voir section II.1) [56]. La distance entre électrodes était de 1 km également, et atteignait un niveau de bruit de $1 \text{ pV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ à 1 Hz avec une remontée de bruit en f^{-1} aux fréquences plus basses. Un capteur similaire a été développé par Pettitt en 1993 [57], pour des applications dans des eaux peu profondes et à proximité des côtes. Deux autres versions ont ensuite été réalisées en 1998 [58] (électrodes séparées de 10 m) et en 2007 [59] (électrodes séparées de 100 m), dont cette dernière en collaboration avec ExxonMobile pour des applications de prospection pétrolière.

Parallèlement, des capteurs de type « salt bridge chopper » ont été développés au SIO. Les électrodes sont placées dans des tubes isolants constituant des ponts salins. La résistance de

l'appareillage de mesure de tension étant très grande, il n'y a pas de chute de potentiel à l'intérieur des tubes. La tension des électrodes est alors identique à l'endroit de l'électrode et à l'ouverture des tubes. Ce système permet donc d'avoir des électrodes rapprochées l'une de l'autre (il n'y a pas de biais dû au fait que les électrodes, en étant éloignées, peuvent baigner dans des bains différents (voir section III.3.3)) et de mesurer la tension entre deux points éloignés l'un de l'autre, et donc avec un faible niveau de bruit. Un système de valves permet de mettre en contact alternativement chaque électrode avec l'eau de chaque tube (Figure 9). En sommant et en soustrayant les mesures de tension effectuées en position 1 et 2, on peut déterminer respectivement la différence de potentiel entre électrodes U_{elec} et le champ électrique E par les relations :

$$U_{elec} = (U_1 + U_2)/2$$

$$E = \frac{1}{2L}(U_1 - U_2) \quad (17)$$

Plusieurs appareils de ce type ont été réalisés et décrits par J.H. Filloux & al. [21], [60] et Pettitt & al. [61]. Ce dernier atteint un niveau de bruit de $20 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ pour des ponts salins de 3 m de long.

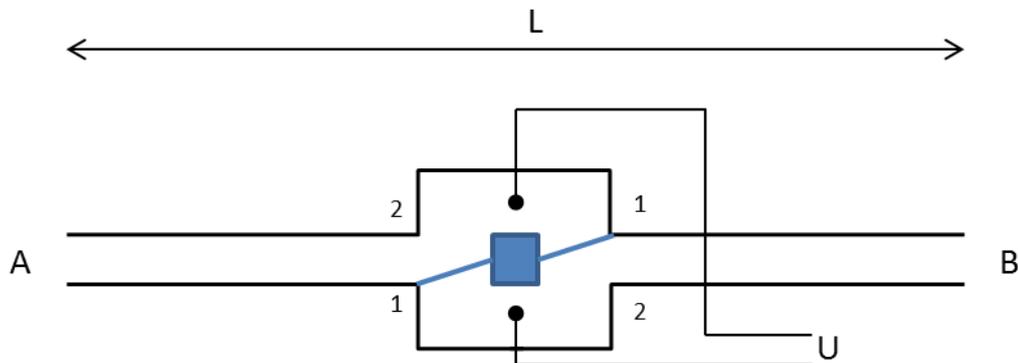
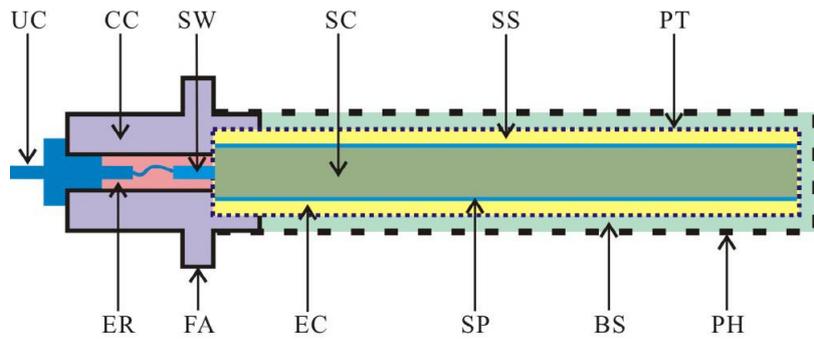


Figure 9 : Electromètre avec système « salt bridge chopper »

Les universités japonaises se sont également intéressées à la mesure des champs électriques en mer, principalement pour comprendre les structures des sous-sols marins dans les zones sismiques et pour prévenir de l'apparition de séismes. En 1998, Toh & al. ont développé un électromètre 2D composé de deux paires d'électrodes en Ag/AgCl situées à une distance de 5 m [62]. En 2009, Kasaya & al. ont développé un capteur fixe constitué d'électrodes en Ag/AgCl montées sur des bras dépliables de 10 m de long [63]. Leur dispositif était également destiné à l'étude de la structure des sous-sols océaniques. Son niveau de bruit était de $1,9 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Un dispositif similaire mais remorqué par bateau a été développé en 2014 par Ueda et al. pour les mêmes applications [64].

L'université de géosciences de Pékin a développé un capteur basé sur des électrodes Ag,AgCl dont l'architecture est présentée en Figure 10. Son fonctionnement est décrit dans les références [65], [66].



UC: underwater connector CC: cylindrical cavity SW: silver wire
 SC: silver chloride powder SS: silica with SC PT: porous tube
 PH: protective housing BS: buffer substance SP: silver pipe
 EC: electrode core FA: fixed arm ER: epoxy resin

Figure 10 : Architecture de l'électrode (d'après [66])

En utilisant ces électrodes et une électronique spécifique décrite dans leurs publications, les auteurs parviennent à un niveau de bruit de $0,6 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ à 1 Hz pour une distance entre électrodes de 1 m . Comme pour tous les capteurs à mesure de tension, il y a une remontée de bruit aux basses fréquences.

Plusieurs sociétés fabriquent et commercialisent des électromètres pour des applications géophysiques et de surveillance principalement [67]. Les capteurs commerciaux et leurs principales caractéristiques et performances annoncées par les fabricants sont reportées dans le tableau suivant.

	Electrodes	Niveau de bruit @ 1 Hz	Bande passante	Dimensions
Polyamp [68], [69]	Fibres de carbone	$1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	$3 \text{ mHz} - 3 \text{ kHz}$	50 cm
Ultra/PMES [70]	Ag,AgCl	$1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	$DC - 3 \text{ kHz}$	2 m
ISL [71]	Ag,AgCl	$6 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ (bras de 1 m)	25 Hz	$20 \text{ cm} - 2 \text{ m}$
Subspection	Ag,AgCl	$1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	$1 \text{ mHz} - 1 \text{ kHz}$??
Systemtechnik Ludwig [72]	Fibres de carbone	$10 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$	$DC - 3 \text{ kHz}$??

Tableau 7 : Performances des électromètres commerciaux

Ces performances semblent excellentes, elles peuvent néanmoins être nuancées. En effet les niveaux de bruit sont annoncés pour une fréquence de 1 Hz. Ces capteurs présentent une importante remontée de bruit en dessous de ces fréquences [67]. Très peu d'informations sur ces caractéristiques aux plus basses fréquences étant disponibles, nous ne sommes cependant pas en mesure de chiffrer l'importance de cette remontée de bruit.

III.2.3. Influence de l'environnement

De même que pour les capteurs à mesure de courant, le potentiel pris par les électrodes dépend de la salinité, la température et la concentration en dioxygène. L'influence de ces paramètres a déjà été décrite en section III.1.4.

III.3. Avantages/inconvénients

Les deux types d'électromètres présentés plus haut présentent chacun leurs avantages et leurs inconvénients. Nous récapitulons ici brièvement leurs caractéristiques en termes de niveau de bruit, précision de la mesure, encombrement, et ce afin de pouvoir les comparer.

III.3.1. Niveau de bruit

Les électromètres à mesure de tension actuels, ainsi que ceux à mesure de courant, affichent un niveau de bruit environ égal à $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Cependant, les électromètres à mesure de tension présentent tous un bruit $1/f$ en dessous de 1 Hz, qui est dû à l'amplification du signal. Or nous avons vu que les applications nécessitent en particulier de mesurer les signaux aux fréquences les plus basses possibles. Ce bruit est donc gênant dans la mise en œuvre de cette technique pour les applications marines.

Au contraire, et à condition d'utiliser des électrodes appropriées, les électromètres à mesure de courant ne présentent pas ce bruit en $1/f$, mais sont capables d'avoir un niveau de bruit relativement constant sur toute la bande passante.

III.3.2. Précision

Le principal inconvénient des capteurs à mesure de courant dans l'état de l'art antérieur tient au fait que les capteurs sont dimensionnés de telle sorte que leur impédance soit égale à celle du volume d'eau qu'il remplace, et ce afin de ne pas perturber les lignes de courant. Cela suppose de connaître la conductivité de l'eau de mer à l'endroit où le capteur va être placé, et de concevoir le capteur en prenant en compte ce paramètre. C'est en pratique irréaliste, puisque la conductivité de l'eau de mer varie en fonction des endroits, de la température. D'autre part, l'impédance des électrodes dépend de la fréquence du signal à mesurer. La fonction de transfert utilisée pour déduire de la mesure de courant une valeur de champ électrique n'était connue qu'avec une grande imprécision. Les électromètres à mesure de courant réalisés jusqu'à présent présentaient donc une forte imprécision sur la mesure de champ électrique.

Au contraire, la fonction de transfert des électromètres à mesure de courant est absolue.

Dans le cas des deux capteurs, la différence de potentiel pris par les électrodes peut ne pas être nulle en l'absence de champ électrique extérieur. Si aucune mesure corrective n'est prise, cela peut conduire à une erreur de mesure importante pour les fréquences concernées, qui sont très basses. Une solution pour s'affranchir de ce problème est de rajouter un filtre passe haut qui coupe ce signal indésirable.

III.3.3. Encombrement

Les électromètres à mesure de tension mesurent la tension entre deux électrodes situées à une distance L l'une de l'autre. En augmentant la distance entre les électrodes, on augmente la tension aux bornes des électrodes, et donc le signal à mesurer. Le rapport signal sur bruit s'en trouve alors amélioré. Mais augmenter par trop la taille du capteur présente plusieurs inconvénients :

- Les capteurs de grande taille sont difficiles à manipuler,
- Les mesures présentent une faible résolution spatiale,
- Les mesures de la composante verticale sont parfois impossibles du fait de la taille des capteurs, parfois plus grands que la hauteur d'eau disponible,
- La mesure peut être biaisée en raison de variations de paramètres tels que la teneur en dioxygène, la salinité et la température entre les milieux respectifs dans lesquels baignent les deux électrodes : si le potentiel pris par chaque électrode au contact de l'eau de mer dépend de ces paramètres, le champ électrique mesuré reflétera la variation de ces paramètres en plus du champ électrique naturellement présent dans l'eau.

Comme présenté dans l'état de l'art, les premiers électromètres à mesure de tension étaient pour cette raison très grands. Les systèmes commerciaux actuels, en raison des progrès réalisés sur les amplificateurs, sont beaucoup plus compacts.

Une contrainte de conception des capteurs à mesure de courant réalisés dans l'art antérieur était l'adaptation d'impédance avec le milieu environnant. Cette contrainte permettait d'avoir des systèmes relativement compacts par rapport aux électromètres à mesure de tension de l'époque. Ce faible encombrement présente plusieurs avantages :

- Le capteur est plus simple à manipuler,
- Les deux électrodes sont dans des milieux pouvant être considérés comme identiques (température, pH, salinité) et il n'y a donc pas d'erreurs significatives dues à ce facteur,
- La mesure est ponctuelle,
- Il n'y a pas d'obstacles à la mesure de la composante verticale du champ électrique.

IV. Objectifs

Les capteurs à mesure de tension ont été les premiers électromètres développés, et sont les seuls à être commercialisés et utilisés industriellement à l'heure actuelle. Les capteurs à

mesure de courant sont apparus plus tard, et ont fait l'objet de moins de travaux. Ils souffrent encore, par rapport à leurs concurrents, de défauts qui empêchent leur utilisation pratique. Ils présentent pourtant également un certain nombre d'avantages présentés ci-dessus, dont il serait dommage de ne pas tirer parti. Nous avons donc choisi de tenter de résoudre ces problèmes afin de rendre la technique de mesure de courant utilisable en pratique, et avec un niveau de performances idéalement au moins égal aux meilleurs électromètres à mesure de tension de taille comparable. Nous fixons un objectif de niveau de bruit de $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ sur une bande passante allant de 1 mHz à 10 Hz , et pour des champs électriques d'amplitude maximale de $100 \text{ } \mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$.

Le CEA/Leti ayant déjà une expérience dans la mesure de champs électriques en mer avec la thèse de V. Poulbot [2], nous nous proposons de reprendre une architecture similaire à celle qu'il avait réalisée, c'est-à-dire incluant un système de bobines et un ou plusieurs magnétomètres. Cette architecture présente également l'avantage de permettre la mesure de champ magnétique simultanément et au même endroit que la mesure de champ électrique. Pour atteindre ces objectifs, et en utilisant un magnétomètre à hélium 4, dont le niveau de bruit est de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ sur l'ensemble de la bande passante visée, la fonction de transfert du capteur devra atteindre $1 \text{ pT} \cdot \text{m} \cdot \text{nV}^{-1}$. D'autre part, un certain nombre de problèmes doivent être résolus.

IV.1. Problèmes à résoudre

Plusieurs inconvénients doivent être dépassés pour que la mesure de champ électrique en mer par des électromètres à mesure de courant soit possible en environnement réel. Les objectifs de ce travail sont les suivants :

- améliorer la précision de la mesure,
- éviter la remontée de bruit aux basses fréquences,
- mesure 3D des champs électriques avec une architecture simple,
- s'affranchir des problèmes liés à l'orientation du capteur dans le champ magnétique terrestre.

Nous l'avons dit, un des inconvénients des électromètres à mesure de courant existants est leur mauvaise précision de mesure. Cette mauvaise précision, rappelons-le, est causée par la dépendance de la fonction de transfert du capteur à la conductivité de l'eau de mer ainsi que par la dépendance de l'impédance des électrodes à la fréquence du champ à mesurer. Partant de ce constat, il est illusoire de penser qu'on pourra réaliser un capteur dont l'impédance sera constamment égale à celle du volume d'eau qu'il remplace. Nous avons donc fait le choix de ne pas intégrer cette contrainte dans la conception du capteur. Cela suppose évidemment de déterminer la fonction de transfert dans tous les cas possibles, en particulier lorsque l'impédance du capteur n'est pas égale à celle du volume d'eau qu'il remplace. La connaissance de cette fonction de transfert nous permettra alors de mettre en place une méthode de calibration du capteur, résolvant le problème de la précision.

Les électromètres à mesure de courant réalisés précédemment utilisaient des électrodes capacitives, dont l'impédance augmentait aux basses fréquences. Plus l'impédance du capteur est élevée, et plus le courant circulant dans le capteur est faible. La fonction de transfert du capteur est donc dégradée aux basses fréquences, nuisant au niveau de bruit. Pour atteindre un niveau de bruit de $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ sur toute la bande passante, plusieurs points sont à travailler :

- Les électrodes : le matériau choisi devra a priori ne pas présenter d'augmentation d'impédance aux faibles fréquences, et la différence de potentiel entre les électrodes devra être la plus faible possible et stable,
- Le magnétomètre : le magnétomètre choisi devra a priori ne pas présenter de remontée de bruit $1/f$,
- L'architecture du capteur devra également permettre d'atteindre ces performances.

Les applications à la mesure des champs électromagnétiques en mer nécessitent une mesure électrique en trois dimensions, et une mesure magnétique au même endroit avec le même capteur présente un avantage en termes de simplicité de mise en œuvre de la mesure. Pour des raisons pratiques évidentes, le capteur devra également pouvoir fonctionner quel que soit son orientation dans le champ magnétique terrestre. Le système conçu par V. Poulbot était en une dimension. Il pouvait être réalisé en trois dimensions en dupliquant ce système dans chacune des autres dimensions, mais augmentant la complexité. D'autre part, son système ne fonctionnait que dans une orientation précise du capteur dans le champ magnétique terrestre. L'architecture du capteur devra être repensée pour pallier ces inconvénients.

IV.2. Stratégie

La première étape consiste à connaître le fonctionnement du capteur dans son environnement. Le Chapitre 2 fait l'objet de cette étude. Le désaccord d'impédance entre le capteur et l'eau de mer doit être pris en compte pour connaître de manière précise les performances du capteur (fonction de transfert, niveau de bruit, et précision). Le premier point pour cela consiste donc à déterminer le courant circulant dans le capteur en fonction du champ électrique qu'on cherche à mesurer et de certains paramètres liés au capteur et à son environnement. Nous déterminerons donc la fonction de transfert champ électrique – courant $f_1 = I/E$ en fonction de ces paramètres. Etant a priori plutôt destiné à fonctionner au fond de la mer, l'influence de la présence de ce dernier sur les performances du capteur devra également être effectuée. Une fois déterminé le courant circulant dans le capteur, nous nous attacherons à l'étude du fonctionnement du système de mesure de courant. Ce dernier est composé d'une bobine créant un champ magnétique B au passage d'un courant. La fonction de transfert de la bobine $f_2 = B/I$ sera déterminée. Enfin un magnétomètre placé à l'intérieur de la bobine permet de mesurer ce champ. Nous en expliquerons le principe de fonctionnement.

A l'aide des outils ainsi définis, la seconde étape consiste à concevoir l'électromètre dans son ensemble, en s'attachant en particulier à résoudre les problèmes soulignés en section IV.1.

Le Chapitre 3 fait l'objet de cette étude. Nous présenterons tout d'abord les différentes architectures possibles du capteur, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Pour chacune de ces architectures, nous effectuerons un dimensionnement du capteur permettant d'optimiser ses performances. Nous étudierons notamment l'influence des erreurs de fabrication. Plusieurs méthodes de calibration seront également exposées, résolvant ainsi le problème de la précision du capteur.

Enfin la dernière étape consiste à effectuer une preuve du concept présenté jusqu'alors, et à confronter la théorie à la réalité. C'est l'objet du Chapitre 4. Nous présenterons dans un premier temps les étapes de fabrication des différents blocs du capteur (électrodes, bobine et magnétomètres). Puis nous testerons le dispositif complet, en version réduite, dans des conditions de laboratoire, afin d'en extraire des informations permettant de prévoir les performances de systèmes de taille réelle.

Chapitre 2: Etude du fonctionnement

L'objectif de ce travail est, nous l'avons dit, de concevoir un capteur de champ à la fois électrique et magnétique, répondant aux objectifs décrits dans le chapitre précédent, et destiné à fonctionner en mer. Dans ce chapitre, nous présentons les éléments nécessaires qui nous permettront de dimensionner un capteur complet au chapitre suivant.

Nous présentons d'abord le principe de fonctionnement détaillé du capteur et les principes physiques associés. Nous déterminerons ensuite la fonction de transfert globale du capteur, qui peut être divisée en deux fonctions. La première relie le champ électrique E à mesurer au courant I circulant dans le capteur : $f_1 = I/E$. Nous étudierons l'influence de paramètres liés au capteur et à son environnement sur cette fonction. L'étude sera réalisée par simulation, puis confrontée à l'expérience. Elle sera déterminée d'une part dans un milieu supposé infini dans toutes les directions de l'espace, et d'autre part proche du fond, où l'influence des sols sera étudiée. Une fois déterminé le courant circulant dans le capteur, nous étudierons la seconde fonction de transfert, qui relie le courant I circulant dans le capteur au champ magnétique B qu'il crée au centre de la bobine $f_2 = B/I$. Ce champ magnétique est ensuite détecté par un magnétomètre dont le fonctionnement sera détaillé en dernière partie de ce chapitre.

I. Principe de fonctionnement

Le capteur est composé d'une enceinte isolante fermée à ses extrémités par deux électrodes (voir Figure 11). Comme nous le montrerons plus tard (section II.1.3), le champ électrique est mesuré suivant l'axe reliant les deux électrodes. Celles-ci permettent le passage du courant suivant des mécanismes qui peuvent varier en fonction du matériau qui les compose (chapitre 1 section III.1.3).

Les deux électrodes sont reliées entre elles par un système permettant à la fois le passage du courant et sa mesure. Afin de valoriser le savoir-faire en magnétométrie du CEA et de mesurer à la fois le champ électrique et magnétique avec le même capteur, nous avons choisi un principe de fonctionnement intégrant bobines et magnétomètres. Pour la même raison, et pour ses bonnes performances (faible niveau de bruit sur toute la bande passante), le magnétomètre retenu est un magnétomètre à pompage optique à hélium. En fonction de l'architecture retenue (chapitre 3 section I), le choix pourra se porter sur un magnétomètre scalaire ou vectoriel.

Un exemple d'architecture du capteur basé sur ce principe est présenté en Figure 11, d'autres sont également possibles, et seront présentées au chapitre 3 section I. Ce système de mesure de courant devra donc répondre à deux objectifs : mesurer le courant avec des

performances élevées en termes de niveau de bruit, précision et bande passante, et laisser passer le plus de courant possible. Le courant passe dans une bobine, créant un champ magnétique B , mesuré ensuite par un magnétomètre C. Les deux magnétomètres C et D mesurent en plus le champ magnétique terrestre B_0 . Ainsi le magnétomètre C mesure la somme des champs magnétique terrestre et produit par la bobine, et le magnétomètre D mesure uniquement le champ magnétique terrestre. La différence entre les deux mesures permet d'extraire le champ magnétique produit par la bobine. Connaissant la fonction de transfert entre le champ électrique à mesurer et ce champ magnétique, on peut donc en déduire le champ électrique à mesurer.

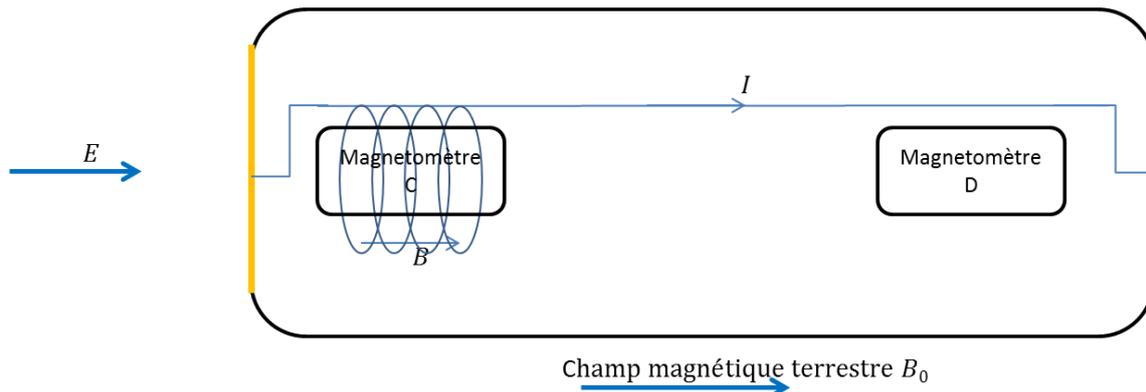


Figure 11 : Architecture possible du capteur

Le capteur se présente donc comme deux transducteurs imbriqués, le premier étant un transducteur champ électrique – courant, de fonction de transfert $I = f_1(E)$, et le second un transducteur courant – champ magnétique, de fonction de transfert $B = f_2(I)$. On souhaite évidemment avoir la meilleure fonction de transfert globale possible, i.e. pour un champ électrique E donné, produire un champ magnétique B le plus fort possible. Ces deux fonctions de transfert dépendent d'un grand nombre de paramètres.

Pour plus de clarté, nous définissons ici un certain nombre de paramètres qui seront utilisés dans la suite de ce document :

- L_c : longueur du capteur
- R_c : rayon du capteur
- $r_g = L_c/R_c$: rapport des longueurs et rayon du capteur
- σ_c : conductivité équivalente du capteur (définie ci-dessous par l'équation (18))
- σ_{eau} : conductivité de l'eau de mer
- $r_\sigma = \sigma_c / \sigma_{eau}$: rapport des conductivités du capteur et de l'eau
- N_{spires} : nombre de spires de la bobine
- $N_{couches}$: nombre de couches de la bobine
- φ_{ext} et φ_{int} : diamètre extérieur et diamètre de la partie conductrice du fil
- a et o : paramètres de forme de la bobine

II. Transducteur E-I

Les champs électriques en mer créent des densités de courant ionique $\overrightarrow{J_{eau}} = \sigma_{eau} \vec{E}$ avec σ_{eau} la conductivité de l'eau de mer. A l'interface avec les électrodes, ce courant ionique est converti en courant électronique. Si l'impédance du capteur est strictement égale à celle du volume d'eau qu'il remplace, le courant I circulant dans le capteur sera $I = \overrightarrow{J_{eau}} \cdot \vec{S} = \sigma_{eau} \vec{E} \cdot \vec{S}$, avec \vec{S} le vecteur surface d'une électrode.

Lorsque la conductivité équivalente du capteur n'est pas égale à celle de l'eau, cette relation est corrigée d'un facteur $\alpha = j_{capt}/j_{eau}$ représentant la déformation des lignes de champ à proximité du capteur, et due au désaccord d'impédance entre l'eau et le capteur. Cette relation devient donc $I = \alpha \cdot \sigma_{eau} \vec{E} \cdot \vec{S}$.

Nous expliquons dans cette section la méthode ayant conduit à la détermination du paramètre α par simulation, ainsi qu'à son expression approchée en fonction des paramètres géométriques et physiques du capteur et de son environnement. Cette expression sera confrontée à l'expérience. Nous vérifierons également que la mesure est bien vectorielle, c'est-à-dire qu'on ne mesure que la composante du champ électrique colinéaire à l'axe reliant les deux électrodes. Ce travail a été réalisé pour un capteur au milieu de l'eau, dans un milieu infini. Nous présentons à la fin de la section les modifications induites par la présence d'un sol de conductivité différente de celle de l'eau de mer (cas où le capteur est posé au fond de l'eau).

II.1. Fonction de transfert en milieu infini

Nous présentons d'abord la fonction de transfert dans un milieu supposé infini. Nous décrivons d'abord le modèle puis les résultats obtenus par simulation numérique. Puis nous confronterons ces résultats à l'expérience. Enfin nous vérifierons que la mesure est bien vectorielle.

II.1.1. Modélisation du capteur

II.1.1.1. Description du modèle

Le modèle du capteur est présenté en Figure 12. Le capteur de géométrie cylindrique, de longueur L_c , de rayon R_c , et de conductivité

$$\sigma_c = \frac{L_c}{Z \cdot \pi R_c^2} \quad (18)$$

est placé dans un volume d'eau de conductivité σ_{eau} , avec Z l'impédance globale du capteur (électrodes, système de mesure de courant et connexions).

Le capteur est fermé à ses extrémités par deux électrodes, modélisées par un potentiel flottant uniforme sur toute la surface des électrodes. Un potentiel uniforme se traduit par un gradient de potentiel nul suivant la direction des électrodes ($\partial V / \partial y = 0$) et donc par une composante tangentielle du champ électrique nulle ($E_r = 0$). Le côté du capteur et du

volume d'eau sont isolés électriquement, ce qui signifie qu'aucun courant ne peut traverser ces deux surfaces ($\vec{n} \cdot \vec{j} = 0$, avec \vec{n} un vecteur unité perpendiculaire à la surface et \vec{j} la densité de courant). Un champ électrique est généré dans le système par l'application des potentiels $+V_0$ et $-V_0$ aux extrémités du cylindre d'eau. L'équation de continuité $\nabla \cdot \vec{j} = 0$ est résolue dans tout le modèle. La densité de courant est reliée au champ électrique par la loi d'Ohm $\vec{j} = \sigma \vec{E}$, avec le champ électrique $\vec{E} = -\nabla V$.

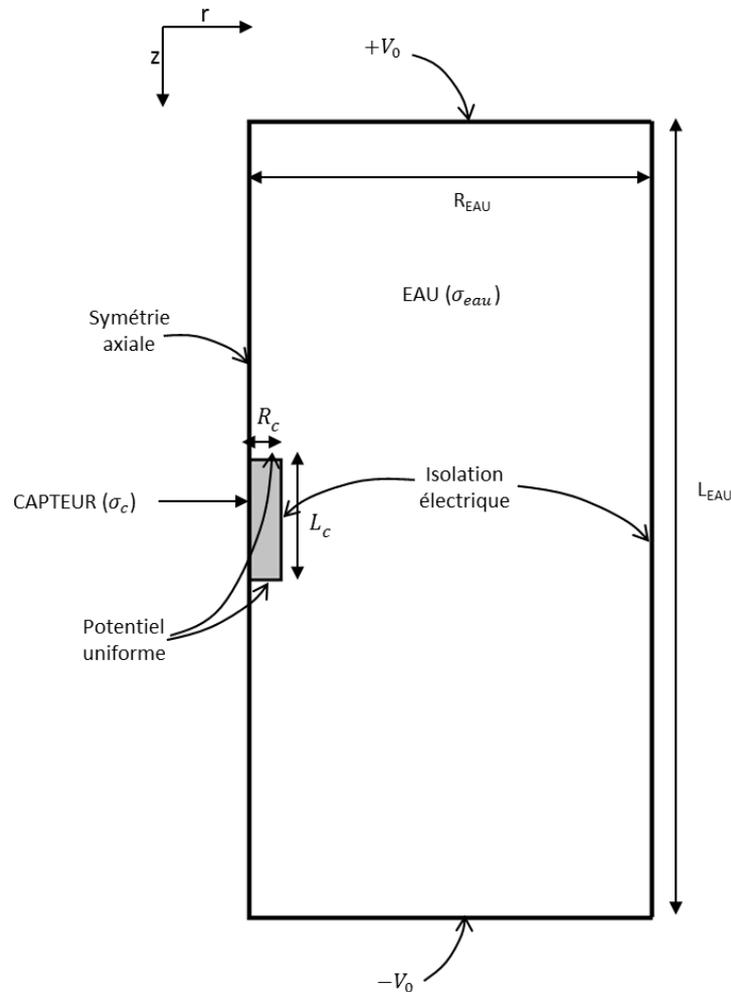


Figure 12 : Modèle 2D du capteur et de son environnement. Le capteur cylindrique (gris) de longueur L_c , rayon R_c et conductivité σ_c est plongé dans un cylindre d'eau de mer (blanc) de longueur L_{EAU} , rayon R_{EAU} et conductivité σ_{eau} . Le potentiel des électrodes est uniforme et laissé libre. Le côté du capteur et de l'eau de mer sont isolés électriquement. Un champ électrique est créé par l'application d'un potentiel $+V_0$ et $-V_0$ aux extrémités de la surface d'eau. L'ensemble possède une symétrie axiale.

La résolution de ce modèle a été réalisée avec le module ACDC du logiciel Comsol®. Nous avons utilisé une modélisation en 2D avec axisymétrie. La taille de la boîte est un facteur important pouvant influencer les résultats. L'influence du rapport des rayons R_{EAU}/R_c et des longueurs L_{EAU}/L_c des cylindres d'eau et du capteur sur la valeur du coefficient α est tracée en Figure 13. L'erreur entre la valeur du coefficient α pour une configuration donnée et sa valeur réelle (lorsque $R_{EAU} \gg R_c$ et $L_{EAU} \gg L_c$) est inférieure à 3% pour $R_{EAU}/R_c > 5$ et

pour $L_{EAU}/L_c > 3$. Pour que le milieu puisse être considéré comme infini, on prendra donc des valeurs de rayon et de longueur d'eau respectant ces deux critères. Dans la suite, toutes les simulations ont été effectuées avec $R_{EAU} = 10\text{ m}$ et $L_{EAU} = 20\text{ m}$, ($R_{EAU}/R_c > 10$ et $L_{EAU}/L_c > 10$ dans tous les cas), ce qui permet le respect de ces deux conditions avec une marge de sécurité pour toutes les configurations étudiées.

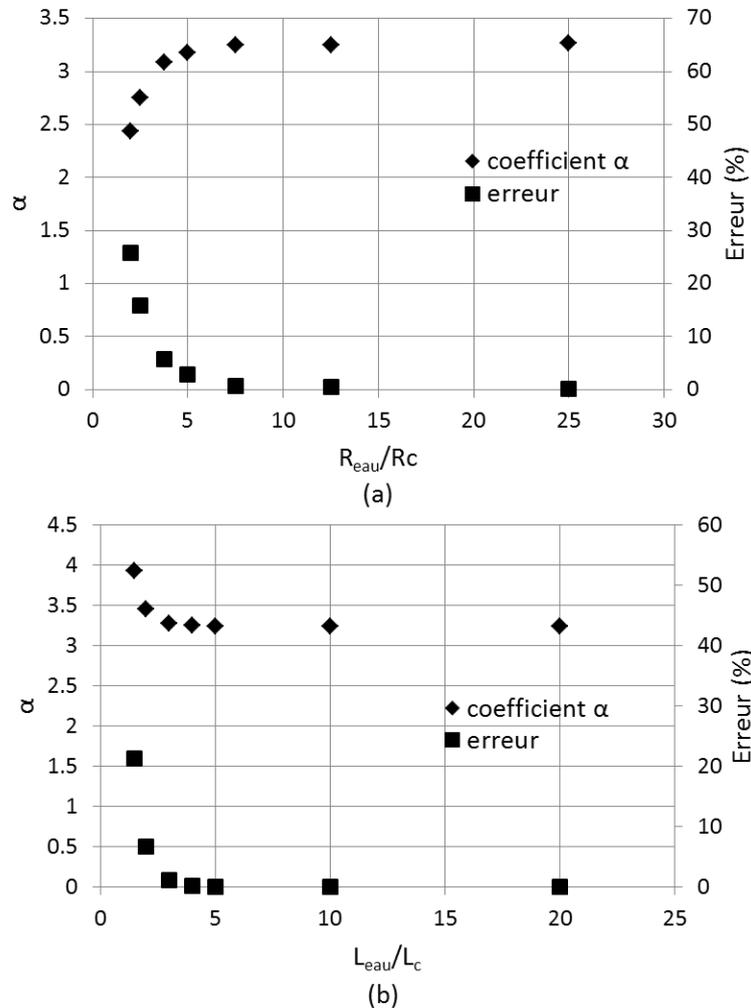


Figure 13 : Influence du rayon (a) et de la longueur (b) du cylindre d'eau sur la valeur du coefficient α pour un rapport entre les conductivités du capteur et de l'eau $r_\sigma = \sigma_c/\sigma_{eau} = 25$. L'erreur est inférieure à 3% pour $R_{EAU}/R_c > 5$ et pour $L_{EAU}/L_c > 3$.

Le maillage joue également un rôle important dans la précision des résultats. L'influence du nombre de mailles par électrode sur la valeur du coefficient α est présentée en Figure 14 pour deux capteurs de rapports r_σ différents. L'erreur entre la valeur calculée avec un nombre de mailles plus faible et la valeur la plus proche de la réalité (grand nombre de mailles) est inférieure à 1% au-delà de 100 mailles. Tous les calculs dans la suite ont été réalisés avec 1000 mailles par électrode.

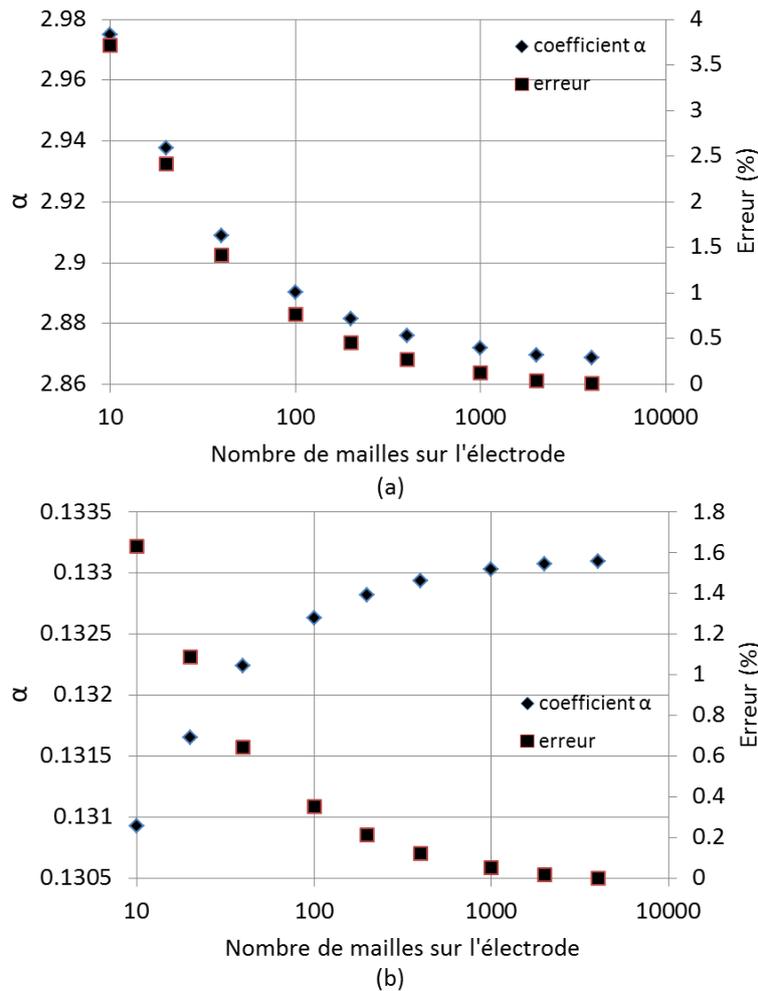


Figure 14 : Influence du nombre de mailles sur une électrode sur le résultat du calcul du coefficient α pour (a) $r_\sigma = 10$ et (b) $r_\sigma = 0,1$. Le rayon du capteur est $R_c = 0,4\text{ m}$ et sa longueur est $L_c = 1\text{ m}$. L'erreur est calculée par rapport à la valeur donnée pour 4000 mailles par électrode.

II.1.1.2. Détermination du coefficient α

Le modèle décrit dans la section précédente a été utilisé pour déterminer le coefficient α qui, rappelons-le, permet de prendre en compte dans la fonction de transfert le désaccord d'impédance entre le capteur et son environnement. Les paramètres permettant de décrire le coefficient α sont les paramètres caractérisant les dimensions du capteur (la longueur du capteur L_c et son rayon R_c) ainsi que sa conductivité σ_c et celle de l'eau de mer σ_{eau} qui l'entoure. Ces paramètres peuvent être regroupés en deux paramètres adimensionnels $r_g = L_c/R_c$ et $r_\sigma = \sigma_c / \sigma_{eau}$. Les résultats de la modélisation sont présentés en Figure 15.

Afin de définir une expression approchée du coefficient α à partir des données obtenues par la modélisation, les limites de la fonction α en fonction des paramètres décrits ci-dessus et ses valeurs en certains points ont été déterminées.

A la lecture de la Figure 15, il est évident que :

$$\lim_{r_g \rightarrow 0} \alpha(r_g, r_\sigma) = 1 \quad (19)$$

et que la fonction recherchée possède une asymptote horizontale pour les grandes valeurs de r_σ , qui est égale à :

$$\lim_{r_g \rightarrow \infty} \alpha(r_g, r_\sigma) = r_\sigma \quad (20)$$

D'autre part, nous avons déterminé que :

$$\lim_{r_\sigma \rightarrow 0} \alpha(r_g, r_\sigma) = 0 \quad (21)$$

et

$$\lim_{r_\sigma \rightarrow \infty} \alpha(r_g, r_\sigma) = 1 + a r_g^b \quad (22)$$

avec $a = 1,24$ et $b = 0,90$ deux paramètres dépendant de la géométrie du capteur. Ces valeurs sont valables pour une géométrie cylindrique. Enfin, lorsque $r_\sigma = 1$, α vaut :

$$\alpha_{r_\sigma=1}(r_g) = 1 \quad (23)$$

La fonction suivante remplit les critères donnés par les équations (19) à (22):

$$\alpha = r_\sigma + \frac{1 - r_\sigma}{1 + a \times (1/r_\sigma) \times r_g^b} = \frac{(1 + a r_g^b) r_\sigma}{r_\sigma + a r_g^b} \quad (24)$$

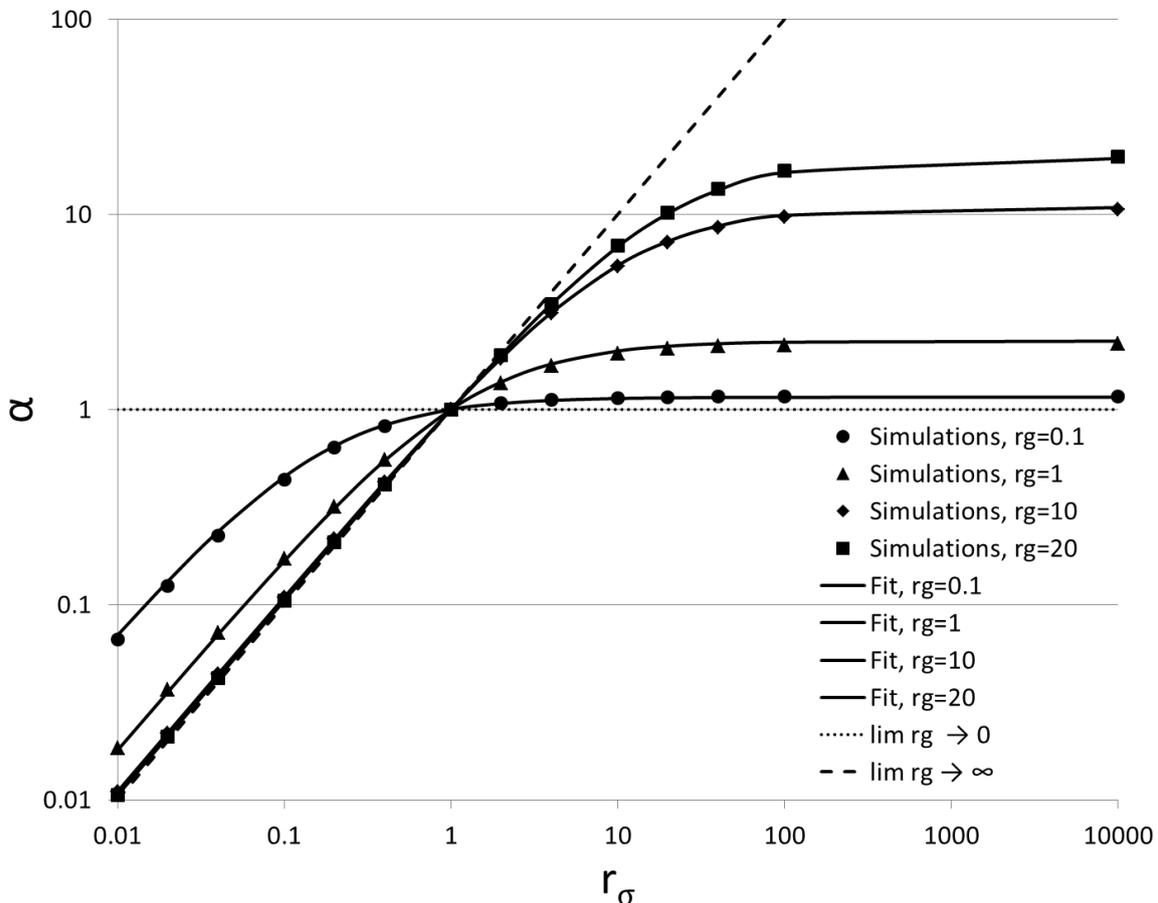


Figure 15 : Simulations Comsol (points) et fit (lignes pleines) du coefficient α en fonction de r_σ . Les lignes pointillées représentent les comportements aux limites pour r_g tendant vers 0 et l'infini.

Les différences (Figure 15) entre les simulations et la fonction α décrite par l'équation (24) sont inférieures 5% pour r_σ compris dans une gamme de valeurs entre 0.01 et 10000 et r_g entre 0.1 et 20. La modélisation du capteur a été réalisée pour une gamme des paramètres

r_σ et r_g suffisamment grande, d'une part pour que les limites de la fonction soient visibles, et d'autre part pour que la plage utilisée pour le dimensionnement inclue la solution optimale.

II.1.1.3. Signification du coefficient α

Le coefficient α a été introduit pour décrire l'influence du désaccord d'impédance entre le capteur et son environnement sur la fonction de transfert. Lorsque l'impédance du capteur est égale à celle du volume d'eau de mer qu'il remplace, on comprend aisément que le capteur ne perturbe pas son environnement, et que tout se passe comme si le capteur n'était pas là. On a alors $r_\sigma = 1$, et le coefficient α est égal à 1 : le courant qui le traverse est égal au courant qui aurait traversé la même section d'eau de mer si le capteur n'était pas là.

