

*République Algérienne Démocratique et Populaire*  
*وزارة التعليم العالي و البحث العلمي*  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*  
*جامعة الجبلاي بونعامة خميس مليانة*  
Université Djilali Bounaâma de Khemis Miliana  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département des Sciences de la Matière



*Mémoire de fin d'étude*  
*En vue de l'obtention d'un diplôme de Master en Physique*  
*Spécialité: Physique du Globe*

**Thème :**

***Contribution au développement d'un instrument  
pour levés géophysiques à impulsion  
électromagnétique munis d'un système émetteur-  
récepteur élaboré***

**Devant le jury composé de :**

- Mme A.MAZOUZ Présidente
- Mr A.LAMALI Encadreur
- Mr. S.BENTRIDI Examineur

**Présenté par :**

Etudiant 1 : AZIZOU Mounira

Etudiant 2 : ZERROUKI Sara

*Année universitaire : 2016 / 2017*

## ***Remerciements***

Nous tenons d'abord à exprimer notre gratitude à Monsieur Lamali Atmane, Docteur et chercheur en géophysique au sein du Centre de Recherche en Astronomie, Astrophysique et Géophysique (CRAAG), pour avoir proposé et dirigé avec soin ce travail de recherche. Nous le remercions également pour son aide et son suivi serein durant toute cette étude.

Nous adressons aussi nos remerciements à Monsieur le Directeur du CRAAG et au staff exerçant dans les différents laboratoires, pour leurs accueils chaleureux.

Notre gratitude est aussi grande envers l'Université Djillali Bounaama de Khemis Miliana et le département de Sciences Et Techniques, de la faculté des Sciences et de la Technologie, pour leur accompagnement durant ce Master en géophysique dont nous sommes des étudiants de sa deuxième promotion.

Nous remercions également tous nos enseignants durant ce Master pour tous les enseignements riches qu'ils nous ont prodigué, y compris nos enseignants du CRAAG dont notre encadrant Monsieur LAMALI.

Au terme de ce modeste travail, notre reconnaissance nous l'exprimons envers nos familles, grandes et petites, qui nous ont beaucoup soutenu durant toute notre instruction jusqu'à l'aboutissement de ce mémoire.

Enfin, nous remercions toutes celles et tous ceux qui de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce modeste travail.

## Résumé

Ce mémoire est réparti sur trois chapitres. Le premier chapitre est consacré aux rappels théoriques concernant les principaux concepts de la théorie des champs, basés fondamentalement sur les équations de Maxwell. Nous aborderons le domaine de la prospection électromagnétique de façon générale et la TDEM en particulier. Le deuxième chapitre traite toutes les étapes nécessaires pour une simulation numérique du modèle proposé en utilisant la méthode des éléments finis et l'outil informatique qui permet sa mise en œuvre. Le troisième chapitre est consacré essentiellement aux simulations des différentes modifications proposées pour le système émetteur/récepteur et ce, afin de pallier aux limitations sur la résolution de la méthode TDEM. Puis nous essayerons d'aborder l'aspect expérimental pour la concrétisation future des solutions proposées. Enfin, nous bouclons ce manuscrit par une conclusion générale qui viendrait à récapituler l'aboutissement de ce travail.

TDEM ( Time Domain ElectroMagnetic)

### summary

This brief is divided into three chapters. The first chapter is devoted to theoretical reminders concerning the main concepts of field theory, based fundamentally on Maxwell's equations. We will discuss the field of electromagnetic prospecting in general and TDEM in particular. The second chapter deals with all the steps necessary for a numerical simulation of the proposed model using the finite element method and the computer tool that allows its implementation. The third chapter focuses on the simulations of the various proposed modifications for the transmitter / receiver system in order to overcome the limitations on the resolution of the TDEM method. Then we will try to approach the experimental aspect for the future realization of the proposed solutions. Finally, we close this manuscript with a general conclusion that would sum up the work's culmination.

TDEM (Time Domain ElectroMagnetic)

### ملخص

وتنقسم هذه المذكرة إلى ثلاثة فصول. وقد خصص الفصل الأول حول المفاهيم الأساسية للنظرية المجال، ومقرها في الأساس على معادلات ماكسويل. نحن سوف تغطي مجال التنقيب TDEM عام الكهرومغناطيسي وعلى وجه الخصوص. ويناقش الفصل الثاني الخطوات اللازمة لمحاكاة رقمية النموذج المقترح باستخدام طريقة العناصر والكمبيوتر محدودة أداة تسمح تنفيذه. ويخصص الفصل الثالث أساسا لمحاكاة مختلف التغييرات المقترحة لنظام الإرسال / الاستقبال وللتغلب على القيود المفروضة على قرار من طريقة TDEM. ثم سنحاول الاقتراب من الجانب التجريبي لتنفيذها في المستقبل من الحلول المقترحة. وأخيرا، فإننا نحاول أن نكمل

مخطوطة من قبل الاستنتاج العام الذي سيأتي لتلخيص نتائج هذا العمل.

TDEM(الوقت المجال الكهرومغناطيسي)

*Sommaire*

|   |    |
|---|----|
| <i>Introduction.</i>  | 1  |
| <br>  |    |
| <b><i>Chapitre I : Rappels théoriques- problématique.</i></b>               |    |
| I.1 Introduction  | 3  |
| I.2 Rappel théoriques sur le magnétisme                                     | 3  |
| I.2.1 Magnétisme de la matière  | 3  |
| I.2.2 Perméabilité et susceptibilité magnétique                             | 4  |
| I.2.3 Comportements magnétiques intrinsèques des minéraux                   | 4  |
| I.2.4 Equations de Maxwell - Electromagnétisme                              | 5  |
| I.3 Electromagnétique d'une manière générale                                | 6  |
| I.3.1 Prospection électromagnétique en géophysique de manière générale      | 7  |
| I.3.1.1 Principe général  | 7  |
| I.3.1.2 Les différentes méthodes électromagnétiques                         | 8  |
| I.4 La méthode TDEM   | 9  |
| I.4.1 Principe  | 9  |
| I.4.2 Description du comportement en profondeur                             | 11 |
| I.4.3 Caractéristiques de la méthode TDEM au sol                            | 12 |
| I.4.4 Profondeur d'investigation  | 13 |
| I.4.5 Avantage et limites de la méthode TDEM                                | 14 |
| I.5 Conclusion  | 15 |
| <br>  |    |
| <b><i>Chapitre II : Modélisation numérique</i></b>                          |    |
| II.1 Introduction   | 16 |
| II.2. Présentation du modèle  | 16 |
| II.2.1 Modélisation d'un problème magnétodynamique                          | 16 |
| II.2.2 Mise en œuvre numérique  | 18 |
| II.3. Modélisation par le biais de la méthode des éléments finis (MEF)      | 19 |
| II.3.1 Méthode des éléments finis (Khennane, 1997)                          | 19 |
| II.3.2 Choix d'un maillage  | 20 |
| II.3.3 Calcul du champ par une approximation en éléments finis triangulaire | 21 |

## ***Sommaire***

---

|  |           |
|--|-----------|
| II.3.4 Algorithme général (Lamali, 2001)   | 22        |
| II.4. Numérisation - Outils informatique utilisé   | 23        |
| II.4.1 Outils informatique utilisé (PDEtool de Matlab)   | 23        |
| II.4.2 Simulations du modèle   | 25        |
| II.5 Conclusion  | 26        |
| <br>   |           |
| <b><i>Chapitre III : Amélioration instrumentale – Modélisation numérique et expérimentale.</i></b> |           |
| III.1 Introduction   | 27        |
| III.2 Modélisation numérique du dispositif émetteur/récepteur amélioré                             | 27        |
| III.2.1 Modélisation numérique en mode deux bobines d’Helmholtz                                    | 27        |
| III.2.2 Modélisation numérique en mode quatre bobines d’Helmholtz                                  | 27        |
| III.2.3 Modélisation en mode deux bobines d’Helmholtz – influence du maillage                      | 30        |
| III.3 Proposition d’un cas pratique  | 32        |
| III.4 Conclusion   | 35        |
| <br>   |           |
| <b><i>Conclusion générale</i></b>  | <b>36</b> |
| <b><i>Bibliographie</i></b>  | <b>37</b> |
| <b><i>Liste des figures</i></b>  | <b>38</b> |

### *Introduction générale*

Il est à savoir que les méthodes électromagnétiques furent appliquées en géosciences dès 1920 (Schlumberger, 1920). A travers des mesures faites en surface, elles consistent à étudier par la manière dont les courants électriques se distribuent dans le sol et qui sont habituellement produits par induction (méthodes actives) ou par des courants naturels (méthodes passives). La prospection électromagnétique au sens large du terme traite en général, les interdépendances permettant de déterminer les structures du sous-sol par leurs propriétés électriques notamment grâce à la distribution de leur conductivité électrique ou par son inverse la résistivité électrique. Il existe plusieurs méthodes électromagnétiques, liés soit aux paramètres mesurés (champs magnétique ou électrique, sens des vecteurs, champ total, inclinaison, déviation, composantes en phase ou en quadrature etc.), soit à la diversité des sources d'excitation (sources naturelle ou artificielle, proche ou lointaine, électrique ou magnétique). Parmi ces méthodes, la méthode TEM/TDEM (Transient ElectroMagnetic / Time Domain ElectroMagnetic), est basée sur l'alimentation d'un capteur en courant impulsionnel. Cette méthode est très utilisée en prospection géophysique et elle est aussi sollicitée dans le domaine industriel pour le contrôle des matériaux multicouches (Bour et al., 1996).

Techniquement, la réalisation de levés géophysiques à impulsion électromagnétique consiste à envoyer une impulsion électromagnétique dans le sous-sol à l'aide d'une boucle d'émission et d'étudier la réponse électromagnétique du sous-sol à cette impulsion. Cette réponse, mesurée à l'aide d'une boucle de réception dépend de la conductivité électrique des terrains à l'endroit ciblé par ce genre de prospection géophysique. Cette méthode peut être appliquée dans le domaine temporel (TDEM ou TEM) ou dans le domaine fréquentiel (Frequency Domain ElectroMagnetic, FDEM ou Frequency ElectroMagnetic, FEM).

Actuellement, les principaux enjeux de recherche et développement concernent le design, l'implémentation et l'évaluation de différentes méthodes de traitement du signal numérique qu'implique l'instrument lui-même. Ceci afin d'obtenir des résultats qui proposent un niveau de bruit bas, tout en conservant la validité du signal au niveau géophysique, ainsi que la compréhension et l'analyse de sondages électromagnétiques. Par conséquent, ces résultats sont tributaires aussi des performances instrumentales et dans notre cas, il s'agit du système émetteur - récepteur. En pratique, différents dispositifs peuvent être utilisés pour organiser les boucles d'émission et de réception lors d'un sondage TDEM. Nous nous

## *Introduction générale*

---

intéressons particulièrement au dispositif central, où l'émission et la réception sont assurées par deux boucles distinctes, la boucle de réception étant située au centre de la boucle d'émission. Bien que ce dispositif est moins sensible aux effets magnétiques, mais quelques artefact liés à la « mutuelle inductance » entre les bobines émettrices et réceptrices demeurent prépondérants. Nous nous proposons d'améliorer tous le système émetteur/récepteur afin de s'affranchir de l'effet précité en combinant un système de bobines d'Helmholtz amélioré.

Pour donner un aperçu général sur la problématique posée, il faut remonter au cœur de ce système émetteur/récepteur. En effet, physiquement, en mode TDEM l'émetteur produit une impulsion de courte durée, suivie d'un « temps mort (Turn Off Time) ». Ce dernier est lié à la coupure du courant qui n'est pas instantanée dans la boucle d'émission et ce, à cause de cette mutuelle inductance. C'est ainsi que le récepteur mesure en fait, le champ primaire et secondaire en même temps. Ceci se complique encore du fait que le champ électromagnétique secondaire (la réponse) au récepteur est beaucoup plus inférieur au champ primaire, ce qui rend la séparation du champ total très difficile encore. Cependant, ce « temps mort » correspond au temps nécessaire pour qu'il n'y ait plus de trace du courant d'injection dans la boucle d'émission, car ce dernier perturbant fortement la mesure. A cet effet, ce « temps mort » entre la coupure et la première mesure empêche donc de mesurer le signal généré par les premiers terrains sous la surface du sol. Par conséquent, le TDEM est « aveugle » sur les premiers mètres de terrain. En fait, le premier signal enregistré correspond à des informations provenant déjà d'une certaine profondeur, la « profondeur minimale ». Cette épaisseur « aveugle » sera donc d'autant plus importante que le temps de coupure sera grand. Généralement, ce délai augmente avec la taille de la boucle utilisée, ainsi qu'avec l'intensité du courant injecté. Donc le réduire cela revient à réduire la taille de l'émetteur à condition de réduire aussi la mutuelle inductance (qui à son tour augmentera comme expliqué plus haut) par le dispositif proposé dans le cadre de ce mémoire.

L'objectif recherché par ce travail, serait donc, de pouvoir présenter un modèle numérique vérifiant toutes les contraintes précitées, puis de venir à proposer une solution pratique pour un prototype instrumental. Pour la modélisation numérique, nous utilisons la méthode des éléments finis (MEF).

## ***Chapitre I : Rappels théoriques- problématique***

### **I.1 Introduction :**

Ce premier chapitre est consacré aux rappels théoriques concernant les principaux concepts de la théorie des champs, basés fondamentalement sur les équations de Maxwell. Nous aborderons le domaine de la prospection électromagnétique en géophysique de façon générale et la TDEM en particulier. Nous allons réserver une partie importante pour cette méthode afin de la cerner sur le plan théorique et pratique et ce, jusqu'à détailler ses avantages et ses limitations.

### **I.2 Rappel théoriques sur le magnétisme**

#### **I.2.1 Magnétisme de la matière**

Depuis les travaux d'Ampère, il est connu qu'un morceau de matière aimantée présente les mêmes caractéristiques qu'un moment magnétique associé à une boucle de courant électrique. L'origine de ce moment magnétique est à chercher, en théorie, dans la nature microscopique du magnétisme. À cette échelle, en effet, les matériaux magnétiques sont formés d'un ensemble de petits aimants. Ceci est vérifié lorsqu'un électron en mouvement sur une orbite fermée autour de l'atome soit l'équivalent de cette boucle de courant qui créerait donc ce moment magnétique, nommé assez souvent moment magnétique orbital. C'est la somme totale de ces moments magnétiques dans la matière, qui détermine en fait, l'intensité de l'aimantation par unité de volume.

