

Titre:	Traitemet et interprétation des signaux TBF
Title:	
Auteur:	Iván Dimitri Marroquín Herrera
Author:	
Date:	1997
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence:	Marroquín Herrera, I. D. (1997). Traitemet et interprétation des signaux TBF [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation:	https://publications.polymtl.ca/6688/

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie:	https://publications.polymtl.ca/6688/
PolyPublie URL:	

Directeurs de recherche:	Michel C. Chouteau, & Denis Marcotte
Advisors:	

Programme:	Unspecified
Program:	

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TRAITEMENT ET INTERPRÉTATION
DES SIGNAUX TBF

Iván Dimitri Marroquín Herrera

DÉPARTEMENT DES GÉNIES CIVIL, GÉOLOGIQUE ET DES MINES (CGM)
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
(GÉNIE MINÉRAL)
DÉCEMBRE 1997



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

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

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

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

0-612-33159-8

Canadä

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé:

TRAITEMENT ET INTERPRÉTATION
DES SIGNAUX TBF

présenté par: Iván Dimitri Marroquín Herrera

en vue de l'obtention du diplôme de: Maitre ès science appliquées

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

M. Soulié Michel, Ph.D.. président

M. Chouteau Michel, Ph.D.. membre et directeur de recherche

M. Marcotte Denis, Ph.D.. membre et codirecteur de recherche

M. Vallée Marc Alex, Ph.D.. membre

Dédicace

Je dédie ce mémoire de maîtrise à mes parents Juan Salvador Marroquín et Rosa Yolanda Herrera de Marroquín et à mon frère Salvador Ernesto Marroquín pour avoir su m'encourager durant les moments les plus difficiles de la recherche et d'avoir cru à mes capacités de travail.

La nieve

"... Quiero que vuelas! - dijo el amo de la casa, y la casa se echó a volar. Anduvo a oscuras por los aires, silbando a su paso, hasta que el amo le ordenó:

Quiero que te detengas aquí! Y la casa se paró, suspendida en medio de la noche y la nieve que caía. No había esperma de ballena para encender las lámparas, de modo que el amo de la casa recogió un puñado de nieve fresca y la nieve le dio luz. La casa aterrizó en una aldea iglulik. Alguien vino a saludar, y al ver las lámparas encendidas con nieve, exclamó: La nieve arde!, y las lámparas se apagaron".

Galeano, E. (1982). **Memoria del fuego. Los nacimientos**

Remerciements

Tous mes remerciements aux professeurs M. Michel Chouteau (mon directeur de recherche) et M. Denis Marcotte (mon codirecteur de recherche), pour leurs multitudes et importants conseils scientifiques à la réalisation et rédaction des différents stades de ce projet de maîtrise. De plus, je tiens à remercier M. Michel Chouteau pour le support financier qu'il m'a offert et sans lequel, ce projet de maîtrise aurait été difficile de mener à bon terme.

Je remercie également les membres du jury M. Michel Soulié et M. Marc Alex Vallée qui ont accepté d'évaluer ce projet de maîtrise.

Je suis très reconnaissant aux M. Keyvan Safai Naraghy et M. Pierre Sangala pour leur contribution considérable à ce projet, surtout pour leur patience inébranlable à la lecture de mon rapport de maîtrise. En ce sens, je voudrais également remercier Mme. Rolynda Hyacinthe et Mme. Pascale Jean-Louis.

J'aimerais exprimer ma reconnaissance à tous mes camarades du laboratoire de géophysique qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réalisation de ce projet et pour la bonne atmosphère qu'ils y ont fait régner.

Résumé

La méthode EM-TBF est très souvent employée en prospection minière, pour la cartographie de la géologie structurale et pour la recherche d'eau dans les milieux fracturés, à cause de sa simplicité d'utilisation et de son coût moindre. Cette dernière caractéristique de la méthode EM-TBF permet de disposer d'une banque de données considérable. Toutefois, peu de techniques existent pour l'interprétation des signaux TBF.

Nous présentons dans ce mémoire quatre techniques pour l'interprétation des données TBF permettant d'estimer la profondeur du corps conducteur à l'origine de l'anomalie observée. Nous utilisons comme modèle un dyke conducteur subvertical dans un milieu environnant plus résistant pour générer une anomalie TBF. Nous étudions le lien entre la réponse obtenue et la profondeur du dyke.

Nous utilisons deux modèles pour représenter les anomalies TBF, en considérant qu'elles sont générées soit par induction (courants de Foucault), soit par canalisation de courants. Les anomalies ayant un caractère inductif ont été générées en utilisant la modélisation magnétotellurique 2D et celles ayant un caractère galvanique ont été

créées en utilisant le modèle mathématique axe de courant. Les quatre techniques d'interprétation étudiées sont:

- un filtre linéaire développé par Karous et Hjelt (1977) à partir duquel des densités de courant sont calculées à différentes profondeurs
- une analyse fréquentielle qui étudie la relation entre la longueur d'onde du signal TBF, son contenu fréquentiel pour les nombres d'onde élevés et la profondeur du conducteur
- une analyse en composantes principales permettant d'estimer la profondeur du corps conducteur est réalisée en étudiant le comportement des paramètres explicatifs provenant d'une base de signaux
- une inversion d'Occam (Constable et al. 1987) dont la capacité à retrouver la profondeur du corps conducteur est évaluée en tenant compte du lien entre la longueur d'onde du signal TBF et la profondeur du corps à l'origine de l'anomalie. Cette technique consiste à générer un modèle final (représentant la distribution des résistivités dans le sous-sol) dont la caractéristique principale est d'avoir le minimum de complexité avec une tolérance jugée satisfaisante

La technique d'inversion Occam n'a pas été retenue pour les tests sur des données réelles, puisqu'elle n'a pas donné les résultats espérés sur les données synthétiques. Quant aux autres techniques, elles ont été appliquées dans une première étape sur des modèles synthétiques simulant aussi bien le phénomène galvanique qu'inductif.

Finalement, les résultats obtenus avec les diverses techniques ont fait l'objet d'une comparaison, pour l'estimation de la profondeur de l'axe de courant (phénomène galvanique) et du modèle d'un dyke 2D d'extension verticale infinie (phénomène inductif). La dernière étape a consisté à l'application de ces techniques sur des données réelles provenant de la propriété Bousquet (Val d'Or, Québec) et de la mine Marbridge (Canton de la Motte, Québec).

Les tests ont montré que les meilleures estimations de la profondeur du corps conducteur sont obtenues par les techniques d'analyse fréquentielle (surtout lorsque le signal possède un caractère galvanique) et d'analyse en composantes principales (signal ayant une nature galvanique ou inductive). La technique du filtrage linéaire développée par Karous et Hjelt (1977) restitue mal la profondeur du corps conducteur.

Abstract

The VLF-EM method is often employed in mineral exploration, for cartography of geological structures and for water research in shear zones, due to its simple use and inexpensive cost. This last characteristic of the VLF-EM method allows to have a considerable amount of data. In fact, only a few techniques exist for the processing of the VLF data.

We present in this thesis four techniques for the interpretation of the VLF data, allowing an estimate of the depth of the conductive body, from which originates the observed anomaly. In order to generate a VLF anomaly, we use as our model a subvertical conductive dyke in a more resistant host rock. We study the relationship between the shape of the signal and the depth of dyke.

We use two models to represent the VLF anomalies, considering that they are generated either by induction (eddy currents), or by current channeling (galvanic currents). The anomalies having a inductive behavior have been created using the *2D* magnetotelluric modelling and those ones having a galvanic behavior have been created using the mathematic model line of current. The four techniques of interpre-

tation studied are:

- a linear filter developed by Karous et Hjelt (1977) from which current densities at different depths are calculated
- a frequency analysis that studies the relation between the wave-length of the VLF signal, its frequency content for the high wave numbers approximation and the depth's conductive body
- a principal components analysis allowing an estimate of the depth of the conductive body, realized by studying the behavior of explanatory parameters comming from a base of signals
- Occam inversion technique (Constable et al. 1987) whose its capacity to find the depth of the conductive body is evaluated, taking into account the relationship between the wave-length of the VLF signal and the depth of the body being the origin of the anomaly. This technique consist in a final model (showing the distribution of the resistivities in the ground) which principal characteristic is to have a minimum of complexity with a tolerance judged satisfactory

The Occam inversion technique has not been utilized for the tests on real data, because it has not given the expected results on the synthetic models. On the other hand, the other techniques have been applied in the first step on synthetic models simulating both the galvanic and the inductive phenomenons. Finally, the results obtained with these techniques have been compared to each other, for the estimation

the depth of the line of current (galvanic phenomenon) and the model of a $2D$ dyke of infinite vertical extension (inductive phenomenon). The last step consist in the application of these technics on real data acquired in the Bousquet property (Val d'Or, Québec), and in the Marbridge mine (Canton de la Motte, Québec).

The tests have shown that the best estimations for the depth of the conductive body are those obtained by the techniques of the frequency analysis (mostly when the signal has galvanic characteristic), and of principal components analysis (signal having a galvanic or an inductive behavior). The technique based on the discret filter does not restore adequately the depth of the conductive body.

Table des matières

Dédicace	iv
Remerciements	v
Résumé	vi
Abstract	ix
Table des matières	xii
Liste des tableaux	xvii
Liste des figures	xxv
Liste des annexes	xxxvii
Chapitre 1	
Introduction	1
1.1 Théorie de la méthode EM-TBF	2

1.2	Paramètres mesurés	3
1.3	Profondeur de pénétration	5
1.4	Effet de la variation de la fréquence d'émission des signaux TBF	6
1.5	Travaux antérieurs	8
1.6	Notre démarche	11
1.7	Organisation de ce mémoire	13

Chapitre 2

Modèles utilisés pour générer les anomalies dues aux phénomènes galvanique et inductif	16
2.1 Modèle galvanique	16
2.2 Modèle inductif	25

Chapitre 3

Filtre amélioré Karous-Hjelt	29
3.1 Fondement mathématique	30
3.2 Choix du filtre passe-bas	36
3.2.1 Filtres non-récurifs	38
3.2.2 Filtres récurifs	41
3.3 Analyse spectrale du filtre Karous-Hjelt	46

3.4 Application des filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth	49
3.5 Méthodologie	54
Chapitre 4	
Analyse fréquentielle	56
4.1 Formulation mathématique	57
4.2 Analyse de la réponse de l'amplitude dans le domaine fréquentiel due à un axe de courant	67
4.3 Choix de la fenêtre spatiale	69
4.4 Calcul de la pente à partir du spectre du signal	76
4.5 Méthodologie	84
Chapitre 5	
Analyse en composantes principales et régression	86
5.1 Fondement mathématique	87
5.2 Application de l'ACP sur une base de signaux: modèle mathématique axe de courant	91
5.2.1 Choix des paramètres explicatifs	92
5.2.2 Sélection des variables explicatives	94
5.2.3 Régression linéaire	96

5.3 Application de l'ACP sur une base de signaux: modélisation magnéto-tellurique 2D	100
5.4 Caractéristiques des signaux composant les deux bases de signaux	105
5.5 Méthodologie	108