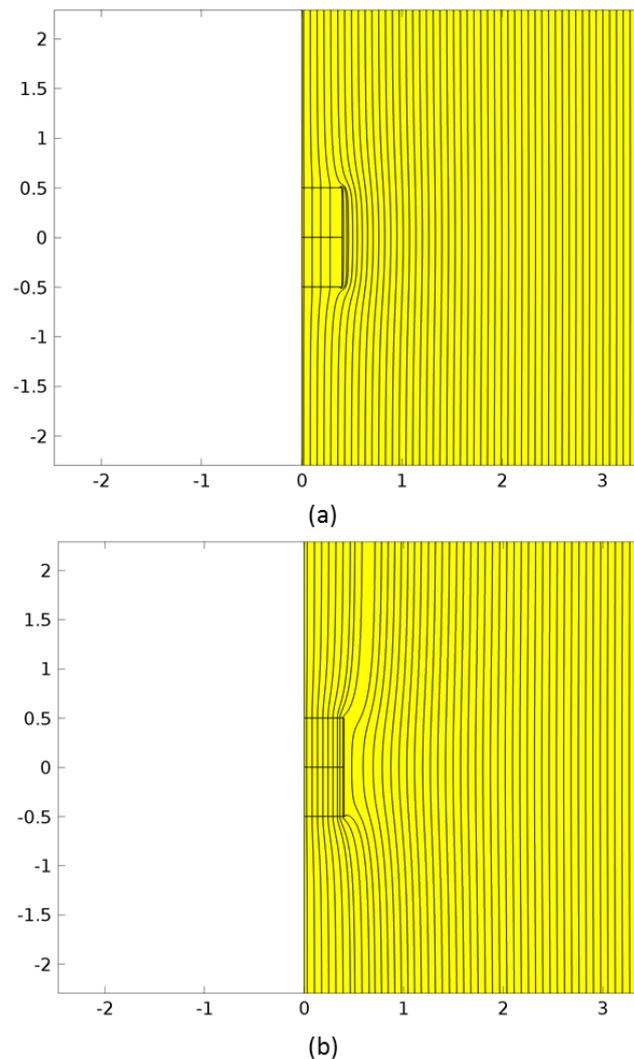


Figure 16 : Lignes de courant au voisinage du capteur pour (a) $r_\sigma = 0.1$, et (b) $r_\sigma = 10$. Les lignes de courant sont déformées lorsque $r_\sigma \neq 1$.

Lorsque l'impédance du capteur est différente de celle du volume d'eau de mer qu'il remplace, les lignes de courant sont déformées.

Cet effet est illustré en Figure 16. Les lignes de courant sont tracées dans deux cas. Le premier (Figure 16 (a)) correspond à $r_\sigma < 1$ et $\alpha < 1$. La densité de lignes de courant est plus faible à l'intérieur du capteur qu'à l'extérieur. Les lignes de courant sont déformées vers l'extérieur. Le courant qui traverse le capteur est moins important que celui qui aurait traversé la même section d'eau de mer, donc on a $\alpha < 1$. Le deuxième cas (Figure 16 (b)) correspond à $r_\sigma > 1$. La densité de lignes de courant est plus grande à l'intérieur du capteur qu'à l'extérieur. Les lignes de courant sont déformées vers l'intérieur. Le courant qui traverse le capteur est plus important que celui qui aurait traversé la même section d'eau de mer, et donc $\alpha > 1$.

II.1.2. Validation expérimentale

L'objectif du travail présenté dans cette section est de valider expérimentalement la fonction de transfert présentée dans la section précédente, et décrite par l'équation :

$$f_1 = \alpha \cdot \sigma_{eau} \cdot S = \sigma_{eau} \cdot S \frac{(1 + a r_g^b) r_\sigma}{r_\sigma + a r_g^b} \quad (25)$$

Pour cela, nous avons mis en place l'expérience présentée en Figure 17. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, coût et facilité de fabrication, le matériau utilisé pour les électrodes est le cuivre, et le capteur est plongé dans une solution de $CuSO_4$. Les électrodes de cuivre dans le $CuSO_4$ ont un comportement proche des électrodes en $Ag/AgCl$ dans l'eau de mer.

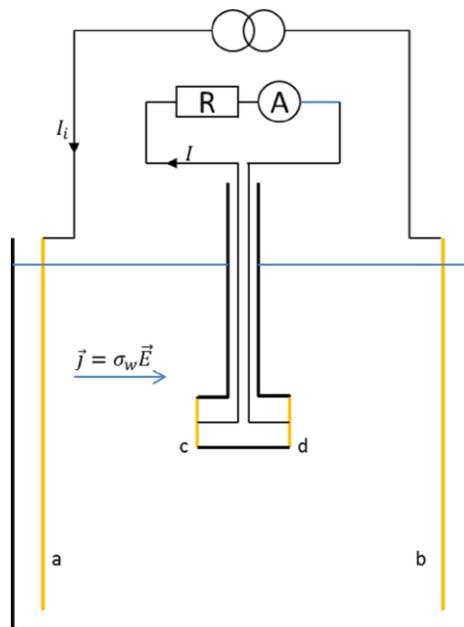


Figure 17 : Expérience de validation de la fonction de transfert. Un champ électrique est produit par une source de courant entre deux électrodes d'injection (a,b). Le courant I qui traverse le capteur (composé de deux électrodes (c,d), d'une résistance R et d'un ampèremètre A) est mesuré par l'ampèremètre.

Une cuve de dimensions $70 \times 70 \times 70 \text{ cm}$ est remplie avec une solution de sulfate de cuivre. Les dimensions de la cuve ont été choisies suffisamment grandes pour que les mesures ne soient pas influencées par la taille (voir section II.1.1.1). La concentration de

$CuSO_4$ est de $0,2 \text{ mol.L}^{-1}$, et le pH est ajusté à environ 1,2 de sorte à obtenir une conductivité de 4 S.m^{-1} , qui est la conductivité moyenne de l'eau de mer. Un courant d'injection I_i est appliqué entre les deux électrodes a et b placées aux extrémités de la cuve. Par suite, un champ électrique uniforme est créé dans le bain entre ces deux électrodes :

$$E = \frac{j_{eau}}{\sigma_{eau}} = \frac{I_i}{S_{ab}\sigma_{eau}} \quad (26)$$

avec S_{ab} la surface des électrodes d'injection a et b.

Deux électrodes de cuivre c et d ferment un volume cylindrique, électriquement isolé des autres côtés. Elles sont connectées entre elles par un circuit électronique comprenant une résistance et un ampèremètre. Le courant traversant le capteur a été mesuré pour plusieurs valeurs de résistance, de telle sorte que la fonction de transfert soit validée pour une large gamme du paramètre r_σ . Les autres sources d'impédance sont les électrodes, les contacts électriques ($< 0,1 \Omega$), les fils (négligeable), et l'ampèremètre ($1,7 \Omega$). Les impédances des électrodes dépendent de la fréquence. Elles ont été mesurées pour une large gamme de fréquences, et en particulier à la fréquence des mesures ($0,02 \text{ Hz}$). Pour cette fréquence, l'impédance surfacique des électrodes est $z_{elec} = 8,7 \cdot 10^{-3} \pm 2,4 \cdot 10^{-3} \Omega.m^2$. A titre d'exemple, un spectre d'impédance d'une électrode est présenté en Figure 18.

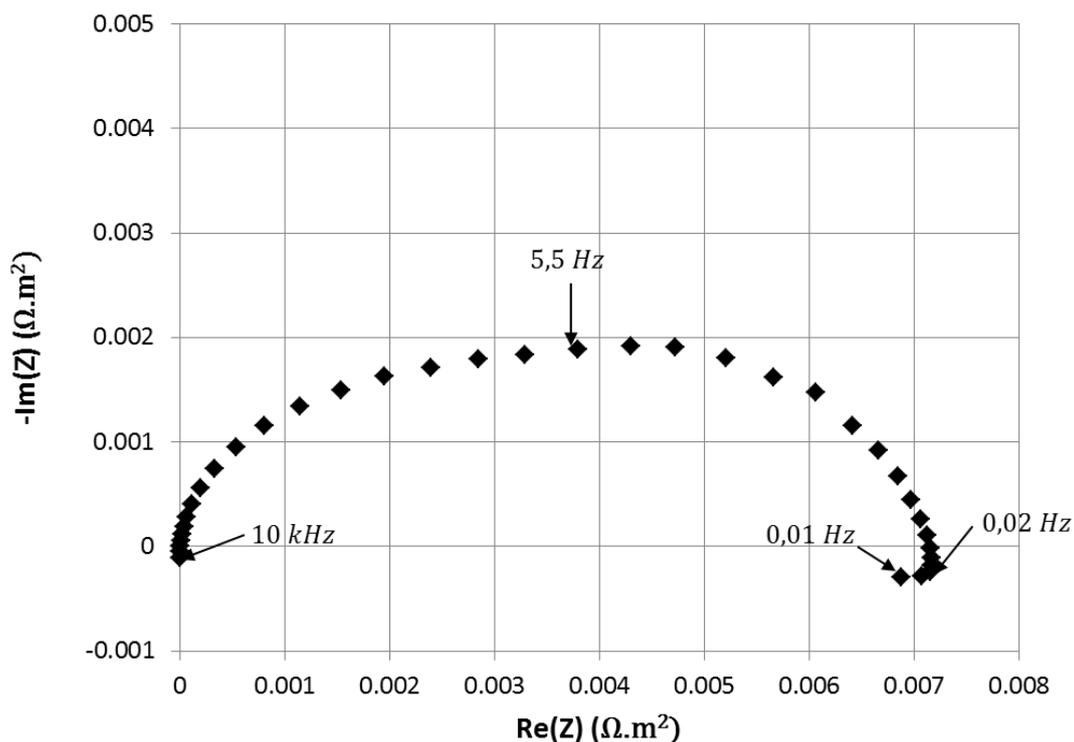


Figure 18 : Spectre d'impédance entre 10 kHz et 0,01 Hz d'une électrode de cuivre dans une solution de sulfate de cuivre.

Plusieurs tailles de capteur ont été testées (longueur du capteur entre $2,5 \text{ cm}$ et 20 cm , rayon du capteur de $2,5 \text{ cm}$ et 5 cm), de telle sorte que la fonction de transfert a été testée pour une large gamme des paramètres r_g (entre 0,5 et 8) et r_σ (entre 0,1 et 8).

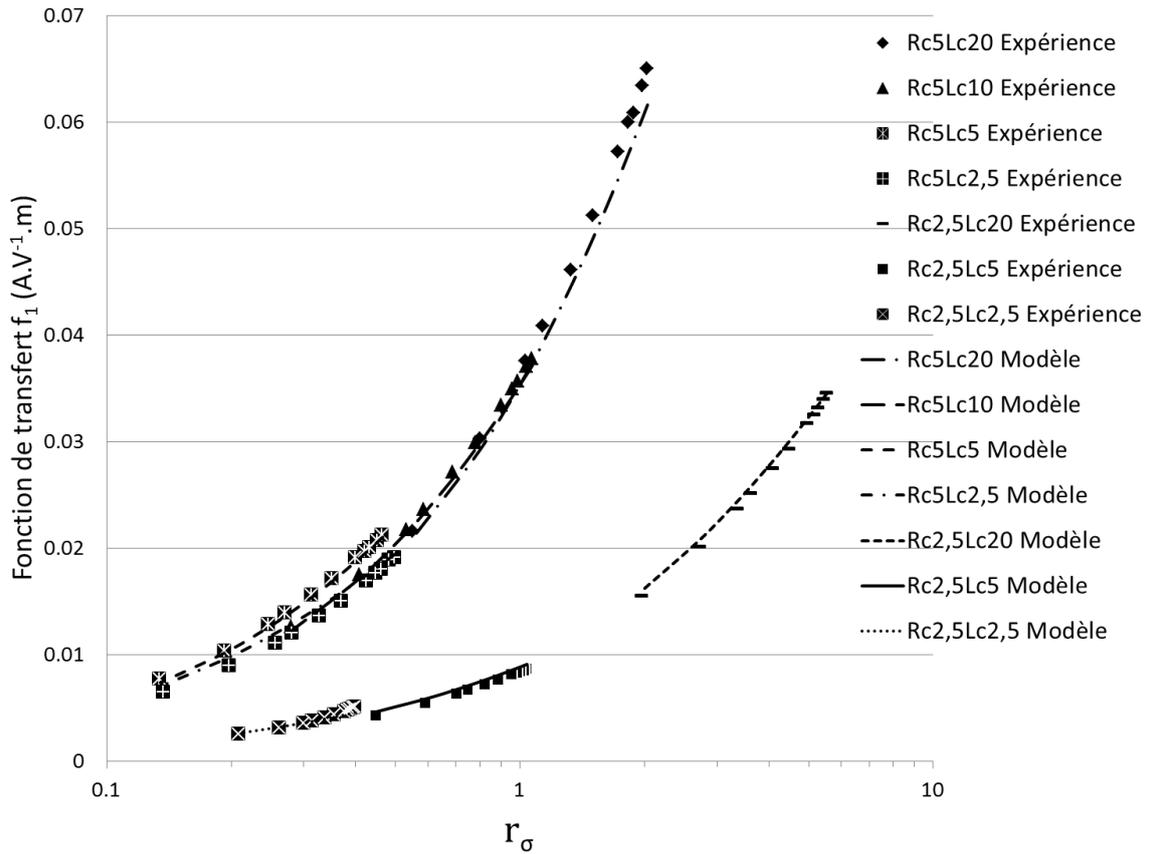


Figure 19 : Résultats expérimentaux (points) et modèle (pointillés) de la fonction de transfert, en fonction du paramètre r_σ , et pour différentes tailles de capteur. La conductivité du bain est de $4 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ et la fréquence du champ électrique mesuré est de $0,02 \text{ Hz}$.

Les résultats sont présentés en Figure 19. Les expériences (points) sont comparées au modèle (lignes pointillées), qui prend en compte toutes les sources d'impédances de l'expérience (électrodes, ampèremètre et contacts électriques). Les différences entre les données expérimentales et le modèle ne dépassent pas 12%.

Afin de vérifier que la fonction de transfert ne dépend pas directement de la valeur de conductivité de l'eau, mais bien du rapport $r_\sigma = \sigma_c / \sigma_{eau}$, nous avons également réalisé ces expériences en diluant par 10 la solution de sulfate de cuivre. La conductivité de l'eau ainsi obtenue est $\sigma_{eau} = 0,65 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$. Les capteurs utilisés sont les mêmes que précédemment. Les résultats sont présentés en Figure 20. Les différences entre les données expérimentales et le modèle sont au maximum de 5%.

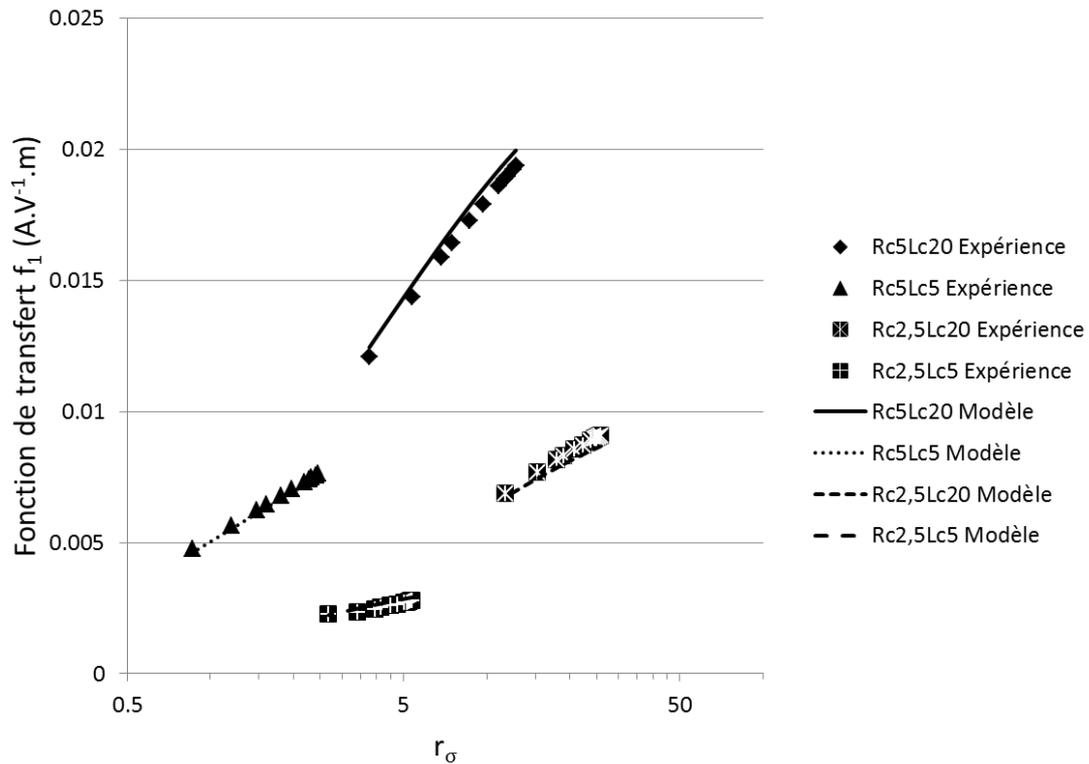


Figure 20 : Résultats expérimentaux (points) et modèle (pointillés) de la fonction de transfert, en fonction du paramètre r_σ , et pour différentes tailles de capteur. La conductivité du bain est de $0,65 \text{ S.m}^{-1}$ et la fréquence du champ électrique mesuré est de $0,1 \text{ Hz}$.

De ces résultats, le comportement de f_1 en fonction de ses paramètres d'influence peut être décrit ainsi :

- Pour r_g et σ_{eau} fixés, f_1 augmente lorsque r_σ augmente,
- Pour r_σ et R_c fixés, f_1 augmente lorsque r_g augmente,
- Pour r_σ et L_c fixés, f_1 augmente lorsque r_g diminue.

II.1.3. Mesure vectorielle

En raison du désaccord d'impédance entre le capteur et l'eau de mer, les lignes de courant et le champ électrique sont modifiés à proximité du capteur. Malgré cela, il est important que la mesure soit vectorielle. Pour cela, on doit vérifier que le champ électrique est uniquement mesuré selon l'axe qui relie les deux électrodes. Nous définissons un angle θ entre le champ électrique et l'axe du capteur. Si la mesure est effectivement vectorielle, le courant traversant le capteur dépend de l'angle θ suivant la relation :

$$I(\theta) = \alpha \cdot \sigma_{eau} E \cdot S \times \cos \theta \quad (27)$$

En Figure 21 est présentée la comparaison entre l'approximation analytique (équation (27)) et les résultats de simulation. L'écart entre les deux ne dépasse pas 0,1%.

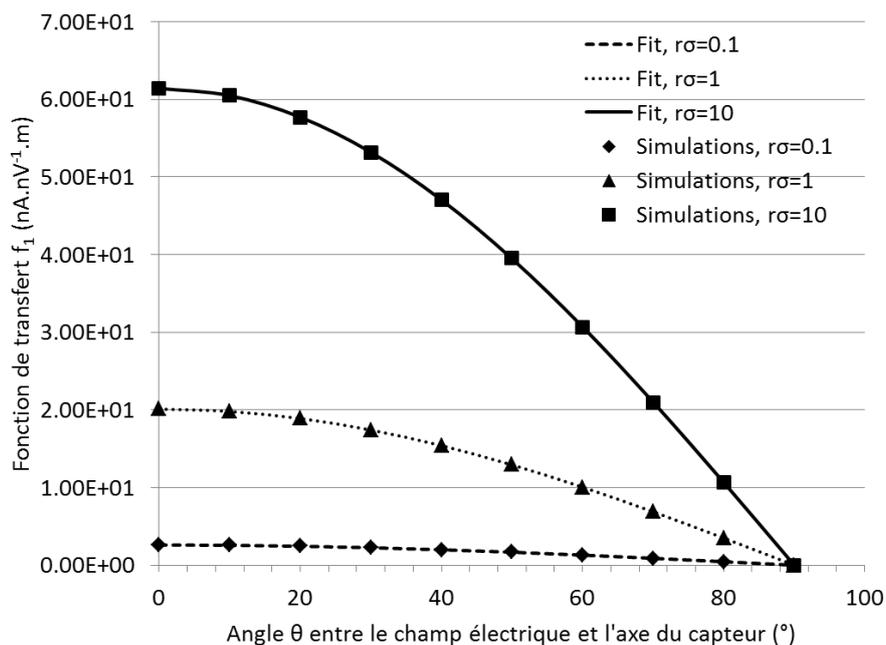


Figure 21 : Fonction de transfert du capteur en fonction de l'angle entre le champ électrique et l'axe du capteur par simulations Comsol (points) et fit (lignes pointillées). $r_g = 2, 5$.

Nous présentons en Figure 22 la comparaison entre l'expérience et le modèle pour deux valeurs du paramètre r_σ ($r_\sigma = 3,5$ and $r_\sigma = 0,75$). La différence entre le modèle et l'expérience ne dépasse pas 10%.

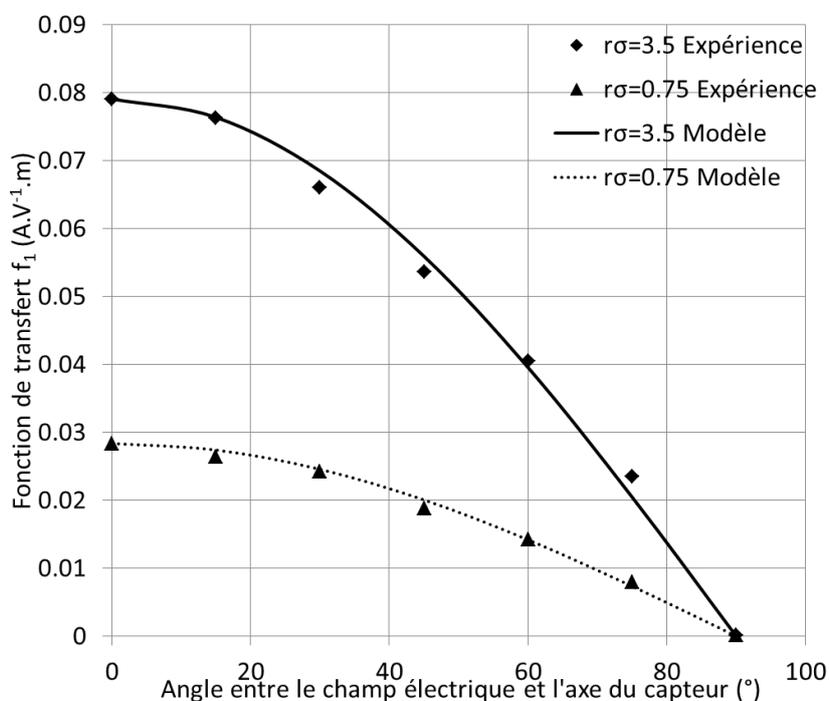


Figure 22: Fonction de transfert du capteur en fonction de l'angle entre le champ électrique et l'axe du capteur pour $r_\sigma = 3, 5$ et $r_\sigma = 0, 75$, modèle (lignes pointillées) et expériences (points). $r_g = 4$.

II.2. Fonction de transfert au fond

L'étude de la fonction de transfert a été jusqu'à présent réalisée dans un milieu suffisamment grand pour qu'il puisse être considéré comme infini (i.e. augmenter sa taille ne modifie pas le résultat). En réalité, le capteur sera aussi amené à fonctionner au fond de l'eau, c'est-à-dire à proximité immédiate d'un milieu de conductivité différente de celle de l'eau de mer. Comme la conductivité du capteur est amenée à être différente de celle de l'eau de mer, les lignes de courant sont déformées par la présence du capteur. Soit elles sont canalisées, soit repoussées à l'extérieur du capteur. On comprend alors aisément que la présence d'un milieu de conductivité différente puisse perturber la déformation des lignes de champ qui aurait lieu si ce milieu différent n'était pas présent.

Nous avons modélisé cela avec le logiciel Comsol, en 3D. La géométrie utilisée est présentée en Figure 23. Un pavé de dimensions $50 \times 50 \times 10 \text{ m}$ modélisant l'eau de mer de conductivité 4 S.m^{-1} est superposé à un pavé de dimensions $50 \times 50 \times 5 \text{ m}$ modélisant le sol. Les simulations ont été réalisées pour des conductivités de sol σ_{sol} comprises entre 1.10^{-5} et 4 S.m^{-1} , ce qui est représentatif de l'ensemble des sols océaniques [16]. Le capteur est un cylindre de 1 m de long et $0,4 \text{ m}$ de rayon. Le capteur est placé au centre du volume d'eau dans les dimensions x et y , et son centre est placé à $0,50 \text{ m}$ du sol (il y a un écart de $0,1 \text{ m}$ entre le bord du capteur et le sol). Un champ électrique est produit par l'application d'une différence de potentiel entre les extrémités du volume d'eau. Le capteur est modélisé de la même manière qu'en section II.1.1.1. Les deux électrodes sont modélisées par un potentiel uniforme et laissé libre. Les côtés du capteur sont isolés électriquement.

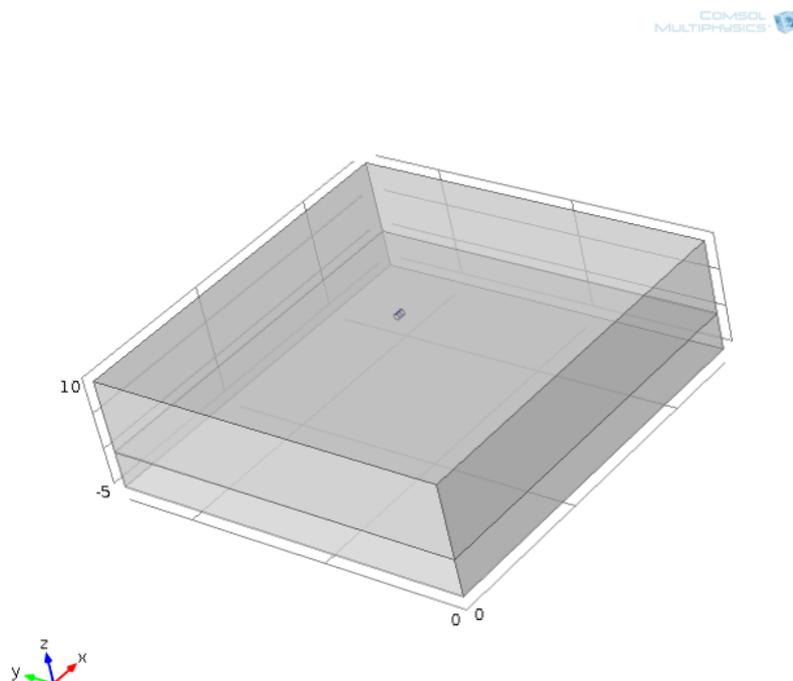


Figure 23 : Modèle du capteur et de son environnement, incluant un sol (couche du bas) de conductivité différente de celle de l'eau de mer (couche du haut)

Les résultats sont présentés en Figure 24 pour des valeurs de conductivité de sol entre 1.10^{-5} et $4 S.m^{-1}$. Nous introduisons le paramètre β , qui permet de prendre en compte la présence d'un sol de conductivité différente de celle de l'eau, s'intégrant à la fonction de transfert du capteur de la manière suivante :

$$I = \beta \cdot \alpha \cdot \sigma_{eau} \vec{E} \cdot \vec{S} \quad (28)$$

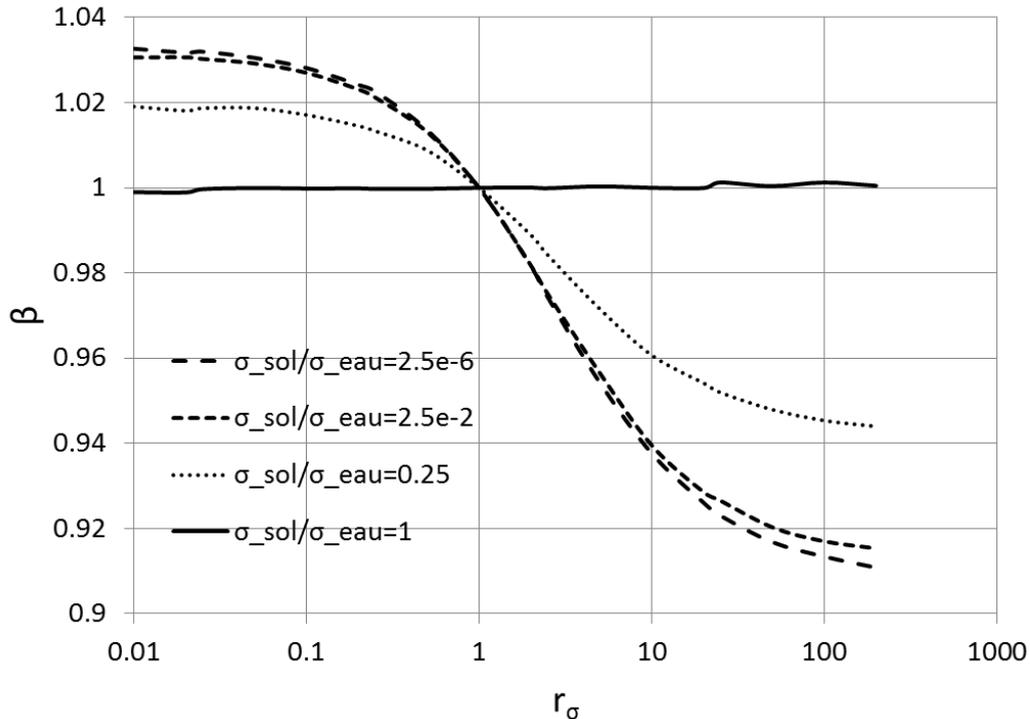


Figure 24 : Paramètre β en fonction du paramètre r_σ , pour plusieurs conductivités de sols (en $S.m^{-1}$) et pour un capteur de rayon $0,4 m$ et de longueur $1 m$. La conductivité de l'eau de mer est égale à $\sigma_{eau} = 4 S.m^{-1}$

Pour un sol de conductivité égale à celle de l'eau de mer, la fonction de transfert n'est pas modifiée. Pour un sol de conductivité différente, la valeur du paramètre β dépend du paramètre r_σ du capteur. Lorsque ce dernier est égal à 1, on a également $\beta = 1$. La présence du sol n'a alors pas d'influence sur la fonction de transfert. En effet, dans ce cas, la présence du capteur ne modifie pas la répartition des lignes de courant, qu'il y ait un sol de conductivité différente ou non. Lorsque $r_\sigma = 1$, le capteur se comporte comme son volume équivalent d'eau de mer.

Lorsque $r_\sigma < 1$, on a $\beta > 1$. Pour un capteur placé au milieu de l'eau, $r_\sigma < 1$ entraîne $\alpha < 1$, ce qui signifie que les lignes de courant sont en partie rejetées vers l'extérieur du capteur. La présence d'un sol de conductivité plus faible que l'eau de mer empêche en partie la déformation de ces lignes de courant, et en force une partie à passer tout de même à travers le capteur. Pour cette raison, la fonction de transfert est légèrement améliorée dans ce cas.

A l'inverse, lorsque $r_\sigma > 1$, on a $\beta < 1$. Pour un capteur placé au milieu de l'eau, $r_\sigma > 1$ entraîne $\alpha > 1$, ce qui signifie que les lignes de courant sont en partie canalisées vers

l'intérieur du capteur. La présence d'un sol de faible conductivité, dans lequel les courants qui y circulent sont moins importants, empêche en partie ce phénomène. La fonction de transfert est alors dégradée. Plus la conductivité du capteur est faible (plus r_σ est grand), plus ce phénomène est accentué, et plus la fonction de transfert est dégradée.

Dans le pire des cas (conductivité du sol de $1 \cdot 10^{-5} \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ et $r_\sigma > 100$), la fonction de transfert est dégradée d'environ 10%. Outre le fait qu'il est difficile d'envisager un capteur avec une conductivité aussi élevée (le rapport r_σ sera bien plus petit que 100 et donc la fonction de transfert moins dégradée), une diminution de 10% de la fonction de transfert n'empêchera pas le capteur de fonctionner dans des conditions tout à fait acceptables. La précision de la mesure sera également dégradée dans les mêmes proportions si on ne tient pas compte de la présence du sol. Nous verrons au chapitre 3 comment calibrer le capteur pour s'affranchir de ce problème de précision.

III. Transducteur I-B

Le capteur est composé de deux électrodes, constituant un transducteur champ électrique-courant de fonction de transfert f_1 , et d'un système de bobines, constituant un transducteur courant-champ magnétique de fonction de transfert $f_2 = B/I$. Ce champ magnétique est ensuite mesuré par un magnétomètre. Dans la section précédente, nous avons déterminé la fonction de transfert f_1 en fonction de paramètres liés au capteur et à son environnement. Avant de présenter le magnétomètre, attachons-nous à caractériser la fonction de transfert f_2 entre le courant circulant dans le capteur et le champ magnétique créé par la bobine.

III.1. Objectifs et contraintes de conception

Nous l'avons dit, le champ créé par la bobine est mesuré par un magnétomètre placé à l'intérieur de celle-ci. Le magnétomètre choisi est un magnétomètre à pompage optique de l'hélium, dont les performances optimales sont obtenues lorsque l'écart entre les valeurs maximales et minimales du champ magnétique dans lequel est placé son élément sensible (cylindre de 4,5 cm de long et 3 cm de diamètre) ne dépasse pas 50 nT.

Le second objectif de la conception de la bobine est, pour un champ électrique à mesurer donné, de maximiser le champ magnétique produit. La difficulté de la conception tient au fait que les deux fonctions de transfert f_1 et f_2 ne sont pas indépendantes. En effet, nous avons vu que f_1 intégrait dans son expression la conductivité du capteur (équation (24)), qui intègre elle-même l'impédance de la bobine. Les caractéristiques de la bobine auront donc une influence sur la fonction de transfert f_1 . La bobine devra donc, non seulement présenter une bonne fonction de transfert courant-champ magnétique, mais également avoir une impédance relativement faible, de sorte à ne pas trop dégrader la fonction de transfert champ électrique-courant. Comme nous le verrons plus loin, ces deux caractéristiques sont antagonistes. Nous devons donc trouver le meilleur compromis possible.

Les deux objectifs de conception d'une bobine pour un tel capteur de champ électrique sont donc les suivants :

- maximiser la fonction de transfert globale du capteur,
- assurer une homogénéité du champ magnétique produit suffisante pour assurer un fonctionnement optimal du magnétomètre.

Ces deux objectifs contraignent fortement la conception de la bobine.

III.2. Fonction de transfert

Le premier objectif nous conduit à imaginer un solénoïde de rayon le plus faible possible, éventuellement à plusieurs couches, et dont le nombre de spires N_{spires} , de couches $N_{couches}$, et le diamètre du fil φ sont à déterminer. Un fil est constitué d'un cœur conducteur et d'une gaine isolante ne participant pas à la conduction du courant. Le fil a donc un diamètre extérieur φ_{ext} , et un diamètre de section conductrice φ_{int} . Tous les calculs ont été effectués en prenant $\varphi_{ext} = 1,1 \times \varphi_{int}$. La longueur de la bobine est alors donnée par :

$$L_{bob} = \frac{N_{spires}}{N_{couches}} \varphi_{ext} \quad (29)$$

Le champ magnétique mesuré au centre de cette bobine de rayon interne constant R_{bob} est alors donné par :

$$B = \mu_0 \frac{N_{spires} I}{2N_{couches}} \sum_{j=1}^{N_{couches}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{N_{spires}}{2N_{couches}} \varphi_{ext}\right)^2 + \left(R_{bob} + \left(j - \frac{1}{2}\right) \varphi_{ext}\right)^2}} \quad (30)$$

III.3. Homogénéité

Sous peine de dégrader son fonctionnement, l'écart entre les valeurs minimale et maximale du champ magnétique dans le volume occupé par l'élément sensible du magnétomètre ne doit pas dépasser 50 nT . Nous définissons le facteur d'homogénéité du champ dans le volume occupé par l'élément sensible du magnétomètre par:

$$h = (B_{max} - B_{min})/B(0) \quad (31)$$

B_{max} et B_{min} sont les valeurs maximales et minimales du champ magnétique dans le volume occupé par l'élément sensible du magnétomètre, et $B(0)$ est le champ magnétique au centre. La valeur du facteur d'homogénéité à ne pas dépasser dépend de l'amplitude maximale du champ électrique à mesurer E_{max} (voir chapitre 1 section II.1.1), de la fonction de transfert globale f et de l'écart maximum ΔB_{max} à ne pas dépasser entre les valeurs minimales et maximales du champ magnétique dans l'élément sensible du magnétomètre. En prenant un facteur de sécurité FS , le facteur d'homogénéité à ne pas dépasser est donné par :

$$h_{max} = \frac{\Delta B_{max}}{E_{max} \times f \times FS} \quad (32)$$

En Figure 25 est tracée la valeur maximale du critère d'homogénéité en fonction de la fonction de transfert globale du capteur.

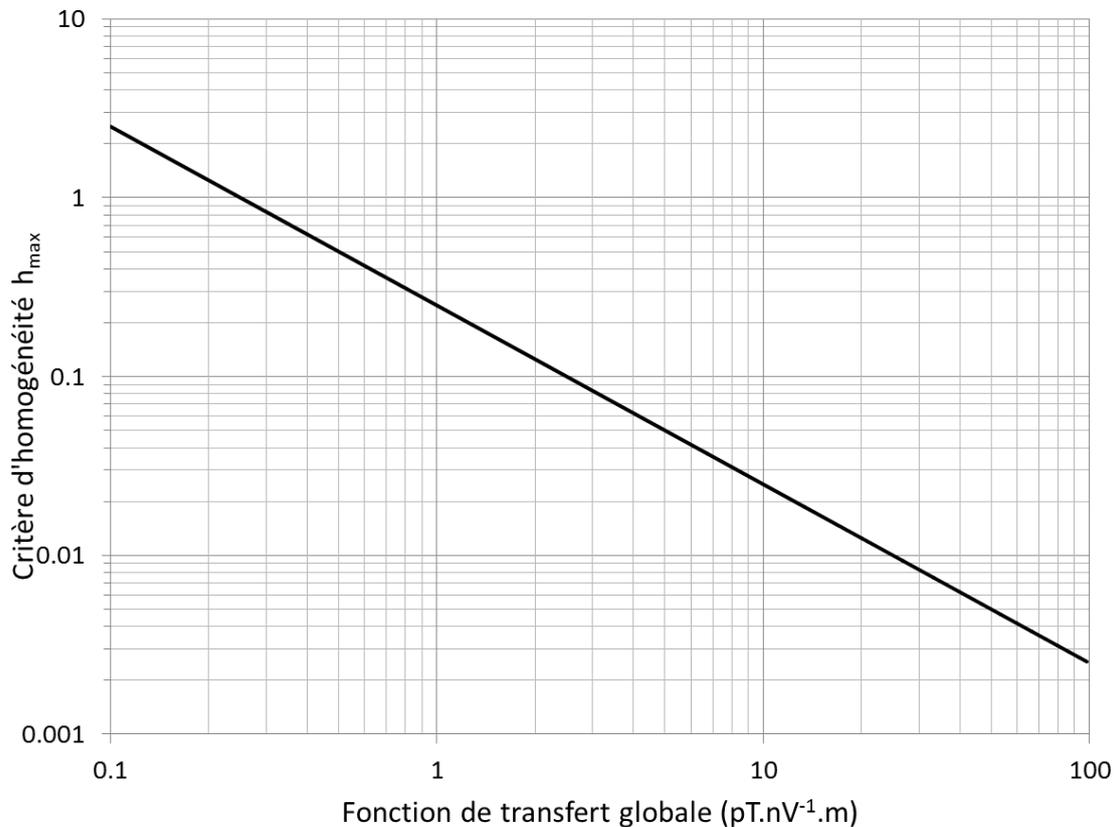


Figure 25 : Critère d'homogénéité h_{max} à respecter, en fonction de la fonction de transfert globale du capteur, pour un champ électrique d'amplitude $E_{max} = 100 \mu V.m^{-1}$, un écart maximal de champ magnétique de $\Delta B_{max} = 50 nT$ et un facteur de sécurité de 2.

Pour cette étude, le champ magnétique est calculé numériquement en certains points du volume d'intérêt grâce à la formule de Biot et Savart :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_C \frac{I \cdot \vec{dl} \times \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \quad (33)$$

avec μ_0 la perméabilité magnétique du vide, I le courant circulant dans la spire C , constituée des vecteurs élémentaires \vec{dl} . \vec{r} est le vecteur reliant l'élément \vec{dl} au point où le champ \vec{B} est calculé.

Un solénoïde classique à plusieurs couches permet d'avoir une grande fonction de transfert f_2 avec une résistance relativement faible, mais pas une bonne homogénéité (voir les calculs réalisés au chapitre 3 section II.3. Plusieurs méthodes existent pour produire un champ magnétique homogène. Celle que nous choisirons devra permettre d'obtenir une homogénéité suffisante, et présenter une grande fonction de transfert courant – champ magnétique.

La plus ancienne et la plus connue consiste en des bobines de Helmholtz, simples ou d'ordres supérieurs selon l'homogénéité désirée [73]–[76]. Cette méthode présente l'inconvénient d'avoir une faible fonction de transfert courant – champ magnétique.

D'autres méthodes ont été développées dans le passé. Ajouter des bobines de compensation aux extrémités du solénoïde [77] ou faire varier la densité de spires le long de l'axe de la bobine [78], [79] ne permet pas d'obtenir l'homogénéité requise. Faire varier la densité de courant circulant dans les différentes spires de la bobine [80] n'est pas adapté pour notre application.

Enfin, modifier la forme de la bobine permet d'obtenir de bons résultats. Sous certaines conditions détaillées dans [81], les bobines sphériques permettent d'obtenir une très bonne homogénéité sur une grande partie du volume intérieur. Pour notre application, cette solution est difficile à mettre en œuvre, car il faut garder un accès à l'intérieur pour pouvoir placer le flacon d'hélium.

Une autre méthode consiste à faire varier le rayon de la bobine en gardant ses extrémités ouvertes [82]. Nous l'avons adaptée à notre application. La forme de la bobine dépendra de l'architecture du capteur. Nous proposons en chapitre 3 section I une bobine adaptée à chaque architecture.

IV. Magnétomètre

IV.1. Choix du magnétomètre

Le magnétomètre est un élément essentiel de l'électromètre tel que nous souhaitons le construire. Il permet non seulement de mesurer le champ magnétique ambiant, mais également de mesurer le champ électrique par l'intermédiaire de deux transducteurs : la bobine et les électrodes, l'ensemble permettant de transformer champ électrique en champ magnétique. Les performances du magnétomètre conditionnent donc les performances du capteur dans son ensemble.

Nous l'avons vu, les applications marines demandent de mesurer les champs électromagnétiques aux fréquences les plus basses possibles et avec le niveau de bruit le plus bas possible, de manière vectorielle et dans toutes les directions de l'espace. Le CEA/Leti a développé des magnétomètres à hélium, qui sont parmi les meilleurs au monde. Nous nous sommes donc naturellement tournés vers cette solution.

Deux types de magnétomètres à hélium adaptés à notre application existent : scalaire ou vectoriel. L'objectif de mesurer les champs électromagnétiques aux fréquences les plus basses possibles nous conduiraient plutôt à choisir le magnétomètre scalaire, qui ne présente pas de remontée de bruit aux basses fréquences. L'inconvénient est qu'il ne permet pas, par définition, de mesure vectorielle. L'objectif de mesurer les champs électromagnétiques vectoriellement nous conduirait plutôt à choisir le magnétomètre vectoriel. Ce dernier présente l'inconvénient d'une remontée de bruit aux basses

fréquences, et ne pourra donc pas mesurer de manière performante les champs magnétiques basses fréquences.

Aucun des deux magnétomètres ne permet de manière évidente de concilier ces deux objectifs. Cependant, des architectures innovantes, qui seront présentées au chapitre 3 section I, vont permettre de contourner ce problème. Nous verrons que chacun de ces deux magnétomètres, intégré dans une architecture adaptée, permet de concilier au moins en partie ces deux objectifs.

Nous présentons dans cette section le principe de fonctionnement détaillé du magnétomètre champ nul et du magnétomètre scalaire. Nous présentons également le travail préliminaire sur les magnétomètres qui aurait pu permettre de réaliser un électromètre basé sur l'architecture présentée en Figure 11.

IV.2. Magnétomètre scalaire à hélium

IV.2.1. Principe de fonctionnement

Les magnétomètres à hélium développés au CEA/Leti sont des magnétomètres à résonance magnétique [4],[5], dont les principaux éléments sont présentés en Figure 26.

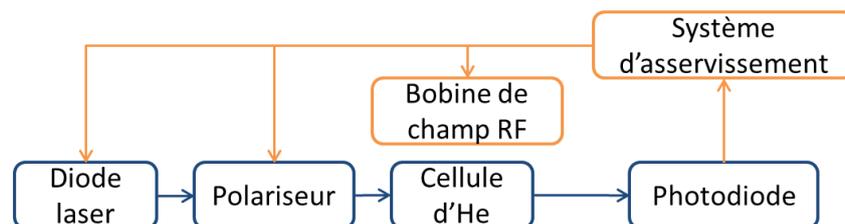


Figure 26 : Eléments du magnétomètre scalaire

Le fonctionnement d'un magnétomètre à hélium est basé sur la détection de la fréquence du mouvement de précession du moment magnétique des atomes autour du champ magnétique B qu'on cherche à mesurer.