Dans le cas où l'on considère que la matière est constituée d'un ensemble d'atomes générant des moments magnétiques, l'aimantation peut aussi s'écrire, par définition, qu'elle est la somme de ces moments magnétiques par unité de volume :

$$\vec{M} = \frac{\sum m_i}{V} \quad (\text{I.1})$$

## I.2.2 Perméabilité et susceptibilité magnétique

Le champ magnétique  $\mathbf{H}$  est un vecteur dont les composantes sont exprimées en  $A.m^{-1}$ . L'induction magnétique  $\mathbf{B}$  est exprimée en  $Wb m^{-2}$ , autrement dit en Tesla, et reliée à  $\mathbf{H}$  par la relation :

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (I.2)$$

Où  $\mu$  est la perméabilité magnétique du milieu, exprimée en **Henry** par mètre ( $H.m^{-1}$ ). Cette grandeur caractérise la capacité d'un matériau à s'aimanter sous l'action d'un champ magnétique extérieur.

Comme vu précédemment, l'intensité d'aimantation  $\mathbf{M}_i$  représente la densité volumique des moments élémentaire qui se situent à l'échelle de l'atome. Par définition un élément de volume  $dV$  possède un moment dipolaire  $d\mathbf{M}$ , exprimé en  $A.m^2$ .

L'intensité d'aimantation, en  $A.m^{-1}$ , s'écrit donc:

$$\vec{M}_i = \frac{d\vec{M}}{dV} \quad (I.3)$$

L'intensité d'aimantation induite dans un matériau par un champ  $\mathbf{H}$  est reliée à ce dernier par la relation :

$$\mathbf{M}_i = \chi\mathbf{H} \quad (I.4)$$

Où  $\chi$  est la susceptibilité magnétique qui est sans dimension dans le système international. Elle est considérée comme le degré d'aimantation d'un corps. En prospection magnétique, elle est un paramètre fondamental, puisque la réponse magnétique des roches est fonction du contenu en matériel magnétique qui lui aura une susceptibilité beaucoup plus grande que celle de la roche elle-même.

## I.2.3 Comportements magnétiques intrinsèques des minéraux

L'effet de la température ou l'application d'un champ magnétique sur une substance minérale se traduit par l'acquisition d'un moment magnétique, variable en intensité et en direction et ceci selon sa teneur en certains éléments (essentiellement Fe et Mn) porteurs de moments magnétiques. On distingue en général ces comportements par un ensemble de familles magnétiques suivantes :

- **Diamagnétisme** : Matériaux pour lesquels  $\chi$  est négatif mais toujours extrêmement faible, de l'ordre de  $10^{-6}$

- **Paramagnétisme** : Matériaux pour lesquels  $\chi$  est positif mais toujours très faible, de l'ordre de  $10^{-3}$
- **Ferromagnétisme et ferrimagnétisme** : matériaux pour lesquels  $\chi$  est positif et très grand, il peut atteindre des valeurs importantes. En magnétisme seuls ces matériaux sont importants car ce sont les seuls à produire des augmentations du champ magnétique qui sont significatives

## I.2.4 Equations de Maxwell - Electromagnétisme

Les équations de Maxwell, aussi appelées équations de Maxwell-Lorentz, sont des lois fondamentales de la physique. Elles constituent les postulats de base de l'électromagnétisme, avec l'expression de la force électromagnétique de Lorentz. Ces équations traduisent, sous forme locale, différents théorèmes, tels celui de Gauss, Ampère et Faraday. Ces derniers régissent les relations fondamentales de l'électromagnétisme et ce, avant que Maxwell ne les réunisse sous forme d'équations intégrales. Elles donnent ainsi un cadre mathématique précis au concept fondamental de la théorie des champs, introduit en physique par Faraday dans les années 1830 (Wolfgang et Melba, 1962).

Cependant, ces équations montrent notamment qu'en régime stationnaire, les champs électrique et magnétique sont indépendants l'un de l'autre. Ce qui ne semble plus le cas en régime variable. Dans le cas le plus général, il faut donc parler du champ électromagnétique. C'est ainsi, penser la dichotomie électrique/magnétique n'est autre qu'une vue de l'esprit. Nous rappelons donc les étapes de construction des équations de Maxwell comme suit :

**Lois de Gauss** : L'équation de **Maxwell-Gauss** est héritée du théorème de **Gauss**, qui permet de lier le flux du champ électrique à travers une surface fermée à la charge intérieure à cette surface (Jackson, 2001) :

$$\iint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{int}}{\epsilon_0} \quad (I.5)$$

Où «  $S$  » est une surface fermée arbitraire, appelée surface de **Gauss**,  $Q_{int}$  la charge électrique totale intérieure à cette surface, et  $\epsilon_0$  la constante diélectrique du vide.

D'où :

$$\text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (I.6)$$

Avec  $\rho$ , est la densité de charge libre.

**Équation de conservation du flux (Équation de Maxwell-Thomson)** : Le flux du champ magnétique à travers une surface « S » fermée est toujours nul :

$$\iint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{I.7})$$

D'où : 
$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.8})$$

**Équation de Maxwell-Faraday** : Elle donne le rotationnel du champ électrique en fonction de la dérivée temporelle du champ magnétique :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.9})$$

**Équation de Maxwell-Ampère** : Cette équation est héritée du théorème d'Ampère. Sous forme locale, elle s'écrit en termes du vecteur de densité de courant (Jackson, 2001), comme suit :

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.10})$$

### I.3 Electromagnétisme d'une manière générale

Dans le vide au voisinage de tout point où les courants sont nuls, les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\begin{cases} \text{div} B = 0, \\ \text{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t}, \\ \text{div} D = \rho, \\ \text{rot} H = j + \frac{\partial D}{\partial t}, \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Les lois du comportement étant décrites par les relations

$$\begin{cases} D = \varepsilon E, \\ B = \mu H. \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Avec les sources  $\vec{j}$  et  $\rho$ , au sens des conditions initiales, sont aussi dénommées respectivement, *distribution de courant et distribution de charge*. Le système (I.11)-(I.12) permet de déterminer  $\vec{H}$ ,  $\vec{B}$ ,  $\vec{E}$  et  $\vec{D}$  respectivement appelés *champ magnétique*, *induction magnétique*, *champ électrique* et *induction électrique*. L'ensemble de ces champs de vecteurs

est essentiellement produit par des courants et des charges (Durand, 1968). Précisons que les paramètres physiques  $\mu$  et  $\epsilon$  ne sont pas des constantes, mais des fonctions de la position et du milieu où peuvent être considérées les équations notées en (I.11). Dans le vide,  $\mu$  et  $\epsilon$  sont des constantes respectivement appelées *perméabilité magnétique du vide* égale à  $\mu_0$  et *constante diélectrique du vide*  $\epsilon_0 = 1/(c^2 \mu_0)$ , où  $c$  est la vitesse de la lumière (dans le système d'unités MKSA :  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$  et  $c$  est la vitesse de la lumière environ  $3.10^8 \text{ ms}^{-1}$ ).

En régime stationnaire, la loi de comportement se résume comme suit:

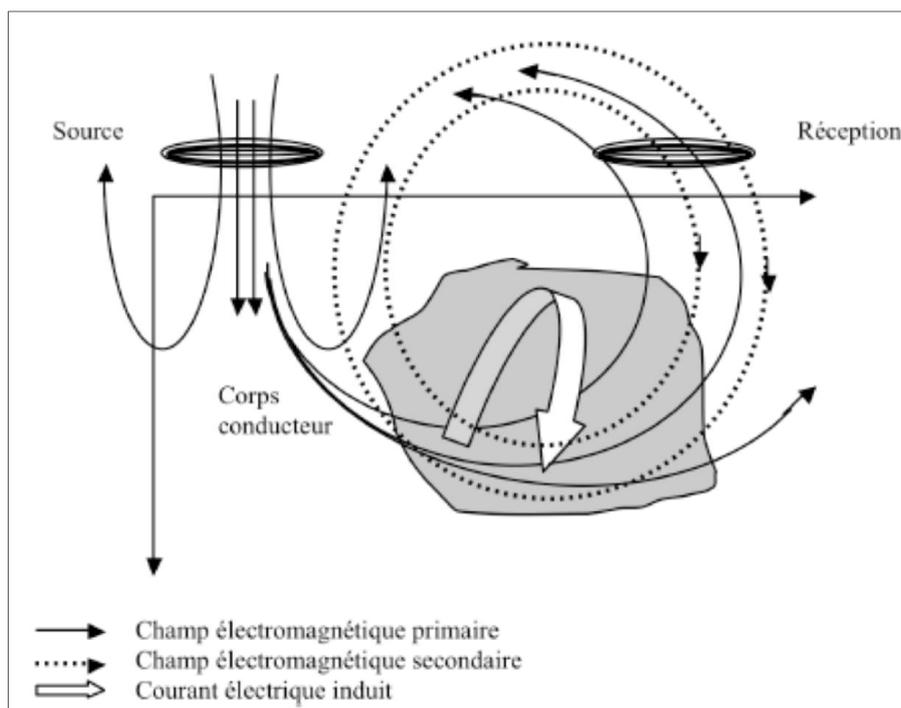
$$\begin{cases} B = \mu_0 H + M, \\ B = \mu H, \\ M = (\mu_r - 1)H. \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

avec  $\mu = \mu_0 \mu_r$ , où  $\mu_r$  est la perméabilité relative et  $\mathbf{M}$  est l'aimantation.

### I.3.1 Prospection électromagnétique en géophysique de manière générale

#### I.3.1.1 Principe général

Très simplement il s'agit de l'utilisation d'un champ électromagnétique incident dans un milieu terrestre quelconque, puis faire la lecture de la réponse du sous-sol a cette sollicitation, tel illustré par la figure 1.1 ci-dessous.



**Fig. I.1 : Principe général de la prospection électromagnétique.**

### **I.3.1.2 Les différentes méthodes électromagnétiques**

Il est à signaler que les méthodes électromagnétiques ne nécessitent pas la mise en place d'un dispositif en prise directe sur le sol ou un système de base et elles permettent l'aéroporté. Elles se distinguent essentiellement par le mode de source employé tel que :

- **Pour les sources naturelles, on énumère :**
  - Méthode tellurique.
  - Méthode magnétotellurique.
  - Méthode audio (AFMAG).
- **Pour les sources artificielles, on énumère :**
  - Méthode d'induction continue (CW).
  - Méthode d'induction transitoire (TEM).
  - Méthode très basse fréquence (VLF).
  - Géoradar.

A noter que les courants électriques utilisés sont variables en fréquence pour chaque méthode utilisée. Et que la profondeur d'investigation est fonction de cette fréquence du signal source et de la conductivité du milieu traversé (Davis et Annan, 1989).

## I.4 La méthode TDEM

### I.4.1 Principe

Le principe théorique de cette méthode repose sur les équations de Maxwell et plus précisément sur l'induction électromagnétique. L'émetteur a la forme d'une boucle de taille variable. Lorsqu'un courant est injecté dans cette boucle, un champ magnétique primaire est généré au sens de l'équation de Maxwell ou théorème d'Ampère (éq. 1.10, Fig. 1.2) qui représente le champ magnétique  $H$  créé par la circulation d'un courant électrique ( $J$  et  $D$ ).

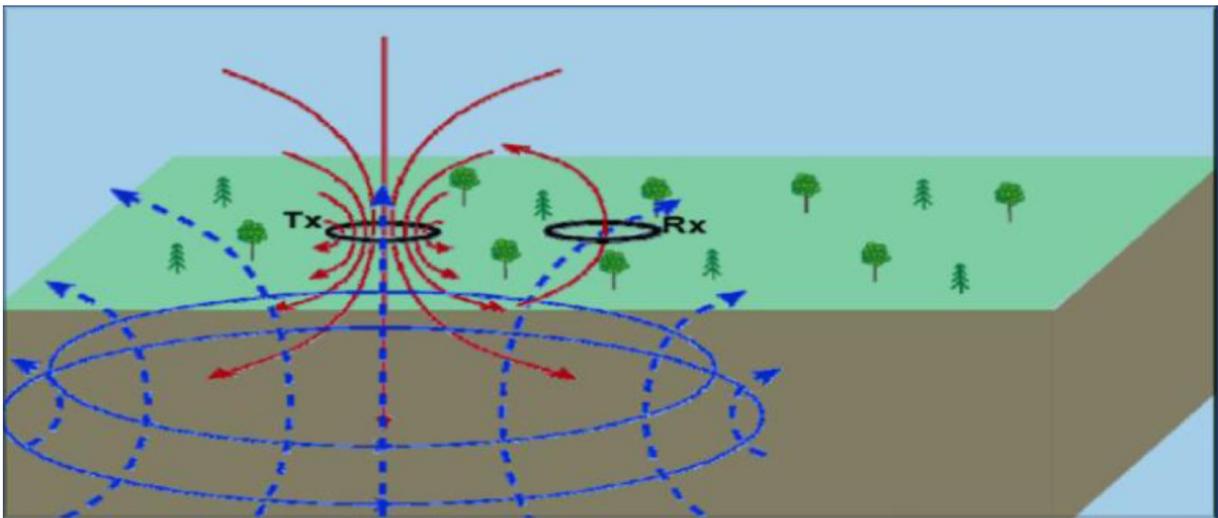
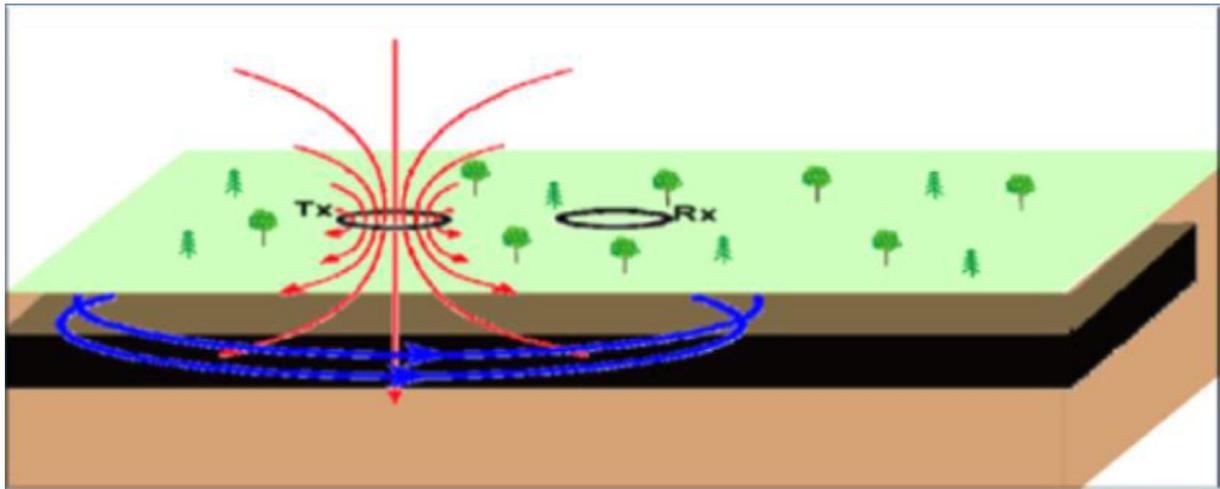