Chapitre 6

Technique d'inversion Occam	111
6.1 Technique d'inversion Occam	112
6.2 Modèle et grille d'inversion	115
6.3 Choix de l'erreur attribuée aux données et de la tolérance	117
6.4 Résultats de l'inversion	118
6.4.1 Cellules libres	118
6.4.2 Cellules fixées	123
6.5 Discussion des résultats	128
6.6 Conclusion	128

Chapitre 7

Application sur des données synthétiques	130
7.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt	134
7.1.1 Discussion des résultats	140
7.2 Analyse fréquentielle	141

7.2.1	Discussion des résultats	147
7.3	Analyse en composantes principales	149
7.3.1	Discussion des résultats	152
Chapitre 8		
	Application sur des données réelles	154
8.1	Site d'essais géophysiques Bousquet	155
8.1.1	Filtre amélioré Karous-Hjelt	157
8.1.2	Analyse fréquentielle	159
8.1.3	Analyse en composantes principales	162
8.2	Site d'essais géophysiques Marbridge	165
8.2.1	Filtre amélioré Karous-Hjelt	167
8.2.2	Analyse fréquentielle	168
8.2.3	Analyse en composantes principales	170
Conclusion		173
Références		179

Liste des tableaux

5.1	Proportion de la variance totale et cumulative pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant	94
5.2	Résultats obtenus à partir de la méthode pas à pas sur la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant pour le choix des paramètres explicatifs	95
5.3	Résultats obtenus à partir de la méthode pas à pas sur la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D pour le choix des paramètres explicatifs	101
6.1	Résultats d'inversions pour le cas où les cellules du modèle de départ sont libres (grille d'inversion simple)	119
6.2	Résultats d'inversions pour le cas où les cellules du modèle de départ sont libres (grille d'inversion plus fine)	121
6.3	Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 5 m	123

6.4 Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 10 m	125
6.5 Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 15 m	126
7.1 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega\text{ m}$	143
7.2 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega\text{ m}$	144
7.3 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega\text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	144
7.4 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega\text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	145
7.5 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega\text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega\text{ m}$	146

7.6 Profondeurs estimées pour un dyke $2D$ à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\text{ }\Omega\text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000\text{ }\Omega\text{ m}$	146
7.7 Profondeurs estimées pour un dyke $2D$ à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\text{ }\Omega\text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000\text{ }\Omega\text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	147
7.8 Profondeurs estimées pour un dyke $2D$ à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\text{ }\Omega\text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000\text{ }\Omega\text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	148
7.9 Profondeurs estimées pour un axe de courant à $5, 15$ et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15 , situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000\text{ }\Omega\text{ m}$. Base de signaux: axe de courant	150
7.10 Profondeurs estimées pour un axe de courant à $5, 15$ et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15 , situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000\text{ }\Omega\text{ m}$. Base de signaux: modélisation magnétotellurique $2D$	150
7.11 Profondeurs estimées pour un axe de courant à $5, 15$ et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15 , situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000\text{ }\Omega\text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: axe de courant	150

7.12 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D	151
7.13 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D	151
7.14 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$. Base de signaux: axe de courant	152
7.15 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D	152
7.16 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: axe de courant	153
8.1 Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour la zone minéralisée #4 – 1 (site d'essais géophysiques Bousquet)	160

8.2 Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet)	161
8.3 Profondeurs estimées par l'analyse en composantes principales pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet). Partie gauche de la section du profil choisie	163
8.4 Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet). Partie droite de la section du profil choisie	164
8.5 Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour le gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge)	169
8.6 Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour l'ancien gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge). Partie gauche de la section du profil choisie	171
8.7 Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour l'ancien gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge). Partie droite de la section du profil choisie	172
A.1 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	187

A.2 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	187
A.3 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	188
A.4 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	188
A.5 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	188
A.6 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	189
A.7 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	189
A.8 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$	189

A.9 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	190
A.10 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	190
A.11 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	190
A.12 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	191
A.13 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	191
A.14 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	191
A.15 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$	192

A.16 Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $18000 \Omega m$	192
C.1 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega m$	214
C.2 Profondeurs estimées pour un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	215
C.3 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega m$	216
C.4 Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	216

Liste des figures

1.1	Ellipse de polarisation (Paterson et Ronka, 1971)	4
1.2	Effet de la variation de la fréquence dans la gamme TBF d'après Saydam (1981), pour des résistivités ρ_1 du milieu encaissant variable et une conductance de 2 S pour la plaque	7
2.1	Caractéristiques du modèle mathématique axe de courant	17
2.2	Maille régulière utilisée par le programme de modélisation magnétotellurique 2D (Wannamaker et al, 1987)	27
2.3	Élément régulier composé des quatres éléments triangulaires (Wannamaker et al, 1986)	28
3.1	Courants galvaniques et induits (Karous et Hjelt, 1977)	30
3.2	Origine des axes (Karous et Hjelt, 1977)	31

3.3 Application et emplacement des coefficients du filtre Karous-Hjelt. (a) montre l'emplacement et le déplacement des coefficients du filtre pour le premier niveau de profondeur et (b) montre l'emplacement des coefficients du filtre pour le dernier niveau de profondeur	37
3.4 Amplitude du filtre passe-bas idéal	38
3.5 Amplitude du filtre passe-bas de Hanning du deuxième ordre en échelle logarithmique	41
3.6 Amplitude du filtre passe-bas de Butterworth du deuxième ordre en échelle logarithmique	43
3.7 Amplitude du filtre Karous-Hjelt en échelle logarithmique	48
3.8 Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2 (a), 3 (b) et 4 (c) pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	50
3.9 Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2 (a), 3 (b) et 4 (c) pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant	51
3.10 Densités de courant pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant conjointement les filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	51

3.11 Densités de courant pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant conjointement les filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant	52
3.12 Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant uniquement le filtre Karous-Hjelt pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	53
3.13 Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2 (a), 3 (b) et 4 (c) obtenues en appliquant uniquement le filtre Karous-Hjelt pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant	54
4.1 Amplitude pour des axes de courant à 5 m de profondeur dont la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \cdot m$ et les rapports de résistivité sont de 13 (x), 11 (o), 9 (+) et 7 (*)	69
4.2 Amplitude pour des axes de courant à 30 m de profondeur dont la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \cdot m$ et les rapports de résistivité sont de 13 (x), 11 (o), 9 (+) et 7 (*)	70
4.3 Amplitude de la Fenêtre Rectangulaire en fonction de la fréquence relative	72
4.4 Amplitude de la Fenêtre Triangulaire en fonction de la fréquence relative	73

4.5 Amplitude de la Fenêtre de Hanning en fonction de la fréquence relative	74
4.6 Amplitude de la Fenêtre de Hamming en fonction de la fréquence relative	75
4.7 Axe de courant où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega m$ et le rapport de résistivité est de 15. (a) axe de courant à 5 m et (b) axe de courant à 30 m	77
4.8 Amplitude du spectre pour l'axe de courant où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega m$ et le rapport de résistivité est de 15. (a) axe de courant à 5 m et (b) axe de courant à 30 m	78
4.9 Axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements pour une résistivité du milieu environnant de $6000 \Omega m$ et un rapport de résistivité de 13	80
4.10 Axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements pour une résistivité du milieu environnant de $6000 \Omega m$ et un rapport de résistivité de 15	80
4.11 Amplitude pour l'axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence absolue	81
4.12 Amplitude pour l'axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence absolue	82

4.13 Amplitude pour l'axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence relative	82
4.14 Amplitude pour l'axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence relative	83
5.1 Courbe de l'écart-type en fonction des rapports de résistivité pour la première section de la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant	93
5.2 Profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs utilisées pour générer la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant	98
5.3 Résidus en fonction des profondeurs estimées pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant	99
5.4 Profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs utilisées pour générer la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	103
5.5 Résidus en fonction des profondeurs estimées pour la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	104
5.6 Forme des signaux composant les bases de signaux. (a) signal provenant du modèle mathématique axe de courant. (b) signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D	106
5.7 Section du profil utilisée	107

6.1 Algorithme du programme d'inversion Occam (deGroot-Hedlin et Constable, 1990)	116
6.2 Profil pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 0.7	120
6.3 Section transversale pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 0.7	120
6.4 Profil pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 0.7	122
6.5 Section transversale pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 0.7	122
6.6 Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 0.7	124
6.7 Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 0.7	124
6.8 Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 0.7	125
6.9 Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 0.7	126
6.10 Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 0.7	127
6.11 Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 0.7	127

7.1 Axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$	132
7.2 Dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant de 3000 $\Omega \cdot m$	132
7.3 Axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$ et avec du bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal	133
7.4 Dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$ et avec du bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal	134
7.5 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$	135
7.6 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$	136

7.7 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_r) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	136
7.8 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_r) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	137
7.9 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$	138
7.10 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$	138
7.11 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	139

7.12 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	140
8.1 Profils des parties en phase et en quadrature sur le site d'essais géophysiques Bousquet	156
8.2 Profil de la ligne 77 + 00E. Site d'essais géophysiques Bousquet	157
8.3 Pseudo-section des densités de courant pour la ligne 77 + 00E. Site d'essais géophysiques Bousquet	158
8.4 Signal TBF composé de la partie gauche du <i>cross-over</i> due à la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet) et d'une partie droite antisymétrique	163
8.5 Signal TBF composé de la partie droite du <i>cross-over</i> due à la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet) et d'une partie gauche antisymétrique	164
8.6 Grille des mesures au site d'essais géophysiques Marbridge	166
8.7 Profil de la ligne 3. Site d'essais géophysiques Marbridge	167
8.8 Pseudo-section des densités de courant pour la ligne 3 (site d'essais géophysiques Marbridge)	168

8.9 Signal TBF composé de la partie gauche du <i>cross-over</i> due au gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge) et d'une partie droite antisymétrique	170	
8.10 Signal TBF composé de la partie droite du <i>cross-over</i> due au gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge) et d'une partie gauche antisymétrique	171	
B.1 Profil obtenu pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1.5		195
B.2 Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1.5		195
B.3 Profil obtenu pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1		196
B.4 Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1		196
B.5 Profil obtenu pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1.5		197
B.6 Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1.5		198
B.7 Profil obtenu pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1		198

B.8 Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1	199
B.9 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1.5	200
B.10 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1.5	201
B.11 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1	201
B.12 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1	202
B.13 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1.5	203
B.14 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1.5	203
B.15 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1	204
B.16 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1	204
B.17 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1.5	205

B.18 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1.5	205
B.19 Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1	206
B.20 Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1	206
C.1 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$	210
C.2 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	211
C.3 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$	212
C.4 Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \cdot m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal	213

Liste des annexes

Annexe A

Analyse fréquentielle	186
A.1 Calcul du nombre des stations optimal sur un levé EM-TBF	186

Annexe B

Technique d'inversion Occam	193
B.1 Résultats de l'inversion	193
B.1.1 Cellules libres	194
B.1.2 Cellules fixées	199

Annexe C

Application sur des données synthétiques	208
C.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt	209
C.2 Analyse fréquentielle	212

Chapitre 1

Introduction

La méthode EM-TBF (Électromagnétique Très Basse Fréquence) est une méthode géophysique très souvent employée en cartographie géologique structurale ou en prospection minière pour la recherche des corps conducteurs tels que les zones fracturées ou de cisaillement, les dépôts de sulfures massifs ou de graphite. Elle est aussi très utilisée pour la recherche d'eau dans les milieux fracturés. La popularité de cette méthode est due à sa simplicité d'utilisation et à son faible coût. De nombreux levés sont effectués chaque année et une banque de données considérable est disponible.