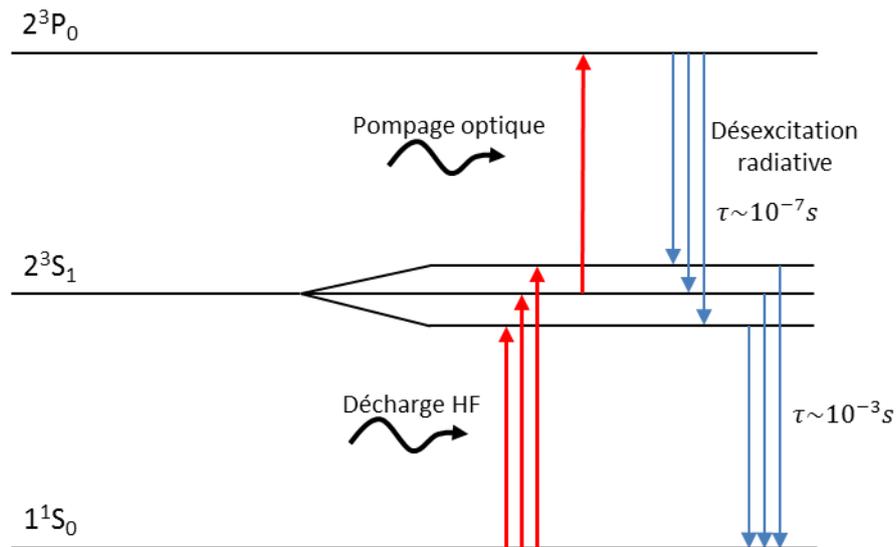


Figure 27 : Niveaux d'énergie de l'hélium 4

Pour la clarté du propos, les niveaux d'énergie de l'hélium 4 sont présentés en Figure 27. Une partie des atomes d'hélium 4 contenus dans la cellule est placée dans l'état métastable 2^3S_1 grâce à une décharge électrique haute fréquence (HF). Parce que les atomes d'hélium sont soumis à un champ magnétique B , l'état métastable se subdivise en trois sous-niveaux d'énergies très proches, mais possédant des probabilités d'absorption de la lumière différentes. Un faisceau laser dont la direction de polarisation est contrôlée par un polariseur, permet d'effectuer un pompage optique des atomes entre l'état métastable 2^3S_1 et l'état excité 2^3P_0 . Les atomes, en se désexcitant, reviennent à l'état métastable. La nouvelle répartition des atomes sur les différents niveaux d'énergie de l'état 2^3S_1 engendre une aimantation macroscopique, qui précède à la fréquence de Larmor f_L . Cette dernière est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique. Une résonance est ensuite induite par un champ RF tournant lorsque sa fréquence est égale à la fréquence de Larmor. Le mélange des atomes sur les trois niveaux dégénérés de l'état métastable qui en résulte provoque un pic d'absorption du faisceau laser. La mesure de l'intensité du champ magnétique B revient donc à effectuer une mesure de fréquence.

Pour éviter toute ambiguïté, nous adopterons la notation suivante pour les différents signaux de résonance : $S_{\Omega}^{RM}(\Omega = \omega_L)$. RM correspond à la méthode de résonance magnétique (résonance magnétique (RM) ou modulation d'intensité (MI)). Le terme dans la parenthèse correspond à la fréquence de modulation Ω égale ici à la fréquence de Larmor ω_L . Le terme en indice à droite du S correspond à la fréquence de détection, ici égale à la fréquence de modulation.

Lorsqu'on se place à la résonance, on observe plusieurs signaux appelés :

- $S_{DC}^{RM}(\Omega = \omega_L)$: signal continu, observable en rajoutant une modulation en fréquence supplémentaire à 1 kHz sur le champ RF,
- $S_{\Omega}^{RM}(\Omega = \omega_L)$: signal à la fréquence de Larmor,
- $S_{2\Omega}^{RM}(\Omega = \omega_L)$: signal au double de la fréquence de Larmor.

L'amplitude de ces signaux varie en fonction de l'angle entre la direction de polarisation de la lumière et le champ magnétique (Figure 28). Lorsque celui-ci est égal à 55°, l'amplitude des signaux de résonance est nulle. Dans cette position, le magnétomètre ne peut pas fonctionner, il s'agit d'une zone d'ombre.

Pour éviter d'avoir des zones d'ombres, le polariseur est asservi de manière à ce que l'angle entre la direction de polarisation de la lumière et le champ magnétique B soit égal à 90°. Cet asservissement est réalisé grâce au signal $S_{\Omega}^{RM}(\Omega = \omega_L)$, symétrique par rapport à la fréquence de modulation et qui s'annule et change de signe à 90°. La fréquence du champ RF est asservie sur la fréquence de Larmor grâce au signal $S_{2\Omega}^{RM}(\Omega = \omega_L)$. Enfin la longueur d'onde de la diode laser est asservie sur la transition D_0 de l'hélium 4 (1083,204 nm).

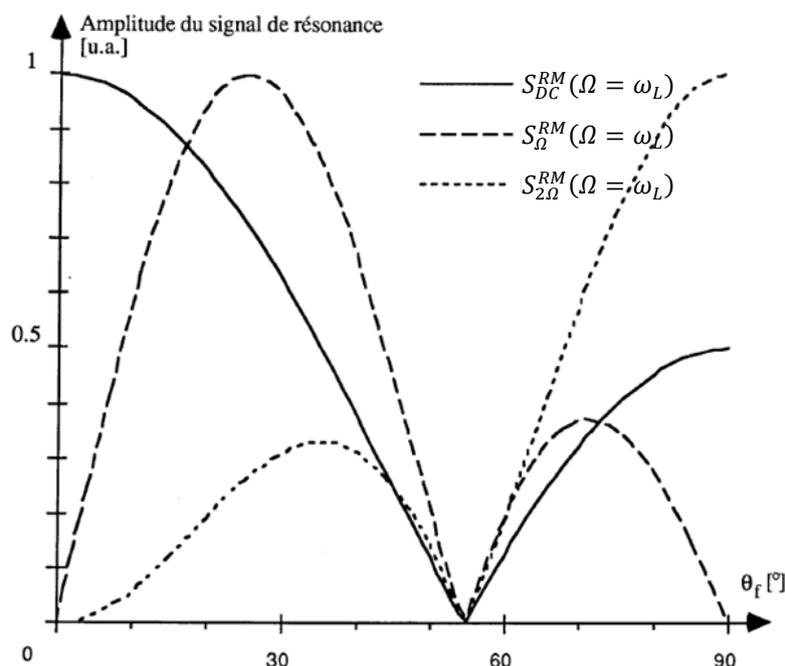


Figure 28 : Amplitude des signaux de résonance en fonction de l'angle entre le champ magnétique et la direction de polarisation

IV.2.2. Magnétomètre Bell-Bloom

D'autres architectures de magnétomètre permettent de supprimer le champ RF. Ces méthodes ont été imaginées par Bell et Bloom en 1961 [83]. Ces solutions consistent à éclairer une vapeur atomique par un faisceau de pompe dont on module au choix l'intensité, la fréquence ou la polarisation. La modulation permet d'obtenir une aimantation transversale avec précession cohérente des spins (Figure 29). Si le champ magnétique est orthogonal à la direction de pompage, chaque atome commence à précesser immédiatement après avoir été polarisé :

- Sans modulation, les atomes individuels sont polarisés à des temps différents, et précessent de façon non-cohérente avec des phases aléatoires.

- Si la période de précession est plus petite que la durée de vie (ce qui est le cas en champ terrestre), l'ensemble a une polarisation moyenne nulle.
- Si le pompage est modulé à la fréquence de Larmor (ou à une harmonique), les atomes sont pratiquement tous pompés simultanément. Ils précessent avec la même phase et le pompage n'a pas de nouveau lieu tant que les spins n'ont pas effectués une précession complète et ne sont pas de nouveau alignés le long de la direction de pompage. La cohérence de phase est ainsi induite sans champ radiofréquence.

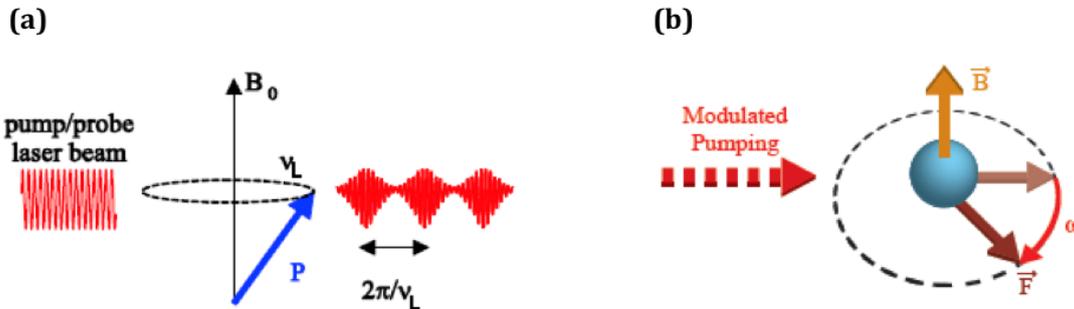


Figure 29 : Principe de fonctionnement d'un magnétomètre type Bell Bloom. Afin d'obtenir un moment magnétique résultant non nul, les moments magnétiques doivent être créés toujours dans la même direction : la précession module l'intensité de la lumière transmise.

On distingue trois types de méthodes pour induire la résonance dans les magnétomètres tout optique [84] : modulation de longueur d'onde [85]–[88], d'intensité [85], [89], [90] et de polarisation [85], [91].

Au départ de cette thèse, nous pensions aboutir à une architecture d'électromètre avec deux magnétomètres, comme celle décrite par V. Poulbot [2]. La présence de champs RF dans les magnétomètres aurait alors pu poser des problèmes d'interférence. Pour cette raison, nous avons commencé à travailler à une architecture tout optique. Les résultats sont présentés en annexe I.

IV.3. Magnétomètre champ nul à hélium

L'hélium 4 peut également servir à mesurer des champs magnétiques de manière vectorielle. Nous commençons par présenter de manière simplifiée quelques notions nécessaires à la compréhension du fonctionnement d'un tel capteur. Le lecteur trouvera plus d'éléments sur ce sujet dans [84], [92]–[94].

L'effet Hanle est l'effet produit par un champ magnétique statique faible \vec{H} sur une vapeur atomique. Cet effet a lieu pour des valeurs de champs magnétiques pour lesquelles les écarts d'énergie entre les différents sous-niveaux Zeeman de l'atome sont plus petits ou égaux à la largeur de ces états d'énergie. En raison des changements de la polarisation des atomes que le champ magnétique provoque, l'effet Hanle se traduit par la modification de l'absorption d'un faisceau lumineux sous l'effet d'une variation de la valeur du champ magnétique.

Si on ajoute au champ statique \vec{H} un champ radiofréquence $\vec{\mathcal{H}}_{11} \cos(\omega t)$ qui lui est parallèle, il apparaît un spectre de résonances aux pulsations ω , telles que $\gamma H = n\omega$, avec n entier. Ces résonances sont appelées résonances paramétriques. En particulier, lorsque $n = 0$, on a une résonance qu'on appellera résonance paramétrique en champ nul. Ajoutons maintenant un second champ oscillant $\vec{\mathcal{H}}_{12} \cos(\Omega t)$ perpendiculaire au premier. Les pulsations ω et Ω doivent respecter les conditions suivantes : $\Omega \geq 1/\tau, \gamma H$ et $\omega \gg 1/\tau, \gamma H, \Omega$, avec τ la somme des temps de relaxation et de pompage. On peut alors montrer que, en champ très faible, on obtient trois signaux modulés aux fréquences $\omega/2\pi$, $\Omega/2\pi$, et la troisième au produit des deux précédentes. Chacun de ces signaux est proportionnel à une composante du champ magnétique. Un système utilisant ces trois signaux peut donc permettre de mesurer les trois composantes du champ magnétique. Une architecture d'un capteur le permettant est présentée en Figure 30.

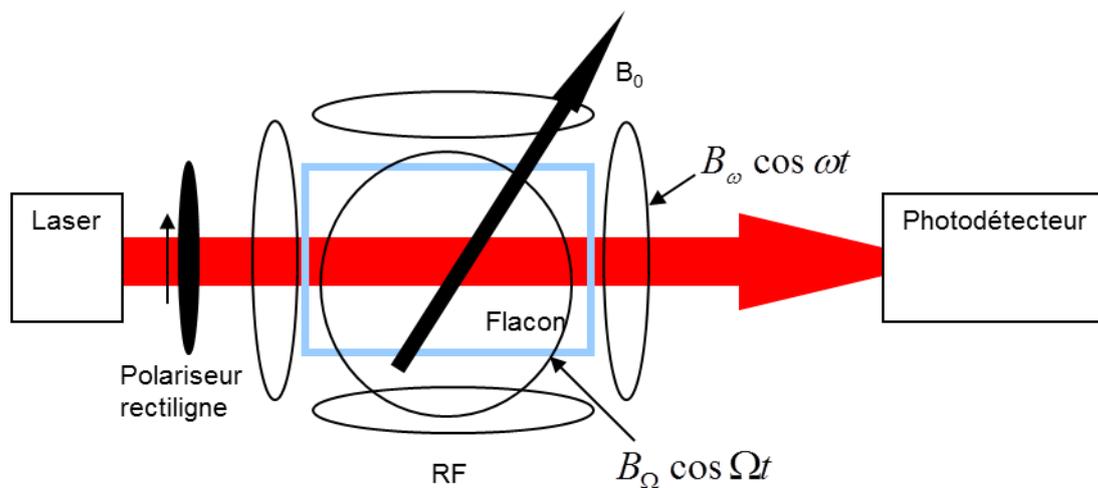


Figure 30 : Éléments constitutifs d'un magnétomètre champ nul à hélium 4

De même que précédemment, une partie des atomes est placée dans l'état métastable 2^3S_1 grâce à une décharge HF. L'état métastable 2^3S_1 est subdivisé en trois sous-niveaux Zeeman en présence d'un champ magnétique, et donc soumis à l'effet Hanle en champ magnétique faible. Le pompage optique et l'ajout de deux champs magnétiques oscillant aux fréquences $\omega/2\pi$ et $\Omega/2\pi$ donne lieu à des résonances paramétriques telles que décrites ci-dessus. Trois bobines permettant de compenser les trois composantes du champ magnétique auquel est soumis le capteur sont disposées autour de ce dernier. Les signaux dus aux résonances paramétriques en champ nul permettent d'asservir les courants circulant dans ces trois bobines, de telle sorte que le champ vu par le flacon d'hélium soit nul.

Chapitre 3: Conception globale

Nous avons déterminé dans le chapitre précédent la fonction de transfert globale du capteur en fonction de sa géométrie, des paramètres de bobine, et de l'environnement extérieur. Sa connaissance nous permet ensuite de concevoir un capteur possédant la meilleure fonction de transfert possible. L'objectif de ce capteur est d'avoir un niveau de bruit au moins équivalent aux niveaux de bruits des meilleurs électromètres actuels, c'est-à-dire de l'ordre de $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ à 1 Hz et en évitant la remontée de bruit aux basses fréquences. Le niveau de bruit des magnétomètres à pompage optique (qu'ils soient vectoriel ou scalaire) permettant de mesurer des champs ambiants étant de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$, et en ne tenant pas compte des autres sources potentielles de bruit, la fonction de transfert globale du capteur devra être au minimum de $1 \text{ pT} \cdot \text{m} \cdot \text{nV}^{-1}$ sur toute la bande passante. Cela permettra, grâce à des architectures innovantes, d'atteindre l'objectif en termes de niveau de bruit sur toute la bande passante et sans remontée de bruit aux basses fréquences.

Plusieurs solutions permettant d'atteindre cet objectif sont présentées ici, assemblant des magnétomètres et des bobines dans des architectures pouvant être complexes. D'autres solutions sont possibles, intégrant d'autres types de magnétomètres, d'autres formes de bobines... Le but de ce travail n'est pas de présenter un capteur final, mais d'indiquer des solutions possibles, qu'on pourra choisir et adapter en fonction des besoins et des contraintes d'utilisation.

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord plusieurs architectures possibles permettant de respecter les objectifs fixés. Certaines intégreront un magnétomètre vectoriel, d'autres un magnétomètre scalaire.

Puis nous présentons la conception globale des différents capteurs. Pour cela, nous exposons d'abord l'influence des paramètres géométriques du capteur et de la bobine sur la fonction de transfert et l'homogénéité du champ magnétique produit. Puis nous présentons la démarche, les résultats obtenus pour chaque architecture, ainsi qu'une étude détaillée des bobines ainsi conçues.

Enfin plusieurs méthodes de calibration seront présentées, permettant d'améliorer la précision du capteur.

I. Architectures

Inclure des magnétomètres dans les électromètres est complexe (l'électronique doit être intégrée sans perturber la mesure) et plus ou moins coûteux selon le type choisi. Pour ces

raisons, des architectures n'incluant qu'un seul magnétomètre sont d'un grand avantage. Nous proposons ici deux architectures respectant ce critère. La première est basée sur un magnétomètre vectoriel et la seconde sur un magnétomètre scalaire.

I.1. Architectures 1D

I.1.1. Avec magnétomètre vectoriel

Une architecture possible de l'électromètre en une dimension avec magnétomètre vectoriel est présentée en Figure 31. Le capteur est composé d'une enceinte isolante fermée à ses extrémités par deux électrodes conductrices. Celles-ci sont reliées entre elles par un système de mesure du courant composé de deux interrupteurs, d'une bobine, et d'un magnétomètre placé à l'intérieur de cette dernière.

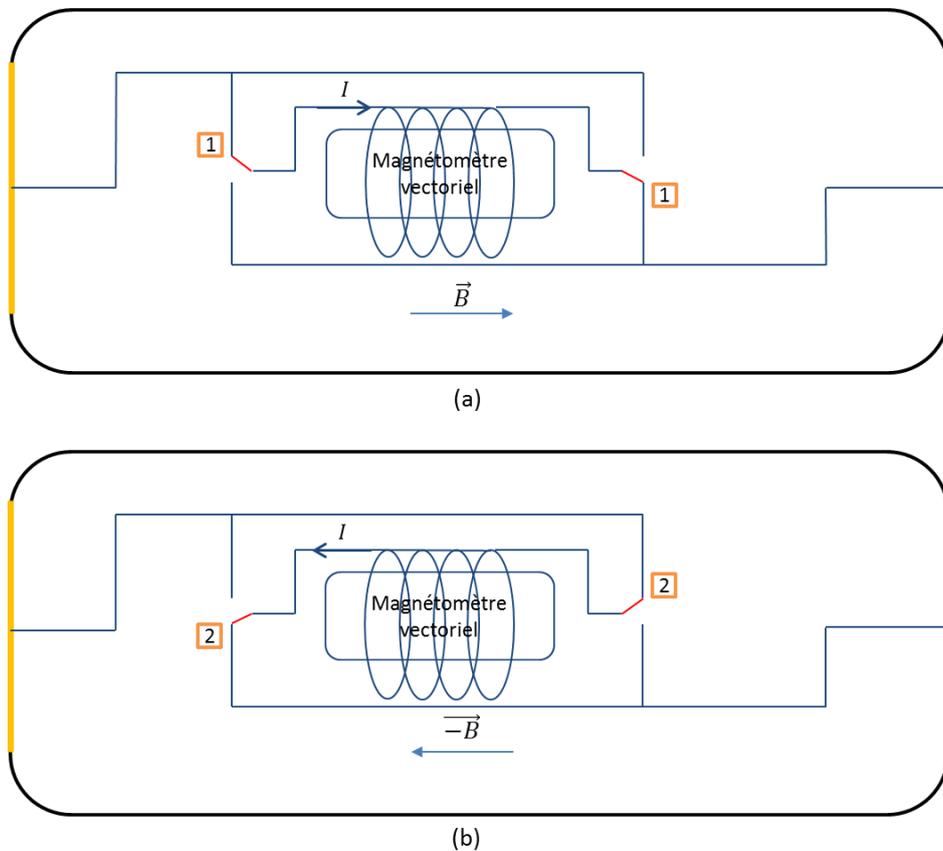


Figure 31 : Architecture 1D avec magnétomètre vectoriel. La bobine est connectée aux électrodes alternativement dans un sens et dans l'autre, produisant des champs magnétiques \vec{B} (a) puis $-\vec{B}$ (b) de mêmes amplitudes et directions, mais de sens opposés.

Les commutateurs sont alternativement en position 1 et en position 2. Dans les deux cas, un courant

$$I = \sigma_{eau} E \cdot S \frac{(1 + a r_g^b) r_\sigma}{r_\sigma + a r_g^b} \quad (34)$$

circule entre les électrodes (voir chapitre 2 section II.1), alternativement dans un sens et dans l'autre. Dans chacune de ces positions, le magnétomètre mesure la somme du champ terrestre et du champ produit par la bobine, respectivement $\vec{B}_0 + \vec{B}$ et $\vec{B}_0 - \vec{B}$.

Ces deux étapes constituent un cycle, qu'on répète à une fréquence f_m . On effectue donc une modulation à la fréquence f_m du champ électrique. La fréquence de modulation détermine la bande passante du capteur. Sa borne supérieure sera égale à $f_m/2$. La méthode pour séparer les données des champs électrique et magnétique est décrite dans la section suivante I.1.3.

Dans cette configuration, le magnétomètre placé à l'intérieur de la bobine sera vectoriel. En effet, un magnétomètre scalaire présente l'inconvénient de mesurer principalement la composante du champ B colinéaire à B_0 . Cela supposerait alors d'aligner au préalable la bobine avec le champ magnétique ambiant, ce qui peut être complexe à réaliser au fond de l'eau. Au contraire, un magnétomètre vectoriel mesurera toutes les composantes du champ magnétique. Un magnétomètre champ nul à hélium est adapté pour cette configuration. Il peut atteindre un niveau de bruit de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ pour la mesure des champs terrestres. Il présente une remontée de bruit aux basses fréquences, qui n'est pas gênante pour cette architecture, puisque la présence de l'interrupteur déplace la fréquence de la mesure autour de la fréquence de modulation. C'est le bruit du magnétomètre à cette fréquence qui devra être pris en compte. La remontée de bruit du magnétomètre aux basses fréquences sera par contre visible sur la mesure du champ magnétique terrestre.

Ces magnétomètres demandent une homogénéité de champ magnétique à l'intérieur de l'élément sensible. L'écart entre les valeurs maximale et minimale du champ magnétique dans le volume occupé par l'élément sensible ne doit pas dépasser 50 nT (voir chapitre 2 section III.3). Si un solénoïde classique ne permet pas d'atteindre ce critère d'homogénéité, on pourra modifier la forme de la bobine. Faire varier le rayon suivant son axe longitudinal permet d'améliorer l'homogénéité en ne dégradant que peu la fonction de transfert courant-champ magnétique [80]. Nous avons choisi un rayon de bobine de la forme suivante, plus étroit à ses extrémités et plus large au centre :

$$R_{bob}(z) = o + a \times \cos\left(\frac{\pi}{L_{bob}}z\right) \quad (35)$$

avec o l'ouverture à l'extrémité de la bobine, a le paramètre de forme et L_{bob} la longueur de la bobine. A titre d'exemple, le profil d'une telle bobine est représenté en Figure 32.

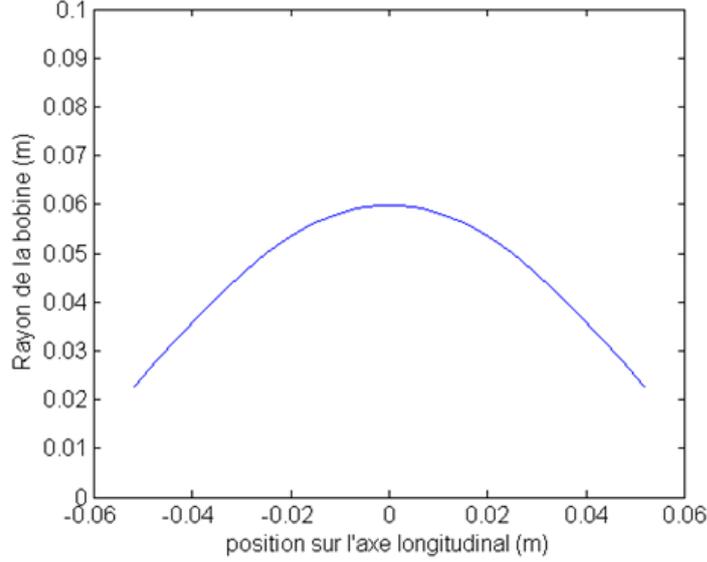


Figure 32 : rayon d'une bobine d'ouverture $\sigma = 0,02 \text{ m}$ et de paramètre de forme $\alpha = 0,04 \text{ m}$

Le champ magnétique au centre de la bobine est alors modifié par rapport à la bobine avec rayon constant (équation (30)). Il est donné par :

$$B(0) = \mu_0 I \sum_{j=1}^{N_{couches}} \sum_{k=1}^{\frac{N_{spires}}{N_{couches}}} \frac{\left(R_{bob}(x \times \varphi) + \left(j - \frac{1}{2} \right) \varphi \right)^2}{\left[(x \times \varphi)^2 + \left(R_{bob}(x \times \varphi) + \left(j - \frac{1}{2} \right) \varphi \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \quad (36)$$

avec R_{bob} donné par l'équation (35) et :

$$x = k - \frac{N_{couches}}{2N_{spires}} - \frac{1}{2} \quad (37)$$

De manière générale, l'impédance des électrodes dépend de la fréquence du champ électrique à mesurer, conduisant à une fonction de transfert variable. La présence d'un interrupteur dans le circuit de mesure modifie la fréquence vue par les électrodes. Le spectre de mesure est déplacé autour de la fréquence de commutation de l'interrupteur. L'impédance prise par les électrodes correspond à ces fréquences. L'impédance des électrodes étant d'autant plus faible que les fréquences à mesurer sont élevées, l'impédance totale du capteur sera plus faible si un interrupteur est présent dans l'architecture. La présence de l'interrupteur permet donc également d'améliorer la fonction de transfert du capteur.

1.1.2. Avec magnétomètre scalaire

Un deuxième type d'architecture possible utilise un magnétomètre scalaire. Le principe de fonctionnement est représenté en Figure 33. Pour plus de clarté, seul 2 axes sont dessinés. Un troisième axe identique et perpendiculaire aux deux autres, constitué d'une résistance R_3 et d'une bobine, n'est pas représenté. Un magnétomètre scalaire mesure, par définition, le module du champ magnétique. Si on ajoute un champ B de faible amplitude par rapport à un champ B_0 , on mesurera avec un magnétomètre scalaire la quantité $B_0 + B \cos(\theta)$ avec θ

l'angle entre les deux champs. Ainsi, si B_0 et B sont orthogonaux, on ne détectera pas B . L'utilisation d'un magnétomètre scalaire pour notre application requiert donc d'imaginer un système permettant d'aligner le champ magnétique produit par la bobine avec le champ magnétique ambiant.

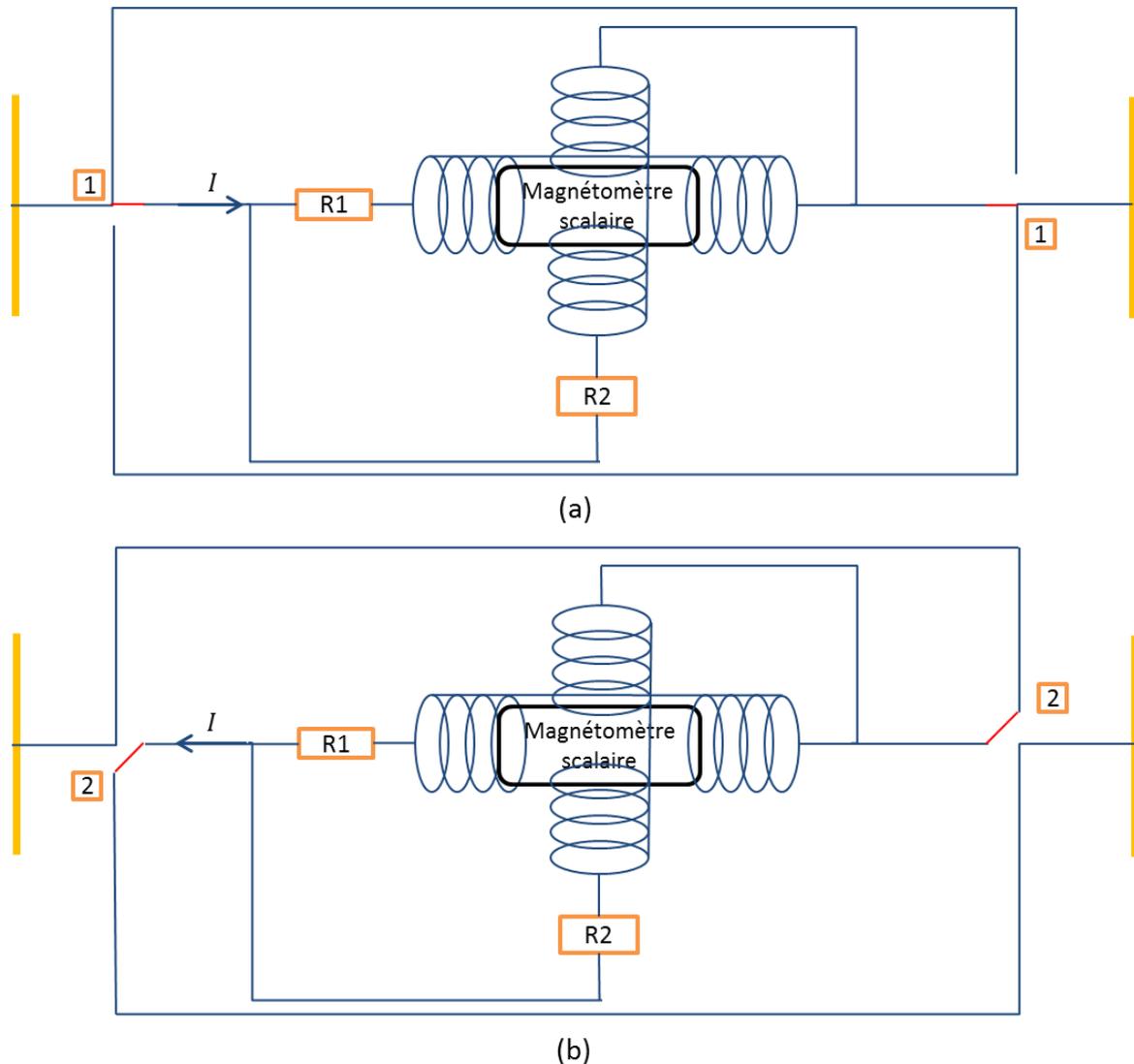


Figure 33 : Architecture 1D avec magnétomètre scalaire. Un troisième axe constitué d'une résistance R3 et d'une bobine est perpendiculaire au plan du dessin. La bobine est connectée aux électrodes alternativement dans un sens et dans l'autre, produisant des champs magnétiques \vec{B} (a) puis $-\vec{B}$ (b) de mêmes amplitudes et directions, mais de sens opposés.

Cela est permis par l'association de deux interrupteurs, permettant de relier la paire d'électrodes à une bobine tri-axe. Trois résistances R1, R2 et R3 de valeur réglable sont placées en série sur chacun des axes de la bobine.

La mesure des champs électriques et magnétiques avec cette architecture doit se faire en plusieurs étapes. La première consiste à déterminer la direction du champ magnétique ambiant. La seconde consiste à aligner la direction du champ magnétique produit par les bobines sur le champ magnétique ambiant. Enfin la mesure à proprement peut être

effectuée. Ces trois étapes sont décrites ci-après. Nous terminerons en décrivant les contraintes d'homogénéité du champ magnétique et la solution trouvée pour respecter ces contraintes.

Détermination de la direction du champ magnétique ambiant

Une étape préalable de mesure de la direction du champ magnétique ambiant est effectuée. Cela peut être effectué en ajoutant au magnétomètre scalaire des éléments permettant une mesure vectorielle. Cette technique est décrite dans la référence [95].

Alignement du champ magnétique produit par la bobine

Une fois la direction du champ magnétique ambiant connue, on ajuste les valeurs de R_1 , R_2 et R_3 de telle sorte qu'un courant issu de la paire d'électrodes se répartisse entre les trois bobines de telle sorte que le champ magnétique produit soit colinéaire au champ magnétique ambiant. Les notations utilisées pour les calculs des résistances sont présentées en Figure 34.

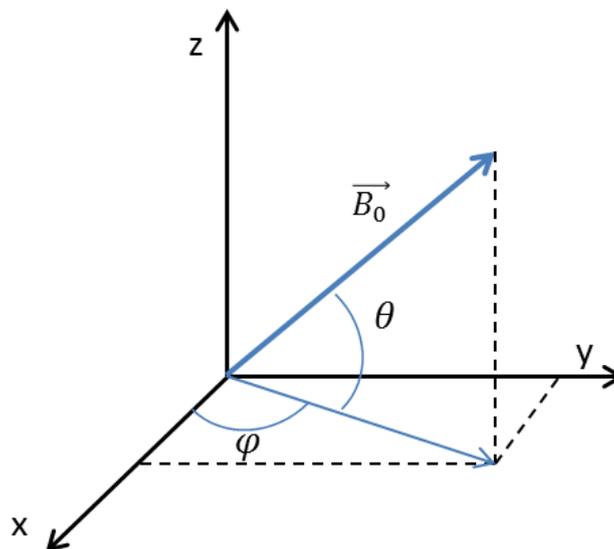


Figure 34 : Notations utilisées pour le calcul des valeurs des résistances R_1 , R_2 et R_3 .

Supposons que les trois bobines créent des champs colinéaires aux axes x , y et z . A partir d'un courant I donné, on cherche à produire un champ magnétique le plus fort possible et colinéaire à \vec{B}_0 , dont la direction est définie par les angles φ et θ . Les courants circulants dans les bobines alignées suivant les axes x , y et z sont nommés i_x , i_y et i_z respectivement. Les résistances totales des branches x , y et z sont définies par $R_x = R_1 + Z_{bobx}$, $R_y = R_2 + Z_{boby}$ et $R_z = R_3 + Z_{bobz}$, Z_{bobi} étant l'impédance de la bobine suivant l'axe i . Pour que le champ produit par les bobines soit colinéaire au champ ambiant, les relations suivantes doivent être respectées :

$$\frac{R_x}{R_y} = \frac{i_y}{i_x} = \tan(\varphi) \quad (38)$$

$$\frac{R_y}{R_z} = \frac{i_z}{i_y} = \tan(\theta) \sqrt{1 + \frac{1}{\tan^2(\varphi)}} \quad (39)$$

$$\frac{R_x}{R_z} = \frac{i_z}{i_x} = \tan(\theta) \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)} \quad (40)$$

et

$$\begin{aligned} R_x &\geq Z_{bobx} \\ R_y &\geq Z_{boby} \\ R_z &\geq Z_{bobz} \end{aligned} \quad (41)$$

La détermination des valeurs de R_1 , R_2 et R_3 se fait ensuite de la manière suivante :

- Si $\tan(\theta) > 1/\sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}$ ou $\tan(\theta) > \tan(\varphi)/\sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}$, $R_3 = 0$ et R_1 et R_2 sont déterminés à partir des équations (39) et (40),
- Si $\tan(\theta) < 1/\sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}$ et $\varphi < 45^\circ$, $R_1 = 0$ et R_2 et R_3 sont déterminés à partir des équations (38) et (40),
- Si $\tan(\theta) < \tan(\varphi)/\sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}$ et $\varphi > 45^\circ$, $R_2 = 0$ et R_1 et R_3 sont déterminés à partir des équations (38) et (39).

A l'issue de cette étape, les valeurs des trois résistances R_1 , R_2 et R_3 sont fixées aux valeurs calculées par cette méthode. L'ajout de résistances supplémentaires et la répartition du courant dans les trois branches en parallèle modifie l'impédance du capteur et sa fonction de transfert. Les résistances des différentes branches et la résistance équivalente, ainsi que la fonction de transfert globale, en fonction des angles φ et θ sont représentées en Figure 35. Le minimum de la fonction de transfert est atteint pour $\varphi = 45^\circ$ et $\theta = 49^\circ$, et vaut 75% de sa valeur maximale. Dans cette configuration, la valeur maximale de la fonction de transfert est atteinte lorsque le champ magnétique est aligné avec un des axes de la bobine.

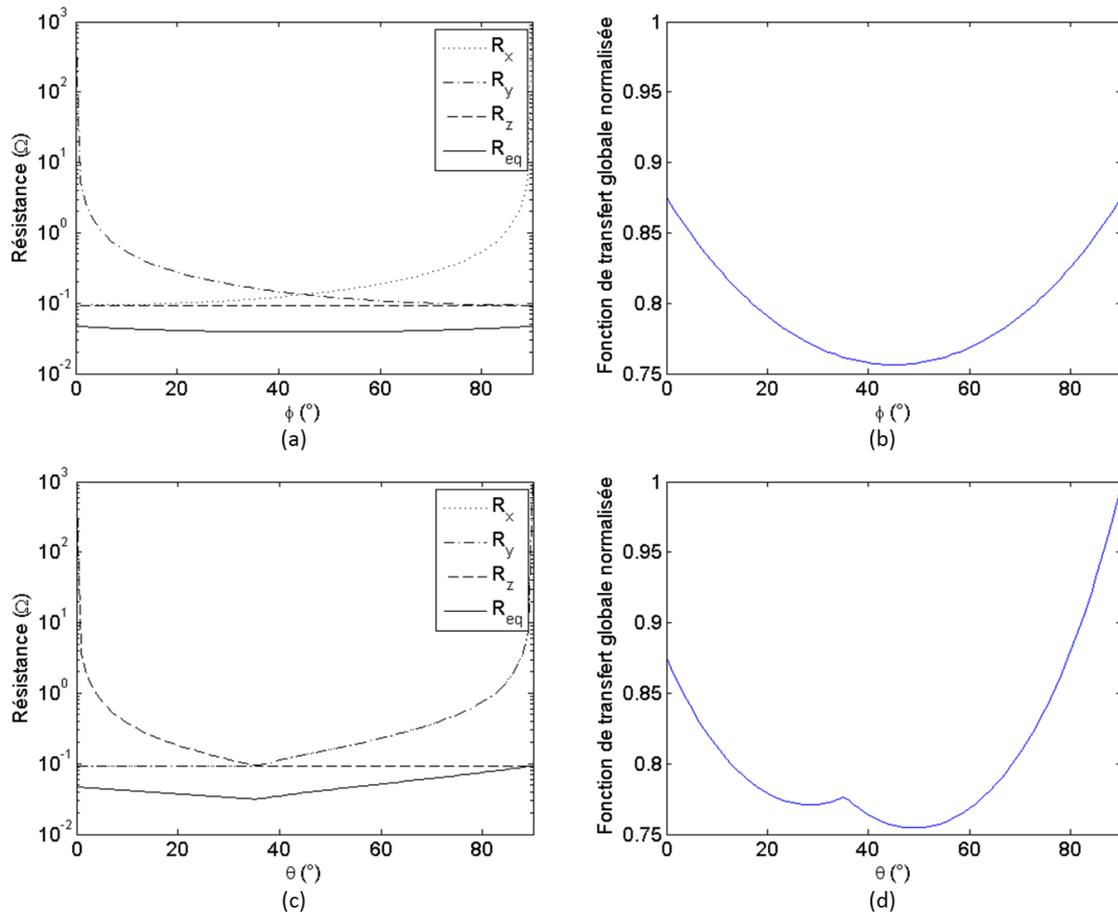


Figure 35 : Résistances R_x , R_y , R_z et R_{eq} (a) et fonction de transfert normalisée (b) en fonction de l'angle ϕ et pour $\theta = 45^\circ$. Résistances R_x , R_y , R_z et R_{eq} (c) et fonction de transfert normalisée (d) en fonction de l'angle θ et pour $\phi = 45^\circ$.

Etapes de mesure

Une fois toutes les résistances déterminées, la mesure à proprement parler peut alors commencer. La mesure se fait en deux étapes constituant un cycle, et répété à une fréquence f_m . A l'étape 1, les deux commutateurs sont en position 1. Le courant issu des électrodes est réparti dans les trois bobines de manière à ce que le champ total B produit par elles soit colinéaire au champ ambiant B_0 . Le magnétomètre mesure alors la grandeur $B_0 + B$. A l'étape 2, les commutateurs sont en position 2, de telle sorte que le courant traversant la bobine soit égal à celui de l'étape 1, mais de sens opposé. Le champ magnétique produit par la bobine est alors également de sens opposé. Le magnétomètre mesure alors la grandeur $B_0 - B$.

La méthode pour séparer les informations des champs électrique et magnétique ambiant est décrite dans la section suivante I.1.3.

Homogénéité du champ

Si le magnétomètre scalaire utilise l'hélium comme élément sensible, la différence entre les valeurs minimales et maximales du champ magnétique sur son volume ne doit pas dépasser

50 nT. Cela impose une contrainte sur le critère d'homogénéité, dont nous avons discuté en chapitre 2 section III.3. De même que précédemment, un compromis doit être trouvé entre la fonction de transfert courant-champ magnétique de la bobine et son impédance. De plus, son architecture doit permettre de créer un champ dans les trois directions de l'espace. La forme d'une bobine doit donc permettre de laisser la place aux deux autres dans les directions orthogonales.

Pour répondre à ces trois objectifs, nous avons choisi la forme de bobine présentée en Figure 36. La bobine est composée de deux parties identiques séparées par une distance $2d$ ce qui permet d'imbriquer trois bobines identiques orthogonales. L'influence de cette séparation entre les deux parties de la bobine, ainsi que des autres paramètres, sur sa fonction de transfert, sont expliquées en section II.1.2.2. Faire varier le rayon de la bobine permet d'améliorer l'homogénéité. Le rayon de la bobine est défini comme suit :

$$R_{bob}(z) = o + a \times \cos\left(\frac{\pi z}{L_{bob}}\right) \quad (42)$$

avec o l'ouverture aux extrémités de la bobine, a un paramètre de forme et L_{bob} sa longueur. Le nombre de spires, de couches, le diamètre du fil, ainsi que les paramètres a et o seront choisis pour remplir au mieux les trois objectifs fixés (fonction de transfert, homogénéité et contraintes de taille).

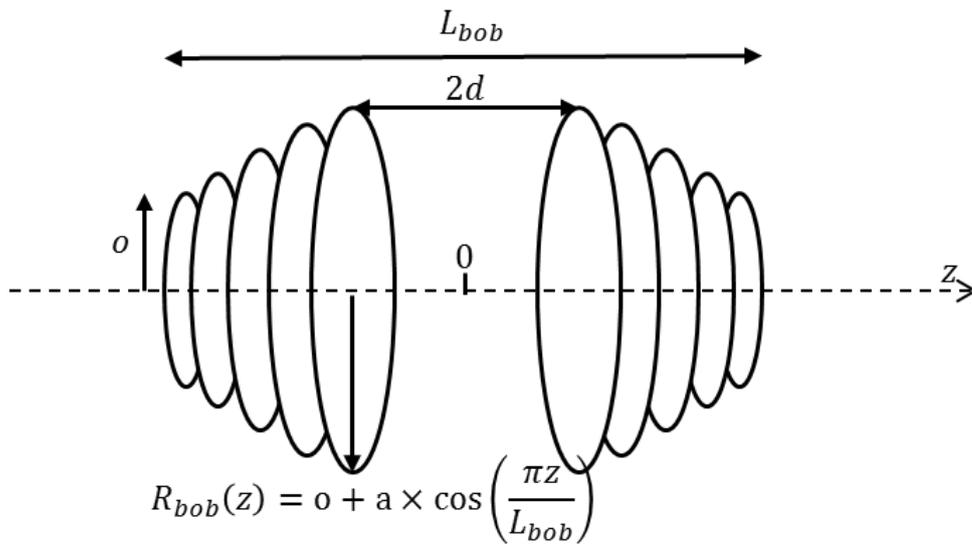


Figure 36 : Géométrie d'un axe de la bobine 3D

La fonction de transfert de cette bobine est alors donnée par :

$$B(0) = \mu_0 I \sum_{j=1}^{N_{couches}} \sum_{k=1}^{\frac{N_{spires}}{N_{couches}}} \frac{\left(R_{bob}(x \times \varphi + d) + \left(j - \frac{1}{2}\right) \varphi\right)^2}{\left[(x \times \varphi)^2 + \left(R_{bob}(x \times \varphi + d) + \left(j - \frac{1}{2}\right) \varphi\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} \quad (43)$$

avec R_{bob} donné par l'équation (42) et :

$$x = k - \frac{N_{couches}}{2N_{spires}} - \frac{1}{2} \quad (44)$$

I.1.3. Traitement des données

Le signal en sortie de magnétomètre contient les données sur le champ électrique et le champ magnétique. Pour être exploitables, ces deux grandeurs doivent être extraites de ce signal. Le principe de séparation des valeurs des champs E et B_0 est présenté en Figure 37.