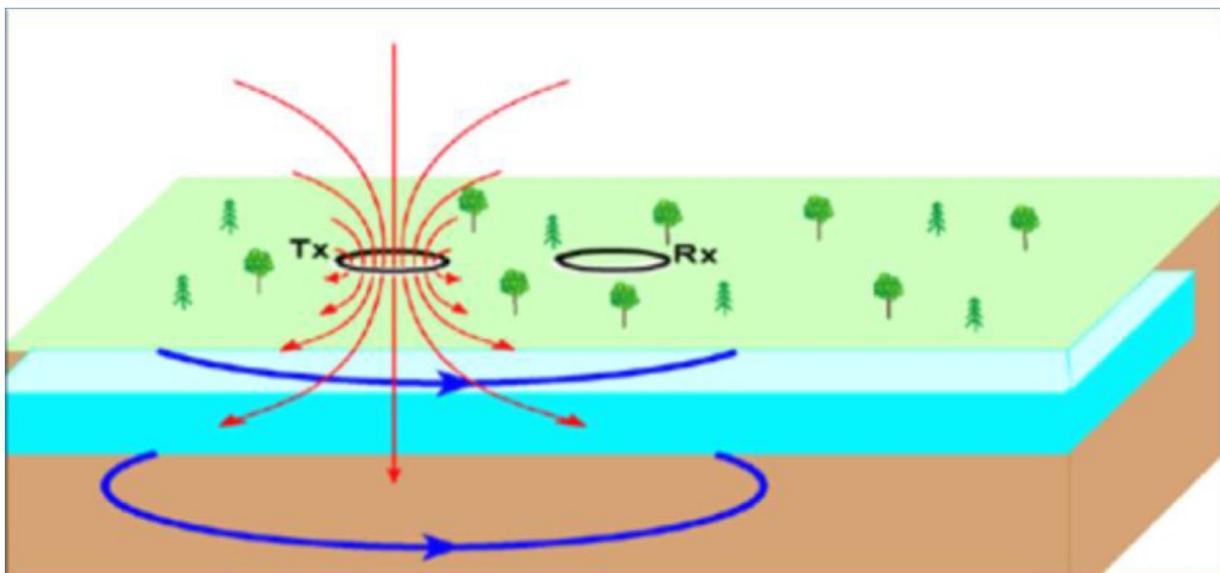
Fig. I.2 : Principe de base de la méthode EM

Cette période d'émission dure suffisamment longtemps pour que le courant atteigne sa pleine amplitude et qu'elle demeure constante dans la boucle. La coupure brusque du courant crée une variation temporelle du champ magnétique primaire. La variation temporelle du flux magnétique induit une force électromotrice (FEM) qui se concrétise dans un corps conducteur par la circulation des courants de Foucault. Ce phénomène est décrit par l'équation de Maxwell) ou loi de Faraday (éq. 1.9, Fig. 1.3).



**Fig. I.3 : Courants induits —piégés‖ dans un horizon conducteur**

Un champ magnétique secondaire est associé à la circulation des courants électriques induits. Les courants et le champ magnétique secondaire sont atténués dans l'espace et dans le temps. Le récepteur mesure l'intensité de la décroissance temporelle du champ magnétique secondaire ( $\partial B/\partial t$ ). Il faut signaler que le courant de l'émetteur ne disparaît pas après la coupure, il met un certain temps à décroître, ce temps s'appelle la rampe. La mesure effectuée au récepteur doit être prise après le temps de la rampe afin que seule la décroissance du champ magnétique secondaire soit échantillonnée (Fig. 1.4).



**Fig. I.4 : Courants induits diffusant rapidement à travers un horizon résistant**

### I.4.2 Description du comportement en profondeur

Le comportement des courants induits dans le temps a été décrit dans le détail par Nabighian (1979). Ces courants se propagent dans le sol en profondeur et latéralement comme des ronds de fumée (Fig. 1.5).

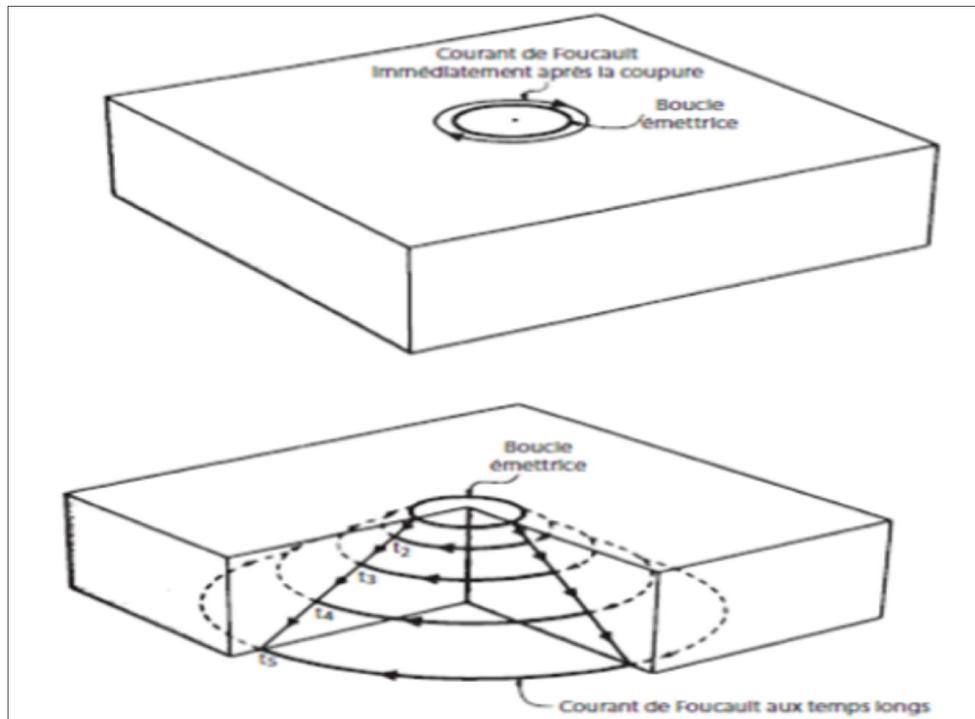


Fig. I.5 : Propagation des courants comme des ronds de fumée.

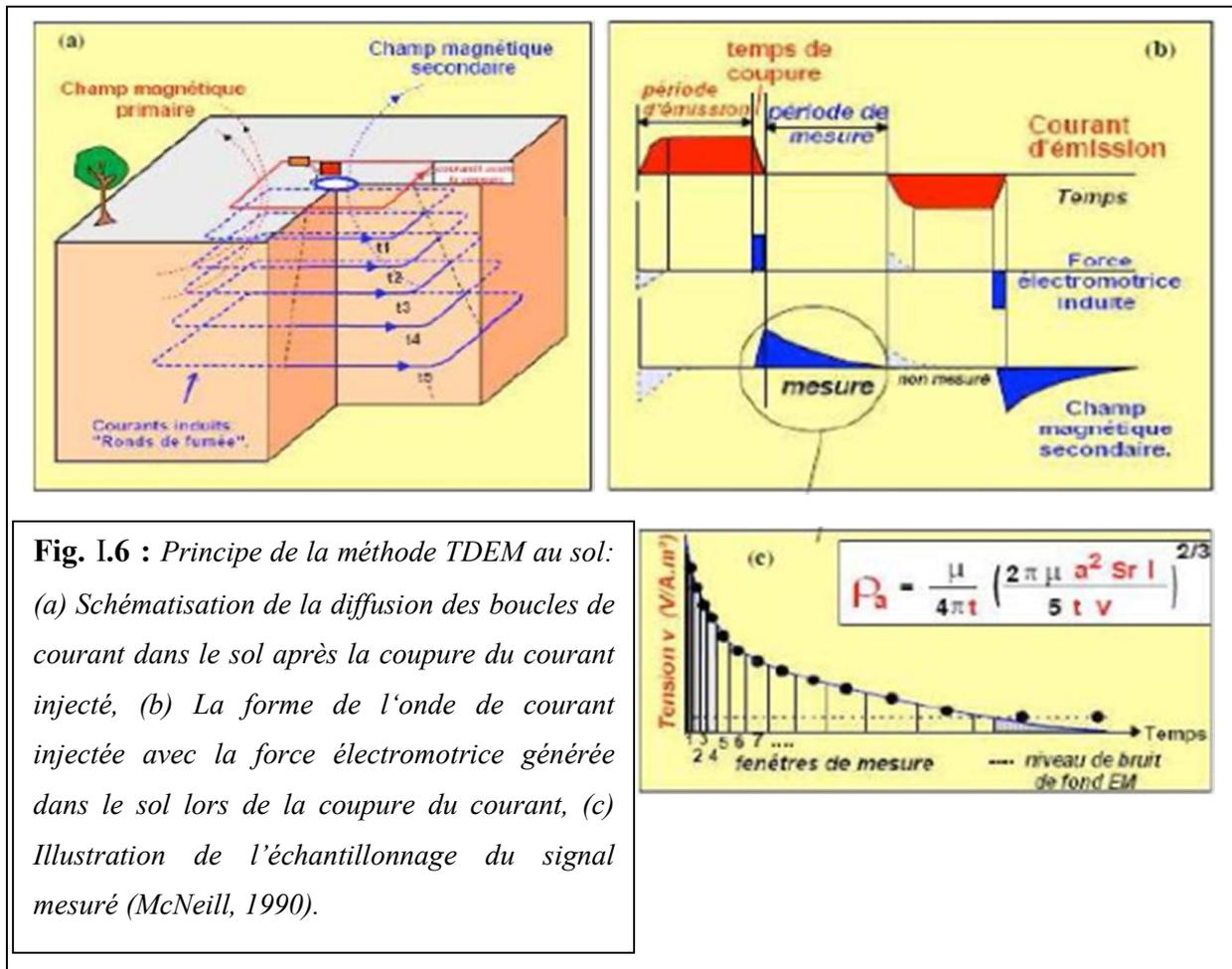
L'atténuation des courants est directement liée à la conductivité du milieu. La vitesse  $V$ , la profondeur  $Z$ , ainsi que le rayon  $r$ , caractérisent les filets de courant à un instant  $t$  et sont donnés par les relations suivantes :

$$V = \frac{2}{\pi\mu\sigma t} \quad Z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left( \frac{4t}{\sigma\mu} \right)^{1/2} \quad r = \left( \frac{4.37}{\sigma\mu} \right)^{1/2} \quad (I.14)$$

Au début de l'induction, les ronds de courants circulent à la surface du conducteur perpendiculaire au champ magnétique primaire, ce stade se nomme «premiers temps». Le champ magnétique secondaire n'est pas influencé par le milieu, mais uniquement par l'intensité du courant et la taille de la boucle d'émission. Lorsque les courants induits circulent à travers tout le conducteur «derniers temps», à ce moment, seules les propriétés du conducteur, soit sa conductivité, sa forme et sa taille influencent la décroissance du champ magnétique secondaire (Fig. 1.5).

### I.4.3 Caractéristiques de la méthode TDEM au sol

La figure 1.6 récapitule schématiquement la méthode TDEM de par les signaux qui sont mis en jeu lors d'une prospection du sous-sol (McNeill, 1990).



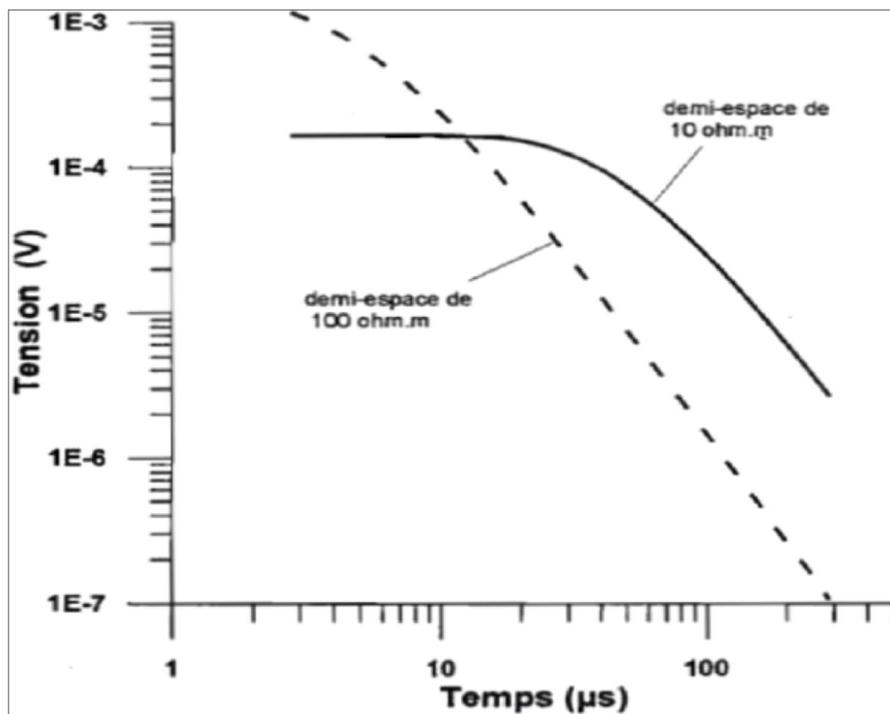
#### a) Signal source

Généralement, un courant de forme demi-sinus, carrée, triangulaire, trapézoïdale, etc., est utilisé comme le signal source. On peut constater qu'à chaque second quart de période, le courant est coupé brusquement pendant un quart de période pour être de nouveau repris dans un sens opposé. La mesure s'effectue pendant l'arrêt de l'émission (temps-mort), c'est-à-dire en absence du champ primaire initial. On choisit d'inverser périodiquement le sens du courant d'injection de manière à connaître le zéro relatif du signal. En particulier la durée du temps-mort s'accroît en augmentant l'intensité du courant, la longueur du câble d'émission et le nombre de spires. La période d'injection est choisie en fonction des profondeurs d'investigation souhaitées. Puisque la dynamique du signal est importante, la plupart des constructeurs ont choisi de fractionner l'acquisition en plusieurs cadences, chacune comporte

20 fenêtres. De cette manière, le signal sera échantillonné convenablement, les séries de mesures issues de différentes cadences se recouvrant partiellement dans le temps.