Nous proposons dans ce mémoire quatre techniques d'interprétation des signaux TBF, dans le but d'estimer la profondeur du corps conducteur causant l'anomalie observée. Le modèle géologique est constitué d'un dyke subvertical situé dans un milieu plus résistant. Nous étudions le lien existant entre la forme de l'anomalie TBF et la profondeur du conducteur. Deux modèles sont utilisés pour expliquer les anomalies:

l'induction (courants de Foucault) et la circulation de courants (galvanique).

1.1 Théorie de la méthode EM-TBF

Des puissantes antennes conçues pour les communications militaires sont utilisées comme des sources génératrices des champs électromagnétiques. Ces antennes produisent des signaux dont la fréquence (f) est comprise entre 15 et 25 $kH\ddot{z}$ et leur puissance d'émission varie de 4 à 1000 kW . Ces signaux nous servent de sources de champs primaire.

Le champ électromagnétique primaire est constitué d'une composante horizontale magnétique (H_ϕ) et d'une composante verticale électrique (E_z) et se propage radialement à partir de l'antenne émettrice. À des grandes distances de la source, le champ magnétique primaire est quasi uniforme sur la région du levé et peut être approximé par H_y . Ce champ magnétique primaire interagit avec la conductivité du sous-sol générant une composante horizontale électrique E_x (Chouteau et al. 1996).

À la surface de la terre, la composante verticale du champ électrique primaire est affaiblie et devient négligeable sous la surface. À l'intérieur de la terre, l'onde se propage vers le bas comme une onde plane perpendiculairement à la surface du sol, les champs magnétique et électrique primaires étant parallèles à la surface du sol.

1.2 Paramètres mesurés

La détection d'un champ électromagnétique secondaire par la méthode EM-TBF est réalisée en mesurant le rapport entre les composantes magnétiques verticale et horizontale. Lorsque la station de mesure est située à plusieurs longueurs d'onde de l'antenne émettrice, le champ magnétique primaire est complètement horizontal et orienté à angle droit avec la ligne reliant la station de mesure et l'antenne émettrice. Ce champ, en présence des contrastes latéraux de conductivité, va générer un champ secondaire, lequel va osciller à la même fréquence que le champ primaire mais avec un déphasage et est constitué de deux composantes horizontale et verticale. La réponse dans le signal TBF est maximale lorsque l'allongement du corps conducteur est perpendiculaire au champ magnétique primaire.

Les composantes verticale et horizontale des champs magnétiques primaire (\mathbf{H}) et secondaire ($\Delta\mathbf{H}$) sont données par (Paterson et Ronka, 1971):

$$H_r = H \cos\omega t$$

$$H_z = 0$$

$$\Delta H_x = \Delta H \cos(\omega t + \phi) \cos\alpha$$

$$\Delta H_z = \Delta H \cos(\omega t + \phi) \sin\alpha$$

où ω : fréquence angulaire

t : temps

ϕ : déphasage de $\Delta\mathbf{H}$ par rapport à \mathbf{H}

α : angle d'orientation de $\Delta\mathbf{H}$ dans le plan de \mathbf{H}

L'addition de ces vecteurs dans le temps produit un vecteur total, lequel trace une ellipse nommée *ellipse de polarisation* (voir figure 1.1).

Les paramètres mesurés par les récepteurs, tel que le EM16 de GEONICS (Geonics Ltd. 1964) sont les suivants:

- a) l'inclinaison (θ) de l'axe mineur (b) de l'ellipse de polarisation par rapport à l'axe vertical ou de l'axe majeur (a) par rapport à l'horizontale
- b) l'ellipticité (ϵ) qui est le rapport entre l'axe mineur (b) et l'axe majeur (a) de l'ellipse de polarisation

L'inclinaison et l'ellipticité sont montrées à la figure 1.1 tirée de l'article Paterson et Ronka (1971):

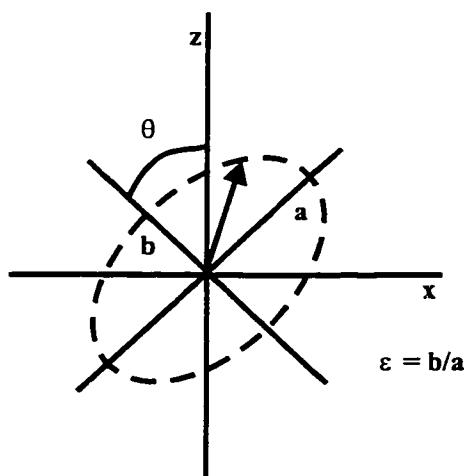


Figure 1.1: Ellipse de polarisation (Paterson et Ronka, 1971)

Si l'amplitude du champ secondaire ($\Delta\mathbf{H}$) est plus faible par rapport à celle du champ primaire (\mathbf{H}), i.e. $\Delta\mathbf{H} \ll \mathbf{H}$, les approximations suivantes sont permises (Paterson et Ronka, 1971):

$$\theta \approx \tan^{-1} \operatorname{Re}\left(\frac{\Delta H_z}{H}\right)$$

$$\epsilon \approx \operatorname{Im}\left(\frac{\Delta H_z}{H}\right)$$

et donc, $\frac{\Delta H_z}{H} \approx \tan\theta + i \epsilon$.

Les mesures de l'inclinaison et de l'ellipticité sont approximativement proportionnelles à la partie en phase et en quadrature du rapport entre la composante du champ magnétique secondaire sur le champ primaire: raison pour laquelle nous désignons l'inclinaison et l'ellipticité par les termes *phase* et *quadrature* respectivement.

1.3 Profondeur de pénétration

Une onde électromagnétique se propageant dans un milieu de conductivité uniforme subit une atténuation et un déphasage, lesquels limitent la profondeur d'investigation et le couplage avec un corps conducteur.

La profondeur de pénétration (δ) ou profondeur de peau représente la profondeur à laquelle l'amplitude de l'onde électromagnétique diminue d'un neper (i.e. $1/e$) (Paterson et Ronka, 1971).

La profondeur d'investigation est définie par (Saydam, 1981):

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma_0} \right)^{1/2}$$

où ω : fréquence angulaire [rad]

σ_0 : conductivité du milieu environnant [S/m]

μ_0 : perméabilité magnétique dans le vide = $4\pi 10^{-7}$ H/m

Les unités de mesures de la profondeur de pénétration sont en [m]. Cette variable dépend de la conductivité du milieu environnant et de la fréquence d'émission des signaux TBF.

Nous constatons que la présence soit d'un milieu environnant conducteur, soit d'un mort-terrain conducteur limite la profondeur de pénétration de la méthode EM-TBF. Dans ces conditions, un corps conducteur peut ne pas être détecté, s'il est au delà de cette profondeur. Pour cette raison, il est important de tenir compte de la profondeur d'investigation, prise en règle générale comme $0.5\delta - 0.7\delta$, avant d'entreprendre un levé avec la méthode EM-TBF.

1.4 Effet de la variation de la fréquence d'émission des signaux TBF

La profondeur de pénétration pouvant être atteinte avec la méthode EM-TBF lors d'un levé dépend de la fréquence d'émission des signaux TBF. C'est un désavantage de la méthode EM-TBF dont la gamme des fréquences relativement étroite est plus

élevée (Coney, 1977) par rapport à d'autres méthodes électromagnétiques comme la méthode magnétotellurique dont la large gamme des fréquences permet de balayer le sous-sol à de grandes profondeurs (Vozoff, 1972).

Saydam (1981) a démontré qu'à l'intérieur de la gamme des fréquences des signaux TBF (15 à 25 kHz), la variation de l'atténuation de l'onde TBF est insignifiante. Ceci implique que l'anomalie TBF observée due à un corps conducteur dans un milieu environnant de conductivité finie n'est pas directement proportionnelle à la fréquence d'émission des signaux TBF. La figure 1.2 tirée de l'article de Saydam (1981) illustre ce fait.

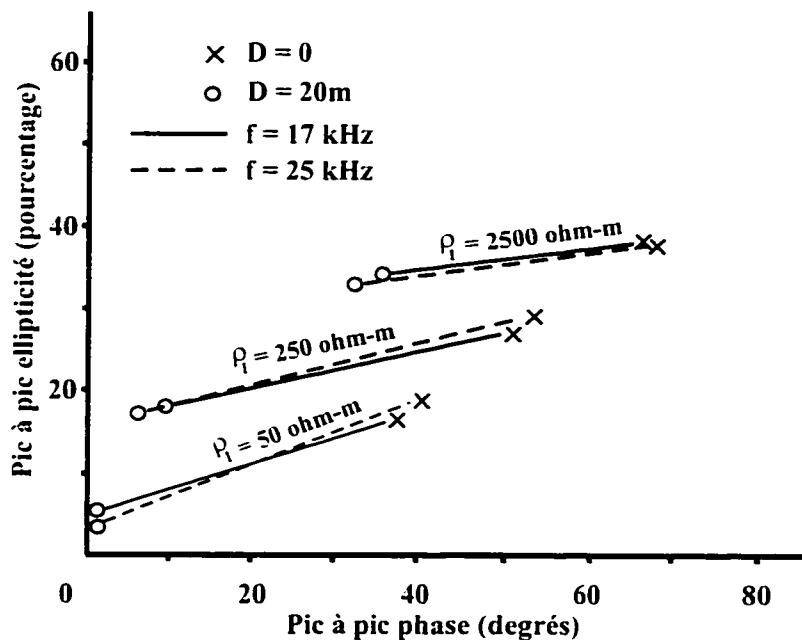


Figure 1.2: Effet de la variation de la fréquence dans la gamme TBF d'après Saydam (1981), pour des résistivités ρ_l du milieu encaissant variable et une conductance de 2 S pour la plaque

Nous observons que le fait d'avoir utilisé une fréquence de 17 ou 25 kHz cause des changements mineurs dans la réponse pic à pic des parties en phase et en quadrature.

Par contre, l'allure et l'amplitude de la réponse pic à pic des parties en phase et en quadrature dépend de la profondeur de la plaque conductrice et de la résistivité du milieu encaissant.

1.5 Travaux antérieurs

L'utilisation des signaux radio pour la prospection géophysique était limitée à cause de l'atténuation du signal dans le voisinage du corps conducteur (Coney, 1977). Ce n'est que vers le milieu des années 60 que l'utilisation du champ magnétique provenant d'une antenne émettrice fut réussie (Paterson et Ronka, 1971). En 1964, le premier appareillage pour les mesures des signaux TBF fut développé par la compagnie GEONICS Ltd., Ontario, Canada (Geonics Ltd, 1964). Depuis, la méthode EM-TBF est devenue un outil très utilisé pour la prospection minière et pour la cartographie géologique.