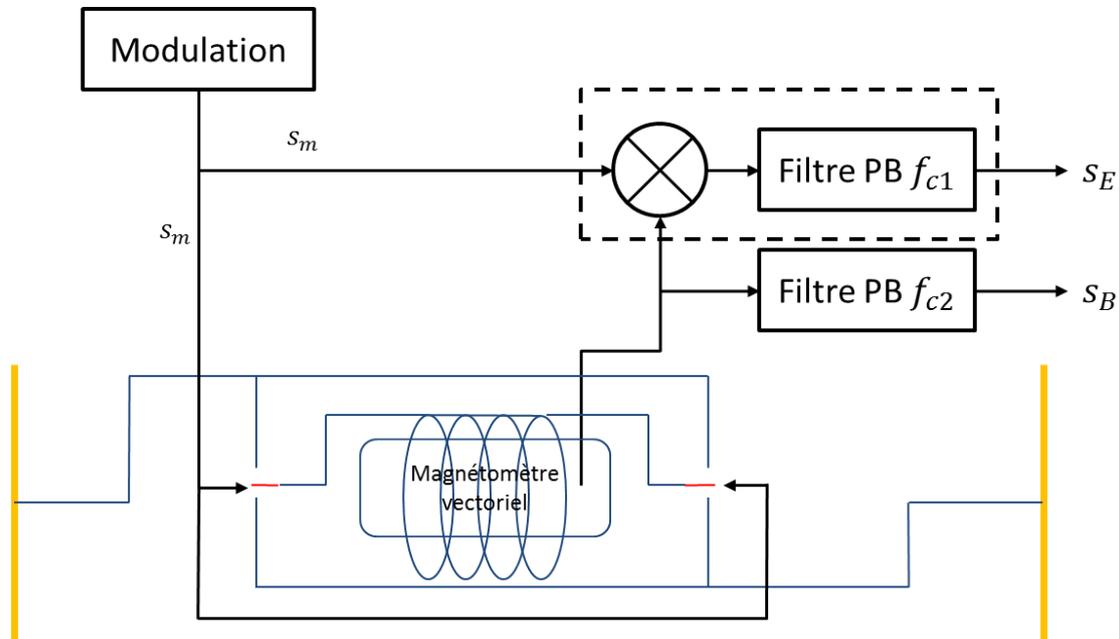


Figure 37 : Méthode de séparation des champs électrique et magnétique ambiant. Les éléments dans le carré en pointillé constituent une détection synchrone simplifiée.

I.1.3.1. Champ électrique

Le champ électrique est modulé au moyen de deux interrupteurs à une fréquence f_m . Dans un premier temps nous calculons la répartition spectrale du signal ainsi modulé. Dans un second temps, nous verrons comment démoduler le signal.

Modulation

Le champ électrique est modulé à la fréquence f_m grâce à deux interrupteurs (voir sections II.1 et II.2). Le signal de modulation $x(t)$ est un créneau périodique de période T , d'amplitude V_0 et de rapport cyclique 0,5 :

$$x(t) = \begin{cases} V_0 & \text{si } t \in]0; T/2[\\ -V_0 & \text{si } t \in]T/2; T[\end{cases} \quad (45)$$

Nous décomposons ce signal en série de Fourier [96] :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)), n \in \mathbb{N} \quad (46)$$

avec $\omega = 2\pi/T$ et :

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \\
a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \\
b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \sin(n\omega t) dt
\end{aligned} \tag{47}$$

La moyenne de $x(t)$ étant nulle, on a $a_0 = 0$. D'autre part, $x(t)$ étant une fonction impaire, on peut montrer que $a_n = 0 \forall n$. Enfin, les coefficients b_n sont égaux à :

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \\
&= \frac{2V_0}{n\pi} (1 - \cos(n\pi))
\end{aligned} \tag{48}$$

Si n est pair, $b_n = 0$, et si n est impair, $b_n = -1$. Seuls les coefficients b_n avec n impair sont non nuls. Nous posons donc $n = 2p + 1$, et la fonction $x(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$x(t) = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{4V_0}{(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\omega t) \tag{49}$$

La fréquence fondamentale de ce signal (f_m dans notre cas), a donc une amplitude égale à :

$$A = \frac{4V_0}{\pi} \tag{50}$$

La fonction de transfert globale du capteur devra donc être multipliée par ce coefficient afin de retrouver l'amplitude réelle du champ électrique à mesurer.

Démodulation

Le champ électrique est extrait grâce à une détection synchrone composée d'un multiplieur et d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure f_{c1} . Ceci constitue une simplification. Pour plus de détails sur le fonctionnement d'une détection synchrone, on pourra se référer à [97].

Un signal de référence à une fréquence f_m permet de changer la position des commutateurs à cette même fréquence. Pour simplifier les calculs, on considère tous les signaux présentés ici comme sinusoïdaux :

$$s_m = \cos(2\pi f_m t + \varphi) \tag{51}$$

La commutation à la fréquence f_m permet de moduler le courant, et donc le champ magnétique produit par la bobine, à cette fréquence. Le signal en sortie de magnétomètre est donc de la forme :

$$s_{mag} = A \cdot (\cos(2\pi(f_m + f_E)t) + \cos(2\pi(f_m - f_E)t)) + B_0 \tag{52}$$

avec f_E la fréquence du champ électrique à mesurer et B_0 le champ magnétique ambiant exprimé dans l'unité de la grandeur de sortie du magnétomètre, qui est constitué d'un large spectre de fréquences. En multipliant ce signal par le signal de modulation, on obtient en sortie le signal :

$$\begin{aligned}
s_{out} &= A \cos(2\pi f_E t + \varphi) + \frac{A}{2} \cos(2\pi(2f_m \pm f_E)t) \\
&\quad + B_0 \cos(2\pi f_m t + \varphi)
\end{aligned} \tag{53}$$

On applique un filtrage passe-bas de fréquence de coupure f_{c1} à ce signal. A condition que le champ magnétique ambiant soit nul dans la bande de fréquences $[f_m - f_{c1}; f_m + f_{c1}]$, il reste alors :

$$s_E = A \cos(2\pi f_E t + \varphi) \quad (54)$$

On obtient en sortie un signal de fréquence égale à la fréquence du champ électrique à mesurer. Ceci n'est vrai que si la fréquence de référence respecte la condition de Shannon, à savoir :

$$f_m > 2f_E \quad (55)$$

et que la fréquence de coupure respecte les conditions suivantes :

- $f_{c1} > f_E$ pour que le champ électrique ne soit pas coupé par le filtre,
- $f_{c1} \ll f_m$ pour couper le terme de fréquence $2f_m \pm f_E$ présent dans le signal s_{out} .

I.1.3.2. Champ magnétique

Nous avons vu l'expression du signal en sortie du magnétomètre à l'équation (52). Pour isoler de ce signal le champ magnétique ambiant, on effectue un filtrage passe-bas avec une fréquence de coupure f_{c2} inférieure à la fréquence f_{ref} . On obtient alors :

$$s_B = B_0 \quad (56)$$

I.2. Architectures 3D

Nous avons également imaginé deux architectures pouvant permettre de mesurer le champ électrique dans les trois directions de l'espace. Il reste deux points à résoudre avant de pouvoir réaliser un capteur suivant ces architectures :

- La forme du capteur est modifiée, la fonction de transfert f_1 entre le champ électrique est le courant devra être recalculée pour cette nouvelle géométrie,
- Une technique de séparation des données pour les différentes composantes du champ électrique devra être développée.

Parce qu'elles ne sont pas achevées, mais présentent un intérêt certain pour notre application, nous présentons ces deux architectures en annexe II.

I.3. Comparaison des architectures

La mesure de toutes les composantes du champ électrique présente un avantage certain par rapport à la mesure sur un seul axe. Un capteur fonctionnel devra donc idéalement permettre la mesure en trois dimensions. Les architectures avec magnétomètre vectoriel ou scalaire présentent toutes les deux des avantages et des inconvénients. Le choix entre les deux devra être fait en fonction des contraintes de l'application et des objectifs de l'utilisateur. Nous présentons ici les avantages et les inconvénients de ces deux architectures. En section II.3, nous présenterons de manière détaillée les performances atteignables par les deux dispositifs.

L'architecture avec magnétomètre vectoriel présente les avantages suivants :

- L'architecture est simple,
- La fonction de transfert est élevée, permettant d'obtenir un faible niveau de bruit,

- Cette architecture permet de mesurer les trois composantes des champs électrique et magnétique,
- L'utilisation des commutateurs permet de s'affranchir, pour la mesure électrique, de la remontée de bruit basses fréquences du magnétomètre vectoriel.

Elle présente également des inconvénients :

- Le magnétomètre ne doit pas bouger dans le champ magnétique terrestre sous peine de ne pas pouvoir interpréter les perturbations liées aux rotations. En effet, les offsets sur les différents axes du magnétomètre ont des valeurs différentes. Une rotation du magnétomètre dans un champ magnétique constant s'accompagnera donc d'une variation de la valeur mesurée du module du champ magnétique. Ce point peut être délicat à respecter dans un environnement marin,
- Le magnétomètre présente une remontée de bruit aux basses fréquences, la mesure magnétique sera donc moins bonne dans la plage de fréquences visées
- La mesure fournie par le magnétomètre n'est pas absolue, il doit être calibré.

L'architecture avec magnétomètre scalaire présente les avantages suivants :

- Le capteur n'a pas besoin d'être stable par rapport au champ magnétique terrestre. La mesure peut être effectuée même si le capteur bouge ou le champ magnétique tourne,
- Le magnétomètre présente un bruit blanc sur toute sa bande passante, sans remontée de bruit aux basses fréquences, ce qui permet une mesure magnétique performante sur la plage de fréquences visées,
- Le magnétomètre n'a pas besoin d'être calibré.

Les inconvénients sont les suivants :

- L'architecture du capteur est complexe, nécessitant plus de branchements et de circuits de commande, et des étapes de fonctionnement supplémentaires (aligner le champ magnétique produit par les bobines avec le champ magnétique terrestre).
- La fonction de transfert est plus faible en raison de l'architecture tri-axe de la bobine et des résistances additionnelles,
- La mesure du champ magnétique est scalaire. Les applications visées demandent plutôt une mesure vectorielle. Il faut cependant noter qu'il n'existe actuellement pas de capteur réalisant à la fois de mesures magnétique et électrique simultanées. Un capteur proposant une mesure électrique 3D et magnétique scalaire se démarque déjà de l'état de l'art.

II. Conception globale

En raison de l'inaboutissement des architectures 3D en l'état actuel, nous ne proposons ici une conception globale que pour les architectures 1D. Nous présentons ici les résultats pour les deux architectures proposées : avec magnétomètre vectoriel (voir section I.1.1) et magnétomètre scalaire (voir section I.1.2).

Dans le chapitre 2, nous avons déterminé les fonctions de transfert de l'électromètre en fonction d'un certain nombre de paramètres. Nous utilisons ici ces résultats pour dimensionner un électromètre le plus performant possible pour chaque architecture.

Dans un premier temps, nous étudierons l'influence des paramètres de conception sur la fonction de transfert de l'électromètre. Cela nous permettra d'optimiser le capteur. La démarche d'optimisation mise en œuvre sera présentée, et nous exposerons ensuite les résultats de cette optimisation.

II.1. Influence des paramètres de conception

Les paramètres dont dépend la fonction de transfert globale de l'électromètre sont les paramètres définissant la géométrie du capteur (rayon R_c et longueur L_c) et les paramètres de la bobine (nombre de spires N_{spires} , réparties en $N_{couches}$ couches, le diamètre du fil φ , ainsi que les paramètres de forme, ouverture o , paramètre a , et enfin le demi-écart entre les deux parties de la bobine d dans le cas de la bobine en trois dimensions). Les différents calculs présentés ici ont été effectués avec une valeur d'impédance des électrodes égale à $0,005 \Omega.m^2$, valeur cohérente avec les premiers tests effectués sur des électrodes Ag,AgCl et présentés au chapitre 4 section I.1. Sauf mention contraire, tous les résultats sont présentés pour une conductivité de l'eau de mer égale à $4 S.m^{-1}$.

Nous étudions d'abord l'influence des paramètres de géométrie du capteur, puis dans un second temps celle des paramètres de bobine. Ceux-ci influent sur la fonction de transfert f_2 , mais également sur la fonction de transfert f_1 via l'impédance de la bobine, définie par :

$$Z_{bob} = \frac{\rho}{\pi \varphi_{int}^2 / 4} \sum_{j=1}^{N_{couches}} \sum_{k=1}^{\frac{N_{spires}}{N_{couches}}} 2\pi \left(R_{bob}(k\varphi_{ext}) + \left(j - \frac{1}{2}\right)\varphi_{ext} \right) \quad (57)$$

avec ρ la résistivité du matériau du fil de bobine ($\rho = 17.10^{-9} \Omega.m$ dans le cas du cuivre).

II.1.1. Géométrie du capteur

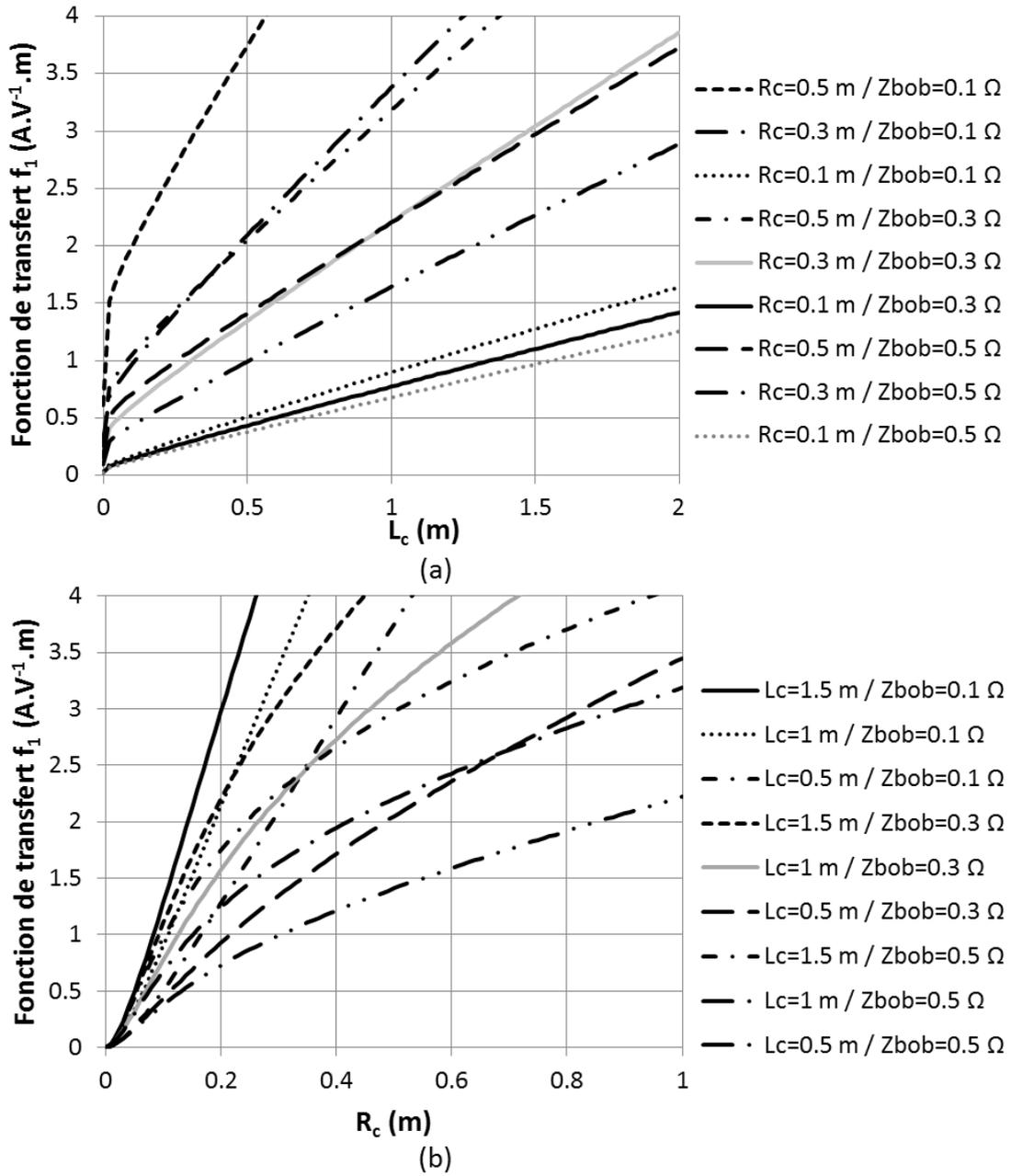


Figure 38 : Influence de la longueur (a) et du rayon (b) du capteur sur la fonction de transfert f_1 pour plusieurs impédances de bobine Z_{bob} . L'impédance des électrodes vaut $0,005 \Omega \cdot m^2$.

Les deux paramètres régissant la géométrie du capteur sont son rayon R_{capt} et sa longueur L_{capt} . Ils n'influent que sur la fonction de transfert f_1 , définie par l'équation (25). Ils apparaissent dans le coefficient α (équation (24)) directement dans r_g , mais aussi dans r_σ via la conductivité du capteur

$$\sigma_c = \frac{L_c}{\pi R_c^2 \left(Z_{bob} + \frac{2Z_{elec}}{\pi R_c^2} \right)} \quad (58)$$

avec Z_{elec} l'impédance surfacique des électrodes.

L'influence de ces deux paramètres sur la fonction de transfert f_1 est présentée en Figure 38 pour plusieurs configurations. Dans tous les cas, la fonction de transfert est meilleure pour des tailles de capteur plus grandes. D'autre part, ces figures confirment que plus Z_{bob} est faible, meilleure est la fonction de transfert f_1 . Afin de ne pas avoir un capteur trop grand, nous limitons sa taille à 0,5 m de rayon et 1,5 m de longueur.

II.1.2. Paramètres de bobine

Le dimensionnement de la bobine est plus complexe, parce que ses paramètres influent sur les deux fonctions de transfert. En effet, tous les paramètres influent sur l'impédance de la bobine, et donc sur la fonction de transfert f_1 . Comme les deux fonctions de transfert sont liées, elles ne peuvent pas être optimisées indépendamment l'une de l'autre. C'est la fonction de transfert globale qui doit être optimisée.

Nous étudions ici l'influence de chaque paramètre de la bobine sur la fonction de transfert globale, les autres paramètres étant fixés. Cela nous permet de comprendre comment chaque paramètre influence la fonction de transfert. Cela nous permettra de pouvoir trouver la meilleure configuration. Ce travail a été fait pour les deux géométries de bobine correspondant aux deux architectures décrites précédemment.

II.1.2.1. Architecture avec magnétomètre vectoriel

Dans l'architecture avec magnétomètre vectoriel, les paramètres de la bobine ayant une influence sur la fonction de transfert globale sont les suivants : le nombre de spires N_{spires} , le nombre de couches $N_{couches}$, le diamètre du fil φ , l'ouverture aux extrémités o et le paramètre de forme a .

En Figure 39 est présentée l'influence des trois premiers. Pour chacun d'entre eux, un optimum est observé. Ces trois paramètres ont des effets contradictoires sur les deux fonctions de transfert f_1 et f_2 . En effet, augmenter le nombre de spires conduit naturellement à augmenter f_2 , mais également à dégrader f_1 en raison de l'augmentation d'impédance qui en résulte. Augmenter le diamètre du fil éloigne les spires du centre de la bobine et dégrade ainsi f_2 , mais diminue l'impédance de la bobine, améliorant ainsi f_1 . Enfin, augmenter le nombre de couches réduit la longueur de la bobine (améliore f_2), mais augmente le rayon moyen des spires (dégrade f_2) et augmente l'impédance (dégrade f_1). Ces trois paramètres présentent donc un optimum pour l'objectif de maximiser la fonction de transfert globale.

En Figure 40 est présentée l'influence du paramètre a sur la fonction de transfert globale et sur l'homogénéité sur la cellule d'hélium. Augmenter ce paramètre dégrade la fonction de transfert et améliore l'homogénéité (en-dessous d'une certaine limite). On choisira donc la valeur de a la plus faible possible respectant l'objectif sur le critère d'homogénéité présenté en chapitre 2 section III.3.

Enfin, l'ouverture aux extrémités de la bobine doit être choisie la plus petite possible. En effet, plus sa valeur est petite, plus l'impédance de la bobine sera faible, améliorant ainsi f_1 . D'autre part, les spires seront alors plus proches du magnétomètre, améliorant f_2 .

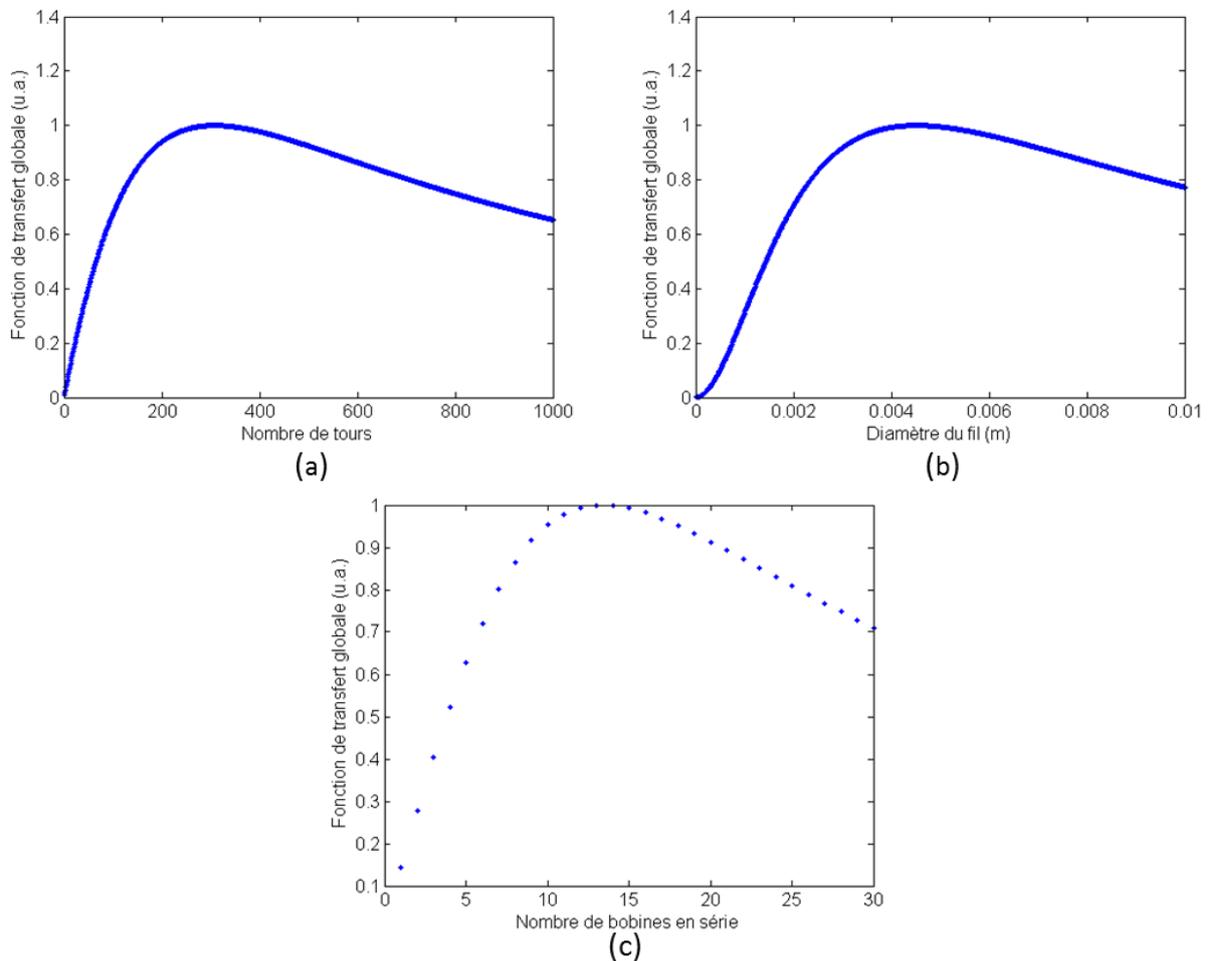


Figure 39 : Fonction de transfert globale normalisée du capteur en fonction du nombre de spires (a), du diamètre du fil (b) et du nombre de couches (c). Lorsqu'ils ne varient pas, les paramètres de bobine valent : $N_{spires} = 312$, $\varphi = 4,5 \text{ mm}$, $N_{couches} = 13$, $o = 2 \text{ cm}$, $a = 0 \text{ cm}$, $R_{capt} = 0,5 \text{ m}$ et $L_{capt} = 1,5 \text{ m}$. L'impédance des électrodes vaut $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot m^2$.

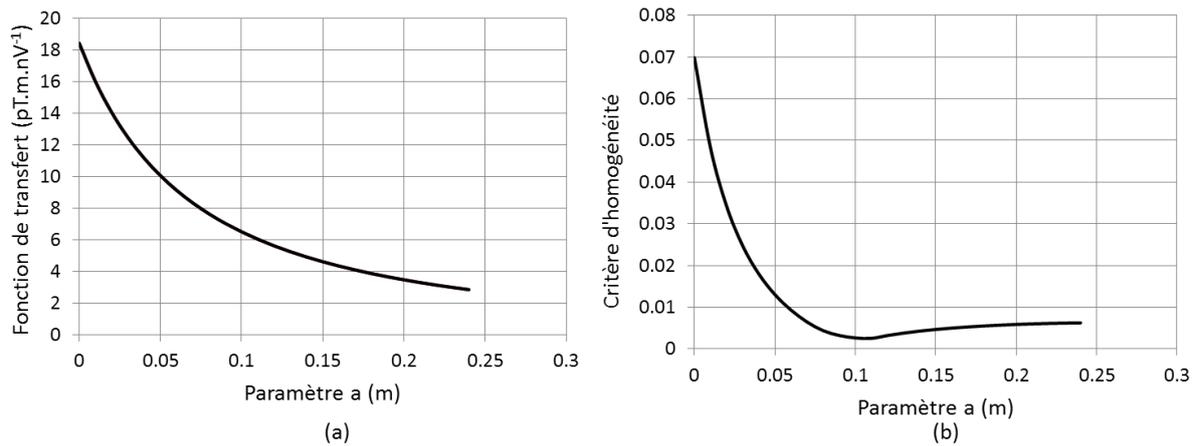


Figure 40 : Influence du paramètre a sur la fonction de transfert globale (a) et le critère d'homogénéité (b). Les autres paramètres sont constants et valent $N_{spires} = 312$, $\varphi = 4,5 \text{ mm}$, $N_{couches} = 13$, $o = 2 \text{ cm}$, $R_{capt} = 0,5 \text{ m}$ et $L_{capt} = 1,5 \text{ m}$. L'impédance des électrodes vaut $z_{elec} = 0,005 \Omega.m^2$.

II.1.2.2. Architecture avec magnétomètre scalaire

La forme de la bobine 3D utilisée dans l'architecture avec magnétomètre scalaire est représentée en Figure 36. Les objectifs de la conception de cette bobine sont de maximiser la fonction de transfert globale et minimiser le critère d'homogénéité. Les paramètres influençant sont le nombre de spires N_{spires} , le diamètre du fil φ , le nombre de couches $N_{couches}$, le demi-écart entre les deux parties de la bobine d , le paramètre de forme a et l'ouverture aux extrémités o . L'influence de chacun de ces paramètres sur les deux objectifs est présentée en Figure 41.

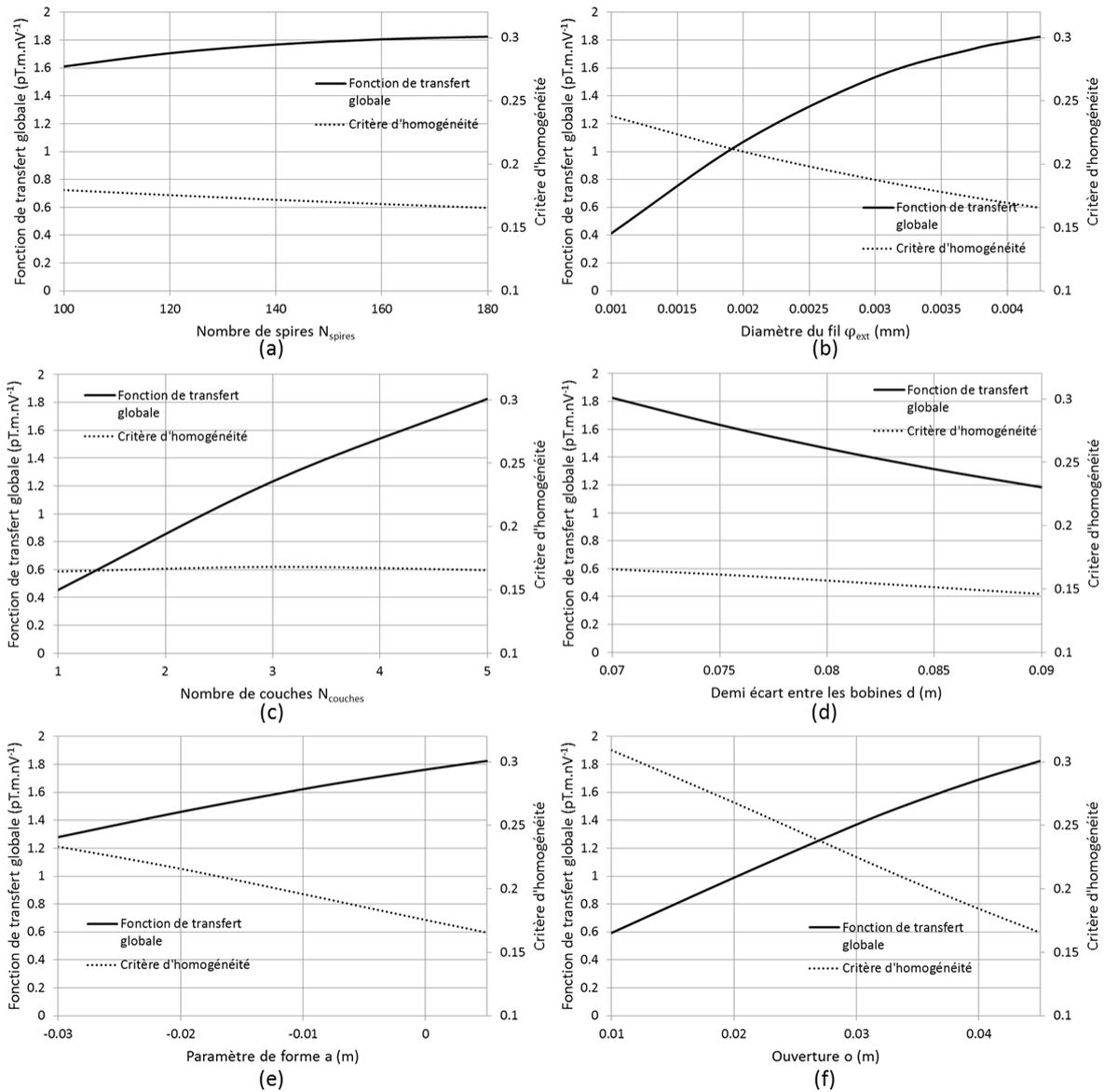


Figure 41 : Influence du nombre de spires N_{spires} (a), diamètre du fil φ_{ext} (b), nombre de couches $N_{couches}$ (c), demi-écart entre bobines d (d), paramètre de forme a (e), et ouverture o (f) sur la fonction de transfert globale du capteur. Lorsqu'ils ne varient pas, ces paramètres valent $N_{spires} = 180$, $\varphi_{ext} = 4,25 \text{ mm}$, $N_{couches} = 5$, $a = 0,05 \text{ m}$, $o = 0,045 \text{ m}$ et $d = 0,07 \text{ m}$. Les autres paramètres valent $R_c = 0,5 \text{ m}$, $L_c = 1,5 \text{ m}$, $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot \text{m}^2$

Une des contraintes de conception de cette bobine est l'encombrement. Il doit être possible d'agencer trois bobines identiques dans les trois directions de l'espace. Les plages de valeurs des paramètres présentées sur les graphes de la Figure 41 prennent en compte cette contrainte, et les configurations non réalisables ne sont pas représentées. C'est pourquoi les plages des paramètres ne sont pas plus larges, et l'optimum de la fonction de transfert sur chaque paramètre n'est pas forcément visible.

Les trois paramètres nombre de spires, diamètre du fil et nombre de couches ont la même influence sur la fonction de transfert globale que pour la bobine 1D. Un optimum doit être trouvé entre diminution d'impédance et augmentation de la fonction de transfert f_2 . Les

optimums pour ces trois paramètres ne sont pas visibles sur la figure, car ne sont en pratique pas réalisables.

Le demi-écart entre les deux parties de la bobine n'influe pas sur l'impédance de la bobine. Il n'a donc d'effet que sur la fonction de transfert f_2 . Plus cet écart est grand, plus f_2 est faible et plus le critère d'homogénéité diminue. On choisira donc d le plus petit possible, permettant à la fois la réalisation de la bobine et respectant le critère d'homogénéité fixé. Plus le paramètre de forme a est grand, meilleure est la fonction de transfert globale et l'homogénéité sur la plage représentée. Un optimum sur ces deux grandeurs se situe probablement pour des valeurs plus grandes, car augmenter sa valeur augmente l'impédance de la bobine et dégrade f_1 . Dans la plage représentée, on prendra a le plus grand possible et permettant la réalisation de la bobine. Enfin, l'ouverture o a les mêmes effets sur les objectifs que le paramètre de forme a dans la plage représentée. De même, on prendra donc o le plus grand possible et permettant de réaliser la bobine.

II.2. Démarche

L'objectif de la conception de ce capteur est d'obtenir la meilleure fonction de transfert globale et une homogénéité du champ produit par la bobine permettant le bon fonctionnement du magnétomètre situé à l'intérieur. Les paramètres ayant une influence sur ces deux objectifs sont présentés ci-dessus (section II.1).

Etant donné qu'augmenter les dimensions du capteur améliore la fonction de transfert globale, nous choisissons les dimensions les plus grandes possibles permettant une manipulation aisée du capteur. Nous choisissons donc une distance entre électrodes de $L_c = 1,5 m$ et un rayon de $R_c = 0,5 m$. La conception a été effectuée avec une valeur d'impédance des électrodes égale à $0,005 \Omega \cdot m^2$, valeur cohérente avec les premiers tests effectués sur des électrodes Ag,AgCl et présentés au chapitre 4 section I.1.

La conception de la bobine est différente selon l'architecture. Nous présentons les démarches pour chaque architecture 1D.

Architecture avec magnétomètre vectoriel

Dans un premier temps, le rayon de la bobine est gardé constant, et le plus petit possible pour que le magnétomètre puisse être inséré à l'intérieur. L'ouverture o a été choisie égale au rayon constant minimal permettant de placer le magnétomètre à l'intérieur, à savoir $2 cm$. Le nombre de spires, de couches et le diamètre du fil ont été optimisés de manière à obtenir la meilleure fonction de transfert globale. Enfin, le paramètre de forme a a été choisi pour satisfaire l'objectif d'homogénéité. La valeur de a est donc la plus petite permettant de satisfaire ce critère. En effet, l'augmenter, bien qu'améliorant l'homogénéité, dégraderait la fonction de transfert globale.

Nous n'avons pas optimisé les paramètres en prenant en compte les deux objectifs à la fois. Effectuer une optimisation globale permettrait peut-être d'améliorer un peu les résultats.

Cette démarche est justifiée à la fois par sa simplicité et sa rapidité de mise en œuvre, et par les bons résultats qu'elle permet d'obtenir.

Architecture avec magnétomètre scalaire

Dans un premier temps, le rayon est gardé constant (paramètre de forme $a = 0$). Le nombre de spires et de couches, le diamètre du fil, et le demi-écart entre bobines ont été optimisés de manière à obtenir la meilleure fonction de transfert globale. Puis le paramètre de forme a et l'ouverture o ont été ajustés de manière à améliorer au maximum l'homogénéité et la fonction de transfert. Enfin, nous avons vérifié que le résultat obtenu correspondait à un maximum local de la fonction de transfert en regardant l'influence d'une légère variation de chaque paramètre.

II.3. Résultats

La mise en œuvre des démarches d'optimisation pour les différentes architectures nous a conduits aux résultats présentés dans cette section. Nous exposons d'abord les résultats pour l'architecture avec magnétomètre vectoriel, puis ceux pour l'architecture avec magnétomètre scalaire.

II.3.1. Architecture avec magnétomètre vectoriel

Pour l'architecture avec magnétomètre vectoriel, les dimensions du capteur dans chaque axe sont un rayon de 0,5 m et une longueur de 1,5 m. La bobine est composée de 312 spires réparties sur 13 couches, le diamètre extérieur du fil est de 4,5 mm, l'ouverture est de 2 cm de rayon et le paramètre de forme vaut 4 cm. En Figure 42 sont présentées les courbes ayant servi au choix du paramètre a . L'influence de ce paramètre sur les deux objectifs de conception que sont la fonction de transfert globale et l'homogénéité γ est représentée. a a été choisi de telle sorte qu'il maximise la fonction de transfert et qu'il soit sous la courbe noire, représentant le critère d'homogénéité à ne pas dépasser.

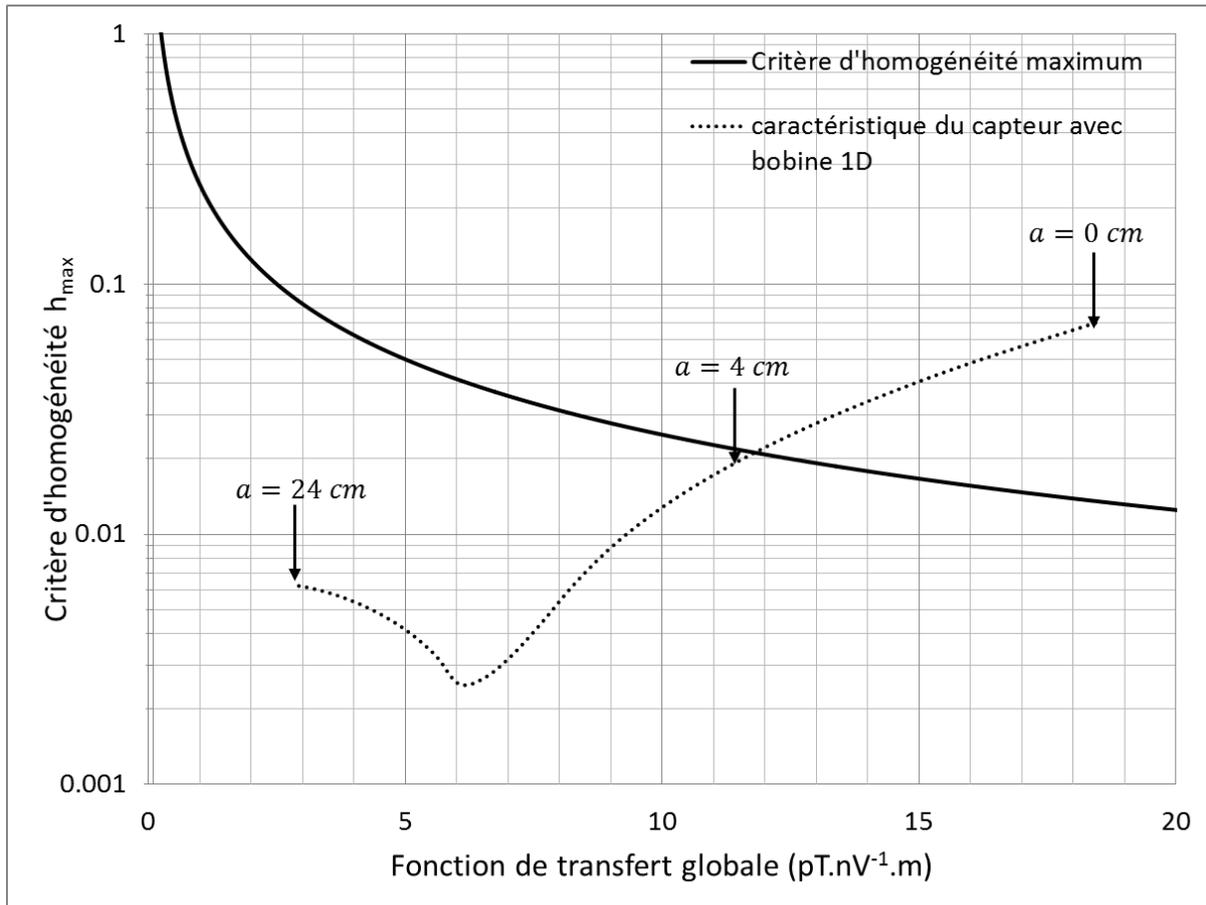


Figure 42 : Critère d'homogénéité à ne pas dépasser (trait plein) et caractéristique du capteur avec bobine 1D (pointillés). Les autres paramètres valent $N_{spires} = 312$, $N_{couches} = 13$, $\varphi = 4,5 \text{ mm}$, $o = 2 \text{ cm}$, $R_c = 0,5 \text{ m}$ et $L_c = 1,5 \text{ m}$. L'impédance des électrodes est égale à $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot \text{m}^2$.

Dans cette configuration de capteur, la résistance de la bobine est de $0,19 \Omega$. Le coefficient α est alors égal à $1,8$. Le champ magnétique produit par la bobine en réponse à un champ électrique de $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1}$ dans une eau de conductivité $4 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ est de $11,2 \text{ pT}$. En raison de la présence des deux commutateurs, la bobine produit ce champ alternativement dans une direction puis dans l'autre. Nous avons vu en section I.1.3.1 la répartition spectrale du champ électrique en raison de la modulation effectuée. La fonction de transfert finale doit être multipliée par un facteur $4/\pi$, et atteint donc $14,3 \text{ pT} \cdot \text{m} \cdot \text{nV}^{-1}$. Le critère d'homogénéité est de $0,018$. L'homogénéité sur la cellule d'hélium est représentée en Figure 43.

La fonction de transfert obtenue est tout à fait satisfaisante, puisque en supposant que le bruit du magnétomètre est de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ et que les autres sources de bruit internes au capteur sont moins importantes, cela nous conduit à un niveau de bruit minimum de $0,07 \text{ nV} \cdot \text{m} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Ce niveau de bruit est très bon en comparaison de l'existant (au mieux $1 \text{ nV} \cdot \text{m} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ pour des capteurs de tailles comparables).

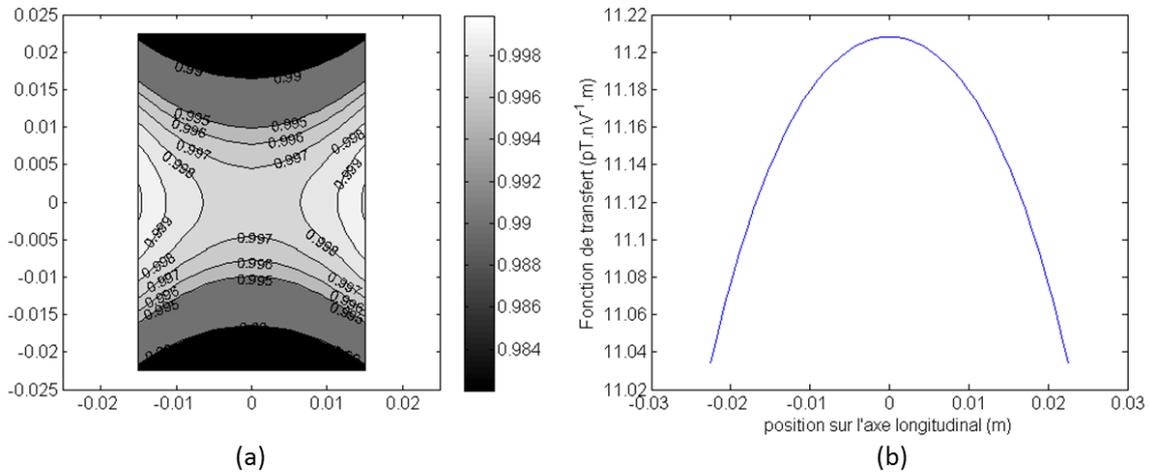


Figure 43 : Coupe du champ magnétique (a) et fonction de transfert du capteur le long de l'axe de la bobine (b). Les caractéristiques de la bobine sont les suivantes : $N_{spires} = 312$, $N_{couches} = 13$, $\varphi = 4,5 \text{ mm}$, $o = 2 \text{ cm}$, $a = 4 \text{ cm}$ dans un capteur de dimensions $R_c = 0,5 \text{ m}$ et $L_c = 1,5 \text{ m}$. L'impédance des électrodes vaut $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot m^2$.

La conductivité de l'eau de mer et l'impédance des électrodes ont une influence sur la fonction de transfert. Son évolution en fonction de ces deux paramètres est représentée en Figure 44. La dépendance de la fonction de transfert à ces deux paramètres crée une imprécision sur la mesure, s'ils ne sont pas connus par ailleurs. Nous verrons comment nous affranchir de cette contrainte en calibrant le capteur (section III).