### **b) Signal mesuré**

La bobine réceptrice nous permet de mesurer le champ  $B$  ou sa dérivée  $\partial B/\partial t$ . Ce dipôle pourrait être orienté selon trois directions perpendiculaires  $X$ ,  $Y$  et  $Z$ . Les applications les plus communes ne mesurent que la composante verticale du champ secondaire. La forme du signal enregistrée dépend aussi de la position du capteur par rapport à la boucle d'émission. La figure 1.7 montre que la forme de la décroissance dépend de la conductivité du milieu. La mesure avec un dispositif central des trois composantes du champ secondaire fournit un moyen de reconnaître si, à l'aplomb du sondage, la structure géoélectrique peut être considérée ou non comme 1D.



**Fig. I.7 : Décroissance du champ mesuré en fonction de la résistivité du milieu.**

#### **I.4.4 Profondeur d'investigation**

C'est la profondeur à laquelle la méthode, pour un terrain ou une configuration donnée, pourra détecter le terrain le plus profond et le caractérisera. Cette profondeur sera limitée, lorsque le transitoire est plus faible que le bruit du fond. En électromagnétisme, cette profondeur est aussi appelée profondeur de peau. Les courants induits décroissent d'amplitude avec une profondeur croissante et une fréquence décroissante.

$$z = \left( \frac{2t}{\sigma\mu} \right)^{1/2} \quad (I.15)$$

Avec «  $z$  » la profondeur de peau.

#### **I.4.5 Avantages et limites de la méthode TDEM**

Les avantages de cette méthode on les énumère comme suit :

- Absence de contact avec le sol ;
- Rapidité de mise en œuvre sur terrain dégagé ;
- Pouvoir de résolution latéral et vertical excellent ;
- Interprétation quantitative mieux contrainte qu'en sondage électrique ;
- Complémentarité excellente avec les méthodes électriques et AMT ;
- Détection des anomalies de faible résistivité dans un terrain conducteur...

Les limites de cette méthode sont d'abord instrumentales et ce, du fait que l'émetteur produit une impulsion de courte durée, suivie d'un « temps mort (Turn Off Time) » qui est lié à la coupure du courant et qui n'est pas instantanée dans la boucle d'émission à cause de la mutuelle inductance. C'est ainsi que le récepteur mesure en fait, le champ primaire et secondaire en même temps. Ceci se complique encore du fait que le champ électromagnétique secondaire (la réponse) au récepteur est beaucoup plus inférieur au champ primaire, ce qui rend la séparation du champ total très difficile encore. Cependant, ce « temps mort » correspond au temps nécessaire pour qu'il n'y ait plus de trace du courant d'injection dans la boucle d'émission, car ce dernier perturbant fortement la mesure. A cet effet, ce « temps mort » entre la coupure et la première mesure empêche donc de mesurer le signal généré par les premiers terrains sous la surface du sol. Par conséquent, le TDEM est « aveugle » sur les premiers mètres de terrain. Cependant, en plus donc de la limitation en résolution dans les premiers mètres, la méthode présente aussi une faible résolution pour des terrains résistants, sans omettre également qu'elle présente des difficultés de mise en œuvre en zone très boisée.

## **I.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté le formalisme mathématique régissant le magnétisme de la matière en général. Puis nous avons abordé l'électromagnétisme par le biais des équations de Maxwell pour enfin trouver les liens qui permettent leur usage dans la méthode TDEM, qui est l'objet de notre étude. Nous avons réservé une partie importante pour présenter la méthode TDEM sur tout les plans, à la fois théoriques et pratiques et ce, dans l'objectif de savoir ses avantages et ses limitations. Ceci permettra, d'une part, d'être avisé sur les précautions de son usage en géophysique prospectrice et d'autre part, de pouvoir proposer des solutions instrumentales possibles suite à une modélisation numérique valide.

## Chapitre II : Modélisation numérique

### II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons toutes les étapes nécessaires pour une modélisation numérique du principe de fonctionnement de la méthode TDEM en mode d'investigation électromagnétique du sous-sol. Nous donnerons la théorie du modèle proposé pour simuler le principe général de la méthode en abordant la méthode numérique choisie et l'outil informatique qui permettra sa mise en œuvre. Nous testerons par la suite le modèle proposé en vérifiant la réalité physique de la méthode TDEM. Ceci dans le but d'améliorer par la suite en chapitre 3 le système émetteur/récepteur, afin de pallier aux limitations en résolution de cette méthode.

### II.2. Présentation du modèle

#### II.2.1 Modélisation d'un problème magnétodynamique

Considérant un diélectrique homogène, avec le coefficient diélectrique  $\varepsilon$  et de perméabilité magnétique  $\mu$ , avec une absence de charges à un point quelconque. Les champs H et E doivent satisfaire les équations de Maxwell général tel que :

$$\begin{cases} \nabla \times E = -\mu \frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times H = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} + J \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

En l'absence du courant, nous pouvons éliminer H de la première équation du système (eq. II-1) et E de la seconde équation et voir ensuite que les deux champs satisfont des équations d'ondes avec la vitesse de propagation égale à  $\sqrt{\varepsilon\mu}$

$$\Delta E - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{II-2})$$

$$\Delta H - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{II-3})$$

Venir à étudier un conducteur avec un coefficient diélectrique  $\varepsilon$  homogène où des charges libre de se mouvoir, une perméabilité magnétique et une conductivité électrique  $\sigma$ , c'est de venir à considérer que une densité de courant  $J = \sigma E$  le long de la section considérée.

Dès lors, les équations d'onde (eq. (II-2) (II-3) sont atténuées par la résistance ohmique, tel que :

$$\Delta E - \varepsilon\sigma \frac{\partial E}{\partial t^2} - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{II-4})$$

Et il en serait de même pour la champ H

Dans le cas où on traite les champs variables dans le temps est traitée en employant la forme complexe, il suffit de remplacer E par  $E_c e^{j\omega t}$  et dans le plan ces composante se présentent :

$$E_c = (0, 0, E_c) \text{ et } J = (0, 0, J e^{j\omega t})$$

Et les champs devront être comme suit :

$$H = (H_x, H_y, 0) = \frac{1}{j\mu\omega} \nabla \times E_c$$

L'équation scalaire pour  $E_c$  devient donc :

$$-\nabla \cdot \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times E_c \right) + (j\omega\sigma - \omega^2\varepsilon)E_c = 0 \quad (\text{II-5})$$

C'est cette équation qu'on devra implémenter dans notre programme afin de simuler parfaitement les courants alternatifs dans notre émetteur et récepteur. Il s'agit en fait, du mode magnétodynamique (Electromagnétique) qui satisfait l'équation d'Helmholtz complexe et qui permet de décrire la propagation dans un plan d'une onde électromagnétique dans un diélectrique imparfait et/ou un dans un bon conducteur ( $\sigma \gg \omega\varepsilon$ ). Une permittivité diélectrique complexe  $\varepsilon_c$  peut être défini comme  $\varepsilon_c = \varepsilon - j\sigma/\omega$

### **Les spécificités d'implémentation :**

- Aux conditions d'interfaces (matériaux avec  $\mu$  et  $\varepsilon$  différentes) qui conforme à la formulation variationnelle, aucune spécificité particulière n'est nécessaire.
- Les paramètres PDE (équations différentielles partielles) qu'on doit introduire le programme spécifique e PDE (Matlab) sont donc la pulsation  $\omega$ , la perméabilité magnétique  $\mu$ , la permittivité diélectrique  $\varepsilon$  et la conductivité  $\sigma$ .
- Les conditions aux limites associées à ce mode de propagation sont celles de « Dirichlet », qui vont régir la valeur du champ électrique  $E_c$  sur les frontières. Sinon, celles de « Neumann », qui vont régir le dérivée normale de  $E_c$  sur les frontières. Ceci est équivalent à spécifier la composante tangentielle du champ magnétique tel que :

$$H_t = \frac{j}{\omega} n \cdot \left( \frac{1}{\mu} \nabla E_c \right)$$

- Une fois passer toutes ces étapes, ceci nous amène à calculer la solution du champ électrique  $E$ , la densité du courant  $J = \sigma E$  et l'induction magnétique

$$B = \frac{J}{\omega} \nabla \times E$$

## II.2.2 Mise en œuvre numérique

Pour résoudre numériquement l'équation de «  $E_c$  » (II.5) dans un modèle TDEM valide pour une prospection géophysique, le schéma de la figure 2.1 présente tous les éléments caractéristiques du modèle proposé. En effet, le modèle est constitué d'une bobine d'excitation (émetteur) alimentée par une source de courant variable ( $J, \omega$ ). La bobine réceptrice (récepteur) mesurant le signal de réponse du sous-sol. Pour ce dernier, on se propose qu'il soit constitué de strates (couches) où il est introduit un matériau qui en serait le siège de création des courants de Foucault (anomalie). L'ensemble (couches et le matériel anomal) ayant des priorités physiques ( $\mu, \varepsilon, \sigma$ ) distinctes (Fig. 2.1).

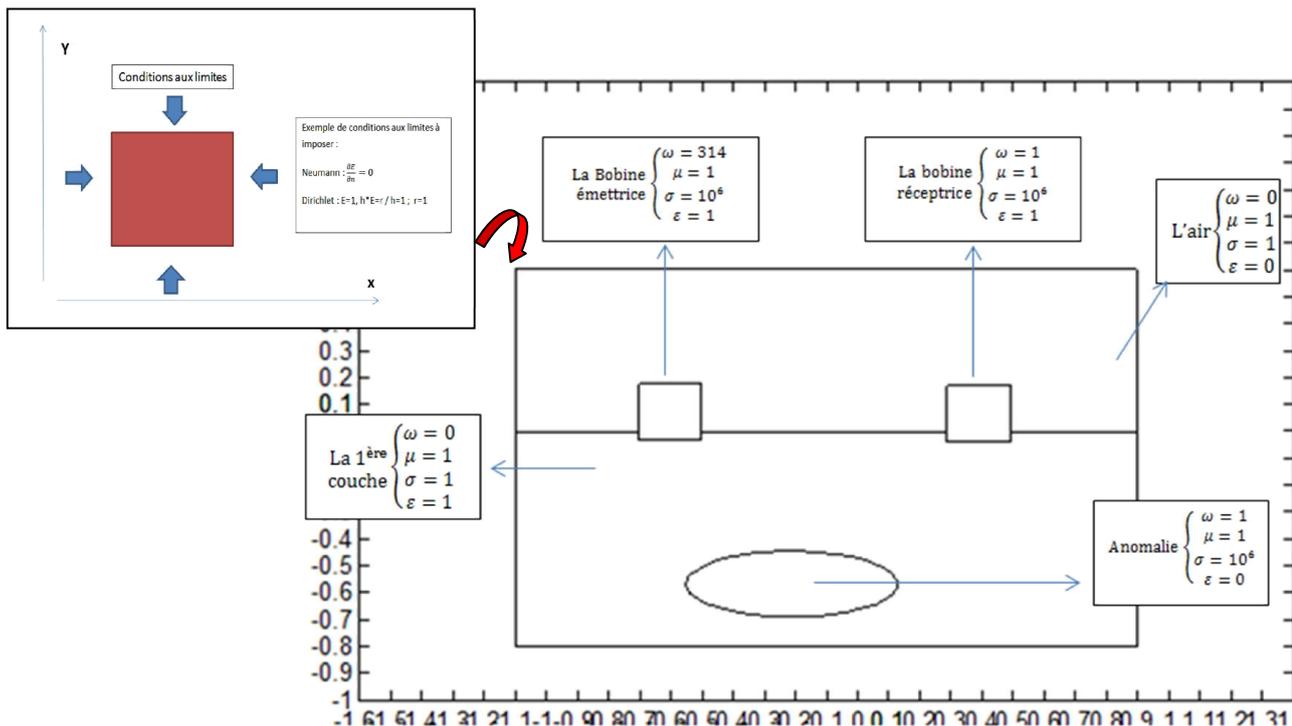


Fig. II.1 : Représentation de tous les éléments constitutifs du modèle proposé pour la TDEM

Pour obtenir le comportement de  $E_c$  dans le domaine d'intérêt représenté dans la (figure 2.1), on procède de la manière suivante :

- On alimente notre bobine émettrice avec le courant variable et voir le comportement du champ généré dans tous le système.

- On résout le problème avec les conditions aux limites à proposer
- On procède au calcul différentiel de  $E_c$  en chaque point du dispositif (Fig. 2.1)
- Pour réussir ces étapes, nous faisons appel à une méthode numérique qui est la méthode des éléments finis pour une meilleure estimation de notre entité physique recherchée.