Malgré la large utilisation de la méthode EM-TBF, il y a peu de techniques pour le traitement et l'interprétation des signaux TBF.

Nous présentons des travaux reliés à l'interprétation des signaux TBF par le filtrage ou par la modélisation numérique.

1. Interprétation par filtrage

a) Filtre Fraser

Le filtre Fraser (Fraser, 1969), est un filtre à quatre coefficients qui transforme un changement de polarité (ou *cross-over* en anglais) en pic, i.e. c'est un filtre passe-bande qui agit comme un gradient horizontal le long des lignes du levé. Cette technique sert à mieux mettre en évidence les conducteurs sub-verticaux et ne discrémine pas les effets dus à la topographie ou au mort-terrain.

b) Filtre à multi-canaux de Wiener

Quenneville (1990) a développé une technique de filtrage de Wiener multi-canaux, considérant les parties en phase et en quadrature des signaux TBF. Ce filtre convolué avec les données, fournit un signal de sortie qui présente des impulsions là où l'anomalie recherchée (contact conducteur-résistant) a été détectée.

c) Reconnaissance de formes

Brodeur (1990) a conçu une technique statistique de reconnaissance de formes. Cette technique relie les paramètres physiques et géométriques des corps conducteurs aux caractéristiques des signaux TBF par le biais des régressions multiples, afin d'estimer les paramètres du modèle: le pendage, la conductance et la profondeur de la plaque.

d) Filtre pour calculer les profils de résistivité apparente

Chouteau et al (1996) ont développé un filtre qui transforme la partie en phase du rapport entre les champs magnétique primaire et secondaire en mesures de résistivité apparente. Cette technique considère un modèle bidimensionnel de la terre pour développer une relation entre la dérivée horizontale du champ électrique et le champ magnétique vertical à la surface.

2. Interprétation par modélisation numérique

Uniquement les techniques qui considèrent une plaque conductrice dans un milieu plus résistant sont présentées.

a) Vozoff (1971)

Vozoff a étudié l'effet de la variation de la conductivité et de l'épaisseur du mort-terrain sur le signal TBF mesuré. Le modèle utilisé est une plaque verticale conductrice située dans un milieu plus résistant sous un mort-terrain conducteur.

b) Kaikkonen (1979)

Kaikkonen a utilisé le modèle d'une plaque verticale avec pendage variable sous un mort-terrain située dans un milieu plus résistant. En faisant varier les paramètres du modèle, Kaikkonen donne une discussion sur la possibilité de différencier les bons conducteurs des mauvais, en ne regardant que les profils de l'ellipticité et de l'inclinaison.

c) Saydam (1981)

Saydam a créé des abaques pour déterminer la conductance (produit épaisseur-conductivité) et la profondeur des corps conducteurs à partir des mesures de l'ellipticité et de l'inclinaison. Le modèle utilisé par Saydam consiste en une plaque mince verticale conductrice située dans un milieu plus résistant avec ou sans mort-terrain.

d) Sinha (1990)

Sinha a utilisé le modèle plaque mince subverticale et d'extension verticale finie située dans un milieu plus résistant et sans mort-terrain, dans le but de créer des abaques pour évaluer la profondeur et la conductance des corps conducteurs.

1.6 Notre démarche

Les méthodes électromagnétiques sont basées sur deux lois physiques: la loi de Faraday qui suppose qu'un champ magnétique variable dans le temps génère des courants électriques dans un corps conducteur; et la loi d'Ampère qui associe à tout courant électrique un champ magnétique.

À partir de ces deux lois, nous décrirons les signaux TBF et la manière dont ceux-ci interagissent en présence d'un corps conducteur. Pour cela, nous utilisons deux mécanismes de génération des anomalies: le phénomène inductif et le phénomène galvanique.

1. Phénomène inductif

Soit une onde TBF se propageant verticalement vers le bas dans le sous-sol avec les champs magnétique et électrique primaires parallèles à la surface. Le champ magnétique primaire étant perpendiculaire à l'allongement du corps conducteur produit des courants de Foucault circulant uniquement à l'intérieur du corps conducteur, si le milieu environnant est résistant. Ces courants provoquent un champ magnétique secondaire, lequel s'ajoute vectoriellement au champ magnétique primaire. Les distorsions provoquées par la présence du champ secondaire dans le champ primaire sont les anomalies recherchées.

Pour représenter un signal TBF dû au phénomène inductif, nous utilisons la modélisation numérique 2D, à partir de laquelle un dyke 2D d'extension verticale infinie situé dans un milieu environnant plus résistant est modélisé. Pour générer la réponse due à ce modèle, nous utilisons le programme de modélisation magnétotellurique 2D développé par Wannamaker et al (1987). Le mode d'induction utilisé dans ce programme est le mode TE, car ce mode nous permet de modéliser le champ magnétique primaire perpendiculaire à l'allongement du dyke 2D.

2. Phénomène galvanique

Soit des courants générés à l'échelle régionale par le champ TBF uniforme. Ces courants se déplacent comme des lames parallèles à la surface. En présence d'un corps conducteur, ils vont tendre à être canalisés suivant l'allongement du

corps conducteur. Cela crée des charges de surface à l'interface entre le milieu environnant et la section du corps conducteur perpendiculaire aux courants. Ces charges produisent un champ électrique secondaire à l'intérieur du corps conducteur causant des distorsions dans le flux des courants et l'amplification de la densité de courant. Ces effets sont reflétées dans le champ magnétique causé par la canalisation, générant ainsi les anomalies recherchées.

Pour générer un signal TBF dû au phénomène galvanique, nous utilisons le modèle mathématique axe de courant. Ce modèle sert à représenter l'effet qui se produit lorsque les courants régionaux interceptent un dyke conducteur subvertical situé dans un milieu environnant plus résistant. Ces lignes de courant sont considérées comme étant présentes dans la partie supérieure du corps conducteur. Dans ce mémoire, ces lignes de courant sont considérées comme un axe de courant suivant l'allongement du corps. Nous pourrions permettre une géométrie plus complexe formée d'axes de courant (sommation des effets) mais celle-ci n'est pas abordée dans cette thèse.

1.7 Organisation de ce mémoire

Ce mémoire est organisé de la manière suivante:

- Chapitre 2: nous montrons les modèles utilisés pour générer les signaux synthétiques. Le modèle mathématique axe de courant sert à créer les anomalies

lies dues au phénomène galvanique tandis que le programme de modélisation magnétotellurique 2D (Wannamaker et al. 1987) sert à créer les anomalies attribuées au phénomène inductif.

- Chapitre 3: nous présentons la technique développée par Karous et Hjelt (1977), qui consiste à calculer des pseudo-sections des densités de courant à l'aide d'un filtrage linéaire. De plus, nous présentons notre apport à cette technique.
- Chapitre 4: nous étudions le rapport entre la forme de l'anomalie TBF et la profondeur du corps conducteur. Pour cela, le modèle mathématique axe de courant est utilisé, à partir duquel une formulation mathématique reliant la profondeur de l'axe de courant générant le signal et son contenu fréquentiel est obtenue.
- Chapitre 5: nous présentons la technique analyse en composantes principales permettant d'estimer la profondeur du corps conducteur par l'étude du comportement des paramètres explicatifs provenant de deux bases de signaux. À partir de ces paramètres explicatifs, deux modèles pour la régression sont obtenus. Ces deux modèles nous permettent d'estimer la profondeur du corps conducteur, en supposant que l'anomalie TBF est générée soit par des courants galvaniques, soit par des courants induits.
- Chapitre 6: nous évaluons la capacité de la technique d'inversion Occam, développée par Constable et al (1987), à retrouver la profondeur du corps con-

ducteur. Pour cela, nous utilisons la modélisation magnétotellurique 2D pour générer les signaux TBF, en considérant le modèle d'un dyke 2D d'extension verticale infinie situé dans un milieu environnant plus résistant.

- Chapitre 7: les techniques proposées dans ce mémoire sont appliquées sur des données synthétiques provenant du modèle mathématique axe de courant et de la modélisation magnétotellurique 2D dans le but de comparer leur capacité à retrouver la profondeur soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D d'extension verticale infinie.
- Chapitre 8: nous présentons les résultats obtenus pour les diverses techniques sur des données réelles provenant de la propriété Bousquet (Val d'Or, Québec) et de la mine Marbridge (Canton de la Motte, Québec).

Chapitre 2

Modèles utilisés pour générer les anomalies dues aux phénomènes galvanique et inductif

Nous présentons dans ce chapitre les modèles utilisés pour générer les signaux TBF, en utilisant les deux approches extrêmes proposées dans ce mémoire: un mécanisme totalement galvanique (modèle mathématique axe de courant) et un mécanisme de type inductif (modélisation magnétotellurique 2D).

2.1 Modèle galvanique

Pour représenter la réponse TBF dû au mécanisme galvanique, nous utilisons le modèle d'un axe de courant passant dans la partie supérieure d'un dyke subvertical

conducteur, situé dans un milieu environnant plus résistant. Cet axe de courant est associé soit à l'accumulation de charges (modèle 3D), soit à la canalisation de courants dans le voisinage du dyke conducteur. La figure 2.1 illustre le modèle ayant servi à la formulation mathématique de l'axe de courant:

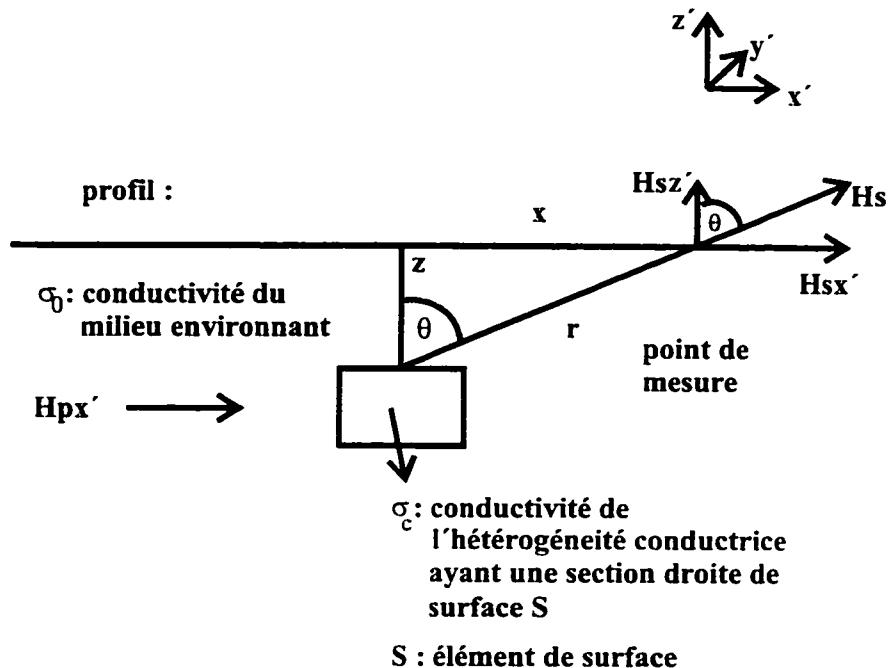


Figure 2.1: Caractéristiques du modèle mathématique axe de courant

L'élément de surface contenant l'axe de courant (S) est considéré comme étant carré dont le côté est égal à $S^{1/2}$.