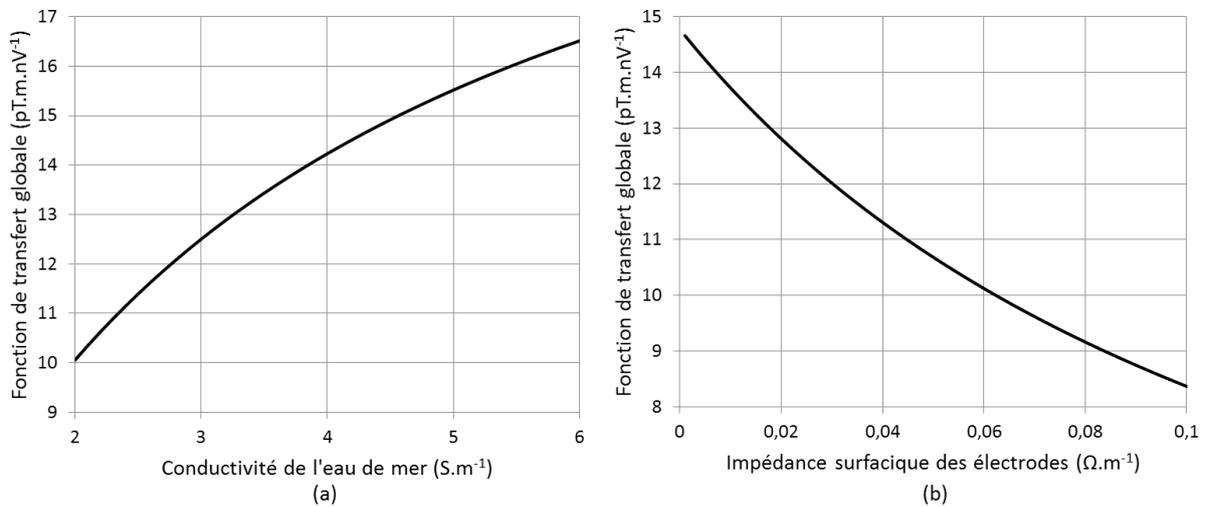


Figure 44 : Influence de la conductivité de l'eau de mer (a) et de l'impédance surfacique des électrodes (b) sur la fonction de transfert globale de l'architecture 1D avec magnétomètre vectoriel. Lorsqu'ils ne varient pas, $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot m^2$ et $\sigma_{eau} = 4 \text{ S} \cdot m^{-1}$.

II.3.2. Architecture avec magnétomètre scalaire

Pour l'architecture avec magnétomètre scalaire, les dimensions du capteur sur chaque axe sont un rayon de $0,5 \text{ m}$ et une distance de $1,5 \text{ m}$. La bobine est composée de 180 tours sur 5 épaisseurs avec un fil de diamètre extérieur $4,25 \text{ mm}$, un demi écart entre bobines de 7 cm , une ouverture de $4,5 \text{ cm}$ et un paramètre de forme de 5 mm .

Dans cette configuration de capteur, et sans résistance additionnelle R_1 , R_2 et R_3 (qui servent, rappelons-le, à aligner le champ magnétique produit par la bobine avec le champ magnétique terrestre), la résistance de la bobine est de $0,09 \Omega$. Le coefficient α est alors égal à 2,5. Le champ magnétique produit par la bobine en réponse à un champ électrique de $1 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1}$ est de $1,8 \text{ pT}$. En raison de la modulation effectuée (section I.1.3.1), la fonction de transfert est multipliée par un facteur $4/\pi$ et atteint $2,3 \text{ pT} \cdot \text{m} \cdot \text{nV}^{-1}$. En comparaison avec l'architecture avec magnétomètre vectoriel, la fonction de transfert f_1 est meilleure, mais f_2 est plus petite.

Pour un magnétomètre de niveau de bruit de $1 \text{ pT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$, le niveau de bruit de la mesure électrique peut donc atteindre $0,43 \text{ nV} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Le critère d'homogénéité dans cette configuration est de 0,16. Pour cette architecture également les résultats obtenus sont bons par rapport à l'état de l'art.

L'homogénéité sur la cellule d'hélium est représentée en Figure 45.

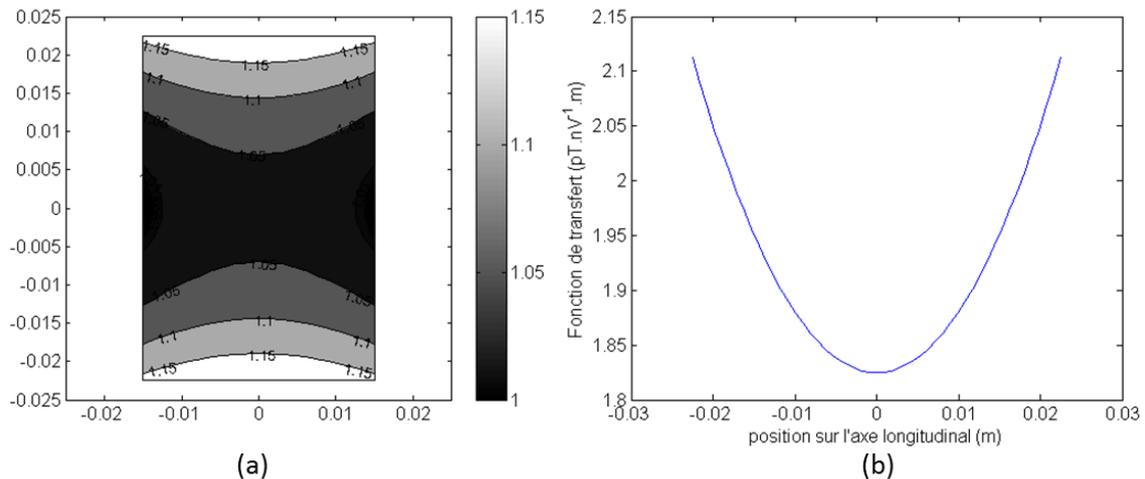


Figure 45 Coupe du champ magnétique (a) et fonction de transfert du capteur le long de l'axe de la bobine (b). Les caractéristiques de la bobine sont les suivantes : $N_{spires} = 180$, $N_{couches} = 5$, $\varphi = 4,25 \text{ mm}$, $o = 4,5 \text{ cm}$, $a = 5 \text{ mm}$ et $d = 7 \text{ cm}$ dans un capteur de dimensions $R_c = 0,5 \text{ m}$ et $L_c = 1,5 \text{ m}$, et des électrodes d'impédance $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot \text{m}^2$.

L'influence de la conductivité de l'eau de mer et de l'impédance surfacique des électrodes est représentée en Figure 46. De même que pour l'architecture précédente, ces deux paramètres ont un impact sur la précision de la mesure. Une calibration devra donc être effectuée.

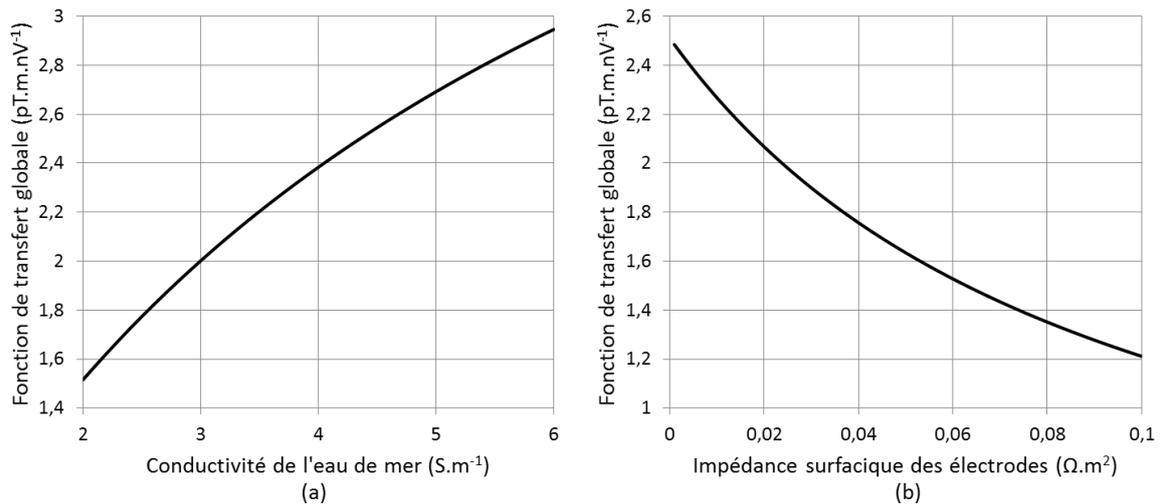


Figure 46 : Influence de la conductivité de l'eau de mer (a) et de l'impédance surfacique des électrodes (b) sur la fonction de transfert globale de l'architecture avec magnétomètre scalaire. Lorsqu'ils ne varient pas, $z_{elec} = 0,005 \Omega.m^2$ et $\sigma_{eau} = 4 S.m^{-1}$.

II.4. Etude des bobines

Nous étudions dans cette section les caractéristiques des bobines ainsi conçues. Leur inductance a une influence sur leur temps de réponse, et détermine donc la fréquence maximale mesurable du champ électrique. La position et le rayon des spires de la bobine réelle peuvent différer légèrement de ce qui était prévu. Nous verrons ici l'influence des erreurs de fabrication.

II.4.1. Inductance

L'inductance L d'une bobine est définie comme le rapport entre le flux ϕ de champ magnétique à l'intérieur et le courant qui la traverse :

$$L = \frac{\phi}{I} = \frac{1}{I} \iint_{S_{bob}} B dS_{bob} \quad (59)$$

avec S_{bob} la surface de la bobine. La constante de temps τ associée (temps nécessaire pour que le courant atteigne 63% de sa valeur stationnaire lorsqu'un échelon de tension est appliqué) est défini par :

$$\tau = \frac{L}{Z_{bob}} \quad (60)$$

Au bout d'un temps égal à 5τ , le courant atteint 99% de sa valeur finale. On considère alors qu'il a atteint sa valeur stationnaire.

La connaissance de ce temps d'établissement du courant en réponse à un échelon de tension est importante, puisque dans toutes les architectures, un interrupteur est présent. Pour des mesures dégradées de seulement 1%, la fréquence de commutation doit respecter la condition $f_c < 1/5\tau$.

Les calculs d'inductance des bobines ont été effectués en supposant leur rayon constant et égal à sa valeur moyenne (4 cm pour la bobine 1D et 4,8 cm pour la bobine 3D), et le champ magnétique constant et égal à sa valeur au centre. Ces calculs ne sont pas exacts mais permettent de donner un ordre de grandeur suffisamment précis pour l'information que nous cherchons. Les résultats sont présentés dans le Tableau 8.

	Inductance	5τ
Bobine 1D	9,9 μH	2,6. 10 ⁻⁴ s
Bobine 3D	1,7 μH	9,1. 10 ⁻⁵ s

Tableau 8 : Inductance et temps de réponse à 99% de la valeur finale (5 τ) des bobines 1D et 3D

La fréquence maximale de mesure du magnétomètre est limitée à 300 Hz. Les temps de réponse des bobines sont beaucoup plus courts et ne sont donc pas limitant.

II.4.2. Influence des erreurs de fabrication

Lors de la fabrication de la bobine, les spires peuvent avoir un rayon et une position légèrement différents par rapport à la configuration envisagée. Cela a une influence sur la fonction de transfert globale du capteur et l'homogénéité de la bobine. Nous avons étudié ces effets en mettant en œuvre la méthode de Monte-Carlo. Une loi normale centrée sur la position supposée de la spire, et d'écart-type 0,5 mm, a été définie pour chaque spire. De même pour le rayon de chaque spire, également avec un écart-type 0,5 mm. Nous avons ensuite défini, à partir de ces erreurs de fabrications supposées, N géométries de bobines imparfaites. Pour chacune de ces géométries, nous avons tiré aléatoirement la position et le rayon de chaque spire, position et rayon suivant la loi normale définie ci-dessus. Toutes les configurations ainsi définies ne sont pas réalisables, mais celles qui le sont font partie de l'échantillon. Les écarts trouvés entre les valeurs minimales et maximales de la fonction de transfert et du critère d'homogénéité seront donc supérieurs ou égaux aux valeurs réelles.

Nous avons calculé la fonction de transfert et l'homogénéité pour chacune de ces géométries. Les lois de probabilité et les fonctions de répartition pour la fonction de transfert et l'homogénéité de la bobine 1D sont présentées en Figure 47 pour un grand nombre de configurations ($N = 10000$). La bobine étudiée est la bobine 1D présentée en section II.3.1. La même méthode peut bien entendu être appliquée à la bobine 3D.

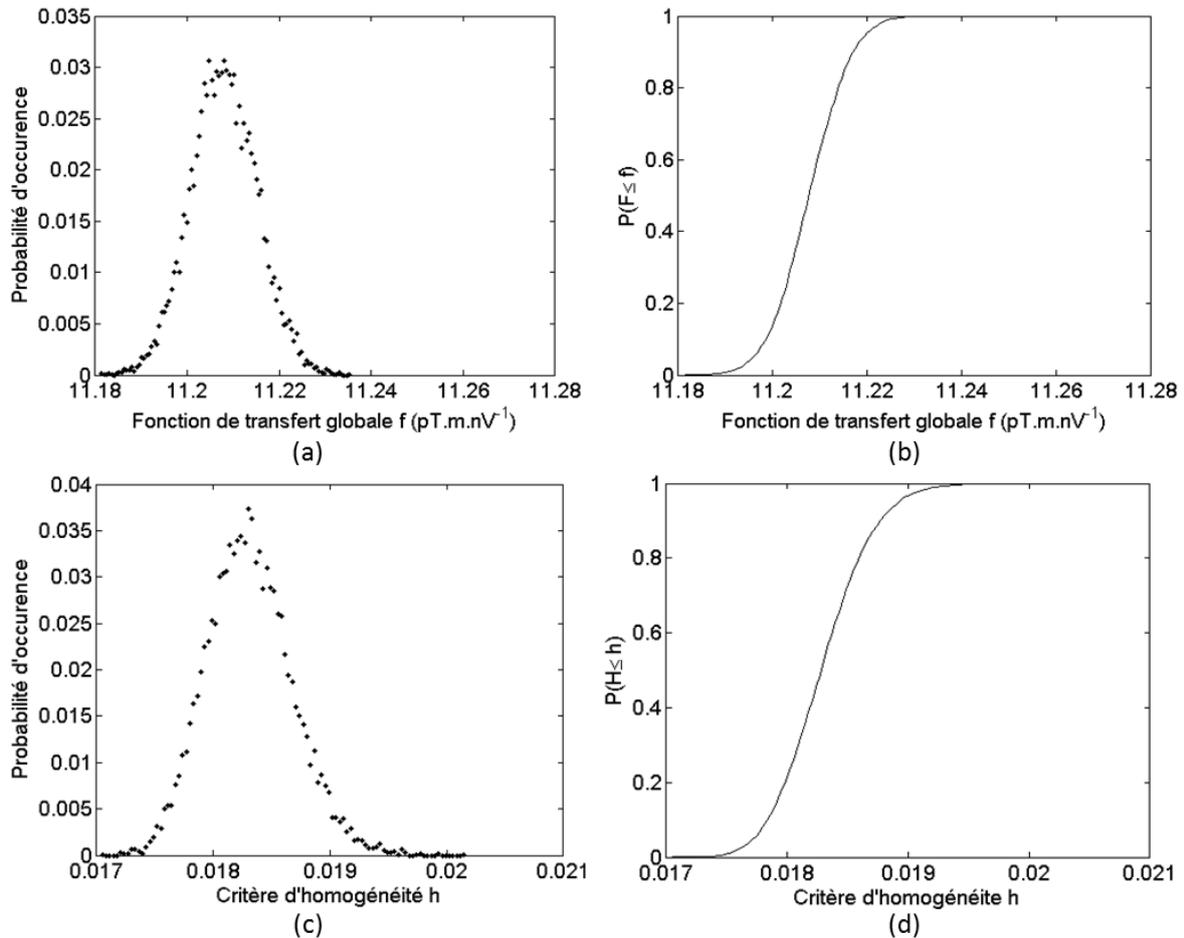


Figure 47 : Influence des erreurs de fabrication de la bobine 1D (voir section II.3.1) sur la fonction de transfert globale (loi de probabilité (a) et fonction de répartition (b)) et sur l'homogénéité (loi de probabilité (c), fonction de répartition (d)).

Pour ces configurations, la fonction de transfert globale varie très peu. La probabilité qu'elle se situe dans l'intervalle $[11,19; 11,23] pT.m.nV^{-1}$ est égale à 99%. La probabilité que le critère d'homogénéité soit inférieur à 0,19 est égal à 97%, et la probabilité qu'il soit inférieur à 0,2 est de 99,9%.

Les erreurs de fabrication ne produisent que de faibles variations de la fonction de transfert globale et du critère d'homogénéité. Même en prenant en compte ces erreurs, les objectifs sur ces deux grandeurs sont respectés. Les imprécisions de fabrication ne posent donc pas de problème.

III. Calibration

Un des problèmes des électromètres à mesure de courant réalisés par le passé était leur précision. La fonction de transfert dépend des conductivités de l'eau et du sol, a priori inconnues, et de l'impédance des électrodes, qui peut varier dans le temps et varie avec l'impédance du champ électrique à mesurer. Pour faire une mesure précise, il est donc

nécessaire de calibrer le capteur sur place. Nous présentons ici deux méthodes de calibration. Elles font toutes les deux l'objet d'un brevet.

III.1. Calibration par variation d'une grandeur caractéristique

Le champ électrique est lié au champ magnétique produit par la bobine par la fonction de transfert f :

$$f = \frac{B}{E} = \alpha \cdot \beta \cdot \sigma_{eau} \cdot S \cdot f_2 = \sigma_{eau} \cdot S \cdot \beta \frac{(1 + a r_g^b) r_\sigma}{r_\sigma + a r_g^b} \times f_2 \quad (61)$$

Pour rappel, le coefficient α traduit l'influence de la différence de conductivité entre le capteur et l'eau de mer (voir chapitre 2 section II.1.1), et le coefficient β traduit l'influence de la présence d'un sol de conductivité différente de l'eau de mer (voir chapitre 2 section II.2).

En effectuant plusieurs mesures de courant successives avec différentes valeurs de résistance supplémentaire branchée en série avec la bobine, longueur ou rayon du capteur, on obtient plusieurs équations de type (61). Les résoudre permet alors de calibrer le capteur. Faire varier la longueur ou le rayon du capteur semble très complexe à mettre en œuvre. La méthode consistant à faire varier la résistance est la plus réaliste. C'est pourquoi nous ne présentons que celle-ci ci-dessous.

La fonction de transfert globale peut être écrite sous la forme :

$$f = \frac{1}{A1 + A2 \times Z} \times f_2 \quad (62)$$

ce qui revient à

$$A1 \cdot B - E \cdot f_2 - A2 \cdot Z \cdot B = 0 \quad (63)$$

avec Z l'impédance des éléments situés entre les électrodes,

$$A1 = \frac{1}{\sigma_{eau} S \beta \left(1 + a \left(\frac{L_c}{R_c}\right)^b\right)} + \frac{a \left(\frac{L_c}{R_c}\right)^b \times \pi R_c^2 Z_{elec}}{\beta L_c \left(1 + a \left(\frac{L_c}{R_c}\right)^b\right)} \quad (64)$$

et

$$A2 = \frac{a \left(\frac{L_c}{R_c}\right)^b}{\beta L_c \left(1 + a \left(\frac{L_c}{R_c}\right)^b\right)} \quad (65)$$

Le coefficient $A2$ dépend de la géométrie du capteur et du coefficient β . Le coefficient $A1$ rassemble les inconnues σ_{eau} , Z_{elec} et β .

Supposons que le champ électrique ne contienne qu'une fréquence et que son amplitude ne varie pas. En effectuant trois mesures successives du champ électrique avec trois valeurs de résistance Z_1 , Z_2 et Z_3 , on obtient trois équations de type (63) :

$$\begin{aligned} A1 \cdot B_1 - E \cdot f_2 - A2 \cdot Z_1 \cdot B_1 &= 0 \\ A1 \cdot B_2 - E \cdot f_2 - A2 \cdot Z_2 \cdot B_2 &= 0 \end{aligned} \quad (66)$$

$$A1.B_3 - E.f_2 - A2.Z_3.B_3 = 0$$

Les grandeurs $A1$, $A2$ et E sont inconnues et peuvent être retrouvées en résolvant ce système.

En réalité, le champ électrique est constitué de plusieurs fréquences, dont les amplitudes peuvent varier dans le temps. Pour s'affranchir de ce problème, le cycle constitué des trois mesures de champ électrique avec les résistances Z_1 , Z_2 et Z_3 est répété à une fréquence d'échantillonnage f_e . On réalise ensuite une transformée de Fourier avec l'ensemble des points mesurés avec la résistance Z_1 , puis avec la résistance Z_2 et enfin avec la résistance Z_3 . On peut ensuite résoudre le système d'équations (66) pour l'ensemble des fréquences d'intérêt.

III.2. Calibration par mesure alternée courant-tension

Le principe de la calibration par mesure alternée du courant et de la tension est présenté en Figure 48. A l'étape 1, le commutateur est en position 1, la faible impédance de la chaîne de mesure de courant permet de laisser passer un courant $I = \gamma E$, avec

$$\gamma = \beta \sigma_{eau} S \frac{(1 + a r_g^b) r_\sigma}{r_\sigma + a r_g^b} \quad (67)$$

A l'étape 2, le commutateur est en position 2, l'impédance d'entrée est élevée, et on mesure la tension aux bornes des électrodes. Le champ électrique est alors donné par $E = \Delta V / L_c$.

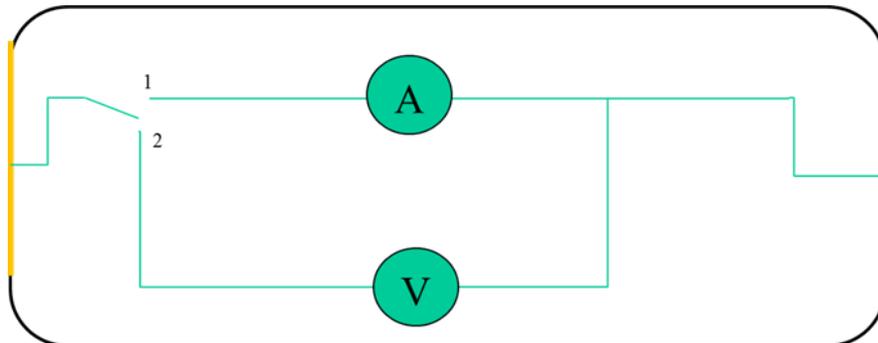


Figure 48 : Principe de la calibration par mesure alternée du courant et de la tension

Ces deux étapes sont répétées un grand nombre de fois à une fréquence suffisante pour mesurer le signal aux fréquences souhaitées. De cette manière, on effectue un échantillonnage sur la mesure de courant et sur la mesure de tension. Une transformée de Fourier est effectuée pour la mesure de courant et la mesure de tension. La comparaison entre les deux signaux obtenus pour chaque fréquence souhaitée permet d'en déduire la valeur de γ pour chaque fréquence. Une fois celle-ci déterminée, le commutateur est laissé en position 1, et la mesure ne s'effectue plus qu'avec la mesure de courant.

La calibration peut être répétée aussi souvent que nécessaire, en fonction des variations des paramètres extérieurs.

IV. Bilan

Nous avons vu plusieurs architectures possibles de capteur permettant d'atteindre les objectifs fixés en termes de contraintes d'utilisation, niveau de bruit et bande passante. Des solutions ont également été présentées, qui permettent de résoudre le problème de la précision inhérent aux électromètres à mesure de courant jusqu'à présent.

Les problèmes qui empêchaient l'utilisation de capteurs à mesure de courant développés jusqu'à présent étaient les suivants :

- Remontée de bruit aux basses fréquences en raison de l'utilisation d'électrodes capacitives,
- Précision : pour fournir une mesure précise, l'impédance des électromètres à mesure de courant devait être toujours égale à l'impédance du volume d'eau de mer que le capteur remplace. Ce critère est irréaliste, parce que l'impédance des électrodes dépend de la fréquence du signal mesuré et de la conductivité de l'eau de mer, a priori inconnue,
- Le capteur de V. Poulbot mesurait le champ électrique et magnétique au même endroit. La nature du magnétomètre utilisé contraignait l'utilisateur à aligner la bobine avec le champ magnétique ambiant. Aucun dispositif n'était prévu à l'époque pour réaliser cela in situ.

Les architectures proposées, la nature des électrodes et les méthodes de calibration permettent de contourner ces problèmes.

- La modulation de la mesure grâce aux interrupteurs présents dans les différentes architectures permet de déplacer la fréquence du signal autour de la fréquence d'échantillonnage. L'impédance des électrodes ne présente alors pas d'augmentation d'impédance pour les champs électriques basses fréquences. D'autre part, le matériau d'électrode utilisé doit présenter une faible impédance autour de la fréquence d'échantillonnage,
- Le problème de la précision de la mesure est résolu par les méthodes de calibration,
- En utilisant un magnétomètre vectoriel, il n'est pas nécessaire d'aligner la bobine avec le champ magnétique terrestre. En utilisant un magnétomètre scalaire, l'architecture avec une bobine tri-axe et un système de résistances variables permettant de répartir le courant de manière à aligner le champ magnétique produit avec le champ terrestre, permet de résoudre ce problème.

En supposant que le bruit du capteur se réduit au bruit propre du magnétomètre, les performances de l'électromètre sont reportées dans le Tableau 9. Les valeurs sont calculées pour des conductivités d'eau de mer de 2 S.m^{-1} et 6 S.m^{-1} , et sont données pour l'orientation du capteur dans le champ magnétique terrestre la plus défavorable dans le cas de l'architecture avec magnétomètre scalaire (voir section I.1.2).

Architecture	avec magnétomètre scalaire			avec magnétomètre vectoriel		
	$2 S. m^{-1}$	$4 S. m^{-1}$	$6 S. m^{-1}$	$2 S. m^{-1}$	$4 S. m^{-1}$	$6 S. m^{-1}$
Conductivité σ_{eau}						
Fonction de transfert ($pT. m. nV^{-1}$)	1,13	1,79	2,18	10,1	14,2	16,5
Niveau de bruit ($nV. m^{-1}. Hz^{-1/2}$)	0,89	0,56	0,46	0,10	0,070	0,061

Tableau 9 : Performances des différentes architectures d'électromètre en supposant que le bruit est réduit au bruit du magnétomètre.

Ces valeurs peuvent conduire à croire à la supériorité de l'architecture avec magnétomètre vectoriel par rapport à celle avec magnétomètre scalaire. La première présente néanmoins d'autres inconvénients par rapport à la seconde, exposés en section I.3, qu'il convient de ne pas oublier.

Chapitre 4: Réalisation et tests

Nous avons étudié aux chapitres précédents le principe de fonctionnement du capteur, sa fonction de transfert en fonction de ses paramètres intrinsèques et de propriétés de son environnement, et ce qui a permis de dimensionner plusieurs capteurs suivant plusieurs architectures.

Ce chapitre est consacré à la réalisation et aux tests d'une maquette de l'électromètre. Le principe du capteur que nous avons construit est présenté en Figure 49. Deux électrodes en Ag,AgCl ferment un cylindre isolant en plexiglas. Entre les deux électrodes est branché un système de mesure du courant, composé d'un interrupteur, d'une bobine et d'un magnétomètre vectoriel.

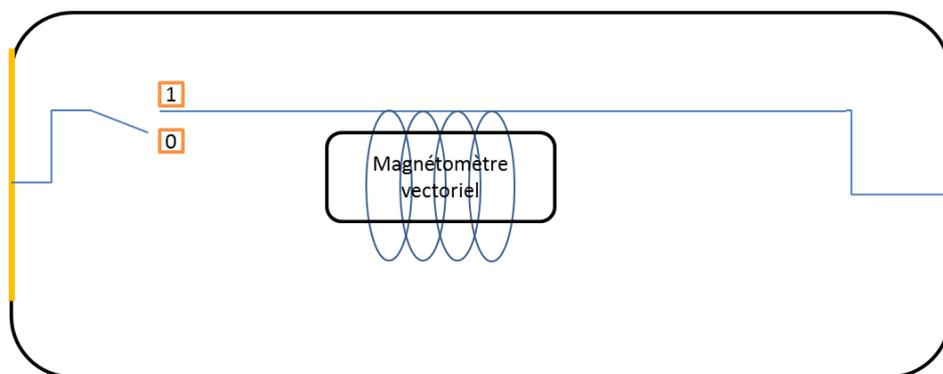


Figure 49 : Principe de fonctionnement du capteur utilisé pour les tests.

Lorsque l'interrupteur est en position 0, aucun courant ne circule, le magnétomètre mesure le champ magnétique terrestre. Lorsque le magnétomètre est en position 1, un courant $I = f_1(E)$ circule entre les électrodes et dans la bobine, créant un champ magnétique $B = f_2(I)$. Le champ magnétique produit par la bobine est ainsi modulé à la fréquence de commutation f_m de l'interrupteur. Une démodulation grâce à une détection synchrone permet ensuite de séparer la composante du champ magnétique due au champ électrique du champ magnétique terrestre.

Nous présentons dans ce chapitre en détail tous ces éléments. Nous exposons d'abord la fabrication et la caractérisation des différents éléments du capteur : électrodes, interrupteur, bobine, magnétomètre et système d'acquisition des données. Puis nous testons le capteur dans son ensemble : nous caractérisons sa linéarité, sa réponse fréquentielle et son bruit.

Ces expériences avaient pour objectif de valider le principe de fonctionnement du magnétomètre dans son ensemble. Pour cette raison, et par manque de temps, nous avons choisi d'aller à l'essentiel et d'éviter les difficultés liées à l'utilisation d'un magnétomètre à

hélium et d'une bobine avec rayon non constant. Le dispositif réalisé ici ne représente pas une version finale du capteur, mais une version expérimentale dédiée à valider la démarche de développement présentée dans les chapitres précédents.

I. Fabrication et caractérisation des éléments de base

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons les tests réalisés sur un prototype complet. Les dimensions de ce dernier sont limitées par la taille de la cuve dont nous avons disposé, à savoir un cube de 70 *cm* de côté. Le capteur est composé de deux électrodes de 5 *cm* de rayon collées aux extrémités d'un cylindre en plexiglas de 10 *cm* de long. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, une ouverture permet de faire sortir les fils connectés aux électrodes, afin de pouvoir placer le système de mesure du courant composé de la bobine et du magnétomètre à l'extérieur de l'enceinte du capteur (Figure 50). Nous détaillons ici le processus de fabrication des électrodes, de la bobine et du magnétomètre, et nous les caractérisons.

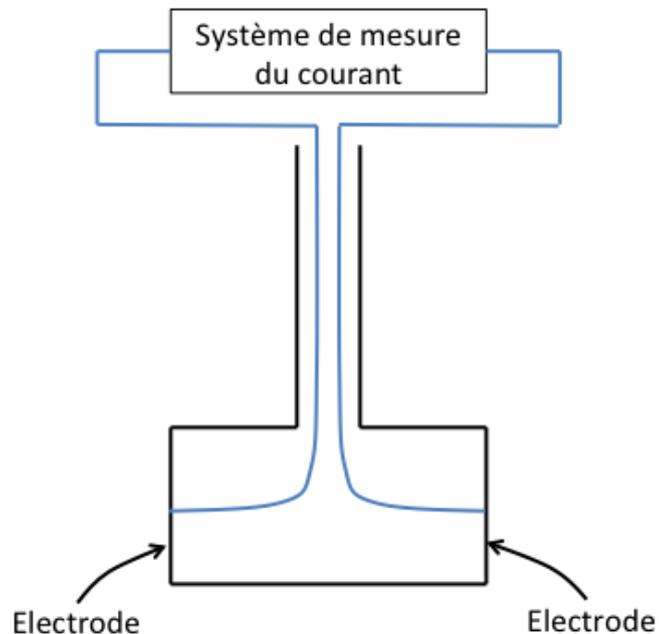


Figure 50 : Disposition du prototype du capteur

I.1. Electrodes

Nous avons choisi d'utiliser des électrodes en Ag,AgCl pour les raisons exposées au chapitre 1 section III.1.3. Pour les réaliser, nous avons fait un électrodépôt d'Ag sur un disque de cuivre. Cela a été réalisé par la société Radiall.

I.1.1. Dépôt d'AgCl

Le dépôt d'AgCl a été réalisé grâce au montage présenté en Figure 51. L'ensemble des appareils connectés aux électrodes constitue un potentiostat. Le montage est constitué de trois électrodes, une électrode de référence au calomel saturé, une électrode de travail en

argent et une contre-électrode en cuivre. Une tension est imposée par un générateur de tension (G) entre l'électrode de travail et la contre électrode. L'amplitude de cette tension est contrôlée par un voltmètre (V) entre l'électrode de travail et l'électrode de référence. L'impédance du voltmètre étant très grande devant celle du circuit constitué de l'électrode de travail, de l'électrolyte, de la contre-électrode, de l'ampèremètre et du générateur de tension, aucun courant ne circule dans l'électrode de référence, mais passe dans le circuit composé de l'électrode de travail et de la contre-électrode.

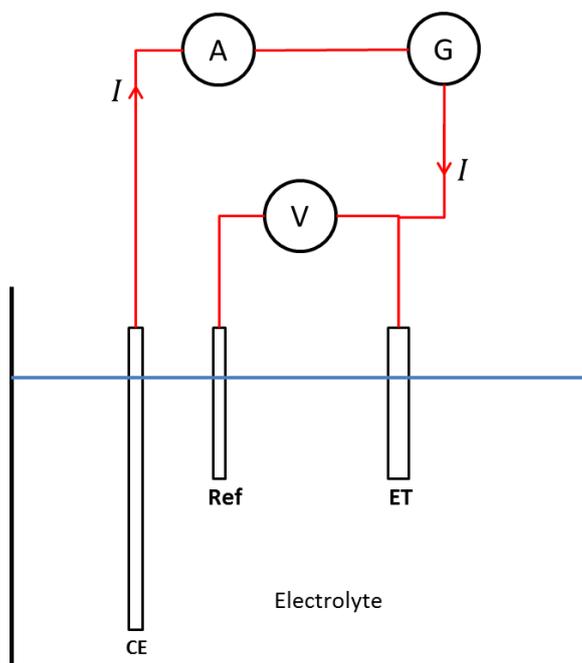


Figure 51 : Montage à trois électrodes. Trois électrodes (de référence (Ref), de travail (ET) et contre-électrode (CE)) sont plongées dans un électrolyte. Un générateur de tension (G) permet d'imposer une tension par rapport à l'électrode de référence, mesurée avec un voltmètre (V). Un ampèremètre (A) mesure le courant entre l'électrode de travail et la contre-électrode.

L'électrolyte est une solution de NaCl de concentration 35 g.L^{-1} . Le courant dans l'électrolyte est réalisé par le transport des ions Na^+ et Cl^- . A la surface de l'électrode de travail a lieu une réaction d'oxydation entre les ions chlorure et l'argent :



Le dépôt d'AgCl à la surface de l'électrode de travail est réalisé de la manière suivante : un potentiel constant supérieur au potentiel standard du couple Ag,AgCl dans l'eau de mer est appliqué sur l'électrode de travail. Un courant s'établit alors entre l'électrode de travail et la contre-électrode, amenant les ions chlorure vers l'électrode de travail. La réaction (68) se produit alors à la surface de l'électrode, formant un dépôt d'AgCl. La quantité de charges traversant l'électrode détermine la quantité de molécules AgCl formés sur l'électrode, et donc l'épaisseur du dépôt. La quantité de charges traversant l'électrode est reliée au courant par la relation :

$$Q = \int I dt \quad (69)$$

Mesurer le courant qui passe permet donc de contrôler l'épaisseur du dépôt.

1.1.2. Influence de l'épaisseur et de la vitesse de dépôt

Nous l'avons dit, l'épaisseur du dépôt dépend de la quantité de charges traversant l'électrode, et donc du temps pendant lequel une tension est appliquée sur l'électrode de travail. D'autre part, plus la tension appliquée est grande, plus le dépôt se fera rapidement. Nous regardons ici l'influence de l'épaisseur et de la vitesse de dépôt sur l'impédance des électrodes, puis dans le paragraphe suivant sur la qualité du dépôt.

En Figure 52 sont présentés les spectres d'impédance d'électrodes dont l'épaisseur souhaitée du dépôt d'AgCl varie. Par épaisseur souhaitée, nous entendons une épaisseur théorique si le dépôt d'AgCl est réparti de manière uniforme sur toute la surface de l'électrode. La tension par rapport au potentiel standard du couple Ag,AgCl est ici de 50 mV. Ces dépôts ont été réalisés sur des disques d'argent de 5 mm de diamètre. Avant chaque dépôt, nous avons pris soin de polir la surface afin d'éliminer toute trace de dépôt antérieur ou de saleté.

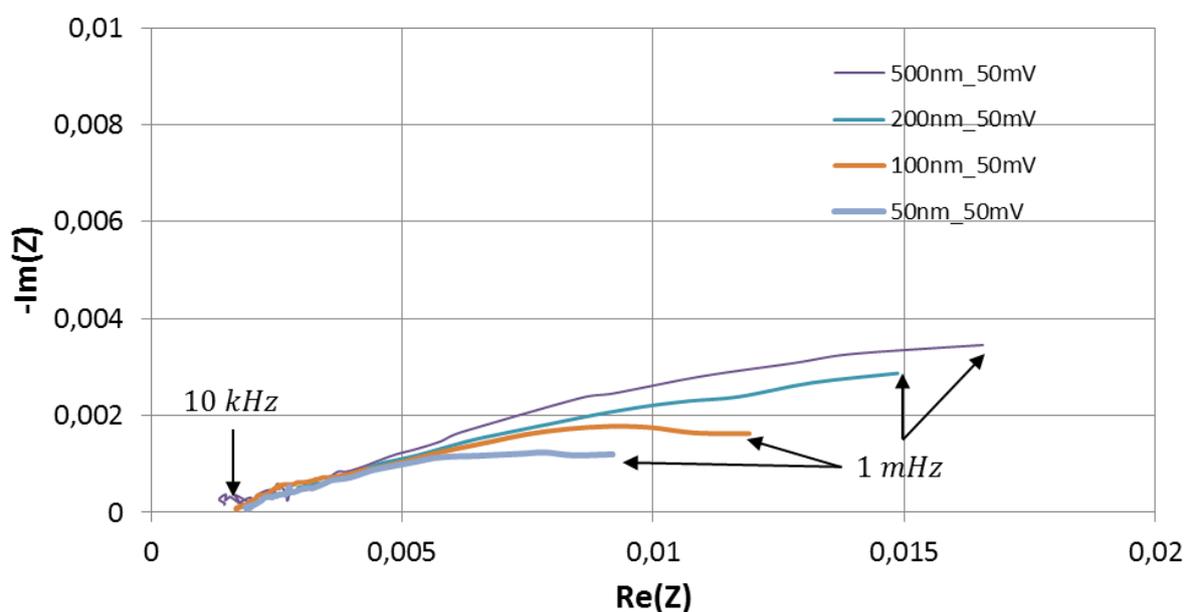


Figure 52 : Diagramme de Nyquist d'électrodes Ag,AgCl pour plusieurs épaisseurs de dépôt. La surtension par rapport au potentiel standard du couple Ag,AgCl appliquée pour réaliser le dépôt est de 50 mV. La fréquence de mesure varie entre 10 kHz et 1 mHz.

Il ressort clairement de ce graphique que l'impédance des électrodes à basses fréquences augmente avec l'épaisseur du dépôt.

En Figure 53 sont présentés les spectres d'impédance pour plusieurs électrodes avec une épaisseur de dépôt souhaitée de 500 nm, en faisant varier la vitesse de dépôt (i.e. la tension appliquée sur l'électrode de travail). On n'observe pas d'influence claire de ce paramètre sur l'impédance des électrodes.

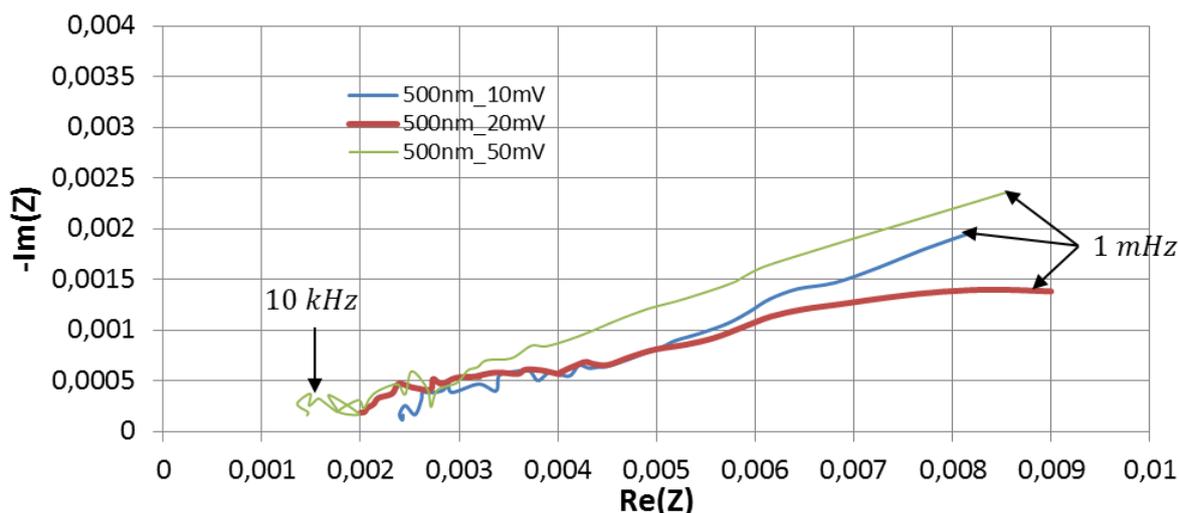


Figure 53 : Diagramme de Nyquist d'électrodes en Ag,AgCl pour plusieurs surtensions appliquées lors du dépôt. L'épaisseur visée est 500 nm. La fréquence de mesure varie entre 10 kHz et 10 mHz.

I.1.3. Observation des dépôts d'AgCl

Nous avons cherché à vérifier que les dépôts réalisés correspondaient bien à ce que nous imaginions, à savoir un dépôt uniforme recouvrant toute la surface de l'électrode. Pour cela, nous avons mis en œuvre la même méthode de dépôt (décrite en section I.1.1) mais sur un fil d'argent. Nous avons réalisé plusieurs dépôts, de plusieurs épaisseurs théoriques et à plusieurs vitesses. Nous avons coupé les fils et observé le dépôt à l'aide d'un microscope électronique à balayage (MEB).

Une vue en coupe d'un dépôt est présentée en Figure 54. Nous observons la présence de grains d'épaisseur 400 nm environ. Leur taille ne dépend pas de l'épaisseur de dépôt souhaitée, mais leur densité varie.

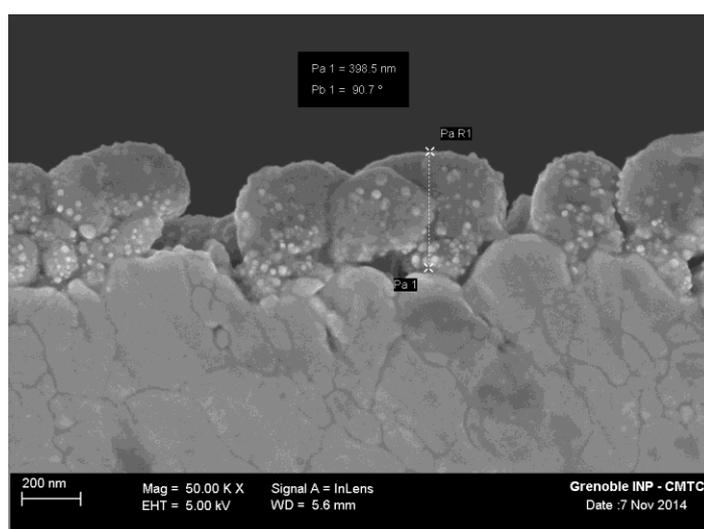
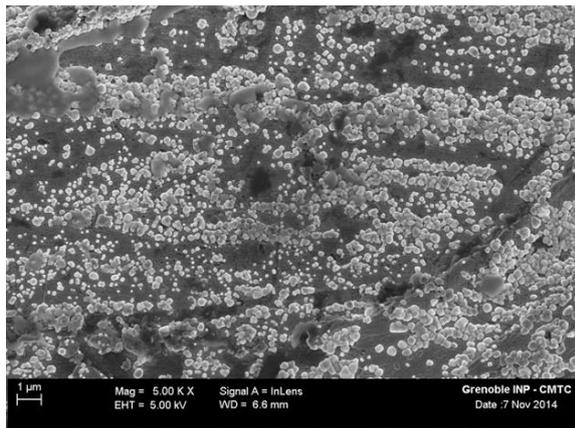
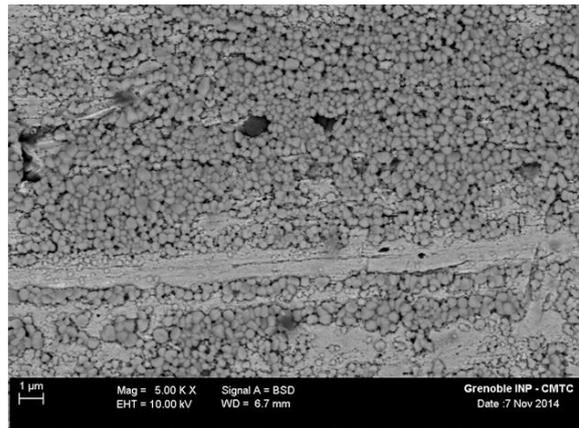


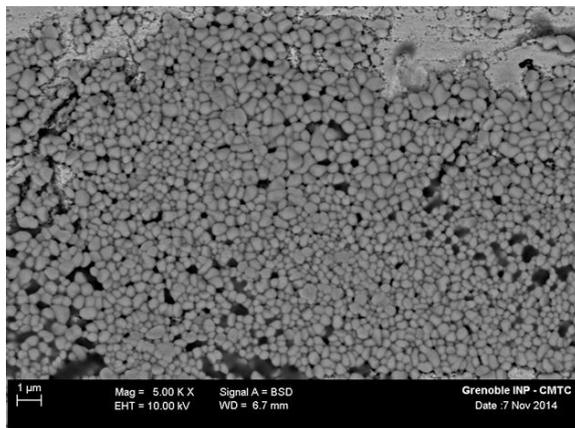
Figure 54 : Observation d'une couche d'AgCl au MEB. La taille des grains est de l'ordre de quelques centaines de nanomètres (400 nm sur la photo).