### II.3. Modélisation par le biais de la méthode des éléments finis (MEF)

Le calcul du champ électromagnétique créé par l'inducteur (émetteur) et qui interagit avec tous le système (l'induit incluant la charge et le récepteur) demande de résoudre des équations différentielles assez complexes (dans notre cas  $E_c$ , eq. II-5). Il existe pour cela une multitude de méthodes numériques comme la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies et la méthode des volumes finis pour ne citer que les méthodes les plus répandues. Nous avons choisi dans notre cas, la méthode des éléments finis que nous développons ci-après.

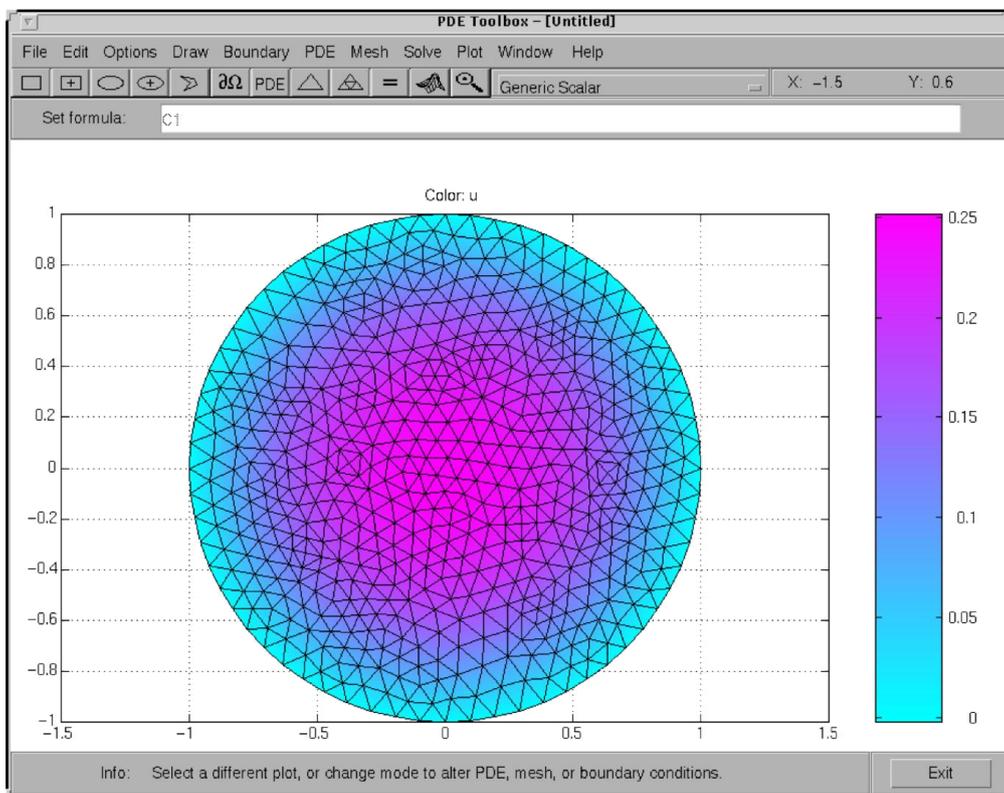
#### II.3.1 Méthode des éléments finis (Khennane, 1997)

Comme étant un des outils efficace en mathématiques appliquées, la méthode des éléments finis repose sur des principes hérités de la formulation variationnelle ou formulation faible. Ceci permet d'élaborer un algorithme discret mathématique pour rechercher une solution approchée d'une équation aux dérivées partielles (ou EDP) sur un domaine compact avec conditions aux bords et/ou à l'intérieur du compact lui même. On parle couramment de conditions (voir Fig. 2.1) de type Dirichlet (valeurs aux bords) ou Neumann (gradients aux bords) ou de Robin (relation mixte gradient/valeurs sur le bord).

Comme toutes les nombreuses autres méthodes numériques, en plus de l'algorithme de résolution adopté, se posent les questions de qualité de la discrétisation, d'existence de solutions, d'unicité de la solution, de stabilité, de convergence etc. Dans bien des cas, il faudrait estimer l'erreur entre une solution discrète et une solution unique du problème initial (Khennane, 1997).

### II.3.2 Choix d'un maillage

La méthode des éléments finis repose sur un pavage de l'espace considéré selon un maillage. Souvent où l'on choisit un maillage carré ou triangulaire, sans pour autant se passer des maillages plus complexes. Le maillage peut ne pas être nécessairement régulier car il est souvent recommandé de resserrer le maillage près des endroits d'intérêts à l'image des endroits où l'on pense que la solution va beaucoup varier (voir l'exemple de la figure 2.2). Cependant, il faut être vigilant vis-à-vis d'un maillage serré où des éléments vont être distordus. En effet, plus ce maillage est resserré plus la solution que l'on obtient par la méthode des éléments finis sera précise et proche de la « vraie » solution de l'équation aux dérivés partielles (Khennane, 1997 ; Braess, 2001 ; Chaskalovic, 2004).



**Fig. II.2 : Un exemple de maillage triangulaire réalisé dans PDEtool de Matlab (Toolbox User's guide, 1997).**

### II.3.3 Calcul du champ par une approximation en éléments finis triangulaire

Tous les éléments du maillage reposent mathématiquement sur une base de fonctions « adaptées » au maillage. Ces fonctions de bases sont interpolantes, c'est-à-dire que les valeurs nodales sont les valeurs des grandeurs inconnues aux nœuds et les polynômes de Lagrange sont les plus utilisés dans ce cas. Dans cette méthode les fonctions de base valent 1 à un nœud du maillage et 0 à tous les autres. La fonction de base  $i$  est alors la fonction valant 1 au nœud  $i$  et 0 sur les autres nœuds et qui est polynomiale sur chaque élément. Un exemple de telles fonctions est représenté en dimension 1 dans la figure 2.3. Il y a, en effet, autant de fonctions de base par éléments que de nombre de nœuds (Bathe, 1976).

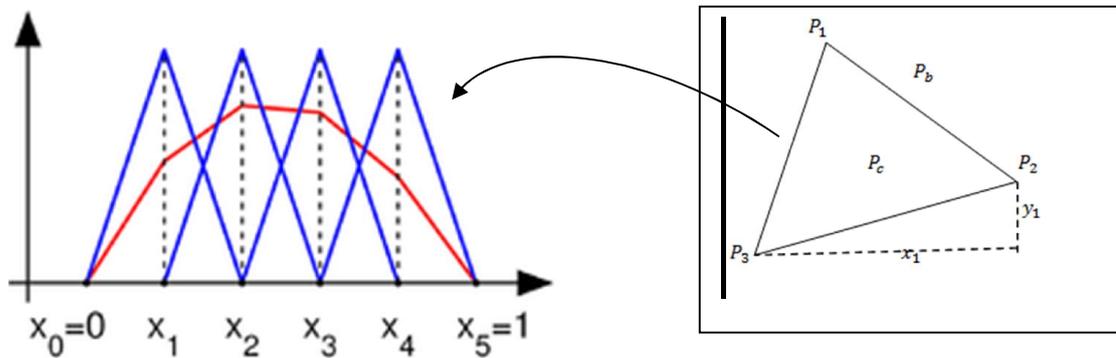


Fig. II.3 : Fonction de base en dimension 1. Les  $x_i$  sont les nœuds du réseau (D'après Bathe (1976)).

Mathématiquement parlant, pour un élément triangulaire, les fonctions d'interpolation nodales sont au nombre de trois :

$$\{\lambda\} = \langle \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 \rangle^T \quad (\text{II.6})$$

Donc l'entité physique recherché (Exp. potentiel magnétique  $\varphi$ ), peut être approché sur l'élément au moyen d'une interpolation nodale comme suit :

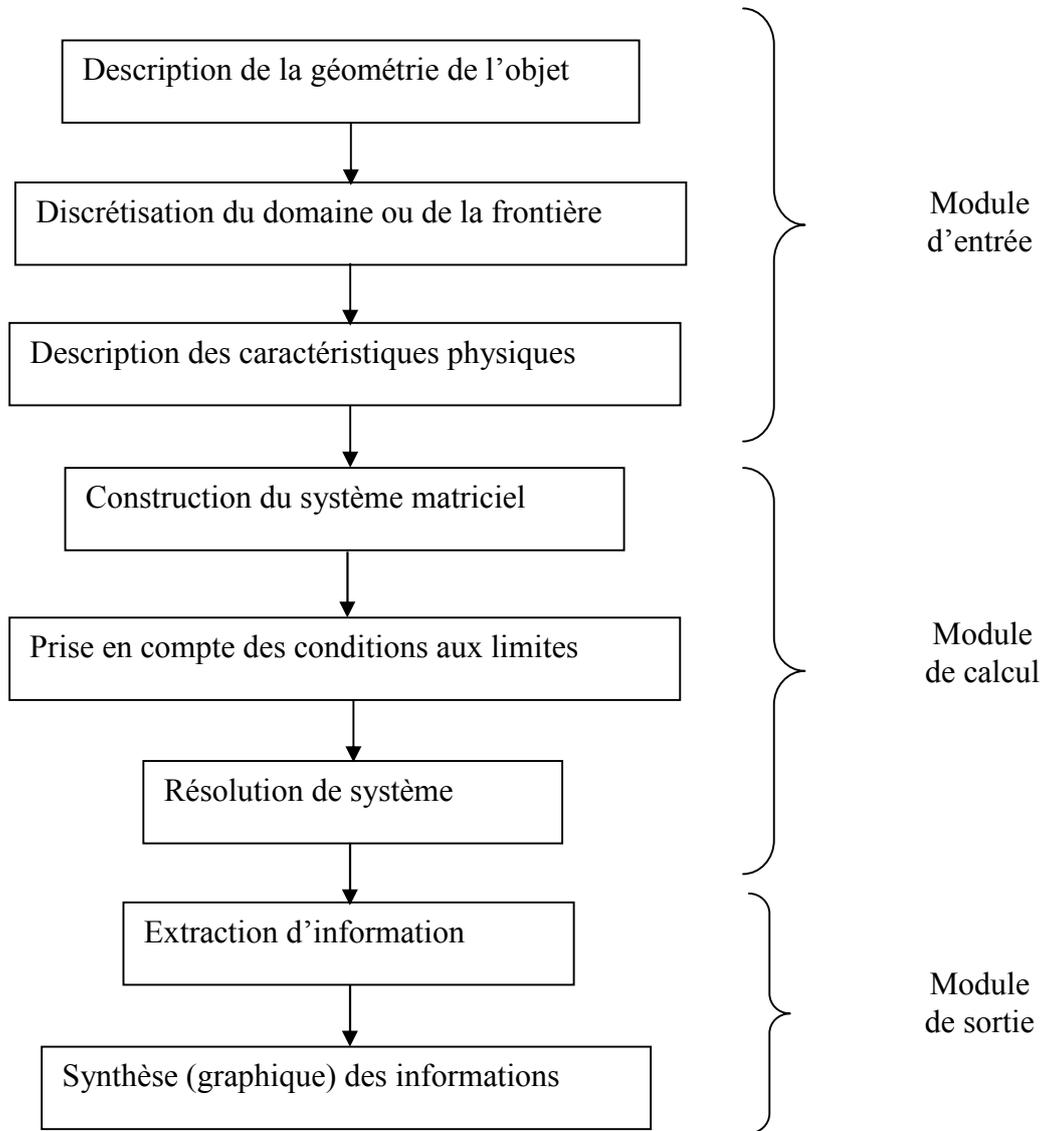
$$\varphi = \lambda_i \varphi_i + \lambda_j \varphi_j + \lambda_k \varphi_k = \langle \lambda \rangle \{a\}^e \quad (\text{II.7})$$

Avec 
$$\{a\}^e = \langle \varphi_i, \varphi_j, \varphi_k \rangle^T \quad (\text{II.8})$$

Et  $\varphi_i, \varphi_j, \varphi_k$  Sont les valeurs inconnues du potentiel aux nœuds.

### II.3.4 Algorithme général (Lamali, 2001)

En regroupant toutes les étapes pour traiter le problème, on peut donner l'organigramme principal, représenté dans la figure 2.4.



**Fig. II.4 : Description de l'organigramme principal de la méthode de calcul du champ perturbé (modifié depuis Lamali (2001)).**

## II.4. Numérisation - Outils informatique utilisé

Il est à noter que l'équation magnétodynamique (éq. II-5) dans un domaine  $\Omega$  de l'espace  $\mathbb{R}^3$ , en présence de densité de courant électrique représentant le second membre de cette équation, serait équivalente à une équation elliptique de base suivante :

$$-\nabla \cdot (c \nabla u) + au = f \quad \text{Dans } \Omega \quad (\text{II.9})$$

Où  $\Omega$  est un domaine à supports bornés dans le plan,  $c$ ,  $a$ ,  $f$  et la solution inconnue  $u$  sont des fonctions complexes définies sur  $\Omega$ . A noter que «  $c$  » peut être aussi une fonction matricielle d'ordre 2 sur  $\Omega$ . Les conditions aux limites indiquent une combinaison de  $u$  et sa dérivée normale sur la frontière, tel que :

- Pour les conditions de type *Dirichlet* :

$$hu = r \quad \text{Sur la frontière } \partial\Omega \quad (\text{II.10})$$

- Pour les conditions de type généralisé de *Neumann* :

$$\vec{n} \cdot (c \nabla u) + qu = g \quad \text{Sur la frontière } \partial\Omega \quad (\text{II.11})$$

$\vec{n}$ , est le vecteur normal à la frontière  $\partial\Omega$ ,  $g$ ,  $q$ ,  $h$  et  $r$  sont des fonctions définies sur la frontière  $\partial\Omega$

Tous ceux-ci, se trouvent programmés dans l'outil puissant de Matlab PDEtool (Toolbox User's guide, 1997), ce qui nous permet de faire usage en manipulant soigneusement tous les paramètres régissant ces équations en l'adoptant à notre cas d'étude.

### II.4.1 Outils informatique utilisé (PDEtool de Matlab)

Le noyau de ce puissant outil est le solveur de l'EDP, tel entre autres l'équation elliptique II.9, en utilisant la méthode des éléments finis décrite précédemment avec son maillage triangulaire intégré (Fig. 2.2). En effet, cet outil fournit une interface facile à utiliser entre un environnement de calcul de Matlab et les procédures techniques de la méthode des éléments finis (Fig. 2.3).