Le champ magnétique primaire (H_p) est considéré perpendiculaire à l'allongement de l'hétérogénéité tandis que, le champ électrique primaire (E_p) est parallèle à celui-ci, ce qui correspond au mode de polarisation TE en magnétotellurique. Dans le cas du mode de polarisation TE, il n'y a pas de composante du champ électrique perpendiculaire à l'hétérogénéité conductrice, donc pas de charges induites. Par conséquent, le

champ magnétique secondaire est dû à la canalisation de courants par l'hétérogénéité conductrice.

Le champ magnétique secondaire (H_s) au point de mesure dû à un axe de courant est donné par (Wangness, 1986):

$$H_s = \frac{\Delta I}{2\pi r} \left(-\sin\theta \hat{z}' + \cos\theta \hat{x}' \right) \quad (2.1)$$

où \hat{z}' et \hat{x}' sont des vecteurs unitaires.

Les composantes verticale et horizontale du champ magnétique secondaire sont

$$H_{s_z'} = \frac{-\Delta I}{2\pi r} \sin\theta = \frac{-I}{2\pi r^2} x \quad (2.2)$$

$$H_{s_x'} = \frac{\Delta I}{2\pi r} \cos\theta = \frac{I}{2\pi r^2} z \quad (2.3)$$

Le rapport entre la composante verticale ($H_{s_z'}$) du champ secondaire sur le champ horizontal total ($H_{s_z'} + H_p$) est donné par l'expression suivante:

$$\frac{H_{s_z'}}{H_{s_x'} + H_p} \quad (2.4)$$

Il faut déterminer H_p . Pour l'excitation d'une onde plane dans un milieu ho-

mogène, les champs électrique et magnétique primaires sont reliés par (McNeil, 1985):

$$\frac{E_p}{H_p} = \sqrt{\frac{i \omega \mu_0}{\sigma_0}} \quad (2.5)$$

où ω : fréquence angulaire [rad/m]

μ_0 : perméabilité dans le vide = $4\pi 10^{-7}$ H/m

σ_0 : conductivité du milieu environnant [S/m]

Pour le choix des contrastes de conductivité (i.e. $\Delta\sigma = \sigma_c - \sigma_0$), il y a deux possibilités. La première consiste à utiliser un contraste tel que $\sigma_c \sim \sigma_0$ (approximation de Born); et la deuxième consiste à choisir un contraste de manière à ce que $\delta \gg S^{1/2}$ (i.e. δ est la profondeur d'investigation) à l'intérieur de l'élément de surface (approximation du champ statique, McNeill 1985). Dans ce deux cas, le champ électrique à l'intérieur de l'hétérogénéité conductrice est $E_c \approx E_p$ et l'excès de courant dans l'élément de surface S (voir figure 2.1) est donné par:

$$\Delta I = \Delta J S = (\sigma_c - \sigma_0) E_p S \quad (2.6)$$

où ΔJ est l'excès de densité de courant.

Ayant défini l'excès de courant (ΔI) dans l'élément de surface S , en prenant l'équation (2.6) et en réarrangeant l'équation (2.5), le champ magnétique primaire

devient:

$$\begin{aligned}
 H_p &= E_p \sqrt{\frac{\sigma_0}{i \omega \mu_0}} \\
 &= \frac{\Delta I}{S(\sigma_c - \sigma_0)} \sqrt{\frac{\sigma_0}{i \omega \mu_0}} \\
 &= \frac{\Delta I}{S(\sigma_c - \sigma_0)} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\omega \mu_0}} \sqrt{-i} \quad \text{où } \sqrt{-i} = \frac{1-i}{\sqrt{2}} \\
 H_p &= \frac{\Delta I}{S(\sigma_c - \sigma_0)} \sqrt{\frac{\sigma_0}{2 \omega \mu_0}} (1-i) \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

Le champ magnétique primaire est donné par:

$$\begin{aligned}
 H_p &= \frac{\Delta I}{S(\sigma_c - \sigma_0)} \sqrt{\frac{\sigma_0}{2 \omega \mu_0}} (1-i) \\
 H_p &= \frac{\rho_0^{1/2}}{\rho_0/\rho_c - 1} \frac{\Delta I}{S \sqrt{2 \omega \mu_0}} (1-i) \tag{2.8}
 \end{aligned}$$

où $\rho_0 = 1/\sigma_0$ et $\rho_c = 1/\sigma_c$.

Seulement la partie réelle de l'équation (2.4) sera considérée pour la formulation mathématique du modèle axe de courant. Celle-ci correspond à la partie en phase du signal TBF, laquelle est plus diagnostique pour détecter la présence d'un corps conducteur (Baker et Myers, 1979; Kaikkonen, 1979; Paterson et Ronka, 1971).

Soit,

$$h(x) = \operatorname{Re} \left[\frac{H_{s_z'}}{H_{s_z'} + H_p} \right] \quad (2.9)$$

L'expression au complet pour $h(x)$ est

$$\begin{aligned} h(x) &= \frac{-x(z + \alpha r^2)}{(z + \alpha r^2)^2 + (\alpha r^2)^2} \\ &= \frac{-x(z + \alpha r^2)}{z^2 + 2\alpha z r^2 + 2\alpha^2 r^4} \quad \text{où } r^2 = x^2 + z^2 \\ h(x) &= \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(z/\alpha + z^2 + x^2)}{(z^2/2\alpha^2 + z^3/\alpha + z^4) + (z/\alpha + 2z^3)x^2 + x^4} \end{aligned} \quad (2.10)$$

z étant la profondeur de l'axe de courant et α est définie par:

$$\alpha = \frac{\pi^{1/2}}{S \sqrt{f \mu_0}} \frac{\rho_0^{1/2}}{\rho_0/\rho_c - 1} \quad (2.11)$$

où ρ_0 : résistivité du milieu environnant [$\Omega \text{ m}$]

ρ_0/ρ_c : rapport de résistivité entre la résistivité du milieu environnant et la résistivité de l'hétérogénéité conductrice

Les dimensions de α sont en [m^{-1}]. L'équation (2.11) représente les propriétés physiques de l'axe de courant pour un milieu environnant et une profondeur donnés.

Le dénominateur de l'équation (2.10) a la forme du polynôme suivant:

$$(a^2 + x^2)^2 = a^4 + 2a^2x^2 + x^4$$

avec

$$2a^2 = z/\alpha + 2z^2$$

$$a^2 = z/2\alpha + z^2 \Rightarrow a^4 = z^2/4\alpha^2 + z^3/\alpha + z^4$$

L'équation (2.10) devient alors.

$$h(x) = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(a^2 + x^2 + z/2\alpha)}{(a^2 + x^2)^2 + z^2/4\alpha^2}$$

en posant $b = z/2\alpha$, nous obtenons finalement que

$$h(x) = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(a^2 + x^2 + b)}{(a^2 + x^2)^2 + b^2} \quad (2.12)$$

Nous avons déterminé la partie réelle du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total (équation 2.12). Cette équation nous permet de représenter les signaux TBF dus au phénomène galvanique.

Le choix des contrastes de résistivités entre l'hétérogénéité conductrice et le milieu environnant pré-suppose que le champ électrique à l'intérieur de l'hétérogénéité conductrice (E_c) est presque égal au champ électrique externe (E_p). Si cette condition

n'est pas remplie, nous ne pouvons pas considérer que l'excès de courant à l'intérieur de l'hétérogénéité conductrice est donnée par (équation 2.6):

$$\Delta I = (\sigma_c - \sigma_0) E_p S$$

Donc, pour ce modèle, nous utilisons l'approximation du champ statique comme base pour l'analyse du phénomène galvanique.

Pour le cas $\sigma_c \simeq \sigma_0$ (ce qui revient à étudier la réponse du modèle en utilisant l'approximation de Born), la constante α devient élevée, de sorte que $\alpha r^2 \gg z$. Alors,

$$h(x) = \frac{-x(z + \alpha r^2)}{(z + \alpha r^2)^2 + (\alpha r^2)^2}$$

devient

$$h(x) \approx \frac{-x}{2\alpha r^2} \quad (2.13)$$

où $r^2 = x^2 + z^2$ et α est donnée par:

$$\alpha = \frac{1}{S(\sigma_c - \sigma_0)} \sqrt{\frac{\sigma_0}{2\omega\mu_0}}$$

En réécrivant l'équation (2.13), nous obtenons:

$$h(x) = \frac{-x}{2r^2} S(\sigma_c - \sigma_0) \sqrt{\frac{2\omega\mu_0}{\sigma_0}} \quad (2.14)$$

D'après McNeill (1985), la réponse d'un sphéroïde de grande extension suivant l'axe majeur, tel que le champ électrique interne soit presque égal à celui primaire ($E_i \approx E_p$) et sujet à l'excitation d'une onde plane peut être approximé par un axe de courant, dont le champ magnétique mesuré à une distance r est donné par:

$$\frac{H_\phi}{H_p} = \frac{1}{2r} b^2 \sigma_i \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{\sigma_e}} \quad (2.15)$$

où H_p : champ magnétique primaire
 H_ϕ : composante du champ magnétique secondaire
 b : axe mineur du sphéroïde
 σ_i : conductivité du sphéroïde
 σ_e : conductivité du milieu environnant

Nous remarquons pour le cas où le contraste de conductivité est très faible ($\sigma_c \sim \sigma_0$) que la réponse du modèle est à un facteur près égale à celle du modèle utilisé par McNeill (1985), où la section du sphéroïde (b^2) correspond à S de notre modèle mathématique. Nous pouvons conclure que, dans le cas d'une excitation due à une onde plane, des corps allongés et faiblement conducteurs seront détectables à cause de la présence des courants galvaniques.

2.2 Modèle inductif

Nous approximons la réponse observée dans le signal TBF par celle due à la présence des courants induits à l'intérieur d'un dyke subvertical conducteur, situé dans un milieu environnant plus résistant. Pour représenter ce type de signal, nous utilisons la modélisation numérique 2D.

Le modèle a été construit à l'aide d'un programme de modélisation magnétotellurique 2D développé par Wannamaker et al (1987). Ce programme est basé sur un algorithme d'éléments finis qui calcule les champs électrique et magnétique pour les deux modes de polarisation TE (champ électrique parallèle à l'allongement de la structure) et TM (champ magnétique parallèle à l'allongement de la structure). Ces deux modes de polarisation sont décrits par les équations de Helmotz.

mode TE

$$\frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\hat{z}} \frac{\partial E_{rs}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\hat{z}} \frac{\partial E_{rs}}{\partial z} \right) - \hat{y} E_{rs} = \Delta \hat{y} E_{rp}$$

mode TM

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\hat{y}} \frac{\partial H_{rs}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\hat{y}} \frac{\partial H_{rs}}{\partial z} \right) - \hat{z} H_{rs} &= -\frac{\Delta k^2}{\hat{y}} H_{rp} + \\ &\quad \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\Delta \hat{y}}{\hat{y}} \right) E_{rp} \end{aligned}$$

où $\hat{y} = \sigma + i\omega\epsilon$ est l'admitance, $\Delta \hat{y}$ est la différence d'admitance entre l'inhomogénéité 2D et le milieu environnant 1D, $\hat{z} = i\omega\mu_0$ est l'impédance et $\Delta k^2 = -\Delta \hat{y} \hat{z}$.