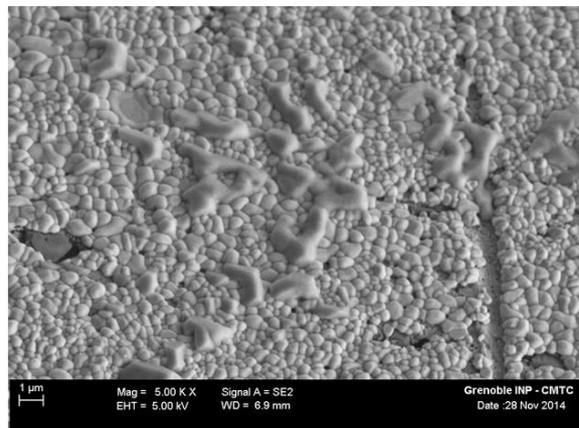
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 55 : Observation au MEB de la surface des électrodes (agrandissement 5000 ×) pour plusieurs épaisseurs visées : 50 nm (a), 100 nm (b), 200 nm (c) et 500 nm (d). La taille des grains varie peu, leur densité augmente.

On peut observer en Figure 55 la surface des électrodes avec un agrandissement de 5000x pour plusieurs épaisseurs visées, entre 50 et 500 nm. La taille des grains entre les différents dépôts ne varie pas sensiblement. Leur densité par contre est très différente. Une grande partie de la surface de l'électrode n'est pas recouverte par le dépôt d'AgCl pour une épaisseur visée de 50 nm. La quasi-totalité de la surface de l'électrode est couverte à partir d'une épaisseur visée de 200 nm, et recouvre toute la surface pour 500 nm.

Nous avons expliqué au chapitre 1 section III.1.3 qu'il était préférable d'avoir une électrode dont le potentiel d'abandon n'est pas mixte. En effet, un potentiel mixte est fixé par plusieurs couples oxydant/réducteur, et est par nature moins stable qu'un potentiel d'abandon simple. Il est donc préférable que le dépôt d'AgCl recouvre la totalité de la surface de l'électrode. Ainsi son potentiel ne sera fixé que par le couple Ag,AgCl. Pour cette raison, nous avons choisi d'effectuer un dépôt d'épaisseur de 500 nm sur les électrodes finales.

1.1.4. Caractérisation des électrodes finales

La charge à faire passer à travers l'électrode pour déposer une couche d'épaisseur e est égale à :

$$Q = F \times \frac{m_V \cdot \pi R^2 \cdot e}{M} \quad (70)$$

avec $F = 96500 \text{ C} \cdot \text{mol}^{-1}$ la constante de Faraday, $m_V = 5,56 \cdot 10^6 \text{ g} \cdot \text{m}^{-3}$ la masse volumique de AgCl, $M = 143 \text{ g} \cdot \text{mol}^{-1}$ sa masse molaire, et R le rayon de l'électrode. Pour une couche d'épaisseur $e = 500 \text{ nm}$ et une électrode de rayon $R = 5 \text{ cm}$, la charge qui doit traverser l'électrode est de $Q = 4,1 \text{ mAh}$.

Le dépôt est réalisé grâce à un montage à trois électrodes, déjà décrit en Figure 51. Un suivi temporel du dépôt d'AgCl tel que décrit ci-dessus est présenté en Figure 56.

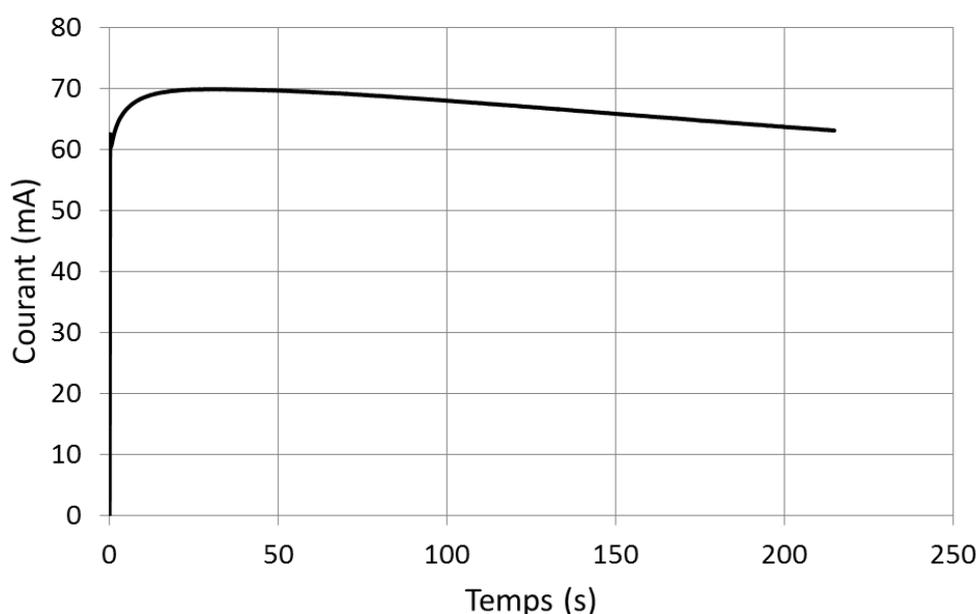


Figure 56 : Suivi temporel du dépôt d'AgCl sur une plaque d'argent de 5 cm de rayon avec une tension appliquée par rapport au potentiel standard du couple Ag,AgCl de 20 mV.

Un spectre d'impédance entre 10 kHz et 10 mHz d'une des électrodes ainsi fabriquée est présenté en Figure 57. Pour la bande de fréquences considérée, en comparaison avec le diagramme théorique (chapitre 1 Figure 6), nous nous trouvons dans la première moitié du demi-cercle, avant que les valeurs ne convergent à nouveau vers l'axe des réels pour des fréquences plus basses.

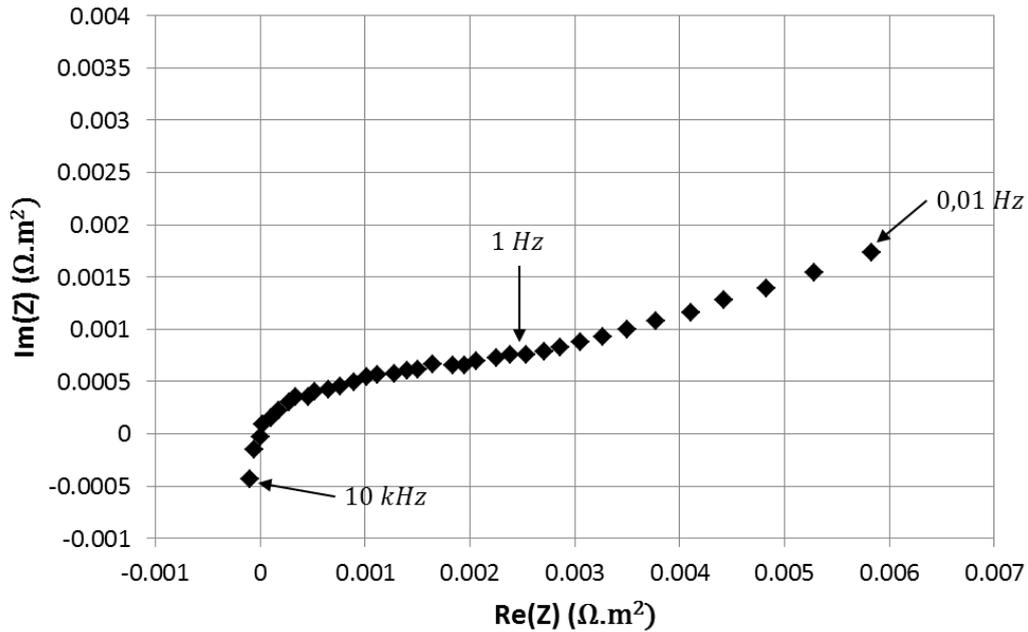


Figure 57 : Diagramme d'impédance de Nyquist d'une des deux électrodes Ag,AgCl du capteur

Les impédances des électrodes ainsi fabriquées sont du même ordre de grandeur que celles obtenues lors des tests sur des disques plus petits (section I.1.2). A 1 Hz, le module de l'impédance vaut $0,0025 \Omega.m^2$, ce qui est inférieur à la valeur prise pour le dimensionnement effectué au chapitre 3. Ce dimensionnement sera donc légèrement amélioré en prenant cette nouvelle valeur d'impédance.

Cependant, un autre problème est apparu avec cette méthode de fabrication : les dépôts n'adhèrent pas bien à la surface d'argent située en dessous, si bien que la couche d'AgCl se décroche de l'électrode au bout de quelques heures en milieux aqueux. Nous n'avons pas réussi à résoudre ce problème, et les expériences suivantes, visant la validation expérimentale du capteur dans son ensemble, ont été réalisées avant que la couche d'AgCl ne se détache. A terme, une autre méthode de fabrication, permettant au dépôt d'adhérer à l'électrode, devra être développée. Nous avons essayé de sécher les dépôts avant de les plonger dans la cuve, cela n'a pas servi. L'influence de la vitesse de dépôt pourra être étudiée pour résoudre ce problème.

1.1.5. Fonction de transfert

Afin de caractériser la fonction de transfert champ électrique – courant du capteur, nous avons mis en place la même expérience que celle décrite au chapitre 2 section II.1.2, mais avec de l'eau salée et les électrodes du capteur en Ag,AgCl décrites ci-dessus. Entre les deux électrodes sont placés une résistance et un ampèremètre. Le bain est une solution de NaCl de concentration $35 g.L^{-1}$ et de conductivité $1 S.m^{-1}$. Deux grandes plaques de cuivre placées aux extrémités de la cuve permettent d'appliquer un champ électrique d'amplitude connue.

Le capteur est constitué de deux électrodes Ag,AgCl collées aux extrémités d'un cylindre en plexiglas de longueur 10 cm et de rayon 5 cm. Cet ensemble est positionné au centre de la cuve.

La fonction de transfert du capteur a été déterminée pour plusieurs valeurs de résistances placées entre les électrodes. Le champ électrique a été injecté à une fréquence de 50 mHz. L'amplitude crête-crête du courant a été mesurée grâce à l'ampèremètre pour les différents rapports r_σ , qui correspondent à différentes valeurs de résistance placée entre les électrodes.

En Figure 58 est présenté le résultat de cette expérience. La fonction de transfert du capteur y est tracée en fonction du rapport r_σ entre la conductivité équivalente du capteur et la conductivité de l'eau, et comparée avec le modèle développé au chapitre 2. L'impédance du capteur est la somme des impédances des électrodes à la fréquence de 50 mHz (0,82 Ω), de l'ampèremètre (1,7 Ω) et de la résistance additionnelle (entre 0 et 7,5 Ω). Hormis les deux points mesurés pour les rapports r_σ les plus élevés, l'accord entre les deux est bon. Nous ne savons pas expliquer pourquoi ces deux points correspondent moins bien avec le modèle.

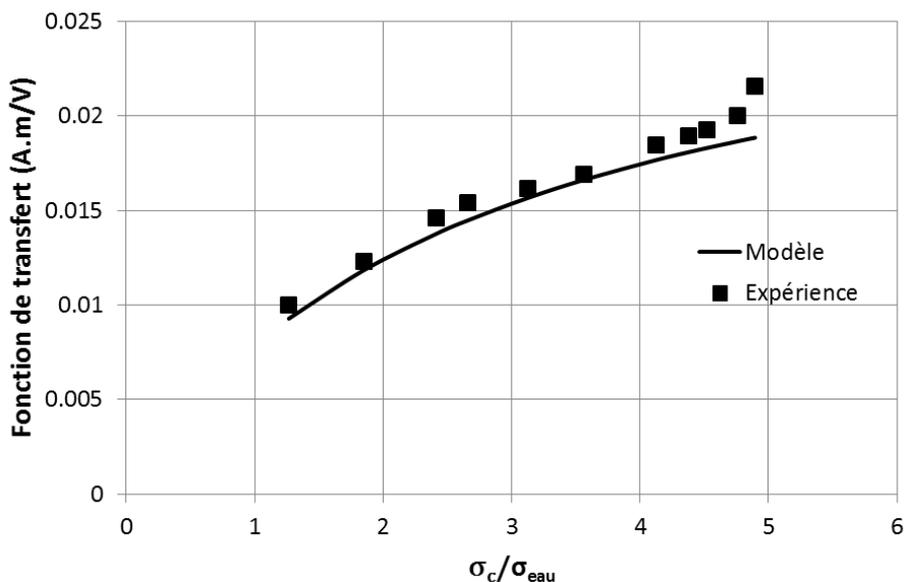


Figure 58 : Fonction de transfert f_1 en fonction du rapport $r_\sigma = \sigma_c/\sigma_{eau}$ pour un capteur de 10 cm de long et 5 cm de rayon, avec des électrodes Ag,AgCl.

Avec cette expérience, la fonction de transfert a été validée pour des champs électriques d'amplitudes plus importantes que celles qu'on retrouve en milieu marin, et pour une fréquence unique. Nous montrons plus loin en section II que cette fonction de transfert est également valable pour des amplitudes plus faibles et d'autres fréquences.

I.2. Dispositif expérimental de mesure du courant

Afin de mesurer le courant circulant dans le capteur, un système de mesure de courant composé d'un interrupteur, d'une bobine et d'un magnétomètre est branché entre les deux électrodes. Nous décrivons et caractérisons ces trois éléments dans cette section. Afin de

s'affranchir du bruit magnétique ambiant, nous avons placé pour toutes les expériences suivantes l'ensemble constitué de la bobine et du magnétomètre dans un blindage 5 couches de 70 cm de diamètre et 1,80 m de long. Ces grandes dimensions et les faibles champs produits par la bobine nous assurent que le blindage n'est pas aimanté par les expériences.

I.2.1. Interrupteur

L'interrupteur utilisé est un relais à mercure [98] commandé en tension. Le critère de choix principal est son impédance dans l'état fermé, qui ne doit pas dégrader la fonction de transfert du capteur. L'impédance de cet interrupteur dans l'état fermé est très faible, puisqu'elle n'est que de 30 mΩ. En comparaison avec l'impédance totale du capteur (1,2 Ω), elle est négligeable. La bande passante de l'interrupteur est de [0; 70 Hz].

I.2.2. Bobine

Au passage du courant dans la bobine, celle-ci crée un champ magnétique détecté ensuite par le magnétomètre. Les contraintes de conception de la bobine ont été décrites au chapitre 3. Nous avons réalisé une optimisation complète du capteur prototype de la même manière que présentée au chapitre 3, mais avec les électrodes présentées ci-dessus. Les paramètres ayant changé par rapport à la conception réalisée au chapitre 3 sont le rayon et la longueur du capteur. Les résultats de l'optimisation réalisée nous donnent les paramètres suivants :

- $N_{spires} = 324$
- $N_{couches} = 12$ (27 spires par couche)
- $\varphi_{int} = 1,8 \text{ mm}$
- $\varphi_{ext} = 1,91 \text{ mm}$
- $o = 2,5 \text{ cm}$
- $a = 0 \text{ cm}$

Nous avons finalement choisi de réaliser un solénoïde classique, sans modification de rayon. Outre le fait que la fabrication est plus simple, nous avons utilisé un magnétomètre fluxgate (voir paragraphe suivant), qui n'a pas les mêmes contraintes d'homogénéité que le magnétomètre à pompage optique.

La résistance théorique de cette bobine est de 0,5 Ω. Sa fonction de transfert atteint 5 pT.nA⁻¹.

La bobine a été réalisée avec l'aide du G2ELab. Elle est présentée en Figure 59. En raison de difficultés de fabrication, certaines couches ne contiennent que 26 spires au lieu des 27 prévues. Cela ne modifie de manière significative ni l'impédance ni la fonction de transfert de la bobine.

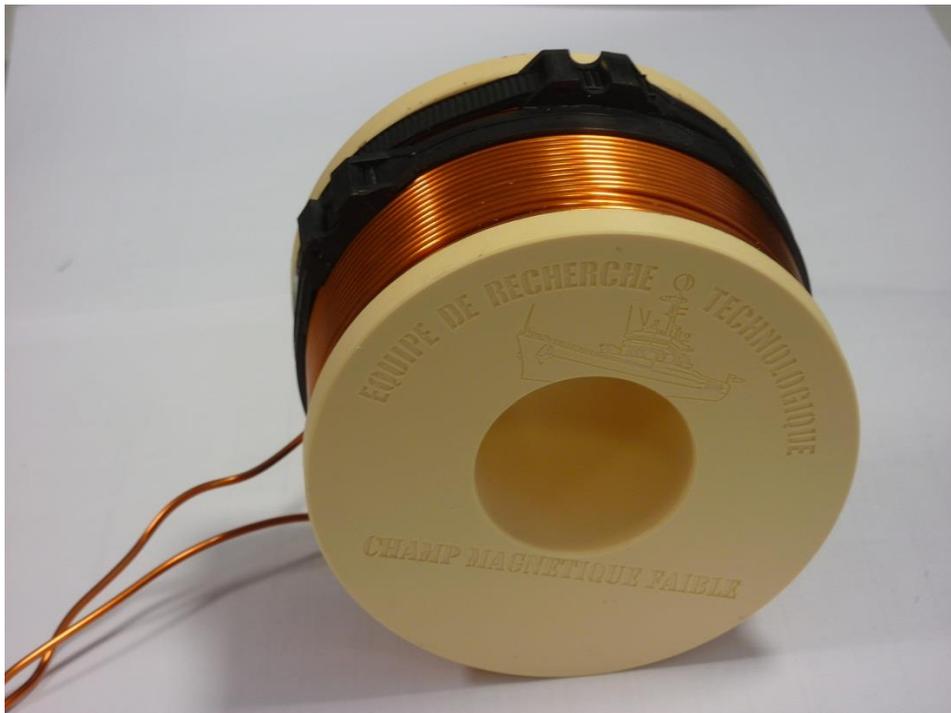


Figure 59 : Bobine utilisée dans le prototype de l'électromètre

Nous avons mesuré l'impédance de la bobine en fonction de la fréquence du courant qui la traverse grâce à l'analyseur de réseau Agilent E5061B dans la bande $[5 \text{ Hz}; 1 \text{ MHz}]$, et en injectant manuellement une tension d'amplitude connue et en mesurant le courant pour les fréquences plus basses. Les résultats sont présentés en Figure 60. L'impédance mesurée sur le continu est de $0,6 \Omega$, très proche de l'impédance théorique. L'impédance de la bobine augmente pour les fréquences allant jusqu'à $1,2 \text{ MHz}$ en raison de son inductance (équation (71)). Ensuite les effets capacitifs dominent. Chaque spire se comporte alors comme une plaque d'un condensateur, ce qui explique la baisse de l'impédance pour des fréquences plus élevées.

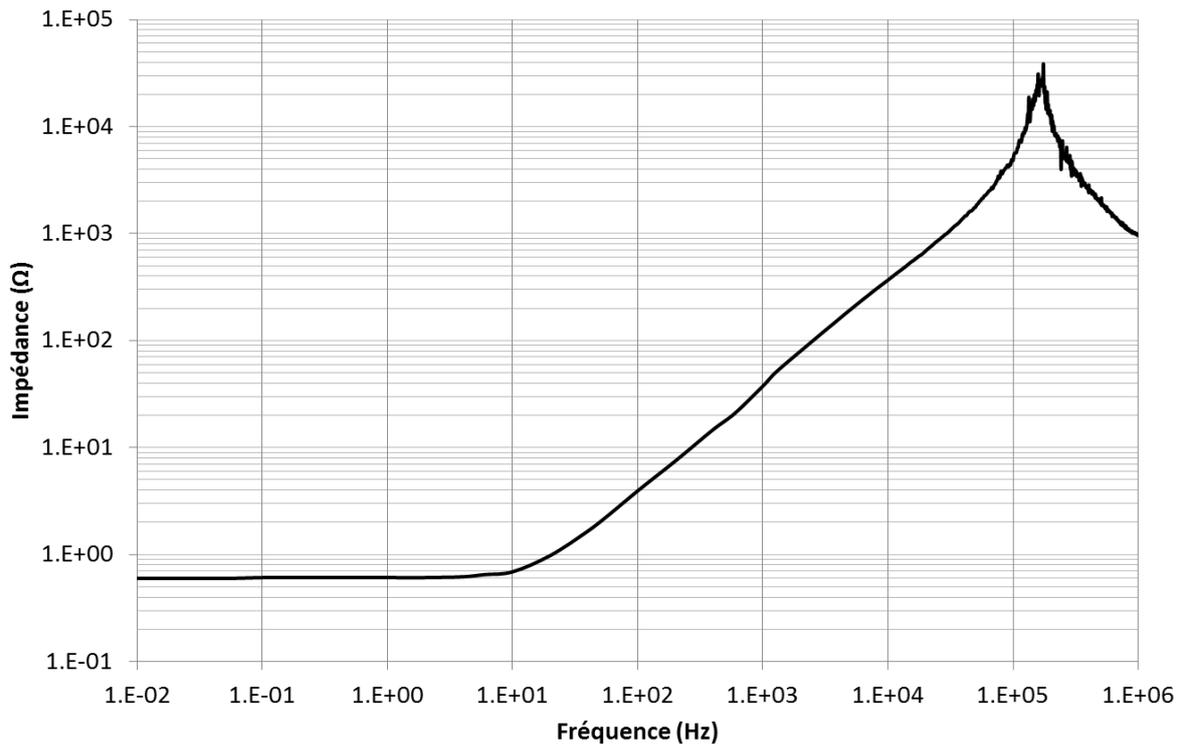


Figure 60 : Impédance de la bobine en fonction de la fréquence

En considérant la bobine comme idéale, son impédance est purement imaginaire et vaut :

$$Z = j\omega L \quad (71)$$

A partir des mesures présentées en Figure 60, on peut donc en déduire son inductance, qui vaut 6 mH . Sa constante de temps vaut alors (voir chapitre 3 section II.4.1) :

$$\tau = \frac{L}{Z_{bob}} = 0,01s \quad (72)$$

Le temps d'établissement à 99% du courant dans la bobine est alors égal à $5\tau = 0,05s$. La fréquence de commutation de l'interrupteur ne devra donc pas être supérieure à 20 Hz .

Le champ magnétique produit par la bobine pour plusieurs valeurs de courant est présenté en Figure 61. Nous avons séparé le champ produit par la bobine du champ ambiant dans le blindage par la méthode suivante : nous avons d'abord mesuré le champ magnétique dans le blindage lorsqu'aucun courant ne parcourt la bobine, puis soustrait cette valeur de la valeur totale mesurée lorsqu'un courant est imposé. Le champ magnétique ambiant dans le blindage est de l'ordre de 100 nT . Ces mesures ont été réalisées pour un courant continu. La fonction de transfert de la bobine est linéaire dans la plage des courants considérés (jusqu'à $0,25 \text{ mA}$), et est de $5 \text{ pT} \cdot \text{nA}^{-1}$, très proche de la valeur calculée.

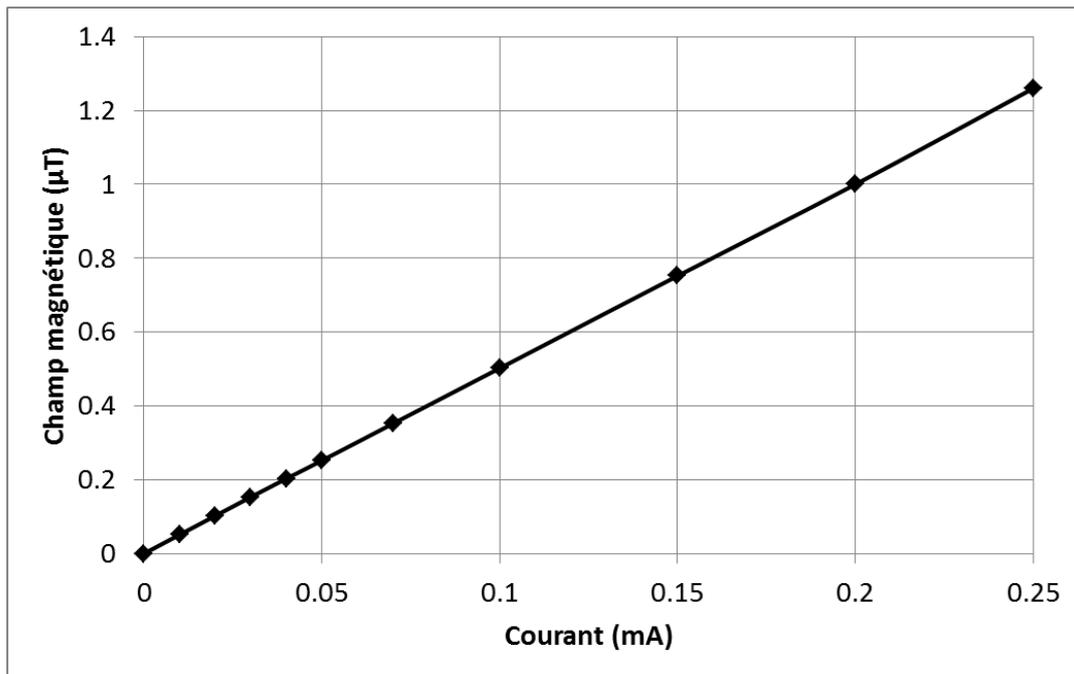


Figure 61 : Champ magnétique produit par la bobine en fonction du courant. La fonction de transfert est de $5 \text{ pT} \cdot \text{nA}^{-1}$.

1.2.3. Magnétomètre

Le magnétomètre placé à l'intérieur de la bobine permet de mesurer le champ magnétique produit par celle-ci, ainsi que le champ magnétique ambiant. Nous avons utilisé le magnétomètre fluxgate Mag-01H de Bartington [99] pour ces premiers essais qui ne nécessitent pas l'utilisation d'un magnétomètre à pompage optique de l'hélium 4, plus lourd à mettre en œuvre. Il s'agit d'un magnétomètre monoaxe. La résolution annoncée est inférieure à $0,1 \text{ nT}$, l'erreur d'alignement inférieure à $0,2^\circ$ et la bande passante est $[0; 10\text{Hz}]$.

La fréquence des champs magnétiques à mesurer pour notre application se situe autour de la fréquence de modulation de l'interrupteur. D'autre part, le magnétomètre doit être capable de suivre des variations brutales de champ magnétique, qui ont lieu au moment de l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur. Nous avons donc caractérisé la bande passante et la réponse du magnétomètre à un créneau de champ magnétique. Enfin nous avons mesuré son niveau de bruit.

Pour mesurer la bande passante et la réponse du magnétomètre à un créneau de champ magnétique, nous avons placé le magnétomètre au centre de la bobine grâce à une pièce réalisée à l'imprimante 3D. L'ensemble magnétomètre et bobine est placé à l'intérieur du blindage (Figure 62).

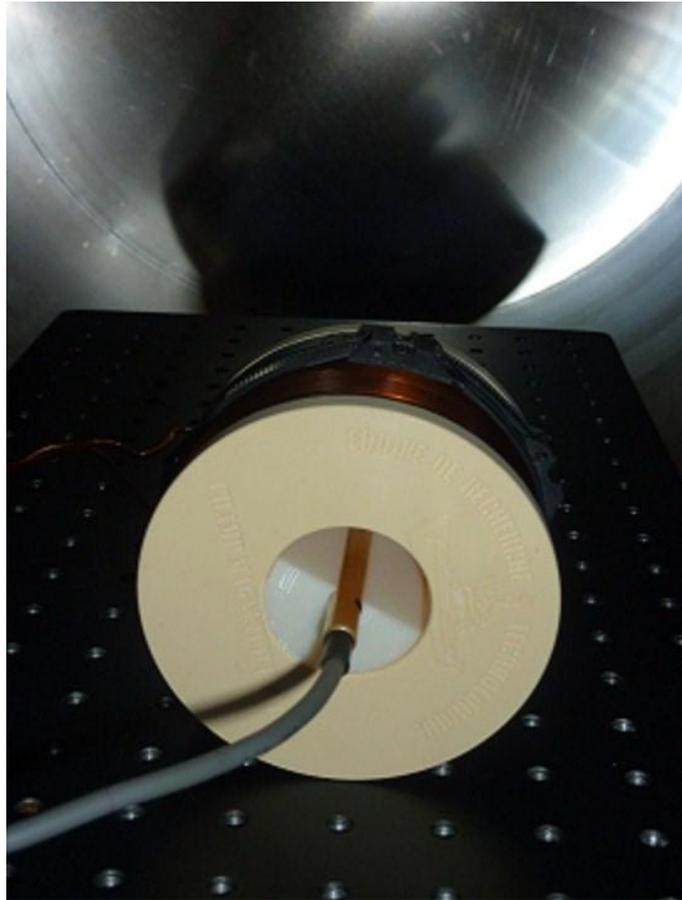


Figure 62 : Bobine, support du magnétomètre et magnétomètre dans le blindage

La réponse du magnétomètre à un champ magnétique sinusoïdal d'amplitude 500 nT est constante jusqu'à 35 Hz , puis décroît significativement (Figure 64). Sa bande passante est donc $[0; 35 \text{ Hz}]$.

La réponse du magnétomètre à un créneau de champ magnétique périodique et de fréquence 1 Hz a été mesurée de la manière suivante : une tension continue est appliquée aux bornes d'un circuit série composé d'un interrupteur, d'une résistance de $10 \text{ k}\Omega$ et de la bobine, au centre de laquelle est placée le magnétomètre. Un signal de modulation à 1 Hz est appliqué à l'interrupteur. Le courant circulant dans le circuit est déterminé en mesurant la tension aux bornes de la résistance (Figure 63).

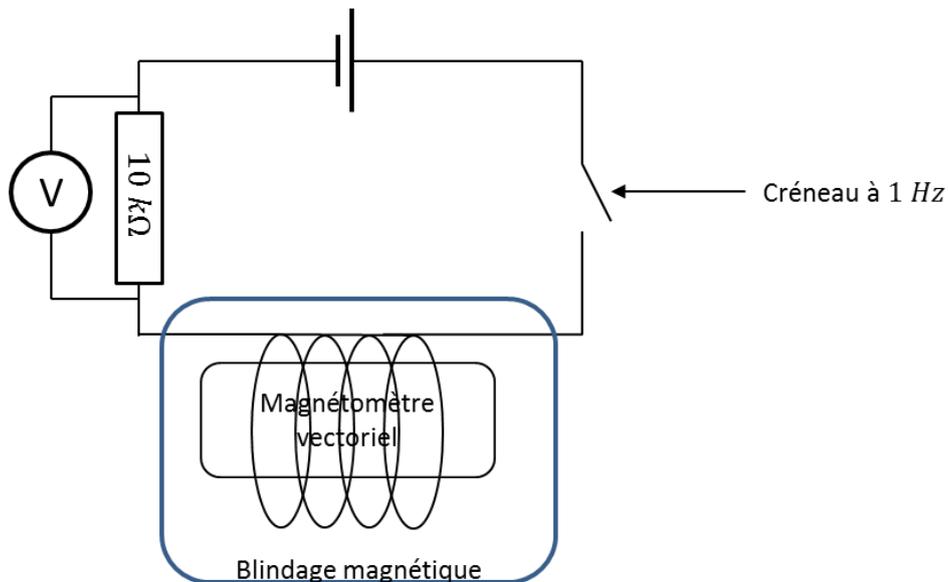


Figure 63 : Schéma de l'expérience permettant de mesurer la réponse du magnétomètre à un champ magnétique en créneau

Les résultats sont présentés en Figure 65. On observe des oscillations de la valeur mesurée après le changement de champ magnétique. Ces oscillations décroissent très rapidement pour se stabiliser autour de la valeur stationnaire. Le courant ne présente pas ces oscillations. Celles-ci sont donc probablement causées par l'asservissement du magnétomètre en réponse à un changement brutal de valeur du champ magnétique.

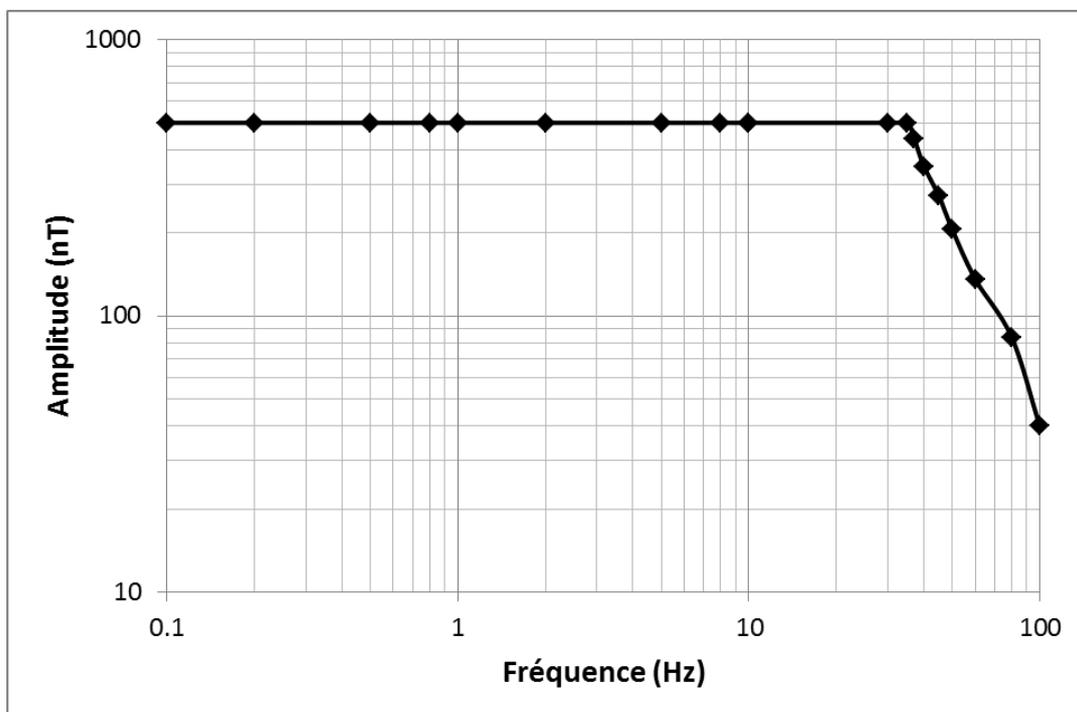


Figure 64 : Réponse en fréquence du magnétomètre pour un champ magnétique sinusoïdal appliqué d'amplitude 500 nT.

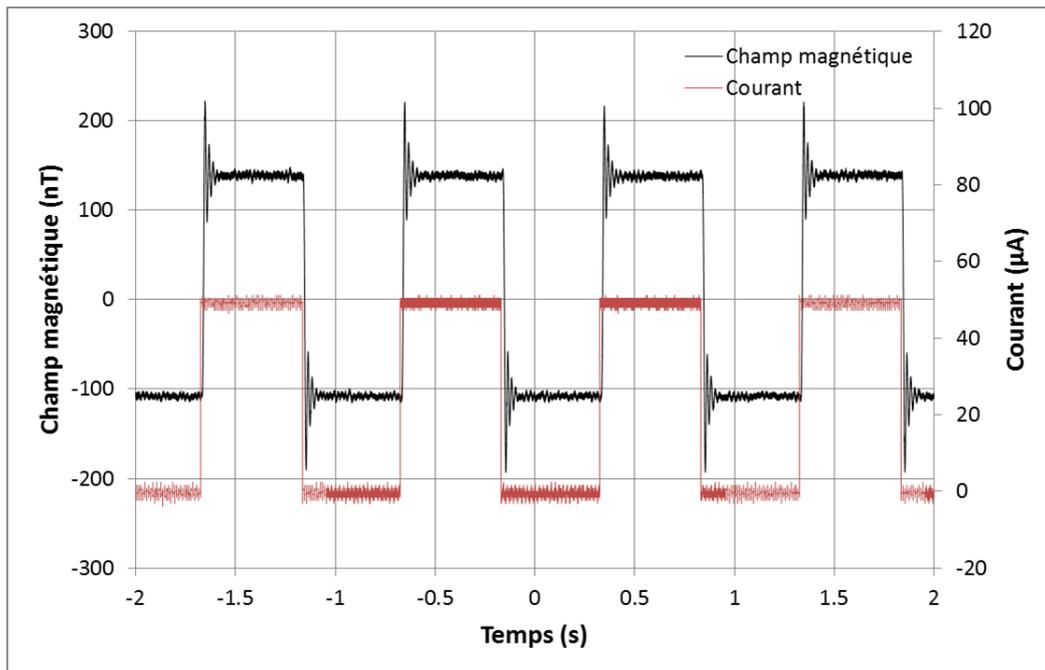


Figure 65 : Réponse du magnétomètre à une excitation en créneau de champ magnétique d'amplitude crête de 250 nT à une fréquence de 1 Hz . Le courant injecté dans la bobine correspond à la courbe rouge. Le temps de stabilisation de la valeur mesurée du champ magnétique à moins de 5% de la valeur réelle est de $0,03 \text{ s}$.

Enfin la densité spectrale de puissance du magnétomètre placé dans un blindage 5 couches est présentée en Figure 66. Le magnétomètre présente une remontée de bruit aux basses fréquences. A 1 Hz , le niveau de bruit est de $0,3 \text{ nT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Ce niveau de bruit est bien supérieur à celui du blindage, puisqu'avec d'autres magnétomètres, on peut mesurer un bruit de l'ordre de $200 \text{ fT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Le bruit mesuré ici provient donc du magnétomètre, et non de son environnement.

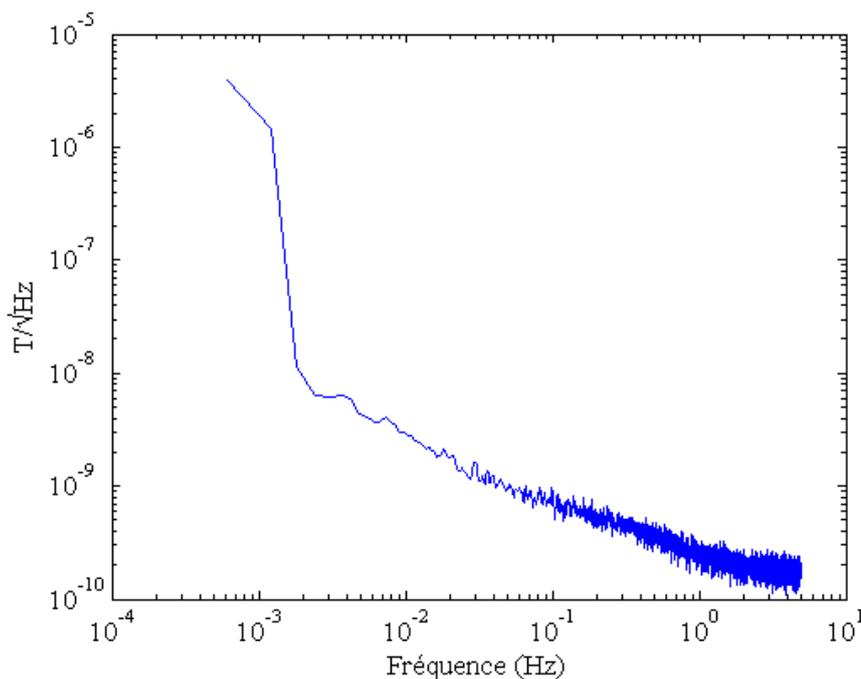


Figure 66 : Densité spectrale de puissance du magnétomètre

I.3. Electronique

La chaîne de traitement des données du champ électrique est présentée en Figure 67. L'ensemble multiplication et filtrage passe-bas est réalisé par une détection synchrone SR830 de Stamford Research [97]. L'acquisition des données est réalisée par un oscilloscope tektronix dpo 4054.

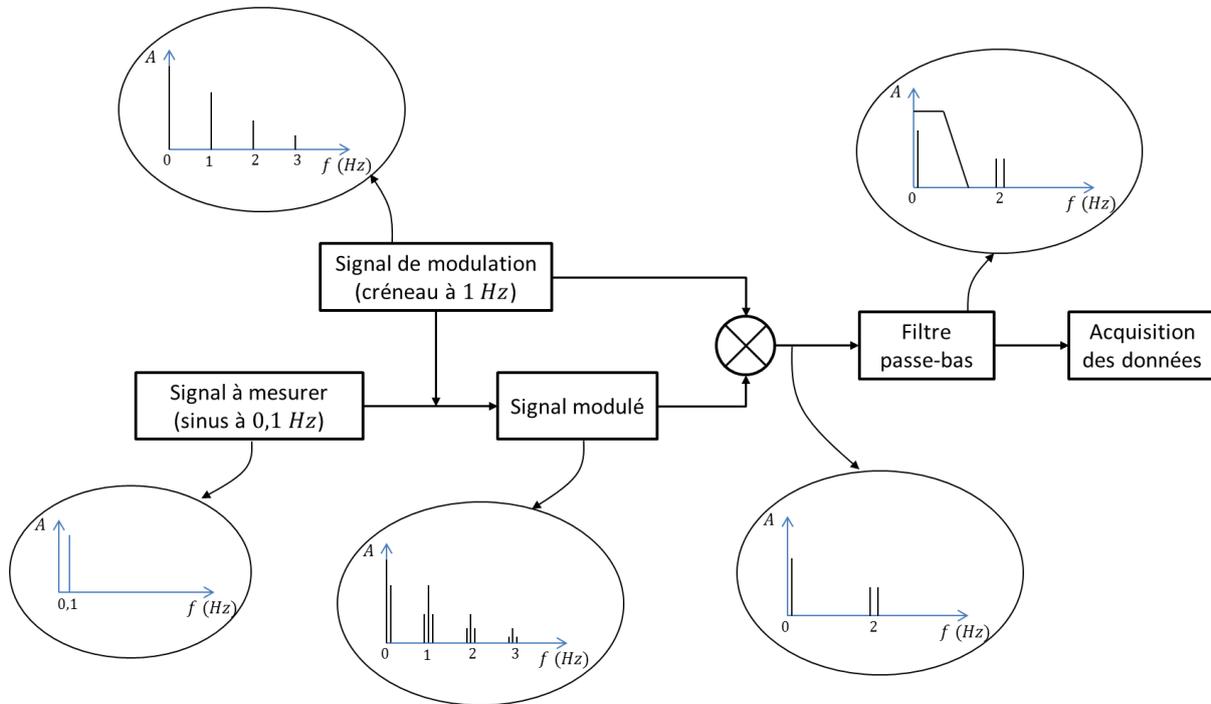


Figure 67 : Chaîne de traitement des données du champ électrique, et allure des spectres des signaux à chaque étape

Nous avons choisi un signal de modulation en créneaux entre 0 et 1 à une fréquence de 1 Hz. Cette fréquence est limitée par le temps de réponse du magnétomètre à une variation brutale de champ magnétique. Pour un capteur final, il sera bien entendu préférable de choisir une fréquence de modulation plus élevée, pour laquelle l'impédance des électrodes sera plus faible et le bruit du magnétomètre moins élevé. D'autre part cela permettra d'augmenter la bande passante du capteur.

La modulation du signal est effectuée par un interrupteur placé entre les électrodes (voir Figure 49). Les allures des spectres des signaux à chaque étape de la chaîne de traitement sont explicitées par les équations présentées au chapitre 3 section I.1.3. En raison de la forme du signal de modulation, l'amplitude du signal à la fin de la chaîne de traitement est égale à l'amplitude initiale multipliée par un coefficient $2/\pi$ (voir chapitre 3 section I.1.3).