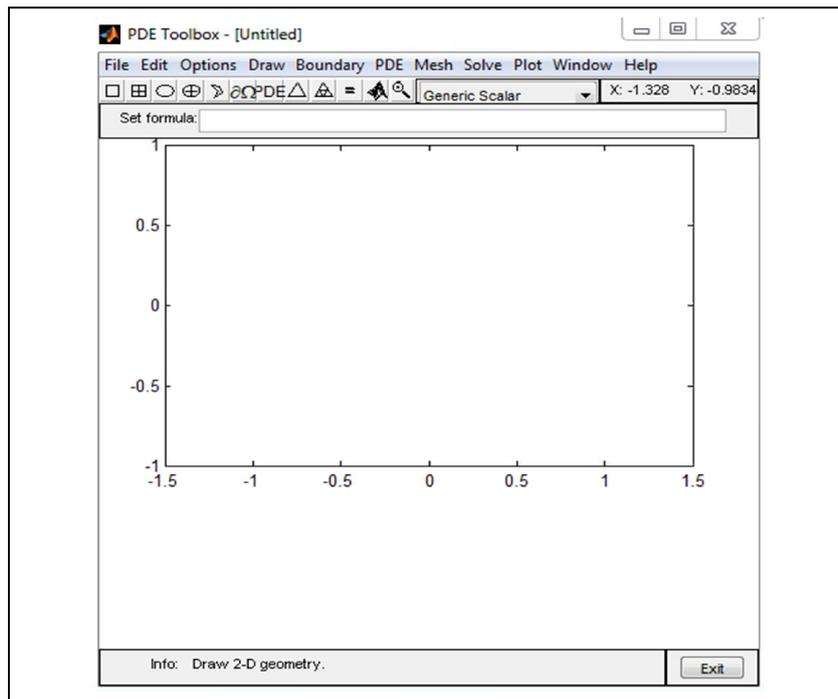


Fig. II.5 : L'interface de l'outil de PDEtool Matlab (Toolbox User's guide, 1997)

La solution approchée de notre EDP elliptique par le biais de cet outil est obtenue en suivant les trois étapes suivantes :

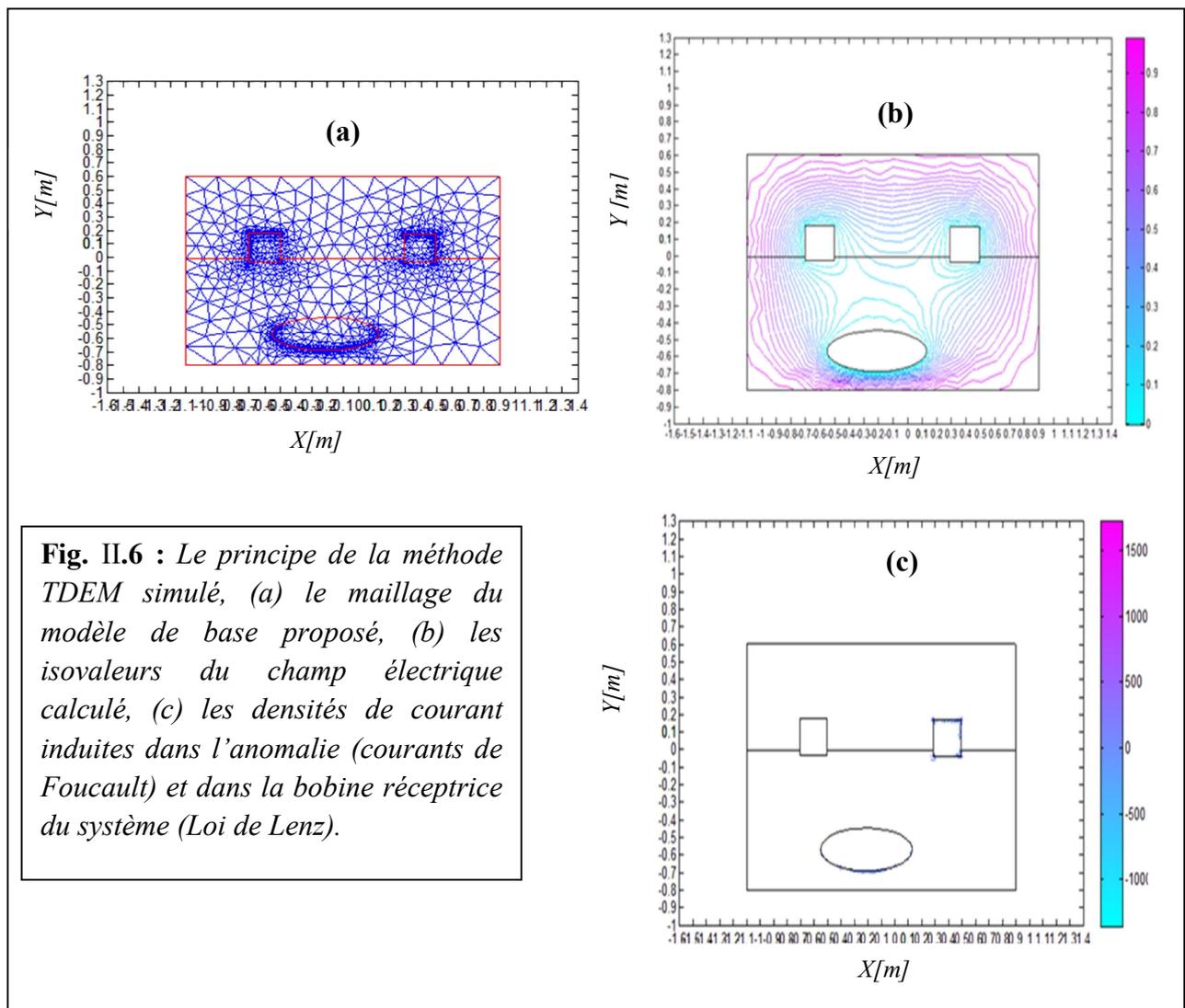
1. Description de la géométrie du domaine  $\Omega$  avec les propriétés physiques le régissant, puis imposer des conditions aux limites appropriées. Ceci peut se faire directement par le biais de l'interface graphique de cet outil (Fig. 2.2 et 2.5) ou par le biais d'un programme écrit sous Matlab.
2. Lancer le maillage triangulaire sur le domaine  $\Omega$ . L'outil possède un meilleur avec une option pour produire un maillage resserré.
3. Enfin procéder à la discrétisation de l'EDP et les conditions aux limites pour obtenir un système linéaire

$$\mathbf{Ku} = \mathbf{F}.$$

Le vecteur inconnu  $\mathbf{u}$  contient les valeurs de la solution approchée à chaque point de maillage, la matrice  $\mathbf{K}$  est construite à partir des coefficients  $\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{h}$ , et  $\mathbf{q}$  et le second membre  $\mathbf{F}$  contient, essentiellement, les moyennes de  $\mathbf{f}$  au voisinage de chaque point du maillage et des contributions de  $\mathbf{g}$ . Une fois les matrices  $\mathbf{K}$  et  $\mathbf{F}$  sont rassemblés, il suffit de lancer pour résoudre le système linéaire, puis passer aux représentations graphiques des solutions recherchées.

### II.4.2 Simulations du modèle

Pour simuler notre modèle (Fig. 2.1), nous avons utilisé PDEtool avec un formalisme en EDP elliptique avec son équivalence en magnétodynamique (AC Power Electromagnetics) par la formulation en équation d'onde formulée en champ électrique (eq. II-5). Pour ce faire, nous avons imposé les conditions Dirichlet aux frontières du domaine d'intérêt dont sont définies aussi les propriétés physiques du milieu. Après un maillage adéquat, les solutions en termes de lignes iso-valeurs et de vecteur champ magnétiques sont représentées dans la figure 2.6.



Ceci est aussi considéré comme un test important pour nos formalismes adoptés et pour l'efficacité de l'outil numérique utilisé. En effet, ce résultat est en soit très probant et très proche de la réalité physique de la méthode TDEM du fait de la satisfaction de la loi de Lenz au niveau de la bobine réceptrice et de la création des courant de Foucault dans le matériau conducteur anomal (Fig. 2.6a et b).

## **II. 5 Conclusion**

Dans ce chapitre, il a été présenté tous les aspects reliés à la modélisation numérique par la méthode des éléments finis de la magnétodynamique et sa mise en œuvre par le biais d'un outil numérique sous Matlab (PDEtool) pour enfin réussir le test du modèle proposé pour la simulation du dispositif de la méthode TDEM. Ce résultat sera exploité dans le prochain chapitre pour chercher à améliorer le système émetteur/récepteur, afin de pallier aux limitations en résolution de cette méthode.

## ***Chapitre III : Amélioration instrumentale – Modélisation numérique et expérimentale***

### **III.1 Introduction**

Nous consacrons ce chapitre essentiellement aux simulations des différentes modifications proposées pour le système émetteur/récepteur et ce, afin de pallier aux limitations documentées précédemment sur la résolution de la méthode TDEM. Nous proposerons par la suite un modèle expérimental pour une amélioration instrumentale.

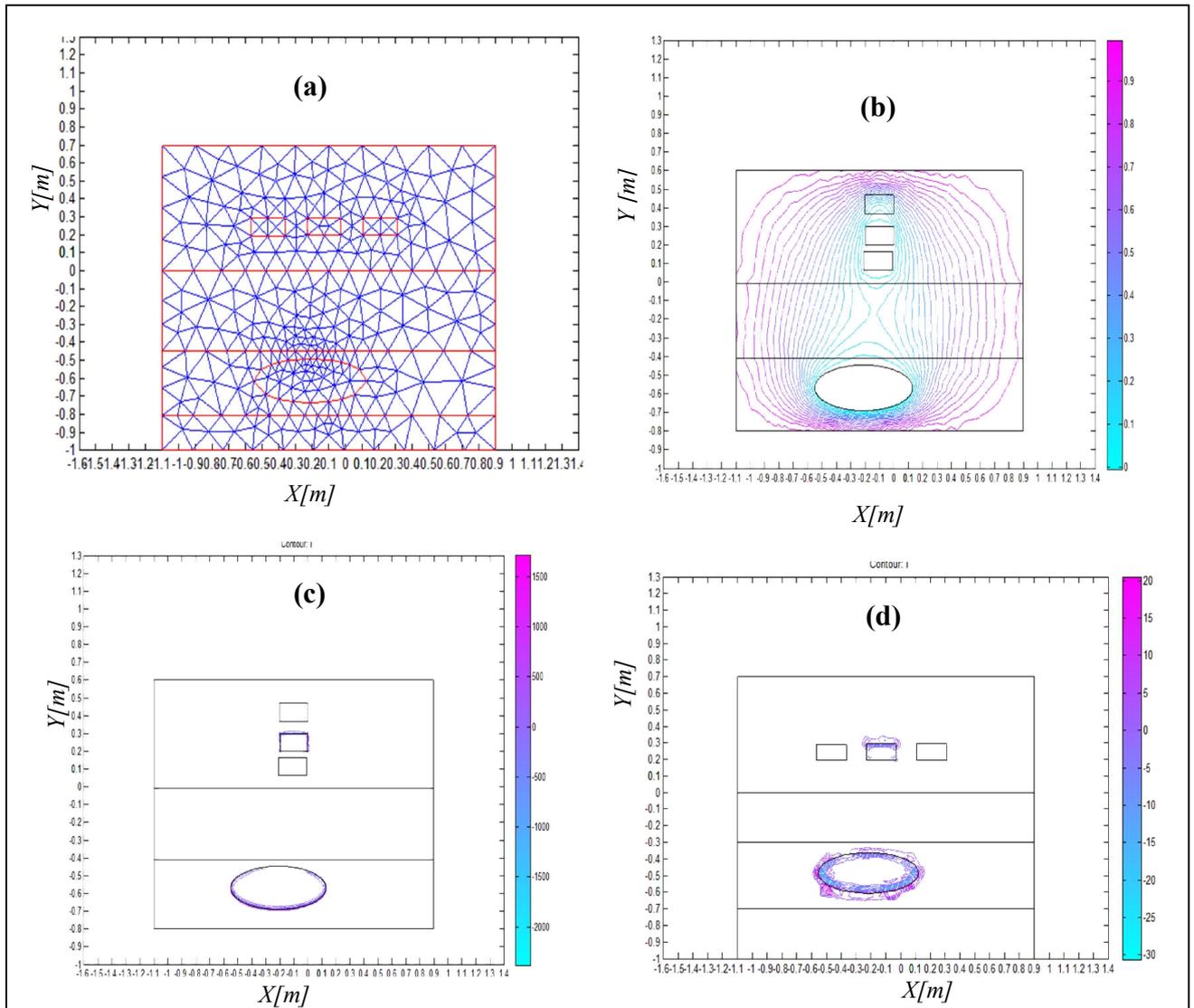
### **III.2 Modélisation numérique du dispositif émetteur/récepteur amélioré**

Comme vu précédemment, pour minimiser la mutuelle inductance entre émetteur et le récepteur objet de la limitation de la méthode (aveuglement pour les premiers mètres d'investigations à cause du temps mort à la coupure du courant dans l'émetteur), nous proposons de modifier la conception de tout le système émetteur/récepteur. Une des solutions que nous proposons est celle d'isoler le récepteur de l'influence du champ produit par l'émetteur et ce, afin qu'il capterait uniquement le champ générée par les anomalies au sol, qui sont le siège de courants de Foucault. A cet effet, au lieu d'en avoir un seul bobinage dans l'émetteur, nous proposons d'en mettre deux à quatre bobines, en mode bobines d'Helmholtz et le récepteur se situera dans la partie centrale où le champ primaire (émetteur) est supposé nul. Nous simulerons toutes ces modifications pour constater les améliorations escomptées.

#### **III.3.1 Modélisation numérique en mode deux bobines d'Helmholtz**

Il s'agit de disposer deux bobines d'Helmholtz pour l'émetteur et de positionner la bobine réceptrice au milieu (Fig. 3.1) où le champ primaire de l'émetteur est sensé être nul comme cela a été démontré théoriquement (Wolfgang et Melba, 1962).

Pour ce faire, nous avons testé deux configurations possibles, à savoir la disposition des deux bobines d'Helmholtz sur le plan horizontal ou sur le plan vertical (Fig. 3.1 c et d).