Les sous index **p** et **s** réfèrent aux champs primaire et secondaire respectivement.

D'après Wannamaker et al (1987), les équations de Helmotz pour les champs secondaires sont les mêmes que pour celles du champ total avec l'ajout des termes pour les champs primaires et la différence de conductivité entre le corps 2D et le milieu environnant.

Le programme de modélisation magnétotellurique 2D utilise une maille composée d'éléments réguliers pour le calcul des composantes des champs secondaires, où les éléments de cette maille sont d'épaisseur constante sur une colonne donnée et de hauteur constante sur une ligne donnée. De plus, chaque élément régulier consiste en quatre éléments triangulaires, à l'intérieur de ceux-ci l'admitance et l'impédance sont constantes. Les figures 2.2 et 2.3 tirées de l'article de Wannamaker et al (1987) l'illustrent.

Pour générer les signaux TBF par le programme de modélisation magnétotellurique 2D, nous utilisons comme modèle un dyke 2D d'extension verticale infinie situé dans un milieu environnant plus résistant et comme mode d'induction, le mode de polarisation TE. Le fait de considérer l'extension verticale du dyke 2D comme étant infinie nous permet de représenter les courants de Foucault comme un axe de courant inductif passant dans la partie supérieure du dyke 2D, en négligeant la contribution des courants se trouvant dans sa partie inférieure.

Pour le dessin de la maille, les conditions suivantes sont utilisées (GEO TOOLS MT, 1993):

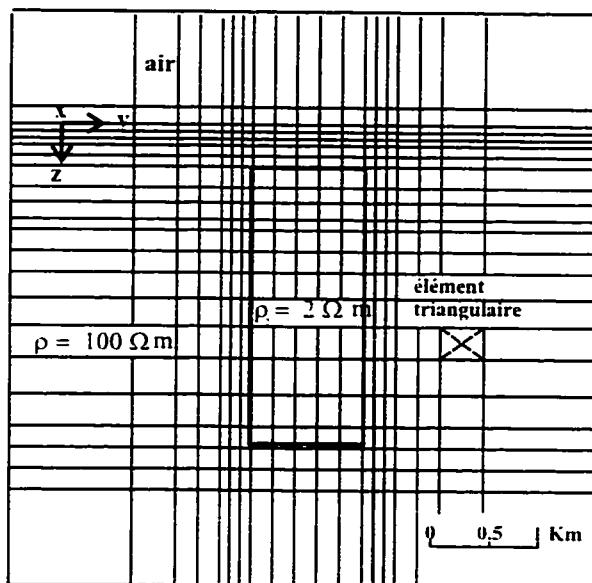


Figure 2.2: Maille régulière utilisée par le programme de modélisation magnétotellurique 2D (Wannamaker et al., 1987)

1. Les dimensions des éléments dans les régions conductrices doivent être plus petites ou égales à un tiers de la profondeur de peau (δ).
2. Les dimensions verticales des éléments sont augmentées exponentiellement vers le bas, ceci se fait en concordance avec la diminution exponentielle des champs primaires.
3. Les limites latérales de la maille sont éloignées par 8 à 10 fois la profondeur de peau de la structure 2D la plus proche, où la profondeur de peau est définie par:

$$\delta \text{ (mètres)} \approx 500 \sqrt{\frac{\text{résistivité}}{\text{fréquence}}}$$

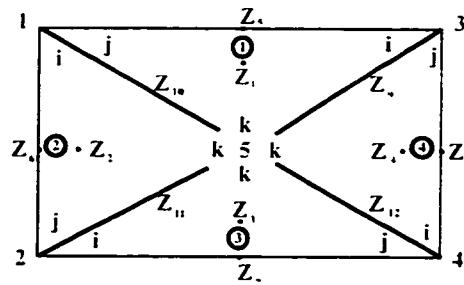


Figure 2.3: Élément régulier composé des quatres éléments triangulaires (Wannamaker et al. 1986)

4. La limite inférieure de la maille est à 8 ou 10 fois la profondeur de peau du milieu environnant, pour que l'amplitude des champs magnétique et électrique primaires à la limite inférieure soit considérée comme nulle.

Pour la génération des signaux provenant de la modélisation numérique 2D, le choix des contrastes de résistivité est choisi de sorte à éviter la saturation dans la réponse du modèle. La saturation peut survenir lorsque le conducteur présente des contrastes de résistivité élevés avec le milieu environnant.

Chapitre 3

Filtre amélioré Karous-Hjelt

La technique développée par Karous et Hjelt (1977) suppose que les conducteurs dans le sous-sol causant la réponse TBF sont d'extension infinie et perpendiculaires au profil. Elle suppose aussi que les courants galvaniques et induits présents dans le conducteur sont des lignes infinies perpendiculaires au profil.

Le filtre spatial obtenu à partir de l'équation de la composante verticale du champ magnétique due à une densité de courant permet de calculer des pseudo-sections des densités de courant à l'aide d'un filtrage linéaire. Notre apport à cette technique consiste à appliquer d'abord un filtre passe-bas sur le signal TBF avant d'utiliser le filtre développé par Karous et Hjelt (1977) pour le calcul des densités de courant.

3.1 Fondement mathématique

Le développement mathématique présenté est principalement tiré du rapport technique de Karous et Hjelt (1977). Dans ce rapport, Karous et Hjelt supposent qu'il s'agit d'un cas bidimensionnel où le plan formé par le corps est perpendiculaire au champ primaire magnétique, et les deux courants galvanique et induit se comportent comme des lignes infinies, perpendiculaires au profil. La figure 3.1 illustre les conditions d'application.

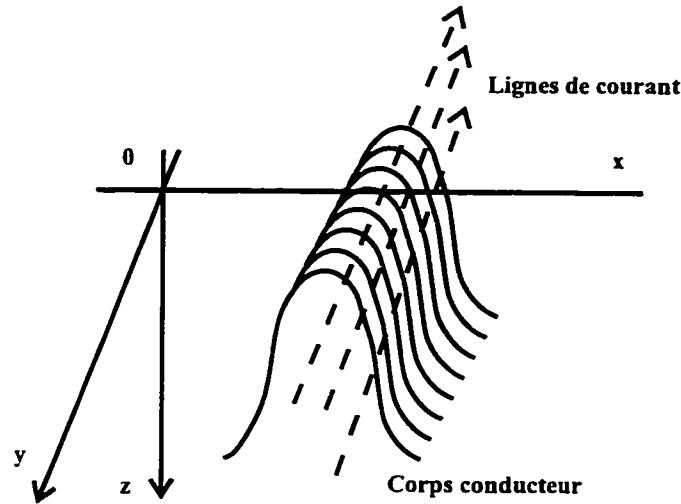


Figure 3.1: Courants galvaniques et induits (Karous et Hjelt, 1977)

La composante verticale du champ magnétique causée par une densité de courant $I(\xi, \zeta)$ est exprimée de la manière suivante:

$$H_z(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} I(\xi, \zeta) \frac{x - \xi}{(x - \xi)^2 + \zeta^2} d\xi d\zeta \quad (3.1)$$

où les termes de l'équation (3.1) sont définis à la figure 3.2.

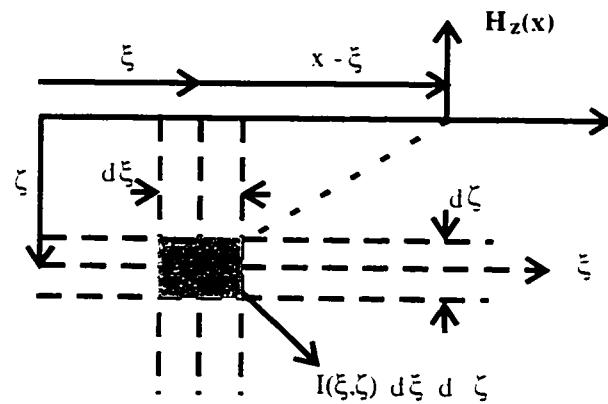


Figure 3.2: Origine des axes (Karous et Hjelt, 1977)

L'équation (3.1) peut être simplifiée en considérant que la densité de courant est limitée à un élément dont l'épaisseur est Δz et la profondeur est $\zeta = z$, alors

$$H_z(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} I_a(\xi) \Delta z \frac{x - \xi}{(x - \xi)^2 + z^2} d\xi \quad (3.2)$$

où $I_a(\xi)\Delta z$ est une densité de courant apparente représentant tous les courants dans l'élément d'épaisseur Δz .

L'intégrale de l'équation (3.2) a la forme d'une intégrale de convolution, laquelle est résolue en utilisant la théorie du filtrage linéaire.

Étant donné que les mesures EM-TBF sont prises sur des points discrets séparés régulièrement à tous les intervalles Δx , l'inversion de l'intégrale de l'équation (3.2) donne une distribution discrète de courant. Cette distribution de courant est calculée sur des points localisés à une profondeur z proportionnelle à l'intervalle Δx .

L'intégrale de l'équation (3.2) devient:

$$H_{zm}(x_i) = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left[I_a(\xi_j) \cdot \Delta z \cdot \Delta x \cdot \frac{x_i - \xi_j}{(x_i - \xi_j)^2 + (\Delta x)^2} \right] \quad (3.3)$$

en choisissant les origines des axes x et ξ (voir figure 3.2) de manière à ce que

$$x_i = i \cdot \Delta x$$

$$\xi_j = (j + j_0) \Delta x$$

où $0 \leq j_0 < 1$

En désignant $\frac{2\pi}{\Delta z} H_{zm}(x_i) = H_i$ et $I_a(\xi_j) = I_j$ nous obtenons.

$$H_i = \sum_{j=-\infty}^{\infty} I_j \cdot K_{ij} \quad (3.4)$$

où

$$K_{ij} = \frac{i - j - j_0}{(i - j - j_0)^2 + 1} \quad (3.5)$$

Étant donné que le nombre de mesures d'un levé EM-TBF comporte un nombre fini d'observations, la série dans l'équation (3.4) est limitée à un système d'équations fini

pour I_j inconnus. L'équation (3.4) devient

$$H_t = \sum_{j=-n}^n (I_j \cdot K_{tj}) + c_t \quad (3.6)$$

où c_t est l'effet magnétique des courants en dehors de la région de calcul. D'après Karous et Hjelt (1977), l'effet magnétique est considéré constant pour tous les points x_t :

$$H_t = \sum_{j=-n}^n (I_j \cdot K_{tj}) + c \quad (3.7)$$

L'équation (3.7) peut être considérée comme un système d'équations linéaires pour $2n + 2$ paramètres inconnus:

$$\begin{array}{ccc} H_{-n} & & I_{-n} \\ H = & \begin{matrix} H_0 \\ H_n \\ H_{n+1} \end{matrix} & I = \begin{matrix} I_0 \\ I_n \\ I_{n+1}(=c) \end{matrix} \end{array}$$

Cette équation est réécrite sous forme matricielle:

$$H = \underline{K} \cdot I \quad (3.8)$$

où la matrice \underline{K} est composée des éléments K_{tj} avec la dernière colonne un vecteur

de 1:

$$\underline{K} = \begin{cases} K_{ij} & \text{pour } -n \leq j \leq n \\ 1 & \text{pour } -n \leq i \leq n+1 \\ & \text{pour } j = n+1 \\ & \text{pour } -n \leq i \leq n+1 \end{cases}$$

À partir de l'équation (3.8), la solution pour I est donnée par:

$$I = \underline{K}^{-1} \cdot H \quad (3.9)$$

où \underline{K}^{-1} est l'inverse de la matrice \underline{K} à condition que celle-ci soit non-singulière. À partir de l'équation (3.9), les courants centraux $I_a(\xi_0) = I_0$ sont définis par:

$$\begin{aligned} I_a(\xi_0) &= I_0 \\ &= \sum_{i=-n}^n K_{i0}^{-1} H_i \\ I_a(\xi_0) &= \frac{2\pi}{\Delta z} \sum_{i=-n}^{i=n} K_{i0}^{-1} \cdot H_z(x_i) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Karous et Hjelt (1977) ont trouvé que la matrice \underline{K} est généralement non-singulière si $\xi_0 \neq 0$, ce qui implique que $j_0 \neq 0$ aussi. Cependant, la valeur de $j_0 = 1/2$ fut choisie pour la solution des coefficients du scalaire K_{i0}^{-1} ; ces coefficients correspondent à ceux d'un filtre discret fini.