Après la multiplication du signal modulé par le signal de modulation, le signal contient une composante à la fréquence du signal initial et une composante au double de la fréquence de modulation. Cette dernière doit donc être coupée pour pouvoir exploiter le signal. Cela est réalisé par un filtre passe-bas intégré à la détection synchrone que nous avons utilisée. Nous

avons choisi un filtre passe bas de pente 24 dB par décade et de fréquence de coupure à -3 dB de $0,1 \text{ Hz}$. Sa caractéristique mesurée est présentée en Figure 68.

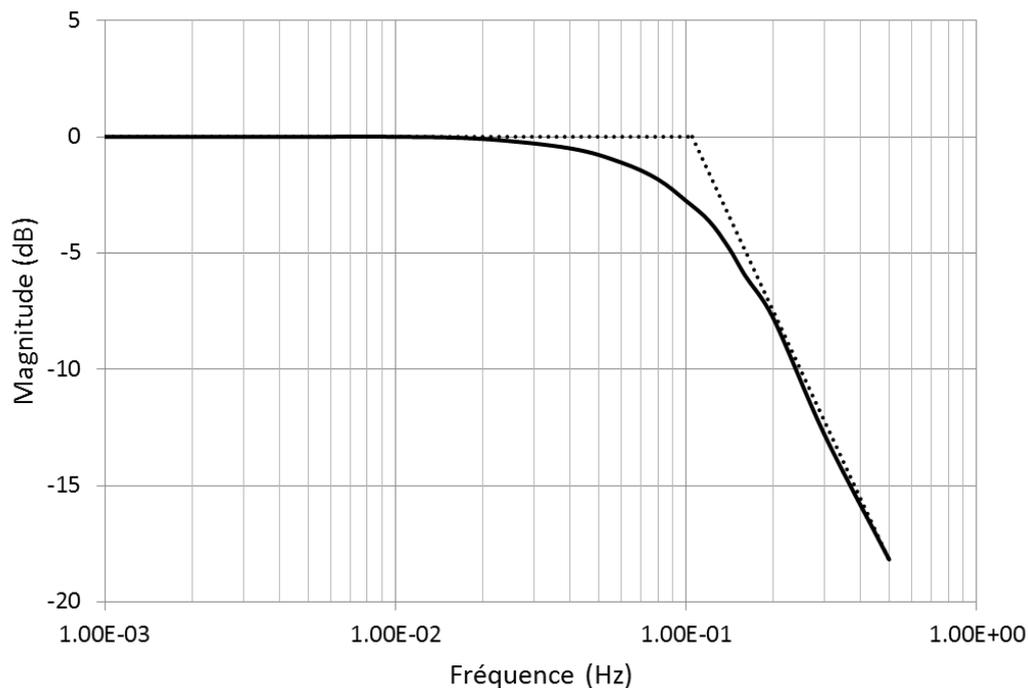


Figure 68 : Caractéristique du filtre passe-bas de fréquence de coupure à -3 dB de $0,1 \text{ Hz}$ et de pente 24 dB par décade.

I.4. Bilan

Le capteur est composé de deux électrodes Ag,AgCl de 5 cm de rayon et de résistance totale à 1 Hz de $0,59 \Omega$. Dans la gamme de fréquence considérée, la bobine a une résistance de $0,6 \Omega$. En rajoutant l'impédance de l'interrupteur, l'ensemble a une résistance de $1,2 \Omega$. Le capteur faisant 5 cm de rayon et 10 cm de long, et étant plongé dans un bain de conductivité 1 S.m^{-1} , le rapport des conductivités vaut $r_\sigma = 9,7$. Le coefficient α vaut alors $2,68$, par conséquent, nous estimons grâce à notre modèle la fonction de transfert f_1 à $0,021 \text{ A.m.V}^{-1}$. La fonction de transfert de la bobine valant $f_2 = 5 \text{ mT.A}^{-1}$, la fonction de transfert totale du capteur est estimée à $f = 1,05 \cdot 10^{-4} \text{ T.m.V}^{-1}$.

II. Tests

Après avoir caractérisé individuellement chaque composant du capteur, nous avons testé l'ensemble. Entre les électrodes décrites en section I.1 est branché le système de mesure de courant (section I.2) composé d'un interrupteur, d'une bobine et d'un magnétomètre. Ce système de mesure de courant est placé dans un blindage magnétique 5 couches afin de s'affranchir du bruit magnétique ambiant. A l'intérieur du blindage, le champ magnétique est faible et stable. Enfin l'électronique décrite en section I.3 permet de séparer le champ électrique du champ magnétique et d'acquérir les données.

Dans cette section, nous présentons les résultats des tests de ce capteur, qui ont porté sur trois de ses propriétés : linéarité, réponse fréquentielle, et niveau de bruit.

Nous avons mentionné en section I.1 que le dépôt d'AgCl ne tenait pas dans le temps. Les expériences dont les résultats sont présentés ci-dessous prenant un certain temps, nous n'avons pas été en mesure de réaliser tous les essais avec la même paire d'électrodes. Cet inconvénient peut être une source des imprécisions observées. Nous avons décrit en annexe III l'ordre dans lequel les expériences décrites ci-après ont été réalisées, et à quel moment nous avons redéposé une couche d'AgCl sur les électrodes.

II.1. Linéarité

Le comportement d'un capteur est linéaire si la variation de la grandeur de sortie est proportionnelle à la variation de la grandeur d'entrée. Pour vérifier ce comportement pour notre capteur, nous avons effectué trois mesures en appliquant des champs électriques de fréquence 50 mHz et d'amplitudes rms 1, 2,5 et 25 $\mu V \cdot m^{-1}$. Les spectres des champs magnétiques produits par la bobine sont présentés en Figure 69. Ils ont été réalisés en utilisant un fenêtrage flattop, qui permet de conserver avec précision les amplitudes des signaux.

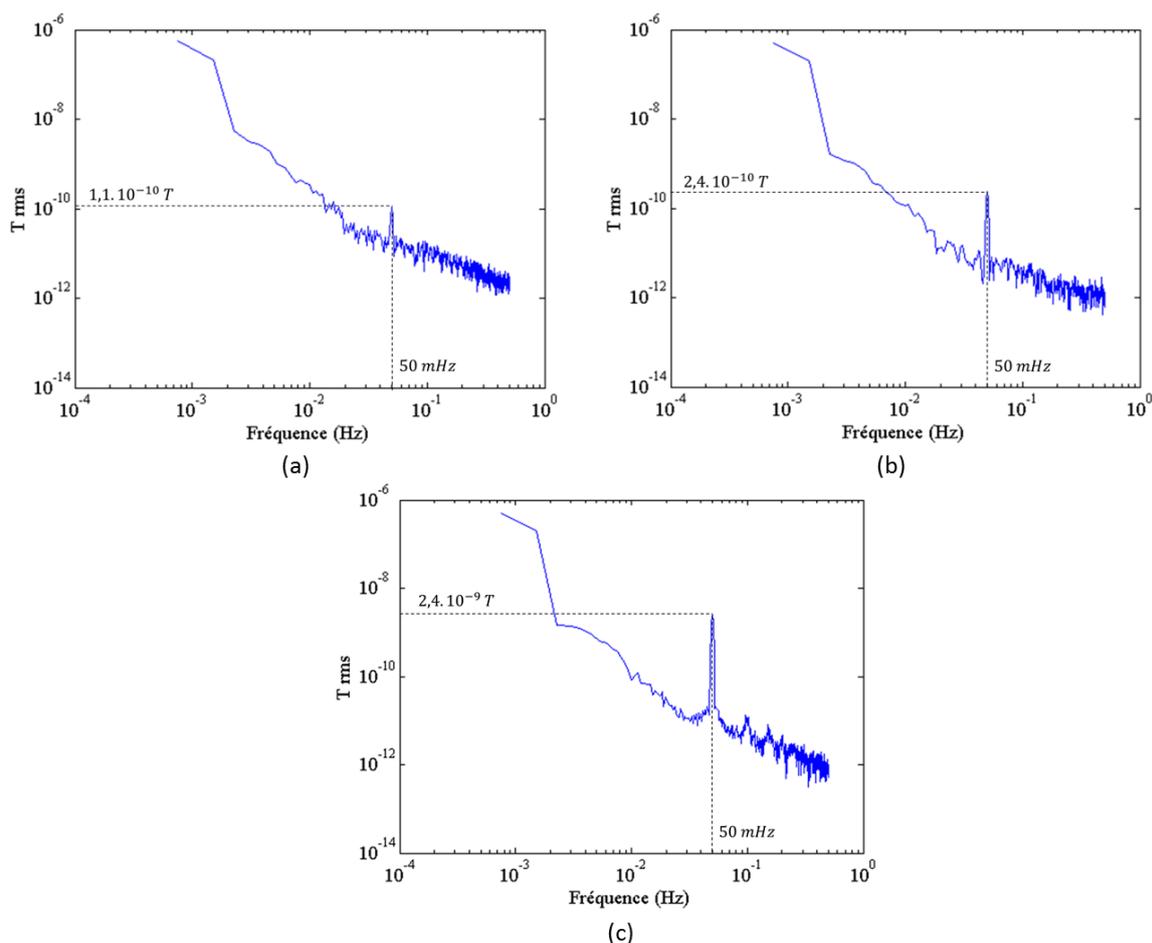


Figure 69 : Spectre du champ magnétique produit par la bobine pour des champs électriques sinusoïdaux d'amplitude rms 1 $\mu V \cdot m^{-1}$, 2, 5 $\mu V \cdot m^{-1}$ et 25 $\mu V \cdot m^{-1}$.

En Figure 70 est tracée l'amplitude du champ magnétique produit par la bobine en fonction de l'amplitude du champ électrique appliqué pour ces trois signaux. La mesure du signal d'amplitude $1 \mu V.m^{-1}$ est celle qui s'écarte le plus de la valeur prévue par le modèle. Compte tenu de la faible amplitude de ce signal, le bruit entachera la mesure d'une plus grande incertitude que pour des signaux d'amplitude plus élevée. D'autre part, la fonction de transfert utilisée pour retrouver l'amplitude des signaux n'est qu'une estimation, dont l'erreur avec le modèle a déjà été discutée en section I.1.5. Ce dernier point peut également expliquer l'écart observé entre les amplitudes mesurées et les amplitudes injectées. Néanmoins, ces trois points se situent approximativement sur une droite passant par 0. Nous pouvons donc en conclure que le comportement du capteur est linéaire pour la gamme d'amplitudes testées, qui correspond typiquement à des amplitudes de signaux réels.

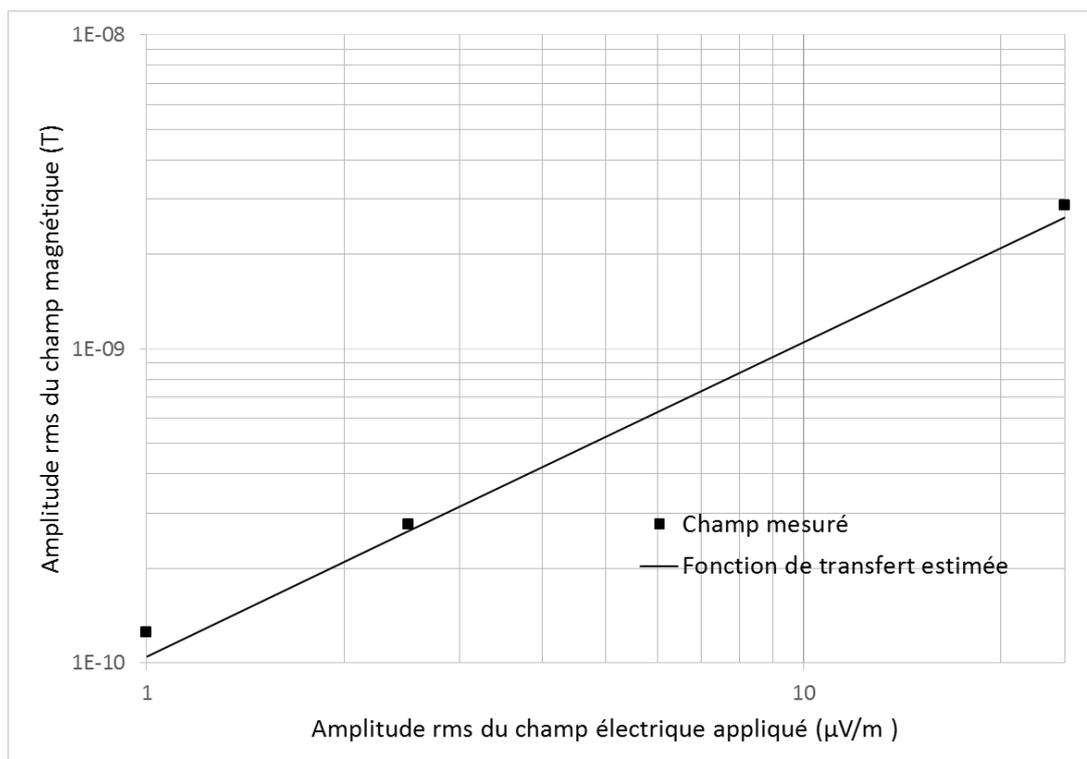


Figure 70 : Amplitude du champ magnétique produit par la bobine en fonction du champ électrique appliqué à une fréquence de 50 MHz. La fonction de transfert estimée est de $1,05 \cdot 10^{-4} T.m.V^{-1}$.

II.2. Réponse fréquentielle

Nous avons voulu vérifier que la fréquence du signal de sortie du capteur correspondait bien aux fréquences des signaux appliqués, et que l'amplitude mesurée ne dépendait pas de la fréquence. L'impédance des électrodes dépend de la fréquence du signal à mesurer. Mais en raison de la présence de l'interrupteur dans le circuit de mesure du courant, la fréquence vue par les électrodes est celle de la commutation. Pour cette raison, la fonction de transfert du capteur ne devrait pas dépendre de la fréquence du signal à mesurer.

Pour vérifier ces deux points, nous avons effectué trois mesures en appliquant trois champs électriques d'amplitude rms $25 \mu V \cdot m^{-1}$ et de fréquences 20, 50 et 100 mHz. Les spectres des champs magnétiques produits par la bobine sont présentés en Figure 71.

En Figure 72 sont tracées les amplitudes des champs magnétiques produits par la bobine en fonction de leur fréquence, et comparées avec la valeur obtenue avec la fonction de transfert estimée. La fréquence du signal en sortie de capteur est strictement identique à celle du signal injecté. Le capteur est donc capable de mesurer avec précision la fréquence des signaux. En revanche, contrairement à ce que nous attendions, l'amplitude mesurée varie significativement avec la fréquence, atteignant une erreur de 15% pour un signal à 100 mHz. Cette erreur n'est cependant pas supérieure à celle de l'estimation de la fonction de transfert f_1 effectuée en section I.1.5. En revanche, nous ne sommes pas capables d'expliquer pourquoi l'erreur est différente selon la fréquence. L'erreur importante à 100 mHz est probablement due au fait que cette mesure n'a pas été réalisée avec la même paire d'électrodes que les deux autres.

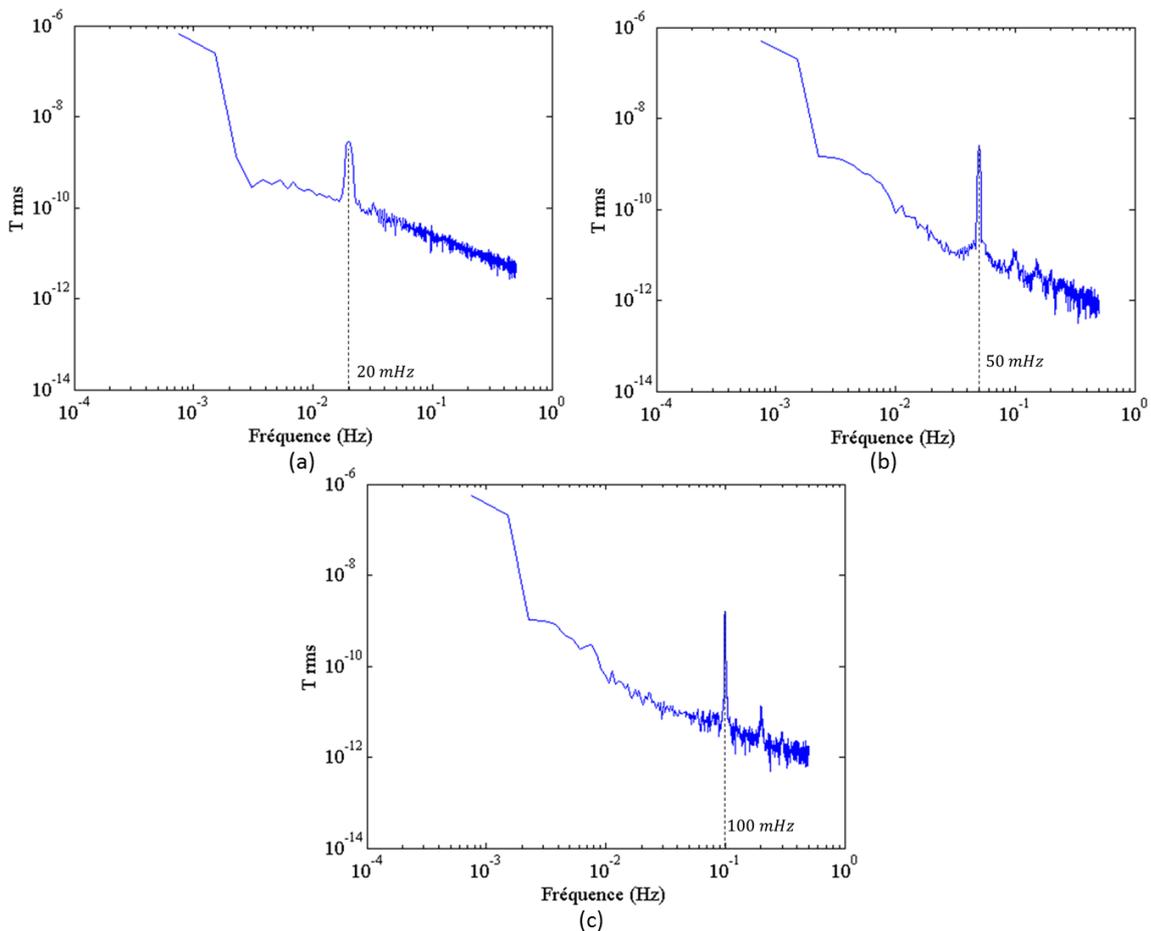


Figure 71 : Spectre du champ magnétique produit par la bobine pour des champs électriques d'amplitude rms $25 \mu V \cdot m^{-1}$ et de fréquences 20 mHz (a), 50 mHz (b) et 100 mHz (c).

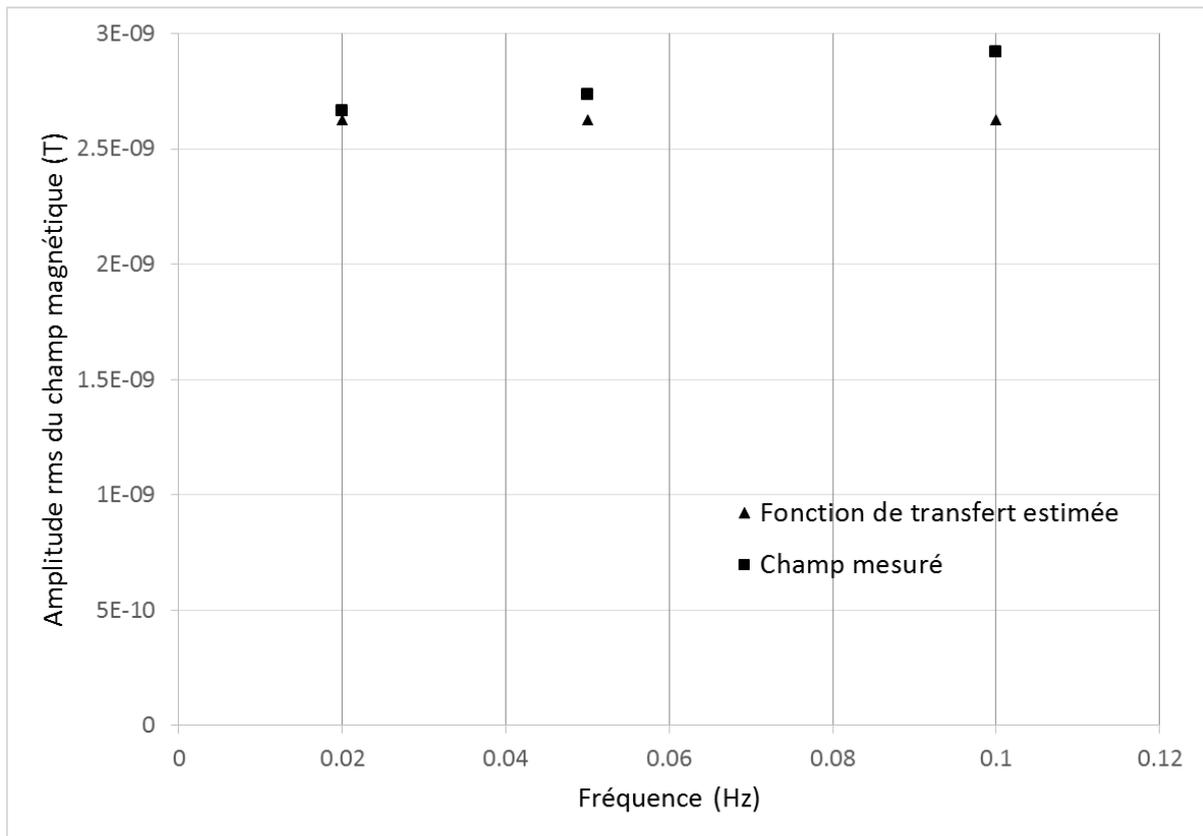


Figure 72 : Amplitude rms du champ magnétique produit par la bobine en fonction de la fréquence.
La fonction de transfert estimée est de $1,05 \cdot 10^{-4} T \cdot m \cdot V^{-1}$.

II.3. Niveau de bruit

Le niveau de bruit du capteur a été caractérisé de la manière suivante : nous avons enregistré le signal fourni par le capteur en l'absence de champ électrique injecté dans la cuve. Les résultats sont présentés en Figure 73.

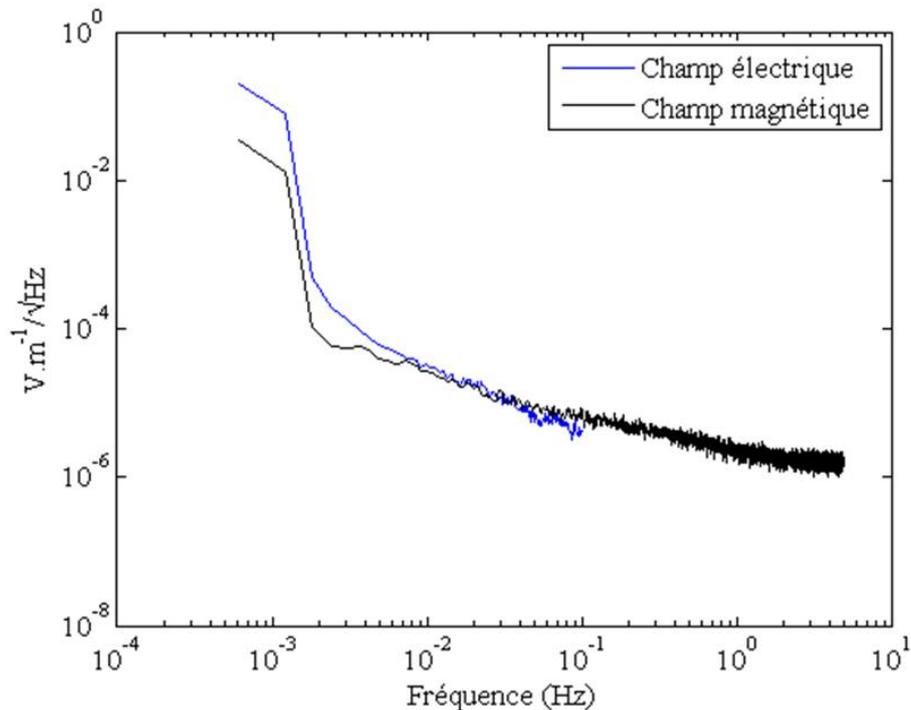


Figure 73 : Densité spectrale de puissance du magnétomètre ramené en unité de champ électrique (noir) et de l'électromètre (bleu).

La courbe noire correspond à la densité spectrale de puissance du magnétomètre ramené en unité de bruit de champ électrique, c'est-à-dire divisé par la fonction de transfert globale du capteur. La modulation du courant par l'interrupteur étant effectuée à 1 Hz, c'est le niveau de bruit du magnétomètre à cette fréquence qui nous intéresse. Il est égal à $2,5 \mu V.m^{-1}.Hz^{-1/2}$. Le spectre du champ électrique n'est présenté que jusqu'à la fréquence de coupure du filtre placé après la détection synchrone, à savoir 0,1 Hz. Pour cette fréquence, le bruit de l'électromètre est de $4,3 \mu V.m^{-1}.Hz^{-1/2}$, supérieur au bruit du magnétomètre à 1 Hz. Pour les fréquences inférieures, le niveau de bruit augmente. La valeur de bruit pour la fréquence minimale est due à la différence de potentiel à l'abandon entre les deux électrodes. On peut s'en affranchir en rajoutant un filtre passe-haut. Mis à part cette différence de potentiel constante, la remontée de bruit aux basses fréquences peut être due à deux facteurs :

- Les électrodes sont source de cette remontée de bruit, car leur potentiel d'abandon n'est pas stable dans la gamme de fréquences considérées,
- Cette mesure correspond à un champ électrique réel présent dans la cuve, et qui peut provenir de l'environnement électrique bruité de la pièce dans laquelle ont eu lieu les mesures.

Nous ne sommes pas capables de déterminer laquelle de ces hypothèses est la bonne. Pour ce faire, on pourra effectuer une mesure de champ électrique avec un électromètre à mesure de tension dont le niveau de bruit est plus bas pour la gamme de fréquences considérées. Si les résultats sont identiques, cela signifie que le bruit observé correspond à un champ électrique ambiant. On pourra alors refaire ces expériences dans un environnement électrique plus propre. Dans le cas contraire, cela signifie que la remontée

de bruit provient des électrodes. Un travail de développement d'électrodes Ag,AgCl devra dans tous les cas être réalisé, de manière à obtenir un dépôt stable dans le temps.

III. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé de manière individuelle chaque élément du capteur, et testé le comportement de ce dernier dans son ensemble. Le comportement du capteur est linéaire, la fréquence du signal mesuré correspond à la fréquence du signal injecté. Le niveau de bruit présente une remontée aux basses fréquences. Cela peut être dû soit aux électrodes, soit à un environnement électrique bruité. La méthode de fabrication des électrodes devra être revue, afin qu'elles résistent dans le temps. Cela pourra également avoir un impact sur la stabilité de la différence de potentiel entre les deux électrodes à basses fréquences. D'autre part, le niveau de bruit mesuré n'est pas satisfaisant en l'état. Des expériences complémentaires dans un environnement non bruité devront être réalisées. Il serait également intéressant de comparer les performances du capteur avec d'autres matériaux d'électrodes. Cela permettrait également de confirmer ou d'infirmer l'hypothèse selon laquelle les électrodes sont la principale source de bruit.

Conclusion

Le point de départ de cette thèse était le capteur développé par V. Poulbot dans son travail de thèse réalisé dans les années 1990. Il a laissé entrevoir le potentiel des électromètres marins à mesure de courant. Les avantages de son capteur étaient les suivants :

- niveau de bruit comparable aux meilleurs électromètres,
- taille réduite,
- mesure simultanée du champ électrique et magnétique.

Plusieurs problèmes subsistaient pourtant :

- en raison de l'inconnue que constitue l'impédance de l'eau de mer, la précision était forcément mauvaise,
- les magnétomètres étaient scalaires, et pour fonctionner de manière optimale, la bobine devait être alignée avec le champ magnétique terrestre. Ce point peut s'avérer compliqué à mettre en œuvre au fond de l'eau,
- le caractère capacitif des électrodes dégradait la fonction de transfert aux faibles fréquences.

Dans ce travail, nous avons tenté d'apporter des solutions à ces problèmes. Premièrement, nous avons étudié la possibilité de concevoir un capteur dont la conductivité équivalente n'est pas égale à la conductivité de l'eau de mer. Une grande étape de ce travail a donc consisté à déterminer par modélisation et par l'expérience la fonction de transfert du capteur lorsque sa conductivité équivalente présente un écart avec celle de l'eau de mer. L'influence de la présence des fonds marins de conductivité différente de celle de l'eau de mer a également été étudiée. Ces éléments nous ont permis d'élargir le champ des solutions de conception de l'électromètre, et donc d'obtenir une fonction de transfert plus grande. D'autre part, cela ouvre la possibilité de calibrer le capteur.

Deuxièmement, principalement deux architectures innovantes d'électromètre ont été imaginées, une avec un magnétomètre scalaire, l'autre avec un magnétomètre vectoriel. Ces deux architectures permettent de mesurer à la fois le champ électrique et le champ magnétique. La première a permis de résoudre le problème d'alignement de la bobine avec le champ magnétique terrestre en utilisant un magnétomètre scalaire, aux dépens cependant de la fonction de transfert. La seconde est plus simple et présente sur le papier de meilleures performances, mais présente les défauts suivants :

- Remontée de bruit de la mesure magnétique aux basses fréquences,
- Problèmes de précision et de bruit sur la mesure magnétique lorsque le capteur tourne dans le champ magnétique terrestre.

Une conception complète d'un électromètre pour chacune de ces architectures a été réalisée. Les performances obtenues sont tout à fait intéressantes en comparaison de l'état de l'art. D'autre part, grâce à la détermination de la fonction de transfert en fonction des

paramètres du capteur et de son environnement, deux méthodes de calibration ont pu être développées, résolvant le problème de la précision.

Enfin nous avons testé en laboratoire un prototype du capteur. Les résultats en termes de niveau de bruit sont mitigés aux basses fréquences, probablement en raison de l'environnement électromagnétique dans lequel a été réalisée l'expérience ou en raison de la qualité des électrodes fabriquées. De ces tests nous pouvons tout de même conclure que le comportement du capteur est linéaire et ne dépend pas de la fréquence dans la bande passante du capteur. Un travail sur les électrodes devra être accompli pour être en mesure d'utiliser ce capteur pour les applications pour lesquelles il est destiné.

Ce travail a permis de démontrer que la mesure des champs électriques en mer par des capteurs à mesure de courant était tout à fait viable, et pouvait rivaliser avec les meilleurs électromètres actuels, qui sont tous à mesure de tension. D'autre part, cette technologie permet d'effectuer à la fois une mesure électrique et magnétique avec le même capteur, ce qui est d'un grand intérêt pour les applications visées.

Un travail d'ingénierie doit encore être réalisé avant d'aboutir à un produit fini. Ce travail devra s'attacher à trouver la solution à plusieurs points : fabrication des électrodes, matériaux utilisés pour l'enceinte du capteur (étanche et isolante), électronique compacte et n'interférant pas avec le magnétomètre, transmission ou stockage des données de mesure.

Annexes

I. Développement d'un magnétomètre à modulation d'intensité

Au départ de cette thèse, nous pensions aboutir à une architecture d'électromètre avec deux magnétomètres, comme celle décrite par V. Poulbot [2]. La présence de champs RF dans les magnétomètres aurait alors pu poser des problèmes d'interférence. Nous avons donc commencé à travailler au développement d'une architecture de magnétomètre tout optique, avec modulation d'intensité à deux faisceaux [85]. Les résultats de ces travaux, bien qu'inaboutis, sont présentés ici.

Cette architecture présente l'avantage de n'utiliser qu'une diode laser pour les deux magnétomètres, et semble performante. Le principe de fonctionnement est similaire à celui de la modulation d'intensité à un faisceau. L'inconvénient de la méthode à un faisceau est que la modulation d'intensité se superpose au signal de résonance, rendant ce dernier très difficile à détecter. Dans le cas de deux faisceaux (Figure 74), un faisceau modulé grâce à un modulateur acousto-optique (MAO) permet d'induire la résonance dans la cellule d'hélium. Un faisceau sonde à la même longueur d'onde permet de détecter la résonance produite par le premier faisceau. Ainsi, la détection se faisant sur le faisceau non modulé, le signal de résonance est plus facilement détectable.

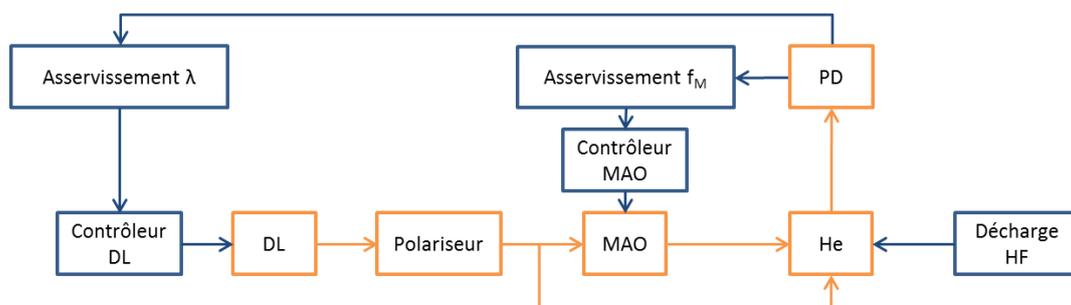


Figure 74 : Architecture d'un magnétomètre à modulation d'intensité à deux faisceaux

Nous nous sommes intéressés au signal $S_{\Omega}^{MI}(\Omega = 2\omega_L)$, car son amplitude est significativement plus grande que celle des autres signaux obtenus avec cette architecture. Le critère conditionnant les performances du magnétomètre en terme de bruit est la pente du signal à la résonance. L'influence de l'intensité du faisceau pompe I_p et du rapport des intensités des faisceaux sonde et pompe I_s/I_p est présentée en Figure 75. Ces points ont été obtenus en orientant la sonde de telle sorte que la direction de polarisation des deux faisceaux soit orthogonale à la direction du champ magnétique. Les diamètres des faisceaux sont de 3 mm. Les deux faisceaux se croisent au centre de la cellule avec un angle de 6°, de manière à avoir le recouvrement le plus important possible entre eux. La sonde est placée dans un blindage 5 couches dans lequel un champ magnétique uniforme de 25 μT est généré.

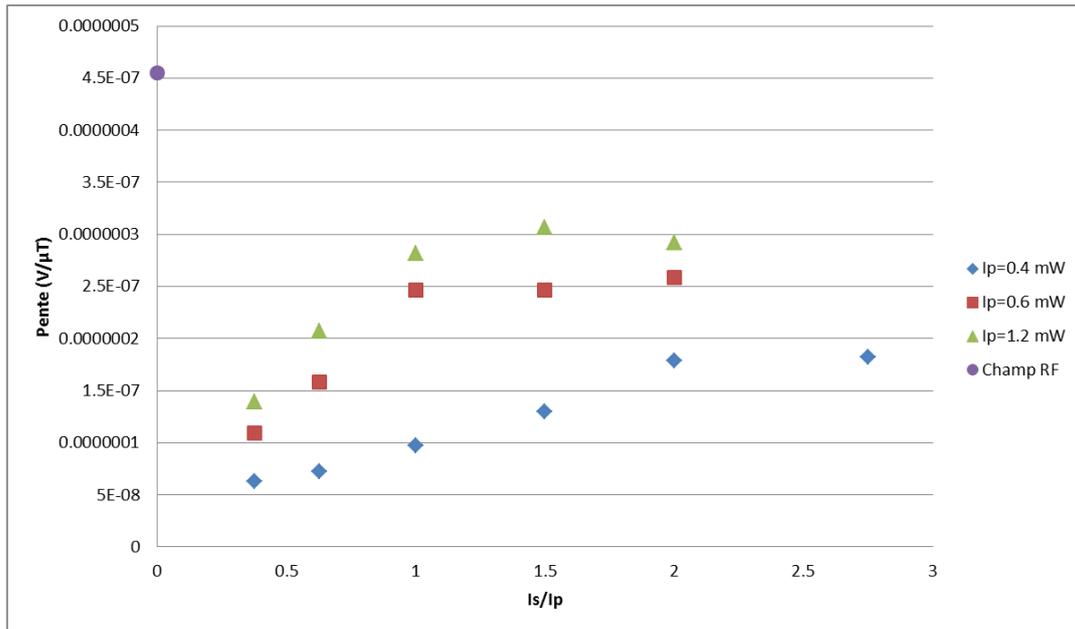


Figure 75 : Pente du signal de résonance $S_{\Omega}^{MI}(\Omega = 2\omega_L)$ en fonction des intensités des faisceaux pompe et sonde

La pente maximale du signal de résonance ainsi obtenu est de $0,3 \mu V \cdot \mu T^{-1}$. Ces travaux ne sont pas encore aboutis, mais la comparaison avec les performances de la résonance magnétique dans les mêmes conditions expérimentales $0,45 \mu V \cdot \mu T^{-1}$ nous laissent espérer des performances tout à fait satisfaisantes.

Des travaux sont en cours pour consolider ces résultats et concevoir une électronique de pilotage de l'instrument dédiée.

II. Architectures 3D

Nous avons imaginé deux architectures permettant de mesurer les champs électriques en trois dimensions, l'une basée sur un magnétomètre vectoriel, et la seconde basée sur un magnétomètre scalaire. Ces deux architectures ne peuvent pas être utilisées sans réaliser un travail supplémentaire sur deux points :

- Détermination de la fonction de transfert f_1 entre courant et champ électrique pour les formes de capteur décrite : les formes ne sont en effet plus cylindriques, la fonction de transfert peut donc varier,
- Séparation des valeurs de champ magnétique ambiant et de champ électrique suivant les trois directions. La méthode donnée au paragraphe I.1.3 n'est plus valable, et une autre méthode devra être mise en place.

Malgré ces difficultés, nous avons estimé intéressant la présentation de ces deux architectures dans ce manuscrit, car elles ouvrent des perspectives vers la réalisation de capteurs tri-dimensionnels, ce qui est quasiment nécessaire pour les applications visées.

II.1. Avec magnétomètre vectoriel

Le principe de fonctionnement de l'architecture en trois dimensions avec magnétomètre vectoriel est présenté en Figure 76. Cette architecture est basée sur le même principe que l'architecture 1D avec magnétomètre vectoriel. Un système de commutateurs permet de relier alternativement trois paires d'électrodes à une bobine, contenant un magnétomètre vectoriel en son centre. Lorsque les commutateurs sont en position 0, aucune paire d'électrodes n'est reliée à la bobine, aucun courant ne circule donc dans le capteur. Le magnétomètre mesure les trois composantes du champ magnétique ambiant B_0 . Lorsque les commutateurs sont en position 1, la paire d'électrodes AA' est connectée à la bobine. Le magnétomètre mesure alors sur chacun de ses axes les composantes correspondantes de la somme du champ magnétique ambiant B_0 et du champ produit par la bobine B_1 . Ce dernier est produit par le courant circulant entre les électrodes AA', dont la source est la composante E_1 du champ électrique colinéaire à l'axe reliant les deux électrodes AA'. La fonction de transfert globale entre le champ électrique et le champ magnétique produit par la bobine devra être déterminée pour cette forme de capteur. La connaissant, on pourra ainsi remonter à la valeur de E_1 . De même, lorsque les commutateurs sont respectivement en position 2 et 3, on mesure respectivement les champs magnétiques B_2 et B_3 correspondant aux champs électriques E_2 et E_3 colinéaires aux axes reliant les électrodes BB' et CC' respectivement.

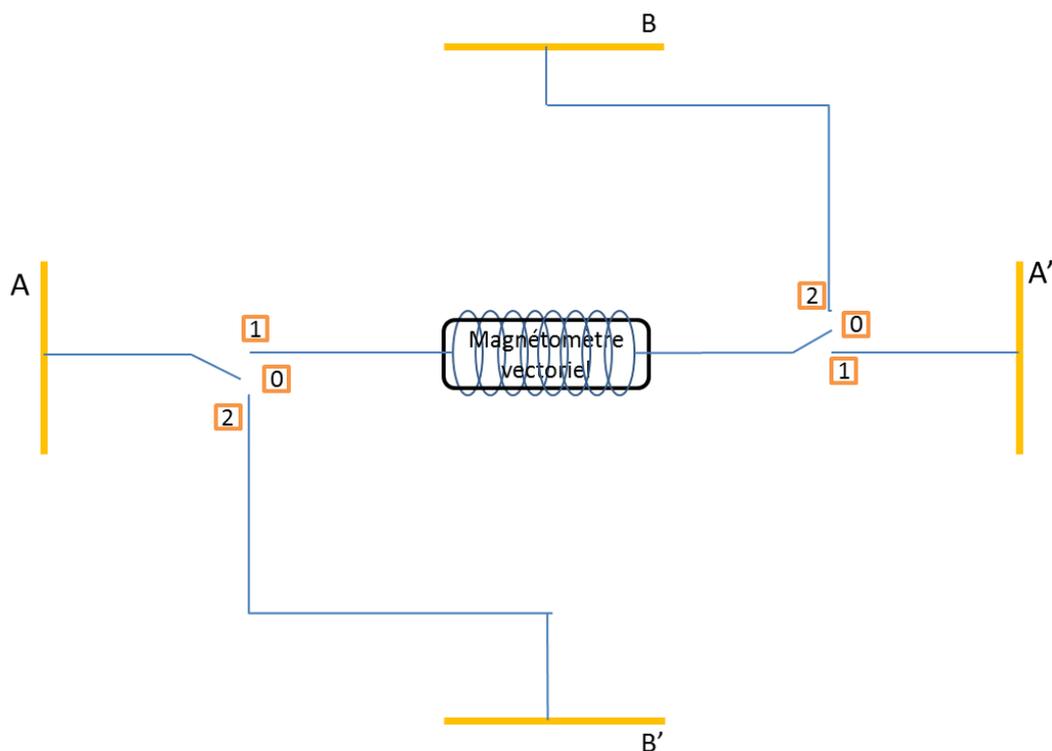


Figure 76 : Architecture 3D avec magnétomètre vectoriel. Trois paires d'électrodes AA', BB' et CC' (cette dernière n'est pas représentée) sont alternativement reliées à une bobine, à l'intérieur de laquelle est placé un magnétomètre.

Ces quatre étapes constituent un cycle, qu'on répète à une fréquence f_m . On obtient alors un signal modulé à la fréquence f_m des grandeurs $B_0, B_0 + B_1, B_0 + B_2$ et $B_0 + B_3$. Un système électronique capable d'extraire les grandeurs B_0, B_1, B_2 et B_3 , comparable à celui présenté au chapitre 3 section I.1.3, devra être mis en place.

Pour cette architecture, le magnétomètre doit être vectoriel. De même que pour l'architecture précédente, on pourra choisir un magnétomètre champ nul à hélium. Les contraintes d'homogénéités sont alors les mêmes, et on pourra choisir une forme de bobine identique.

II.2. Avec magnétomètre scalaire

Une architecture avec magnétomètre scalaire permettant de mesurer les champs électriques en trois dimensions est présentée en Figure 77.

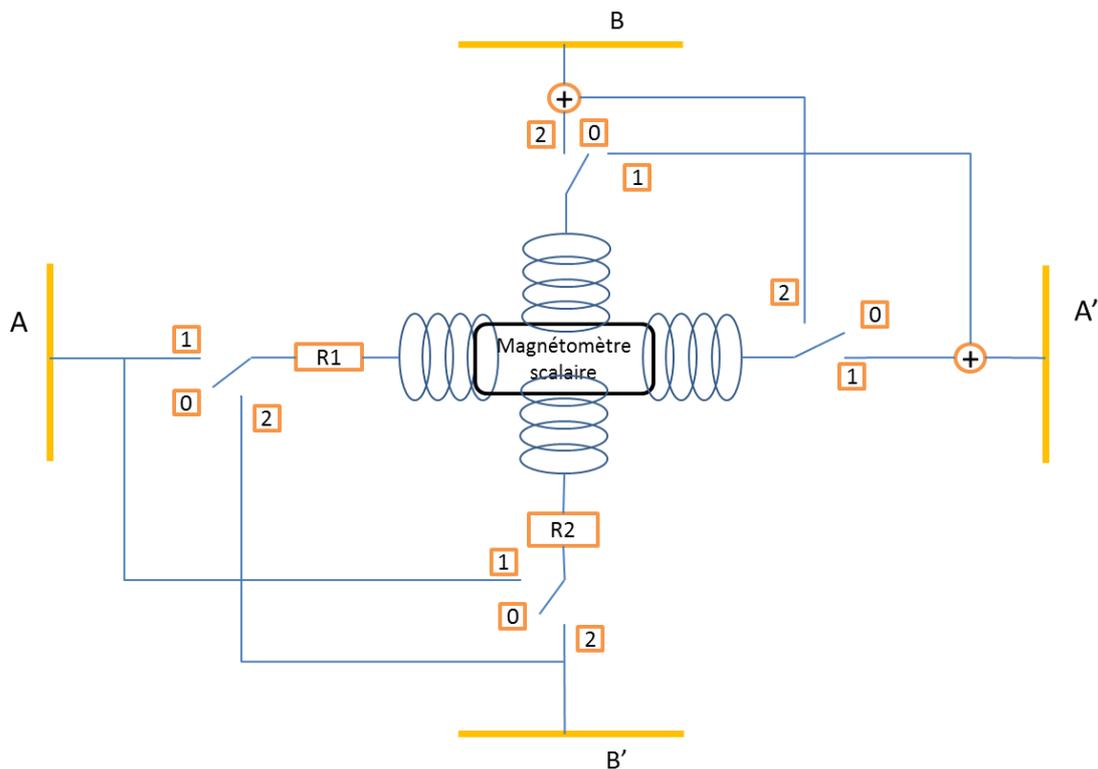


Figure 77 : Architecture 3D avec magnétomètre scalaire

Le principe de fonctionnement de cette architecture est proche de celle 1D avec magnétomètre scalaire (section I.1.2). Le capteur comporte trois paires d'électrodes, reliées alternativement par un système de six commutateurs à quatre positions à une bobine tri-axe, au centre de laquelle se trouve le magnétomètre. Les étapes préliminaires de détermination de la direction du champ magnétique ambiant, et des résistances R1, R2 et R3 à appliquer pour aligner le champ produit par la bobine 3D sur le champ magnétique ambiant, sont identiques à celles décrites en section I.1.2.