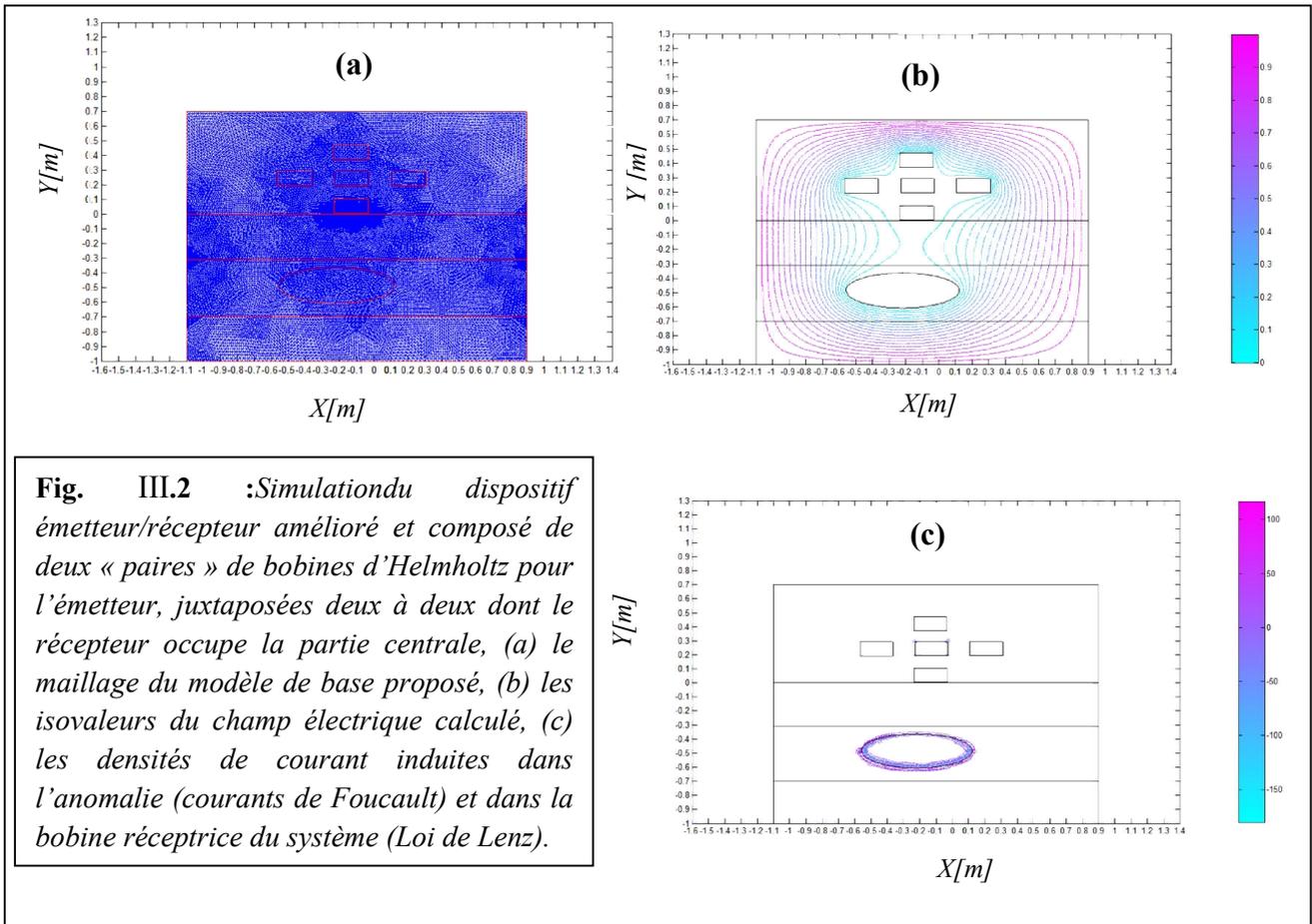


**Fig. III.1 :** Simulation du dispositif émetteur/récepteur amélioré avec l'émetteur composé de deux bobines d'Helmholtz et le récepteur occupe la partie centrale, (a) le maillage du modèle de base proposé, (b) les isovaleurs du champ électrique calculé, (c) les densités de courant induites dans l'anomalie (courants de Foucault) et dans la bobine réceptrice du système (Loi de Lenz) avec une disposition verticale des bobines et en (d) en disposition horizontale.

Nous constatons une meilleure résolution en termes de densité de courants induits dans tout le système. Ceci est visiblement palpable, à la fois au sein du matériau anomal (courants de Foucault) et au sein du récepteur qui dans ce cas capte uniquement le champ secondaire du matériau anomal (Fig. 3.1c et d). Pour la configuration suivant les deux plans (horizontal et vertical) des deux bobines d'Helmholtz, le plan horizontal paraît le plus sensible aux variations. Il serait le plus approprié car la résolution est meilleure à la détection mais nécessiterait un filtrage « hautes fréquence, HF » mieux adapté pour éliminer le bruit et prémunir le signal utile.

### III.3.2 Modélisation numérique en mode quatre bobines d’Helmholtz

Il s’agit de disposer de deux « paires » bobines d’Helmholtz pour l’émetteur, juxtaposées deux à deux (tendance à former un cube en 3D) et de positionner la bobine réceptrice au milieu (Fig. 3.2) où le champ primaire de l’émetteur est plus qu’uniforme et nul au milieu. Cette configuration est très documentée théoriquement et connu sous l’acronyme de « Maxwell Coil»

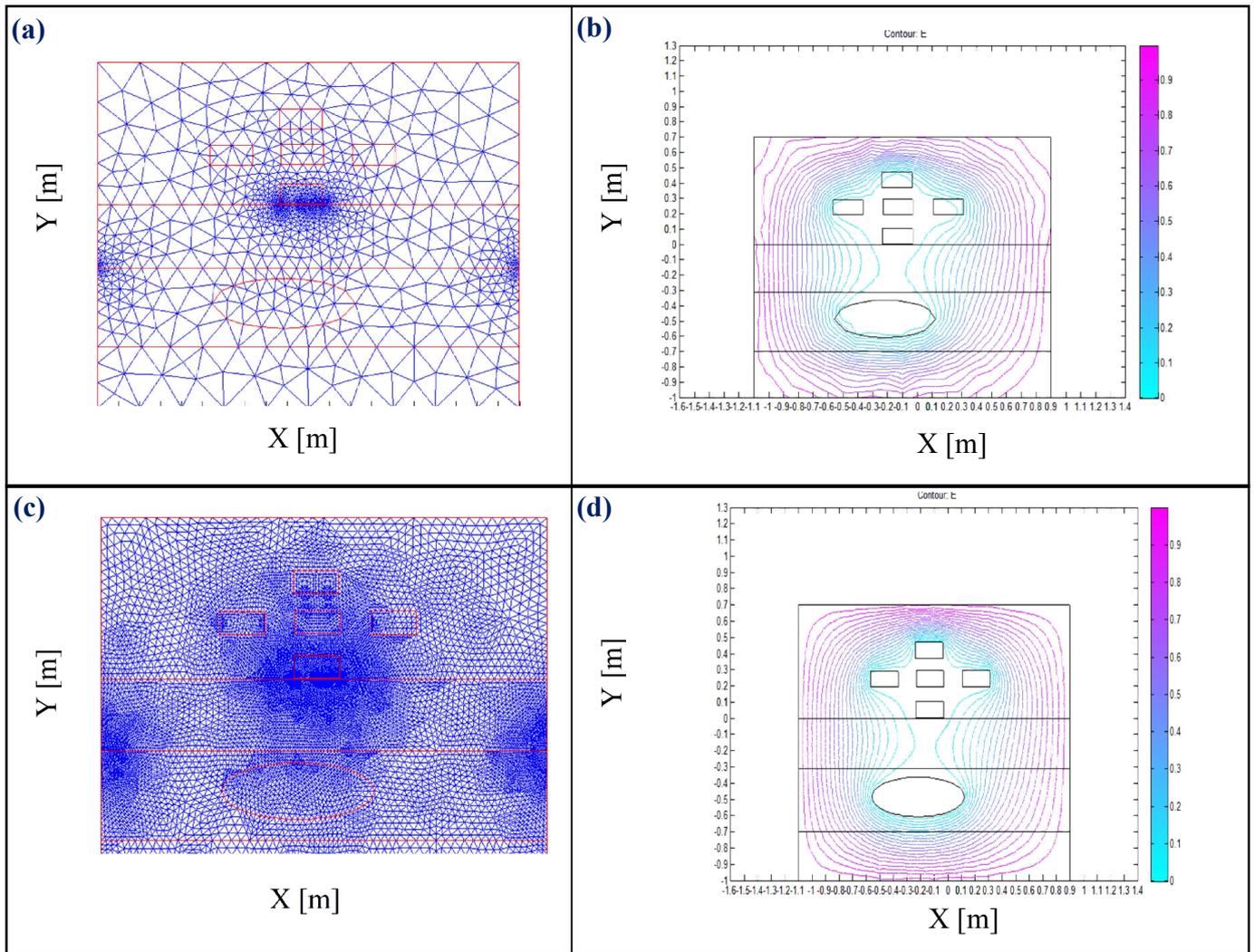


Nous constatons encore une meilleure résolution en termes de densité de courants induits dans tout le système. Ceci est visiblement palpable, à la fois au sein du matériau anomal (courants de Foucault) et au sein du récepteur qui dans ce cas, capte uniquement le champ secondaire du matériau anomal (Fig. 3.2c). Contrairement à la configuration précédente le récepteur paraît moins perturbé et ceci démontre qu’il est totalement épargné par la perturbation de l’émetteur.

### **III.3.3 Modélisation en mode quatre bobines d’Helmholtz – influence du maillage**

Pour savoir l’effet d’un maillage sur la résolution numérique de nos différentes simulations, nous avons testé cela sur le dispositif émetteur/récepteur amélioré, qui est proposé avec l’émetteur composé de deux bobines d’Helmholtz où le récepteur occupe la partie centrale. Du moment que nous utilisons la MEF qui repose sur un découpage de l’espace selon un maillage bien déterminé. A l’image de toute autres méthodes numériques, outre l’algorithme de résolution en soi, se posent les questions de qualité de la discrétisation et/ou du maillage. Rappelons que cette discrétisation consiste à « découper » notre milieu considéré (domaine  $\Omega$ ), c’est-à-dire à chercher une solution du problème posé sur un domaine redéfini par morceaux (élément fini). Il y a donc une redéfinition de la géométrie du fait de cette discrétisation d’abord, puis par le type du maillage qui permet d’en définir son pavage dont les pavés sont les éléments finis. Un élément fini est la donnée d’une cellule élémentaire et de fonctions de base de l’espace d’approximation dont le support est l’élément. Ces fonctions de base sont définies de manière à être interpolantes (voir chapitre 2), c’est dire qu’il y a variation de la solution approchée en fonction des dimensions de l’élément fini et de la fonction de base le régissant.

Pour illustrer clairement ceci, nous avons choisis un maillage régulier avec une taille de la cellule large et un autre affiné où l’on a tendance à resserrer le maillage près des endroits d’intérêt (par exemple aux endroits où l’on pense que la solution va beaucoup varier). Puis nous avons simulé les deux cas figure où l’ensemble des résultats, y compris les solutions obtenues, sont représentés dans la figures 3.3.



**Fig. III.3 :** Illustration de l'influence du type du maillage (discrétisation) sur la solution du problème posé ; (a) et (b) : Maillage avec une taille de la cellule large et la solution obtenue ; (c) et (d) : Maillage avec une taille de la cellule très réduite et la solution donnée pour le cas choisi.

Suivant la figure 3.3, on remarque bien cette différence sur les solutions obtenues selon chaque type de maillage choisi (Fig. 3.2 a et c). Nous constatons, cependant, que ce choix du maillage et la taille de la maille (et/ou de l'élément dans le cas de la MEF) est d'une importance capitale pour une meilleure approximation de l'entité physique recherché. Néanmoins, en faisant réduire cette taille au-delà d'une certaine limite, ceci nous confronte à des temps de calcul (CPU) exagérés, la génération et la propagation des erreurs numériques (erreurs d'arrondis, erreurs de troncature, etc.).

A conclure donc, plus le maillage est resserré, plus la solution que l'on obtient par la méthode des éléments finis sera précise et proche de la vraie solution au problème posé, à

conditions de ne pas avoisiner les limites d'un calcul long et moins fiable. C'est ainsi, qu'il est approprié de trouver un compromis entre la taille de la cellule ou de l'élément et le temps de calcul CPU (Lamali, 2001).

### III.4 Proposition d'un cas pratique

#### a) Schéma général

Pour le cas pratique, nous étudierons le cas deux bobines d'Helmholtz pour le système émetteur/récepteur qu'on tente d'améliorer. Il a été bien constaté en simulation que l'amélioration est nettement appréciable avec ce système. Nous avons disposé deux enroulements pour l'émetteur et qui seront parcourus par des courants de valeur égale mais de sens opposés (Fig. 3.5). En effet, la bobine d'en bas créera un champ directe et celle d'en haut un champ inverse et au milieu les deux champs des deux bobines sont quasiment nuls. L'enroulement du récepteur est équidistant au deux enroulements de l'émetteur. Pour ce cas de figure, il est clair que le champ primaire reçu à l'enroulement du récepteur est donc nul. Ce qui signifie que l'effet de mutuelle inductance est efficacement éliminé.