Des expériences ont été faites avec plusieurs filtres (Karous et Hjelt, 1977). Les résultats ont démontré que pour $n = 2$, le filtre pour lequel l'erreur est inférieure à

8% pouvant être utilisé pour les calculs des densités de courant est:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta z}{2\pi} I_a(\Delta x/2) &= 0.205H_{-2} - 0.323H_{-1} + 1.446H_0 \\ &\quad - 1.446H_1 + 0.323H_2 - 0.205H_3 \end{aligned} \quad (3.11)$$

En prenant les valeurs moyennes dans le voisinage de H_t et I_a , un filtre symétrique est obtenu:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta z}{2\pi} I_a(0) &= 0.102H_{-3} - 0.059H_{-2} + 0.561H_{-1} \\ &\quad - 0.561H_1 + 0.059H_2 - 0.102H_3 \end{aligned} \quad (3.12)$$

où $I_a(0) = 1/2 \left[I_a\left(\frac{\Delta x}{2}\right) + I_a\left(-\frac{\Delta x}{2}\right) \right]$

La polarité du filtre dans l'équation (3.12) est contraire à celle publiée par Karous et Hjelt (1977; 1983), afin de s'ajuster à la convention utilisée par les instruments EM16 et IGS2/VLF-3 pour mesurer le signal EM-TBF (Ogilvy et Lee, 1991). Cette convention considère le passage des valeurs positives à négatives lorsque l'opérateur traverse une ligne conductrice (Geonics Ltd, 1964). D'après Karous et Hjelt (1977), le filtre développé a la forme générale du filtre Fraser (Fraser, 1969).

Nous utilisons le terme *cross-over* pour représenter le changement de polarité dans le signal EM-TBF. À chaque fois que le filtre rencontre un *cross-over* de fortes valeurs de densités de courant seront obtenues, lesquelles seront liées à des régions conductrices. L'équation (3.12) est nommée *filtre Karous-Hjelt* tout au long du mémoire.

La démarche que nous proposons pour appliquer le filtre Karous-Hjelt (se référer à l'équation 3.12) est la suivante: les six premières mesures du signal TBF sont multipliées par les coefficients du filtre et additionnés, le résultat est mis au centre du filtre; le filtre est alors avancé d'un intervalle égal à l'écartement original (Δx) entre les stations et la procédure recommence jusqu'à ce que le coefficient du filtre (H_3) soit à la dernière mesure. Initialement, les densités de courant calculées correspondent à une profondeur égale à l'écartement original entre les stations. Pour obtenir des densités de courant à des niveaux plus profonds, la longueur du filtre est augmentée en appliquant les coefficients du filtre chaque fois sur des données séparées par une distance multiple de Δx (i.e. $2\Delta x$, $3\Delta x$, etc.) et le filtre est toujours avancé d'un intervalle égal à l'écartement original (Δx) entre les stations jusqu'au niveau de profondeur maximale déterminé par la taille du profil. Ceci est illustré à la figure 3.3 pour un profil de 250 m de long avec 11 stations espacées de 25 m.

Lors de l'application du filtre Karous-Hjelt sur le signal TBF, nous sommes confrontés au problème de pliage. Pour s'assurer qu'il n'y ait pas dans le signal TBF de fréquences supérieures à $1/2n\Delta x$, où n correspond au niveau de profondeur étudié, un filtre passe-bas doit être appliqué.

3.2 Choix du filtre passe-bas

Le signal TBF est composé de basses et de hautes fréquences. Une augmentation de la profondeur de la distribution de courants (galvanique-induit), correspond à une

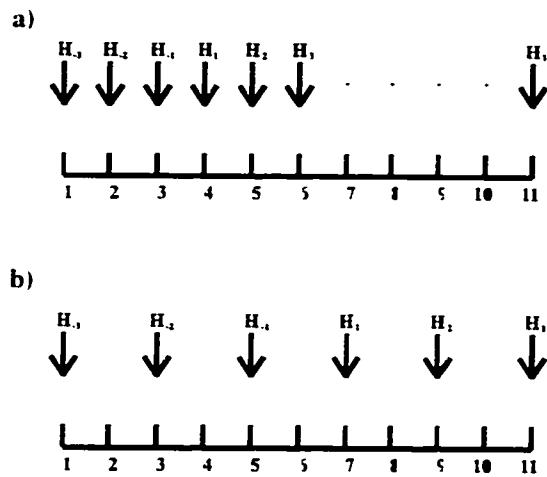


Figure 3.3: Application et emplacement des coefficients du filtre Karous-Hjelt. (a) montre l'emplacement et le déplacement des coefficients du filtre pour le premier niveau de profondeur et (b) montre l'emplacement des coefficients du filtre pour le dernier niveau de profondeur

augmentation de la longueur d'onde du signal TBF. Pour estimer la profondeur de cette distribution de courants, le signal TBF est étudié en fonction de son contenu fréquentiel. Cette étude fait ressortir les basses fréquences du signal (correspondant à des longueurs d'onde élevées présentes dans le signal TBF) afin de faire le lien entre la profondeur de la distribution de courants et la variation de la forme de l'anomalie.

Un filtre passe-bas est appliqué sur le signal TBF avant celui de Karous-Hjelt (se référer à l'équation 3.12) dans le but de ne laisser passer que les basses fréquences correspondant à des accumulations des densités de courant en profondeur. Nous voulons aussi éviter le problème de pliage causé par l'échantillonnage du signal TBF lors du filtrage par le filtre Karous-Hjelt.

Les caractéristiques recherchées du filtre passe-bas sont les suivantes:

1. un filtre passe-bas dont l'amplitude (en domaine fréquentiel) s'approche le plus

de celle du filtre passe-bas idéal (voir figure 3.4). Ce type de filtre laisse passer uniquement les fréquences du signal TBF se trouvant dans l'intervalle $(0, f_c)$

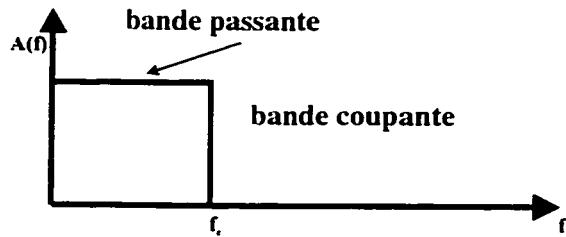


Figure 3.4: Amplitude du filtre passe-bas idéal

2. un filtre passe-bas stable pour des fréquences dans la bande coupante
3. un filtre passe-bas de déphasage négligeable

Deux catégories de filtres ont été étudiées, celles-ci sont: les filtres non-récurifs et les filtres récurifs. Nous avons choisi d'étudier la réponse fréquentielle numérique d'ordre deux de ces filtres (i.e. convolué par lui-même).

3.2.1 Filtres non-récurifs

Pour le dessin de cette catégorie de filtres, la méthode de fenétrage spatial à déphasage linéaire est utilisée (The Mathworks Inc, 1992; Stanley, 1975). Cette méthode consiste à limiter la réponse impulsionnelle idéale du filtre par une fenêtre spatiale. Ainsi, les coefficients obtenus à partir de la série de Fourier constituent les coefficients du filtre désiré.

Les fenêtres spatiales étudiées sont (Stanley, 1975):

1. Fenêtre Rectangulaire: La réponse fréquentielle de la fenêtre Rectangulaire est définie par:

$$A(f) = \tau \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \quad (3.13)$$

où τ est la longueur de la fenêtre rectangulaire.

2. Fenêtre Triangulaire: La réponse fréquentielle de la fenêtre Triangulaire est définie par:

$$A(f) = \frac{\tau}{2} \left[\frac{\sin(\pi\tau f/2)}{\pi\tau f/2} \right]^2 \quad (3.14)$$

où τ est la longueur de la fenêtre triangulaire.

3. Fenêtre de Hanning: La réponse fréquentielle de la fenêtre Hanning est définie par:

$$A(f) = \frac{\tau}{2} \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \left[\frac{1}{1 - (\tau f)^2} \right] \quad (3.15)$$

où τ est la longueur de la fenêtre Hanning.

4. Fenêtre de Hamming: La réponse fréquentielle de la fenêtre Hamming est définie

par:

$$A(f) = \frac{\tau \sin(\pi \tau f)}{\pi \tau f} \left[\frac{0.54 - 0.08(\tau f)^2}{1 - (\tau f)^2} \right] \quad (3.16)$$

où τ est la longueur de la fenêtre Hamming.

Le filtre de Hanning a été choisi pour représenter les caractéristiques de cette catégorie de filtres. La réponse de l'amplitude est présentée en échelle logarithmique, i.e. $A_{dB}(f) = 20 \log_{10}|A(f)|$. La figure 3.5 montre la courbe de l'amplitude en fonction de la fréquence relative (la fréquence relative correspond à la fréquence absolue normalisée par celle de Nyquist). Pour cela, la réponse fréquentielle numérique du filtre passe-bas de Hanning de deuxième ordre est calculée (The Mathworks Inc, 1992).