De même que pour l'architecture précédente, la mesure se fait en quatre étapes constituant un cycle. A l'étape 0, aucun élément n'est relié aux bobines, on mesure le champ magnétique ambiant. A l'étape 1, tous les commutateurs sont en position 1. Le courant issu des électrodes AA' est réparti dans les trois bobines de manière à ce que le champ total produit par les trois bobines B_1 soit colinéaire au champ ambiant B_0 . Le magnétomètre mesure alors la grandeur $B_0 + B_1$. A l'étape 2, le processus est le même, mais avec le courant issu de la paire d'électrode BB'. Le magnétomètre mesure alors la grandeur $B_0 + B_2$. A l'étape 3, le courant est issu des électrodes CC' (non représentées sur les figures) dont l'axe les reliant est orthogonal au plan formé par les deux autres. Le magnétomètre mesure alors la grandeur $B_0 + B_3$.

Ces quatre étapes constituent un cycle, qu'on répète à une fréquence f_m . On obtient alors un signal modulé à la fréquence f_m des grandeurs $B_0, B_0 + B_1, B_0 + B_2$ et $B_0 + B_3$. Un système électronique capable d'extraire les grandeurs B_0, B_1, B_2 et B_3 , comparable à celui présenté au chapitre 3 section I.1.3, devra être mis en place.

III. Plan des expériences

La couche d'AgCl déposée sur les électrodes ne tient pas dans le temps. Les expériences réalisées au chapitre 4 prenant un certain temps, nous n'avons pas été en mesure de réaliser tous les essais avec la même paire d'électrodes. Cet inconvénient peut être une source des imprécisions observées. C'est pourquoi nous présentons ici les dates et l'ordre dans lequel les mesures ont été effectuées, et entre quelles expériences nous avons à nouveau réalisé les dépôts d'AgCl sur les électrodes.

Nous avons réalisé les essais décrits au chapitre 4 sur deux jours, en réalisant les dépôts d'AgCl le matin de chaque journée. Les essais ont été réalisés dans l'ordre suivant :

Jour 1

- Mesure du signal d'amplitude $25 \mu V \cdot m^{-1}$ à 20 mHz
- Mesure du signal d'amplitude $25 \mu V \cdot m^{-1}$ à 50 mHz

Jour 2

- Mesure du signal d'amplitude $2,5 \mu V \cdot m^{-1}$ à 50 mHz
- Mesure du signal d'amplitude $1 \mu V \cdot m^{-1}$ à 50 mHz
- Mesure du signal d'amplitude $25 \mu V \cdot m^{-1}$ à 100 mHz
- Mesure du bruit électrique (mesure électrique en l'absence de signal imposé)

Publications

Ce travail a donné lieu au dépôt de trois brevets.

- Le premier porte sur une méthode de calibration par variation d'une grandeur caractéristique du capteur (voir chapitre 3 section III.1) [100].
- Le second porte sur une méthode de calibration par mesure alternée courant-tension (voir chapitre 3 section III.2) [101].
- Le troisième porte sur de nouvelles architectures d'électromètre permettant de mesurer les champs électriques dans les trois directions de l'espace (voir Annexe II) [102].

Un poster a été présenté aux journées d'électrochimies 2013 à Paris [103].

Une présentation a été faite à la conférence Marelec 2015 à Philadelphie (Etats-Unis) [104].

Symboles et abréviations

Abréviations

CSEM : Controlled Source Electromagnetics
GEK : Geomagnetic Electro Kinetograph
MT : Magnétotellurique
SERF : Spin Exchange Relaxation Free
SIO : Scripps Institution of Oceanography
WHOI : Woods Hole Oceanographic Institute

Chimie

C_d : Capacité de double couche
 D : Coefficient de diffusion
 $E_{I=0}$: Potentiel d'abandon
 E^0 : Potentiel standard
 F : Constante de Faraday
 λ : Conductivité molaire
 η : Viscosité
 R : Constante des gaz parfaits
 R_t : Résistance de transfert de charge
 SA : Salinité
 T : Température

Physique

B_0 : Champ magnétique terrestre
 B : Champ produit par la bobine
 D_0 : Transition entre les niveaux 2^3S_1 et 2^3P_0
 E : Champ électrique marin
 h : Critère d'homogénéité
 h_{max} : Critère d'homogénéité à ne pas dépasser
 γ : Rapport gyromagnétique de l'hélium 4
 I : Courant circulant dans le capteur
 k_B : Constante de Boltzmann
 ν_0 : Fréquence de Larmor
 ρ_{eau} : Masse volumique de l'eau de mer
 ρ_{cuivre} : Masse volumique du cuivre
 σ_c : Conductivité du capteur
 σ_{eau} : Conductivité de l'eau de mer
 σ_{sol} : Conductivité des sols marins

Paramètres du capteur

α : Paramètre traduisant la déformation des lignes de champ électrique à proximité du capteur en raison du désaccord d'impédance entre eau de mer et capteur

a : Paramètre de forme de la bobine

β : Paramètre traduisant la déformation des lignes de champ électrique à proximité du capteur en présence d'un sol marin

d : Écart entre les deux parties de la bobine 3D

f_1 : Fonction de transfert champ électrique - courant

f_2 : Fonction de transfert courant – champ magnétique

φ_{ext} : Diamètre extérieur du fil de bobine

φ_{int} : Diamètre intérieur du fil de bobine

j_{eau} : Densité de courant dans l'eau

j_{capt} : Densité de courant dans le capteur

L_c : Longueur du capteur

L_{bob} : Longueur de la bobine

N_{spires} : Nombre de spires

$N_{couches}$: Nombre de couches

o : Ouverture de la bobine

R_c : Rayon du capteur

$r_g = L_c/R_c$: Paramètre de géométrie du capteur

$r_\sigma = \sigma_c/\sigma_{eau}$: Paramètre de conductivité du capteur

S : Surface d'une électrode

Z : Impédance totale du capteur

Z_{bob} : Impédance de la bobine

z_{elec} : Impédance surfacique des électrodes

Table des illustrations

Figure 1 : Concentration en dioxygène en fonction de la profondeur dans l'eau de mer (en $\mu\text{mol.L}^{-1}$) au sud des îles Canaries, d'après [14]. Les pointillés correspondent à la mesure lors de la descente du capteur, la courbe pleine à la remontée, et les points correspondent à des pauses dans la remontée.....	20
Figure 2 : CSEM et MT (http://marineemlab.ucsd.edu/resources/concepts/CSEM_MT.html)	21
Figure 3 : Niveaux d'énergie des champs magnétiques dans les océans (d'après [21]).....	22
Figure 4 : Niveaux d'énergie des champs électriques dans les océans (d'après [21]).....	23
Figure 5 : Dispositif réalisé par V. Poulbot dans [2].....	28
Figure 6 : circuit équivalent et diagramme de Nyquist d'une électrode (d'après [34]). La capacité de double couche C_d est en parallèle avec la résistance de transfert R_t , et la résistance de l'électrolyte R_e est en série avec cet ensemble. La fréquence f_0 est donnée par $f_0 = 1/R_t C_d$	29
Figure 7 : Courbes intensité-potentiel des réactions se produisant à la surface d'une électrode Ag,AgCl dans une solution contenant du dioxygène. $E_I = 0_{\text{Ag,AgCl}}$ est donné par l'équation (11).....	33
Figure 8 : Schéma du magnétomètre vectoriel asservi en champ magnétique nul	38
Figure 9 : Electromètre avec système « salt bridge chopper ».....	40
Figure 10 : Architecture de l'électrode (d'après [66]).....	41
Figure 11 : Architecture possible du capteur	48
Figure 12 : Modèle 2D du capteur et de son environnement. Le capteur cylindrique (gris) de longueur L_c , rayon R_c et conductivité σ_c est plongé dans un cylindre d'eau de mer (blanc) de longueur L_{EAU} , rayon R_{EAU} et conductivité σ_{eau} . Le potentiel des électrodes est uniforme et laissé libre. Le côté du capteur et de l'eau de mer sont isolés électriquement. Un champ électrique est créé par l'application d'un potentiel $+V_0$ et $-V_0$ aux extrémités de la surface d'eau. L'ensemble possède une symétrie axiale.....	50
Figure 13 : Influence du rayon (a) et de la longueur (b) du cylindre d'eau sur la valeur du coefficient α pour un rapport entre les conductivités du capteur et de l'eau $r\sigma = \sigma_c/\sigma_{\text{eau}} = 25$. L'erreur est inférieure à 3% pour $R_{\text{EAU}}/R_c > 5$ et pour $L_{\text{EAU}}/L_c > 3$	51
Figure 14 : Influence du nombre de mailles sur une électrode sur le résultat du calcul du coefficient α pour (a) $r\sigma = 10$ et (b) $r\sigma = 0,1$. Le rayon du capteur est $R_c = 0,4$ m et sa longueur est $L_c = 1$ m. L'erreur est calculée par rapport à la valeur donnée pour 4000 mailles par électrode.....	52
Figure 15 : Simulations Comsol (points) et fit (lignes pleines) du coefficient α en fonction de $r\sigma$. Les lignes pointillées représentent les comportements aux limites pour $r\sigma$ tendant vers 0 et l'infini.....	53
Figure 16 : Lignes de courant au voisinage du capteur pour (a) $r\sigma = 0,1$, et (b) $r\sigma = 10$. Les lignes de courant sont déformées lorsque $r\sigma \neq 1$	54

Figure 17 : Expérience de validation de la fonction de transfert. Un champ électrique est produit par une source de courant entre deux électrodes d'injection (a,b). Le courant I qui traverse le capteur (composé de deux électrodes (c,d), d'une résistance R et d'un ampèremètre A) est mesuré par l'ampèremètre.	55
Figure 18 : Spectre d'impédance entre 10 kHz et 0,01 Hz d'une électrode de cuivre dans une solution de sulfate de cuivre.	56
Figure 19 : Résultats expérimentaux (points) et modèle (pointillés) de la fonction de transfert, en fonction du paramètre $r\sigma$, et pour différentes tailles de capteur. La conductivité du bain est de 4 S.m-1 et la fréquence du champ électrique mesuré est de 0,02 Hz.	57
Figure 20 : Résultats expérimentaux (points) et modèle (pointillés) de la fonction de transfert, en fonction du paramètre $r\sigma$, et pour différentes tailles de capteur. La conductivité du bain est de 0,65 S.m-1 et la fréquence du champ électrique mesuré est de 0,1 Hz.	58
Figure 21 : Fonction de transfert du capteur en fonction de l'angle entre le champ électrique et l'axe du capteur par simulations Comsol (points) et fit (lignes pointillées). $rg = 2,5$	59
Figure 22: Fonction de transfert du capteur en fonction de l'angle entre le champ électrique et l'axe du capteur pour $r\sigma = 3,5$ et $r\sigma = 0,75$, modèle (lignes pointillées) et expériences (points). $rg = 4$	59
Figure 23 : Modèle du capteur et de son environnement, incluant un sol (couche du bas) de conductivité différente de celle de l'eau de mer (couche du haut)	60
Figure 24 : Paramètre β en fonction du paramètre $r\sigma$, pour plusieurs conductivités de sols (en S.m-1) et pour un capteur de rayon 0,4 m et de longueur 1 m. La conductivité de l'eau de mer est égale à $\sigma_{eau} = 4$ S.m-1	61
Figure 25 : Critère d'homogénéité h_{max} à respecter, en fonction de la fonction de transfert globale du capteur, pour un champ électrique d'amplitude $E_{max} = 100 \mu V.m^{-1}$, un écart maximal de champ magnétique de $\Delta B_{max} = 50$ nT et un facteur de sécurité de 2.	64
Figure 26 : Eléments du magnétomètre scalaire	66
Figure 27 : Niveaux d'énergie de l'hélium 4.	67
Figure 28 : Amplitude des signaux de résonance en fonction de l'angle entre le champ magnétique et la direction de polarisation.	68
Figure 29 : Principe de fonctionnement d'un magnétomètre type Bell Bloom. Afin d'obtenir un moment magnétique résultant non nul, les moments magnétiques doivent être créés toujours dans la même direction : la précession module l'intensité de la lumière transmise.	69
Figure 30 : Eléments constitutifs d'un magnétomètre champ nul à hélium 4	70
Figure 31 : Architecture 1D avec magnétomètre vectoriel. La bobine est connectée aux électrodes alternativement dans un sens et dans l'autre, produisant des champs magnétiques B (a) puis -B (b) de mêmes amplitudes et directions, mais de sens opposés. ..	72
Figure 32 : rayon d'une bobine d'ouverture $o = 0,02$ m et de paramètre de forme $a = 0,04$ m	74
Figure 33 : Architecture 1D avec magnétomètre scalaire. Un troisième axe constitué d'une résistance R3 et d'une bobine est perpendiculaire au plan du dessin. La bobine est connectée aux électrodes alternativement dans un sens et dans l'autre, produisant des champs magnétiques B (a) puis -B (b) de mêmes amplitudes et directions, mais de sens opposés. ..	75

Figure 34 : Notations utilisées pour le calcul des valeurs des résistances R1, R2 et R3.....	76
Figure 35 : Résistances Rx, Ry, Rz et Req (a) et fonction de transfert normalisée (b) en fonction de l'angle φ et pour $\theta = 45^\circ$. Résistances Rx, Ry, Rz et Req (c) et fonction de transfert normalisée (d) en fonction de l'angle θ et pour $\varphi = 45^\circ$.	78
Figure 36 : Géométrie d'un axe de la bobine 3D	79
Figure 37 : Méthode de séparation des champs électrique et magnétique ambiant. Les éléments dans le carré en pointillé constituent une détection synchrone simplifiée.	80
Figure 38 : Influence de la longueur (a) et du rayon (b) du capteur sur la fonction de transfert f1 pour plusieurs impédances de bobine Zbob. L'impédance des électrodes vaut 0,005 Ω .m2.....	85
Figure 39 : Fonction de transfert globale normalisée du capteur en fonction du nombre de spires (a), du diamètre du fil (b) et du nombre de couches (c). Lorsqu'ils ne varient pas, les paramètres de bobine valent : Nspires = 312, $\varphi = 4,5$ mm, Ncouches = 13, o = 2 cm, a = 0 cm, Rcapt = 0,5 m et Lcapt = 1,5 m. L'impédance des électrodes vaut zelec = 0,005 Ω .m2.....	87
Figure 40 : Influence du paramètre a sur la fonction de transfert globale (a) et le critère d'homogénéité (b). Les autres paramètres sont constants et valent Nspires = 312, $\varphi = 4,5$ mm, Ncouches = 13, o = 2 cm, Rcapt = 0,5 m et Lcapt = 1,5 m. L'impédance des électrodes vaut zelec = 0,005 Ω .m2.....	88
Figure 41 : Influence du nombre de spires Nspires (a), diamètre du fil φ_{ext} (b), nombre de couches Ncouches (c), demi-écart entre bobines d (d), paramètre de forme a (e), et ouverture o (f) sur la fonction de transfert globale du capteur. Lorsqu'ils ne varient pas, ces paramètres valent Nspires = 180, $\varphi_{ext} = 4,25$ mm, Ncouches = 5, a = 0,05 m, o = 0,045 m et d = 0,07 m, Les autres paramètres valent Rc = 0,5 m, Lc = 1,5 m, zelec = 0,005 Ω .m2.....	89
Figure 42 : Critère d'homogénéité à ne pas dépasser (trait plein) et caractéristique du capteur avec bobine 1D (pointillés). Les autres paramètres valent Nspires = 312, Ncouches = 13, $\varphi = 4,5$ mm, o = 2 cm, Rc = 0,5 m et Lc = 1,5 m. L'impédance des électrodes est égale à zelec = 0,005 Ω .m2.....	92
Figure 43 : Coupe du champ magnétique (a) et fonction de transfert du capteur le long de l'axe de la bobine (b). Les caractéristiques de la bobine sont les suivantes : Nspires = 312, Ncouches = 13, $\varphi = 4,5$ mm, o = 2 cm, a = 4 cm dans un capteur de dimensions Rc = 0,5 m et Lc = 1,5 m. L'impédance des électrodes vaut zelec = 0,005 Ω .m2.	93
Figure 44 : Influence de la conductivité de l'eau de mer (a) et de l'impédance surfacique des électrodes (b) sur la fonction de transfert globale de l'architecture 1D avec magnétomètre vectoriel. Lorsqu'ils ne varient pas, zelec = 0,005 Ω .m2 et $\sigma_{eau} = 4$ S.m-1.	93
Figure 45 Coupe du champ magnétique (a) et fonction de transfert du capteur le long de l'axe de la bobine (b). Les caractéristiques de la bobine sont les suivantes : Nspires = 180, Ncouches = 5, $\varphi = 4,25$ mm, o = 4,5 cm, a = 5 mm et d = 7 cm dans un capteur de dimensions Rc = 0,5 m et Lc = 1,5 m, et des électrodes d'impédance zelec = 0,005 Ω .m2.	94

Figure 46 : Influence de la conductivité de l'eau de mer (a) et de l'impédance surfacique des électrodes (b) sur la fonction de transfert globale de l'architecture avec magnétomètre scalaire. Lorsqu'ils ne varient pas, $z_{elec} = 0,005 \Omega \cdot m^2$ et $\sigma_{eau} = 4 S \cdot m^{-1}$	95
Figure 47 : Influence des erreurs de fabrication de la bobine 1D (voir section II.3.1) sur la fonction de transfert globale (loi de probabilité (a) et fonction de répartition (b)) et sur l'homogénéité (loi de probabilité (c), fonction de répartition (d)).	97
Figure 48 : Principe de la calibration par mesure alternée du courant et de la tension	99
Figure 49 : Principe de fonctionnement du capteur utilisé pour les tests.....	103
Figure 50 : Disposition du prototype du capteur	104
Figure 51 : Montage à trois électrodes. Trois électrodes (de référence (Ref), de travail (ET) et contre-électrode (CE)) sont plongées dans un électrolyte. Un générateur de tension (G) permet d'imposer une tension par rapport à l'électrode de référence, mesurée avec un voltmètre (V). Un ampèremètre (A) mesure le courant entre l'électrode de travail et la contre-électrode.....	105
Figure 52 : Diagramme de Nyquist d'électrodes Ag,AgCl pour plusieurs épaisseurs de dépôt. La surtension par rapport au potentiel standard du couple Ag,AgCl appliquée pour réaliser le dépôt est de 50 mV. La fréquence de mesure varie entre 10 kHz et 1 mHz.....	106
Figure 53 : Diagramme de Nyquist d'électrodes en Ag,AgCl pour plusieurs surtensions appliquées lors du dépôt. L'épaisseur visée est 500 nm. La fréquence de mesure varie entre 10 kHz et 10 mHz.....	107
Figure 54 : Observation d'une couche d'AgCl au MEB. La taille des grains est de l'ordre de quelques centaines de nanomètres (400 nm sur la photo).	107
Figure 55 : Observation au MEB de la surface des électrodes (agrandissement 5000 ×) pour plusieurs épaisseurs visées : 50 nm (a), 100 nm (b), 200 nm (c) et 500 nm (d). La taille des grains varie peu, leur densité augmente.	108
Figure 56 : Suivi temporel du dépôt d'AgCl sur une plaque d'argent de 5 cm de rayon avec une tension appliquée par rapport au potentiel standard du couple Ag,AgCl de 20 mV.....	109
Figure 57 : Diagramme d'impédance de Nyquist d'une des deux électrodes Ag,AgCl du capteur	110
Figure 58 : Fonction de transfert f_1 en fonction du rapport $r\sigma = \sigma_c/\sigma_{eau}$ pour un capteur de 10 cm de long et 5 cm de rayon, avec des électrodes Ag,AgCl.....	111
Figure 59 : Bobine utilisée dans le prototype de l'électromètre	113
Figure 60 : Impédance de la bobine en fonction de la fréquence	114
Figure 61 : Champ magnétique produit par la bobine en fonction du courant. La fonction de transfert est de 5 pT. nA ⁻¹	115
Figure 62 : Bobine, support du magnétomètre et magnétomètre dans le blindage.....	116
Figure 63 : Schéma de l'expérience permettant de mesurer la réponse du magnétomètre à un champ magnétique en créneau	117
Figure 64 : Réponse en fréquence du magnétomètre pour un champ magnétique sinusoïdal appliqué d'amplitude 500 nT.	117
Figure 65 : Réponse du magnétomètre à une excitation en créneau de champ magnétique d'amplitude crête de 250 nT à une fréquence de 1 Hz. Le courant injecté dans la bobine	

correspond à la courbe rouge. Le temps de stabilisation de la valeur mesurée du champ magnétique à moins de 5% de la valeur réelle est de 0,03 s.	118
Figure 66 : Densité spectrale de puissance du magnétomètre	118
Figure 67 : Chaîne de traitement des données du champ électrique, et allure des spectres des signaux à chaque étape	119
Figure 68 : Caractéristique du filtre passe-bas de fréquence de coupure à -3 dB de 0,1 Hz et de pente 24 dB par décade.....	120
Figure 69 : Spectre du champ magnétique produit par la bobine pour des champs électriques sinusoïdaux d'amplitude rms 1 $\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$, 2,5 $\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$ et 25 $\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$	121
Figure 70 : Amplitude du champ magnétique produit par la bobine en fonction du champ électrique appliqué à une fréquence de 50 mHz. La fonction de transfert estimée est de $1,05 \cdot 10^{-4} \text{ T} \cdot \text{m} \cdot \text{V}^{-1}$	122
Figure 71 : Spectre du champ magnétique produit par la bobine pour des champs électriques d'amplitude rms 25 $\mu\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$ et de fréquences 20 mHz (a), 50 mHz (b) et 100 mHz (c). ...	123
Figure 72 : Amplitude rms du champ magnétique produit par la bobine en fonction de la fréquence. La fonction de transfert estimée est de $1,05 \cdot 10^{-4} \text{ T} \cdot \text{m} \cdot \text{V}^{-1}$	124
Figure 73 : Densité spectrale de puissance du magnétomètre ramené en unité de champ électrique (noir) et de l'électromètre (bleu).	125
Figure 74 : Architecture d'un magnétomètre à modulation d'intensité à deux faisceaux....	129
Figure 75 : Pente du signal de résonance $S\Omega M I \Omega = 2\omega L$ en fonction des intensités des faisceaux pompe et sonde	130
Figure 76 : Architecture 3D avec magnétomètre vectoriel. Trois paires d'électrodes AA', BB' et CC' (cette dernière n'est pas représentée) sont alternativement reliées à une bobine, à l'intérieur de laquelle est placé un magnétomètre.	132
Figure 77 : Architecture 3D avec magnétomètre scalaire	133

Bibliographie

- [1] M. Faraday, *Bakerian Lectures - Experimental research in electricity*. Phil. Trans. Roy. Soc. London, 1832.
- [2] V. Poulbot, "Contribution à l'étude des champs électriques très basses fréquences en milieu océanique," Ph.D. Thesis, Ecole Centrale de Lyon, France, 1993.
- [3] N. Kernevez, D. Duret, M. Moussavi, and J.-M. Leger, "Weak field NMR and ESR spectrometers and magnetometers," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, no. 5, pp. 3054–3059, Sep. 1992.
- [4] J.-M. Léger, "Magnétométrie à pompage optique : conception, réalisation et évaluation des performances d'un magnétomètre scalaire utilisant l'hélium 4 pompé par un laser LNA," Ph.D. Thesis, Univ. Joseph Fourier, Grenoble, 1990.
- [5] J.-M. Leger, F. Bertrand, T. Jager, M. Le Prado, I. Fratter, and J.-C. Lalaurie, "Swarm Absolute Scalar and Vector Magnetometer Based on Helium 4 Optical Pumping," *Procedia Chem.*, vol. 1, no. 1, pp. 634–637, Sep. 2009.
- [6] E. Halley, "A short account of the cause of the saltiness of the ocean, and of the several lakes that emit no rivers; with a proposal, by help thereof, to discover the age of the world," *Phil. Trans.*, pp. 296–300, 1715.
- [7] F. Boulvain, "Eléments de Sédimentologie et de Pétrologie Sédimentaire." Cours de l'université de Liège, 2014.
- [8] "Lecture 4: Major Ions, Conservative Elements and Dissolved Gases in Seawater." Stanford University.
- [9] G. COPIN-MONTÉGUT, *Propriétés physiques de l'eau de mer*. Ed. Techniques Ingénieur.
- [10] C. Lefrou, P. Fabry, and J.-C. Poignet, "Passage d'un courant : processus hors équilibre," in *Electrochimie. Concepts fondamentaux illustrés*, EDP Sciences., 2013, pp. 53–122.
- [11] "Viscosité," in *Formulaire Pont-A-Mousson*, Editions Lavoisier., Paris: Saint Gobain.
- [12] "Liquides," in *Formulaire Pont-A-Mousson*, Editions Lavoisier., Paris: Saint-Gobain.
- [13] "Cours de l'Institut des Sciences de l'Ingénieur de Toulon et du Var. Propriétés physiques du milieu marin." <http://lecalve.univ-tln.fr/oceano/plan.htm>, 2004.
- [14] M. Sosna, G. Denuault, R. W. Pascal, R. D. Prien, and M. Mowlem, "Field assessment of a new membrane-free microelectrode dissolved oxygen sensor for water column profiling," *Limnol. Oceanogr. Methods*, vol. 6, pp. 180–189, 2008.
- [15] C. S. Cox, "On the electrical conductivity of the oceanic lithosphere," *Phys. Earth Planet. Inter.*, vol. 25, no. 3, pp. 196–201, May 1981.
- [16] A. G. Jones, "Chapter 3: Electrical conductivity of the continental lower crust," in *Continental Lower Crust*, Elsevier., D.M. Fountain, R.J. Arculus, R.W. Kay, 1992, pp. 81–143.
- [17] A. D. Chave, S. C. Constable, and R. N. Edwards, "Chap. 12: Electrical exploration methods for the seafloor," in *Electromagnetic Methods in Applied Geophysics*, Tulsa: Society of Exploration Geophysicists: M.N. Nabighian, 1991.

- [18] M. Slater and A. Schultz, "Trade study: commercial electromagnetic field measurement tools." Oregon Wave Energy Trust, Sep-2010.
- [19] L. Cagniard, "BASIC THEORY OF THE MAGNETO-TELLURIC METHOD OF GEOPHYSICAL PROSPECTING," *GEOPHYSICS*, vol. 18, no. 3, pp. 605–635, Jul. 1953.
- [20] S. Constable, "Review paper: Instrumentation for marine magnetotelluric and controlled source electromagnetic sounding," *Geophys. Prospect.*, vol. 61, pp. 505–532, Jun. 2013.
- [21] J. H. Filloux, "Techniques and instrumentation for study of natural electromagnetic induction at sea," *Phys. Earth Planet. Inter.*, vol. 7, no. 3, pp. 323–338, Sep. 1973.
- [22] D. Bruhn, A. Manzella, F. Vuataz, J. Faulds, I. Moeck, and K. Erbas, "Exploration Methods," in *Geothermal Energy Systems*, E. Huenges, Ed. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2010, pp. 37–112.
- [23] S. Uyeda, T. Nagao, and M. Kamogawa, "Short-term earthquake prediction: Current status of seismo-electromagnetics," *Tectonophysics*, vol. 470, no. 3–4, pp. 205–213, May 2009.
- [24] F. X. . J. Bostick, H. W. Smith, and J. E. Boehl, "The detection of ULF-ELF emissions from moving ships." The University of Texas at Austin, Mar-1977.
- [25] B. Shen, S. Gong, X. Chen, and F. Zhang, "Measurement of shaft-rate modulated electric fields of a ship in a shallow sea," presented at the Fifth International Symposium on Instrumentation Science and Technology, 2008, vol. 7133.
- [26] R. Donati and J.-P. Le Cadre, "Detection of oceanic electric fields based on the generalised likelihood ratio test (GLRT)," *Radar Sonar Navig. IEE Proc. -*, vol. 149, no. 5, pp. 221–230, Oct. 2002.
- [27] R. Donati, "Détection de Signaux Electriques Océaniques - Application à la Surveillance de Zones," Thèse de l'université de Rennes 1, Rennes, 2000.
- [28] F. B. Young, H. Gerrard, and W. Jevons, "XIII. On electrical disturbances due to tides and waves," *Philos. Mag. Ser. 6*, vol. 40, no. 235, pp. 149–159, 1920.
- [29] A. Guibert, "Diagnostic de corrosion et prédiction de signature électromagnétique de structures sous-marines sous protection cathodique," Thèse de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [30] E. P. Pittman and R. A. Stanford, "Electric field sensor," 3641427, 02-Aug-1972.
- [31] J. Mosnier, "Dispositif de mesure d'un champ électrique dans un fluide conducteur, et procédé utilisant un tel dispositif," FR 2575296 A1, 27-Jun-1986.
- [32] U. Rakotosoa, "Appareillage de mesure des très faibles champs électriques en milieu marin. Application à la mise en évidence des signaux électromagnétiques induits dans la mer.," Ph.D. Thesis, Univ. Paris VI, France, 1989.
- [33] J. Y. Bruxelles, "Electric field measurement at sea," in *OCEANS '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, 1997, vol. 1, pp. 547–550 vol.1.
- [34] C. Gabrielli, "Méthodes électrochimiques - Mesures d'impédances." Techniques de l'ingénieur.
- [35] D. Landolt, *Corrosion et chimie de surfaces des métaux*. PPUR presses polytechniques, 1997.

- [36] C. Lefrou, P. Fabry, and J.-C. Poignet, "Description simplifiée des systèmes électrochimiques," in *Electrochimie. Concepts fondamentaux illustrés*, EDP Sciences., 2013, pp. 53–122.
- [37] V. G. Maksimenko, "The impedance characteristics and limiting sensitivity of electrode electromagnetic-field sensors in seawater," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 51, no. 7, pp. 738–747, Jul. 2006.
- [38] Y. S. Song, K. Zhang, and P. Zuo, "Choice of Electrode Material for Detecting Low Frequency Electric Field in Sea Water," *Adv. Mater. Res.*, vol. 239–242, pp. 137–140, May 2011.
- [39] Y. Zhang, Y. Wang, and Y. Song, "Impedance characteristics for solid Ag/AgCl electrode used as recording electric field generated by vessels in seawater," *J. Shanghai Univ. Engl. Ed.*, vol. 13, no. 1, pp. 57–62, Feb. 2009.
- [40] R. G. Bates and J. B. MacAskill, "Standard potential of the silver-silver chloride electrode," *Pure & Applied Chem.*, vol. 50, pp. 1701–1706, 1978.
- [41] F. J. Millero, "The physical chemistry of seawater," *Annual Review of Earth and Planetary Sciences*, vol. 2, pp. 101–150, 1974.
- [42] R. G. Drever and T. Sanford, "A free-fall ocean current meter using geomagnetic induction," *Radio Electron. Eng.*, vol. 41, no. 8, pp. 375–383, Aug. 1971.
- [43] J. Kitching, S. Knappe, and E. A. Donley, "Atomic Sensors - A Review," *IEEE Sens. J.*, vol. 11, no. 9, pp. 1749–1758, Sep. 2011.
- [44] "G-882 Marine Magnetometer," *Geometrics Inc.* [Online]. Available: <http://www.geometrics.com/geometrics-products/geometrics-magnetometers/g-882-marine-magnetometer/>. [Accessed: 13-May-2014].
- [45] "KMS MIC-121 Marine Induction Coil Technical Specs," *KMS Technologies*, 21-Mar-2007. [Online]. Available: http://www.kmstechnologies.com/Files/KMS_Marine_Induction_Coil_MIC-121_Technical_Specs.pdf. [Accessed: 13-May-2014].
- [46] "Magnetic and Electric Field Sensors for Geophysical Receivers," *Phoenix Geophysics Limited*, Feb-2012. [Online]. Available: http://www.phoenix-geophysics.com/products/sensors/sensors_specsheet.pdf. [Accessed: 13-May-2014].
- [47] "TEM/3 Magnetic Antenna," *Zonge Engineering*, 23-Jan-2013. [Online]. Available: http://zonge.us/wp-content/uploads/2013/06/SPEC_Tem-33.pdf. [Accessed: 13-May-2014].
- [48] "Magnetometers," *Scripps Institution of Oceanography*, 2009. [Online]. Available: <http://marineemlab.ucsd.edu/instruments/magnetometers.html>. [Accessed: 13-May-2014].
- [49] "Mag-03, Three-Axis Magnetic Field Sensor," *Bartington*. [Online]. Available: <http://www.bartington.com/Literaturepdf/Datasheets/Mag-03%20DS0013.pdf>. [Accessed: 13-May-2014].
- [50] "Magnetometers Fluxgates Helmholtz Coils Helmholtz Controllers Magnetic Calibration Systems," *Billingsley Aerospace & Defense, Inc.* [Online]. Available: <http://magnetometer.com/products/fluxgate-magnetometers/tfm100g4-uwh/>. [Accessed: 13-May-2014].

- [51] "Versatile Magnetic Sensor," *Ultra-PMES*. [Online]. Available: http://www.ultra-pmes.com/products_and_services/underwater_systems/Underwater%20Products/versatile_magnetic_sensor/. [Accessed: 13-May-2014].
- [52] M. Le Prado, "Etat de l'art des magnétomètres: zoom sur les applications 3D," CEA/Leti, Rapport interne, 2010.
- [53] J. Rutkowski, "Study and realization of a miniature isotropic helium magnetometer," Thèse de l'université de Franche-Comté, Grenoble, 2014.
- [54] W. S. Von Arx, "An electromagnetic method for measuring the velocities of ocean currents from a ship under way," *Pap. Phys. Oceanogr. Meteorol.*, vol. XI, no. 3.
- [55] J. H. Filloux, *Oceanic Electric Currents, Geomagnetic Variations and the Deep Electrical Conductivity Structure of the Ocean-continent Transition of Central California*. University of California, San Diego, Scripps Institution of Oceanography, 1967.
- [56] S. C. Webb, S. C. Constable, C. S. Cox, and T. K. Deaton, "A Seafloor Electric Field Instrument," pp. 1115–1129, 1985.
- [57] R. A. Petitt, J. H. Filloux, H. H. Moeller, and A. D. Chave, "Instrumentation to measure electromagnetic fields on continental shelves," in *OCEANS '93. Engineering in Harmony with Ocean. Proceedings*, 1993, pp. 1164–1168 vol.1.
- [58] S. C. Constable, A. S. Orange, G. M. Hoversten, and H. F. Morrison, "Marine magnetotellurics for petroleum exploration. Part I: A sea-floor equipment system," *Geophysics*, pp. 816–825, Jun-1998.
- [59] S. Constable and L. J. Srnka, "An introduction to marine controlled-source electromagnetic methods for hydrocarbon exploration," *GEOPHYSICS*, vol. 72, no. 2, pp. WA3–WA12, Mar. 2007.
- [60] J. H. Filloux, "Electric Field Recording on the Sea Floor with Short Span Instruments," *J. Geomagn. Geoelectr.*, vol. 26, no. 2, pp. 269–279, 1974.
- [61] R. A. Petitt, J. H. Filloux, and A. D. Chave, "Technology for the Measurement of Oceanic Low Frequency Electric Fields," presented at the OCEANS '92. Mastering the Oceans Through Technology., 1992, vol. 2, pp. 642–647.
- [62] H. Toh, T. Goto, and Y. Hamano, "A new seafloor electromagnetic station with an Overhauser magnetometer, a magnetotelluric variograph and an acoustic telemetry modem," *Earth Planets Space*, vol. 50, no. 11–12, pp. 895–903, 1998.
- [63] T. Kasaya and T. Goto, "A small ocean bottom electromagnetometer and ocean bottom electrometer system with an arm-folding mechanism (Technical Report)," *Explor. Geophys.*, vol. 40, no. 1, pp. 41–48, 2009.
- [64] T. Ueda, Y. Mitsuhata, T. Uchida, A. Marui, and K. Ohsawa, "A new marine magnetotelluric measurement system in a shallow-water environment for hydrogeological study," *J. Appl. Geophys.*, vol. 100, pp. 23–31, Jan. 2014.
- [65] Z. Wang, M. Deng, K. Chen, and M. Wang, "An ultralow-noise Ag/AgCl electric field sensor with good stability for marine EM applications," in *2013 Seventh International Conference on Sensing Technology (ICST)*, 2013, pp. 747–750.
- [66] Z. Wang, M. Deng, K. Chen, M. Wang, Q. Zhang, and D. Zeng, "Development and evaluation of an ultralow-noise sensor system for marine electric field measurements," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 213, pp. 70–78, Jul. 2014.

- [67] M. Slater and A. Schultz, "Summary of commercial electromagnetic field sensors for the marine environment." Oregon Wave Energy Trust, Sep-2010.
- [68] "UEP and ELFE Measurement System," *Systems Division*. [Online]. Available: <http://systems.polyamp.com/2012-07-03-14-10-49/uep-and-elfe.html>. [Accessed: 28-Feb-2014].
- [69] "The EST© MKII," *Systems Division*. [Online]. Available: <http://systems.polyamp.com/news/297-the-est-mkii.html>. [Accessed: 28-Feb-2014].
- [70] "Electric Field Sensors," *Ultra Electronics PMES*. [Online]. Available: http://www.ultrapmes.com/products_and_services/underwater_systems/Underwater%20Products/electric_field_sensors/. [Accessed: 09-Apr-2014].
- [71] "Marine Electric Field Sensor System," *ISL*. [Online]. Available: http://www.islinc.com/marine_electric_field_sensor.pdf. [Accessed: 09-Apr-2014].
- [72] "Electric and magnetic measurement system," *STL Systemtechnik Ludwig GmbH*. [Online]. Available: http://www.stl-gmbh.de/mediaup/index.php?main=Products&sub=&lang=en&cat_id=16&item_id=48. [Accessed: 09-Apr-2014].
- [73] S. M. Rubens, "Cube-Surface Coil for Producing a Uniform Magnetic Field," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 16, no. 9, pp. 243–245, 1945.
- [74] W. Franzen, "Generation of Uniform Magnetic Fields by Means of Air-Core Coils," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 33, no. 9, pp. 933–938, May 1962.
- [75] R. G. Carter, "Coil-system design for production of uniform magnetic fields," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 123, no. 11, pp. 1279–1283, Nov. 1976.
- [76] R. Merritt, C. Purcell, and G. Stroink, "Uniform magnetic field produced by three, four, and five square coils," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 54, no. 7, pp. 879–882, Jul. 1983.
- [77] M. E. Gardner, J. A. Jungerman, P. G. Lichtenstein, and C. G. Patten, "Production of a Uniform Magnetic Field by Means of an End-Corrected Solenoid," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 31, no. 9, pp. 929–934, Apr. 1960.
- [78] T. A. Heddle, "A method of designing a compensated solenoid giving approximately uniform field," *Br. J. Appl. Phys.*, vol. 3, no. 3, p. 95, Mar. 1952.
- [79] S. P. Verma and N. J. Balasubramanyam, "Generation of intense magnetic fields with high homogeneity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 2, pp. 2064–2068, Mar. 1993.
- [80] R. Turner, "A target field approach to optimal coil design," *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 19, no. 8, pp. L147–L151, Aug. 1986.
- [81] J. E. Everett and J. E. Osemeikhian, "Spherical coils for uniform magnetic fields," *J. Sci. Instrum.*, vol. 43, no. 7, p. 470, Jul. 1966.
- [82] N. K. Das, P. Barat, S. Dey, and T. Jayakumar, "Design of Miniature Coil to Generate Uniform Magnetic Field," *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 34, pp. 99–105, 2014.
- [83] W. E. Bell and A. L. Bloom, "Optically Driven Spin Precession," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 6, no. 6, pp. 280–281, Mar. 1961.
- [84] D. Budker and M. Romalis, "Optical magnetometry," *Nat. Phys.*, vol. 3, no. 4, pp. 227–234, Apr. 2007.
- [85] H. Gilles, "Pompage optique de l'He 4 en lumière modulée : application à la magnétométrie," Université de Caen, 1992.

- [86] B. Chéron, H. Gilles, J. Hamel, O. Moreau, and E. Noël, "A new optical pumping scheme using a frequency modulated semi-conductor laser for 4He magnetometers," *Opt. Commun.*, vol. 115, no. 1–2, pp. 71–74, Mar. 1995.
- [87] H. Gilles, J. Hamel, and B. Chéron, "Laser pumped 4He magnetometer," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 72, no. 5, pp. 2253–2260, May 2001.
- [88] R. Jimenez-Martinez, W. C. Griffith, Y.-J. Wang, S. Knappe, J. Kitching, K. Smith, and M. D. Prouty, "Sensitivity Comparison of Mx and Frequency-Modulated Bell #x2013;Bloom Cs Magnetometers in a Microfabricated Cell," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 2, pp. 372–378, Feb. 2010.
- [89] W. Gawlik, L. Krzemień, S. Pustelny, D. Sangla, J. Zachorowski, M. Graf, A. O. Sushkov, and D. Budker, "Nonlinear magneto-optical rotation with amplitude modulated light," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, no. 13, p. 131108, Mar. 2006.
- [90] V. Schultze, R. Ijsselsteijn, T. Scholtes, S. Woetzel, and H.-G. Meyer, "Characteristics and performance of an intensity-modulated optically pumped magnetometer in comparison to the classical M(x) magnetometer," *Opt. Express*, vol. 20, no. 13, pp. 14201–14212, Jun. 2012.
- [91] H. Klepel and D. Suter, "Transverse optical pumping with polarization-modulated light," *Opt. Commun.*, vol. 90, no. 1–3, pp. 46–50, Jun. 1992.
- [92] C. Cohen-Tannoudji, J. Dupont-Roc, S. Haroche, and F. Laloë, "Diverses résonances de croisement de niveaux sur des atomes pompés optiquement en champ nul. I. Théorie," *Rev. Phys. Appliquée*, vol. 5, pp. 95–101, Feb. 1970.
- [93] J. Dupont-Roc, "Etude de quelques effets liés au pompage optique en champ faible," Thèse de l'université Paris VI, 1972.
- [94] R. E. Slocum and B. Marton, "Measurement of weak magnetic fields using zero-field parametric resonance in optically pumped He4," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 9, no. 3, pp. 221–226, Sep. 1973.
- [95] O. Gravrand, A. Khokhlov, J. L. L. Mouël, and J. M. Léger, "On the calibration of a vectorial 4He pumped magnetometer," *Earth Planets Space*, vol. 53, no. 10, pp. 949–958, Jun. 2014.
- [96] R. Taillet, "Chapitre 10 : Appendices," in *Optique physique: Propagation de la lumière*, De Boeck Supérieur, 2006, pp. 292–293.
- [97] "Model SR830, DSP Lock-In Amplifier." Stamford Research Systems, Oct-2011.
- [98] "Hg series reed relays." REMTech.
- [99] "Operation Manual for Mag-01 & Mag-01H Single Axis Fluxgate Magnetometers with MAG Probes B-G." Bartington instruments.
- [100] M. Baicry, M. Le Prado, C. Lefrou, and L.-L. Rouve, "Calibration d'un dispositif de mesure d'un champ électrique en milieu conducteur," FR2014052801, 2015.
- [101] M. Baicry and M. Le Prado, "Dispositif de mesure d'un champ électrique en milieu conducteur et procédé de calibration de ce dispositif."
- [102] M. Baicry, M. Le Prado, J.-M. Léger, and F. Bertrand, "Dispositif de mesure d'un champ électrique en milieu conducteur."

- [103] M. Baicry, C. Lefrou, L.-L. Rouve, M. Le Prado, E. Chainet, and R. Nogueira, "Electromètre marin à mesure de courant," presented at the Journées d'électrochimie, Paris, 2013.
- [104] M. Baicry, C. Lefrou, L.-L. Rouve, M. Le Prado, and E. Chainet, "Performance improvement of a current based marine electrometer," presented at the Marelec, Philadelphia, 12-Jun-2015.