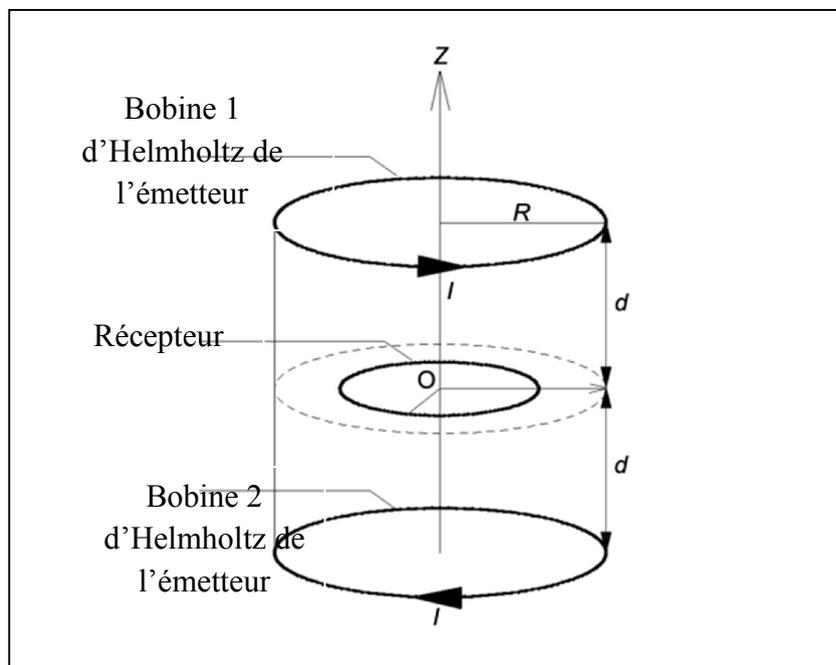


Fig. III.4 : La configuration géométrique d'un système émetteur/récepteur amélioré pour la TDEM par la disposition en mode deux bobines d'Helmholtz pour l'émetteur dont la bobine du récepteur occupera la partie centrale

**b) Proposition de banc d'essais :**

Pour pouvoir tester notre système émetteur/récepteur amélioré (Fig. 3.5), nous proposons un banc d'essai qui devrait être constitué des éléments représentés dans le schéma synoptique de la figure 3.6, qui est inspiré des travaux de Ricard (2013). Nous avons par contre porté quelque modification sur celui de Ricard (2013) afin de l'adopter à notre cas de figure proposé (Fig. 3.5).

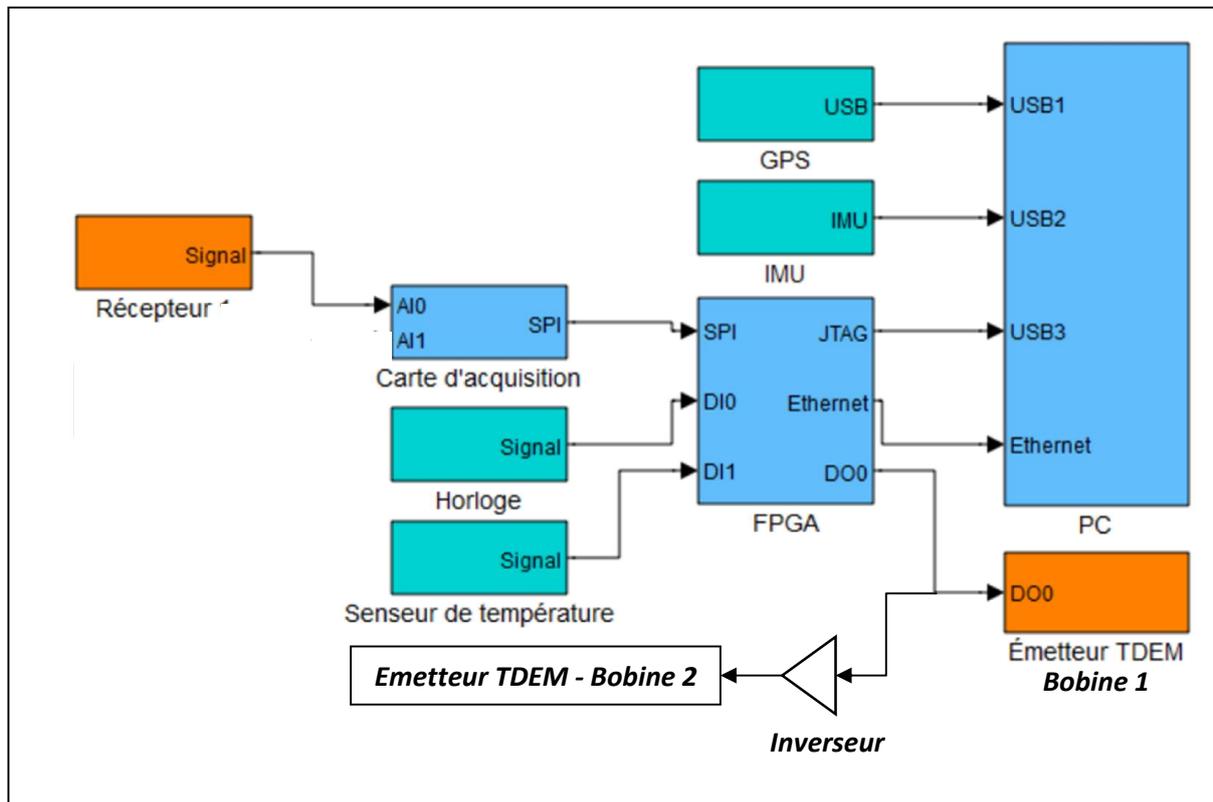


Fig. III.5 : Banc d'essais proposé pour l'étude expérimentale (modifié d'après Ricard, 2013)

**c) Elément constitutifs du banc d'essais :**

En effet, une fois les enroulements des bobines seront dimensionnés en utilisant la théorie des champs qui donne des solutions analytiques à des équations elliptiques (voir Jackson, 2001) en coordonnées cylindrique dans notre cas et ce, en tenant compte des caractéristiques géométriques proposées pour les bobines ; les éléments du banc d'essais pilotera le système émetteur/récepteur conçu comme suit (voir Ricard, 2013) :

- Ordinateur de contrôle et d'acquisition (PC et FPGA). Ces deux éléments se chargent de générer les signaux nécessaires à l'opération des autres sous-systèmes, de faire l'enregistrement des données, et servent aussi d'interface pour l'utilisateur.

- Carte d'acquisition numérique 24 bits, 105 000 échantillons par seconde, 8 canaux. Cette carte convertit les signaux électriques provenant des capteurs en signaux numériques.
- Emetteur TDEM. Cet élément permet de générer le courant demi-sinusoidal nécessaire à l'émission du champ primaire, positivement pour la bobine 1 et négativement pour la bobine en utilisant juste un inverseur pour le même type du signal du courant.
- Récepteurs. Les récepteurs servent à détecter le champ primaire et génèrent une réponse qui varie en fonction des caractéristiques du sol ou des éléments conducteurs à proximité du système.
- Système de positionnement GPS. Le GPS permet de positionner le système TDEM selon des coordonnées géographiques.
- Capteur de température. Ce capteur permet de mesurer la température à un endroit particulier lors d'un levé. Il est habituellement placé près des composantes électroniques de l'émetteur EM afin de mesurer sa température.
- Accéléromètres et gyroscopes MEMS (IMU). Ces éléments enregistrent l'accélération dans les axes longitudinal, latéral et vertical ainsi que l'orientation du système autour des mêmes axes.

Faute de temps et de moyens nous n'avons malheureusement pas pu procéder à la réalisation expérimentale de ce banc d'essais proposée. Néanmoins, il servira pour les études futures dans ce domaine de recherche en géophysique.

### **III. 5. Conclusion**

Ce chapitre présente donc des modèles numériques des différentes configurations pour le dispositif émetteur/récepteur proposées, afin d'améliorer la méthode TDEM sur le plan résolution à la prospection. Nous avons, par ailleurs, constaté une meilleure résolution en termes de densité de courants induits dans tout le système, à la fois au sein du matériau anomal (courants de Foucault) et au sein du récepteur et ce, juste par le fait d'imbriquer un système de bobines tel celui d'Helmholtz. Nous estimons que via nos différentes propositions simulées, nous parviendrons à pallier aux limitations documentées précédemment sur la résolution de la méthode TDEM. C'est ainsi que nous avons proposé vers la fin un banc d'essais expérimental qui permettrait de tester sur le plan pratique toutes ces configurations. Cependant, faute de moyens et de temps consacré pour la réalisation de ce mémoire, nous n'avons pas pu mettre en œuvre cette plateforme expérimentale, mais néanmoins, elle demeurera une idée inspiratrice pour les futurs travaux de recherche dans ce fameux domaine.

### *Conclusion générale*

Au terme de ce mémoire, nous avons d'abord pris connaissance de tous les aspects auxquels touche la méthode TDEM et plus particulièrement, de ces limitations en termes de résolution, à l'instar de toutes les méthodes géophysiques prospectrices. Pour mieux aborder notre travail, nous avons dès le départ consacré beaucoup de temps pour documenter toute la théorie qui régit le mode d'investigation de cette méthode. Ceci nous a permis par la suite, de venir à constater les vraies limitations de cette méthode, qui sont essentiellement, instrumentales à première vue. C'est ainsi qu'après avoir cerné la problématique à laquelle nous sommes confronté, nous avons d'abord échafaudé un modèle numérique valide qui simule fidèlement le principe de fonctionnement de la méthode. Puis nous avons proposé des solutions à la problématique rencontrée.

Pour notre simulation numérique, nous avons découvert l'efficacité de l'outil PDEtool de Matlab qui nous a permis de réaliser nos différentes modélisations. Cet outil nous a beaucoup aidé pour la mise en œuvre, plus au moins rapide, d'une multitude de tests sur nos modèles que nous avons conçu et étudié. C'est ainsi qu'à chaque tests réussi, des choix adéquats ont été opérés sur le modèle jugé le plus approprié à la problématique posée. Il est à signaler qu'il faudrait bien savoir fixer certains paramètres pour ne pas s'embourber de plusieurs variables incontrôlables. A compter, justement, par la géométrie et les paramètres physiques de tous les éléments constitutifs des modèles proposés. Cette vision de faire, a permis d'aboutir à des modèles valides et aux vérifications des solutions aux questions posées dès le départ.

En terme de résultats probants vers lesquels nous sommes parvenus, c'est les modèles numériques des différentes configurations pour le dispositif émetteur/récepteur proposées, afin d'améliorer la méthode TDEM sur le plan résolution à la prospection. Nous avons, par ailleurs, constaté une meilleure résolution en termes de densité de courants induits dans tout le système, à la fois au sein du matériau anomal (courants de Foucault) et au sein du récepteur et ce, juste par le fait d'imbriquer un système de bobines tel celui d'Helmholtz. En effet, à travers ces solutions, nous estimons pouvoir pallier aux limitations documentées précédemment sur la résolution de la méthode TDEM. Sur le plan pratique, nous avons proposé un banc d'essais expérimental qui permettrait de tester nos différentes simulations.

**Bibliographie**

- Bathe, K. J., 1976. Numerical methods in finite element analysis, Ed. Prentice-Hall, pp 270.
- Bossavit, A., Emson, C., Mayergoyz, I. D., 1991. Méthodes numériques en électromagnétisme, Editions Eyrolles, p320.
- Bour, J. C, Zubiri, E, Vasseur, P., Billat, A., 1996. Étude de la répartition des courants de Foucault pulsés dans une configuration de contrôle non destructif, J. Phys. III France3, pp. 7-22.
- Braess, D., 2001. Finite Elements, 2nd edn, Cambridge University Press, Cambridge, pp 320.
- Breiner, S., 1999. Applications manual for portable magnetometers, Geometrics. California 95131, U.S.A, pp. 58.
- Butler, R. F., 1998. Paleomagnetism: Magnetic domains to geologic terranes. Electronic version. 238 p.
- Chaskalovic, J., 2004. Méthode des éléments finis pour les sciences de l'ingénieur, Ed. Lavoisier, pp 274.
- Schlumberger, C. 1920. Étude de la prospection électrique du sous-sol. Gautier-Villars, 92p.
- Davis, J. L., Annan, A. R., 1989. Ground Penetrating Radar for high-resolution mapping of rock stratigraphy, Geophysical Prospecting, 37, 531-551.
- Durand, E., 1968. Magnétostatique, tome II, Edt.Masson, p480.
- Jackson, J. D., 2001. Électrodynamique classique - Cours et exercices d'électromagnétisme, Ed. Dunod, pp. 320.
- Khennane, A., 1997. Méthode des éléments finis ; Enoncé des principes de base, OPU, p 230:
- Lamali, A., 2001. Contribution à la Modélisation Numérique de la Perturbation d'un Champ Magnétostatique Par la Présence d'un Dispositif Perméable, thèse de Magistère, EMP, p. 131.
- Nabighian, M. N, 1979. Electromagnetic Methods in Applied Geophysics. Society of exploration geophysicists (SEG), pp. 131–311.
- Lelièvre, P. G., 2003. Forward modelling and inversion of geophysical magnetic data, these PhD, University of British Columbia, p.
- McNeill, J. D, 1990. Use of electromagnetic methods for groundwater studies. Ward, S. Geotechnical and Environmental Geophysics: Society of Exploration Geophysicists, IG5 1, pp. 191–218.
- Miklos, G. and Lavers, J. D., 1992. Generalized potential formulation for 3-D magnetostatic problems, IEEE Trans. Mag., vol. 28, pp.1924-29.
- Ricard, J. C., 2013. Développement d'un système émetteur récepteur à géométrie fixe pour levés géophysiques à impulsion électromagnétique, thèse de doctorat, Université d'Ottawa, p. 104.
- Varga, E., Beyer, A., 1998. Magnetic field of uniformly magnetized hollow cylinder, User's Guide, IEEE Trans. Mag., 34, pp.613-18.
- The MathWorks, Inc., 1997. Partial Differential Equation Toolbox User's guide, for Use with MATLAB, Copyright, p. 284.
- Wolfgang, K. H. P., Melba, P., 1962. Classical electricity and magnetism, Addison-Wesley Edition, 2ed., pp. 144.

***Liste des figures***

|               |    |
|---------------|----|
| Figure I.1    | 7  |
| Figure I.2.   | 9  |
| Figure I.3.   | 10 |
| Figure I.4.   | 10 |
| Figure I.5    | 11 |
| Figure I.6    | 12 |
| Figure I.7    | 13 |
| Figure II.1.  | 18 |
| Figure II.2.  | 20 |
| Figure II.3.  | 21 |
| Figure II.4.  | 22 |
| Figure II.5.  | 24 |
| Figure II.6.  | 25 |
| Figure III.1. | 28 |
| Figure III.2. | 29 |
| Figure III.3. | 31 |
| Figure III.4. | 32 |
| Figure III.5. | 33 |