Nous ne mentionnons que quelques propriétés de cette catégorie de filtres (Stanley, 1975):

- un filtre d'ordre supérieur est requis pour obtenir la forme de l'amplitude du filtre passe-bas désiré
- elle possède un déphasage linéaire
- les paramètres tels que la fréquence de coupure et le ronflement dans la bande passante et dans la bande coupante sont plus difficiles à spécifier

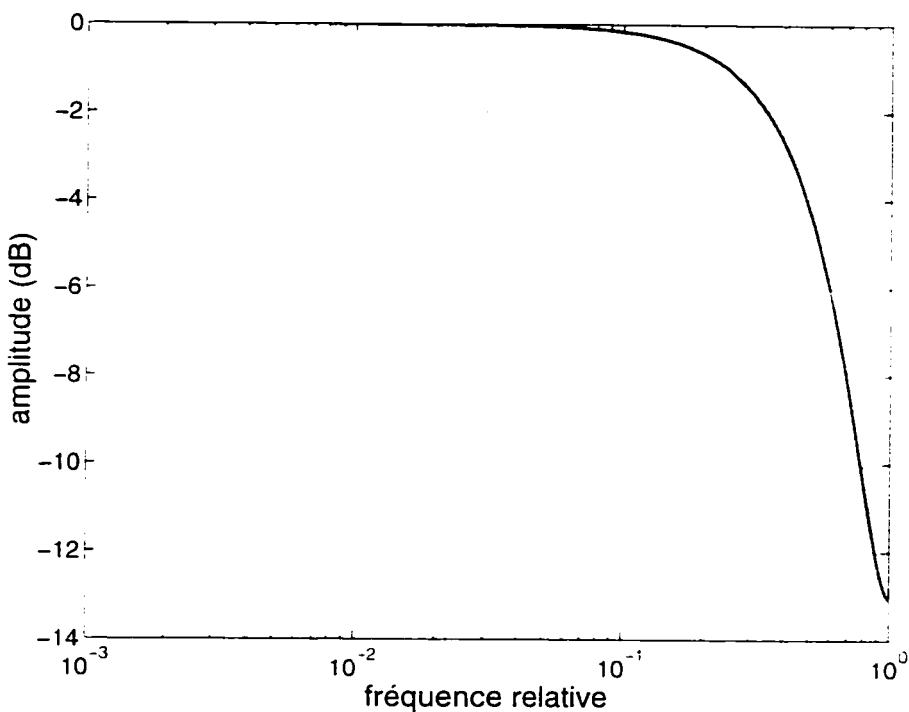


Figure 3.5: Amplitude du filtre passe-bas de Hanning du deuxième ordre en échelle logarithmique

3.2.2 Filtres récursifs

Cette catégorie de filtres est définie en utilisant la technique de transposition de filtres analogiques vers les filtres numériques (Kunt, 1984; The Mathworks Inc, 1992). Celle-ci consiste à déterminer d'abord le filtre analogique qui remplit les spécifications du problème, ensuite sa transformée de Laplace est calculée, à partir de laquelle la transformée discrète est obtenue. Ayant la transformée discrète, celle-ci est exprimée comme un quotient de deux polynômes, à partir desquels les coefficients des filtres récursifs sont déterminés.

Cette catégorie de filtres est composée par les filtres suivants (Stanley, 1975): Butterworth, Chebyshev type I et Chebyshev type II.

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas de Butterworth est définie par:

$$A^2(f) = \frac{1}{1 + (f/f_c)^{2k}} \quad (3.17)$$

où k : ordre du filtre
 f_c : fréquence de coupure

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas de Chebyshev type I est définie par:

$$A^2(f) = \frac{1}{1 + \epsilon C_k^2(f/f_c)} \quad (3.18)$$

où $C_k(f/f_c)$: ordre du polynôme Chebyshev
 ϵ : ronflement dans la bande passante
 f_c : fréquence de coupure

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas de Chebyshev type II est définie par:

$$A^2(f) = \frac{\epsilon^2 C_k^2(f/f_c)}{1 + \epsilon^2 C_k^2(f_s/f)} \quad (3.19)$$

où $C_k(f/f_c)$: ordre du polynôme Chebyshev
 ϵ : ronflement dans la bande passante
 f_c : fréquence de coupure
 f_s : fréquence du début de la bande passante

Le filtre de Butterworth a été choisi pour représenter les caractéristiques de cette catégorie de filtres. La réponse de l'amplitude est présentée en échelle logarithmique, i.e. $A_{dB}(f) = 20 \log_{10}|A(f)|$. La figure 3.6 montre la courbe de l'amplitude en fonction de la fréquence relative. Pour cela, la réponse fréquentielle numérique du filtre passe-

bas de Butterworth de deuxième ordre est calculée (The Mathworks Inc. 1992).

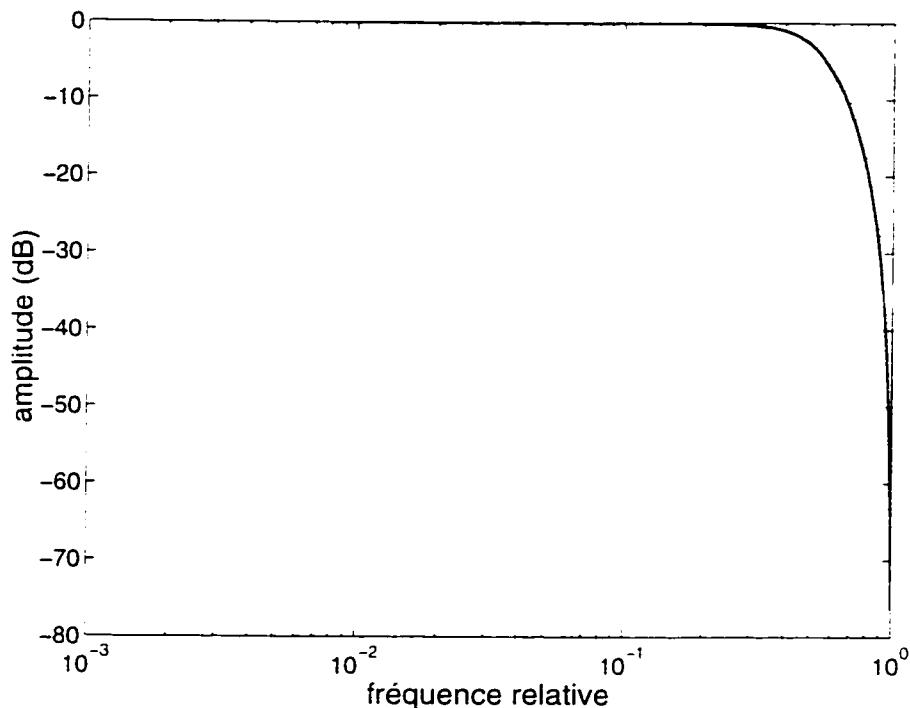


Figure 3.6: Amplitude du filtre passe-bas de Butterworth du deuxième ordre en échelle logarithmique

Quelques propriétés de cette catégorie de filtres sont énumérées ci-dessous (Stanley, 1975):

- elle possède une forme plus proche de celle du filtre passe-bas désiré
- le degré d'atténuation dépend moins du nombre de coefficients que de la manière dont la fréquence de coupure est déterminée. Les paramètres tels que la fréquence de coupure et le ronflement dans la bande passante et dans la bande coupante sont plus faciles à déterminer
- elle possède un déphasage non-linéaire

Entre ces deux catégories de filtres, ce sont les filtres sous forme récursive qui montrent les caractéristiques les plus intéressantes pour leur application conjointe avec le filtre Karous-Hjelt. Ceux-ci offrent la possibilité d'être dessinés en fonction de la fréquence de coupure désirée. Parmi cette catégorie, c'est le filtre passe-bas de Butterworth qui a été retenu, puisque ce filtre possède l'avantage d'être monotone autant dans la bande passante que dans la bande coupante (Stanley, 1975). Alors, la séquence filtrée obtenue lors du filtrage du signal TBF par le filtre passe-bas de Butterworth ne sera pas distorsionnée par la présence du ronflement, comme c'est le cas pour les filtres de Chebyshev type I et II.

La fréquence de coupure pour le filtre passe-bas de Butterworth est déterminée en fonction de l'échantillonage que le filtre Karous-Hjelt fait sur le signal TBF pour un niveau donné de profondeur. Cela implique que la fréquence de coupure doit être proportionnelle à celle de Nyquist, car celle-ci caractérise l'échantillonnage du signal TBF. De plus, l'utilisation de ce filtre aide à prévenir le pliage pouvant survenir lors du filtrage du signal TBF par le filtre Karous-Hjelt pour un niveau donné de profondeur.

- Soit,
- N : nombre de mesures
- Δx : incrément spatial entre les stations
- t_p : période totale = $N\Delta x$
- ΔF : incrément fréquentiel = $\frac{1}{N\Delta x}$
- f_s : fréquence d'échantillonnage = $\frac{1}{\Delta x}$
- f_N : fréquence de Nyquist

La fréquence de Nyquist f_N est définie par (Stanley, 1975):

$$f_N = \frac{f_s}{2} = \frac{1}{2\Delta x}$$

La fréquence de coupure étant proportionnelle à la fréquence de Nyquist, elle est exprimée par:

$$f_c = 0.65 \frac{1}{\Delta x'} \quad (3.20)$$

où $\Delta x' = \beta \Delta x$

Avec β égal au niveau de profondeur étudié; c'est-à-dire, pour le premier niveau $\beta = 1$, pour le deuxième niveau $\beta = 2$ et ainsi de suite.

La relation montrant l'application d'un filtre passe-bas sous forme récursive du deuxième ordre est donnée par:

$$\begin{aligned} y(n) &= b_1 x(n) + b_2 x(n-1) + b_3 x(n-2) \\ &\quad - a_2 y(n-1) - a_3 y(n-2) \end{aligned} \quad (3.21)$$

où $x(n)$: signal original
 $y(n)$: séquence filtrée
 $b_{1,2,3}$ et $a_{2,3}$: coefficients du filtre passe-bas

Le filtre passe-bas de Butterworth est appliqué de la manière suivante: la première mesure du signal original est multipliée par le coefficient b_1 du filtre; ensuite, les deux premières mesures du signal original sont multipliées par les coefficients $b_{1,2}$ et a_2 du filtre et le résultat est additionné. À partir de la troisième mesure du signal original, les coefficients du filtre $b_{1,2,3}$ et $a_{2,3}$ multiplient le signal et le résultat est additionné, cela se répète jusqu'à ce que le coefficient du filtre b_1 se trouve à la dernière mesure.

La séquence filtrée est inversée et le filtrage est appliqué de la même façon: la nouvelle séquence est inversée à nouveau et nous obtenons finalement le signal filtré. Avec ce procédé, le déphasage créé sur la partie du signal TBF se trouvant dans la bande passante du filtre passe-bas de Butterworth est éliminé et au même temps, l'ordre du filtre est doublé, le rendant ainsi plus sévère dans la bande coupante.

3.3 Analyse spectrale du filtre Karous-Hjelt

Pour étudier le comportement du filtre Karous-Hjelt (équation 3.12) sur le signal TBF, la courbe de l'amplitude en fonction de la fréquence relative (voir figure 3.7) de ce filtre en échelle logarithmique est utilisée. Pour cela, la transformée de Fourier du filtre Karous-Hjelt est calculée.

La transformée discrète de Fourier est définie par (Corinthios, 1993):

$$Z(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(n) e^{-i \Omega n} \quad (3.22)$$

avec $\Omega = \frac{2\pi}{N} k$. Où N est le nombre de points de la séquence et $k = 0, 1, \dots, N-1$.

Alors, la transformée discrète de Fourier du filtre Karous-Hjelt est donnée par:

$$\begin{aligned}
 Z(\Omega) &= \sum_{n=-3}^3 \left[\frac{\Delta z}{2\pi} I_a(0) \right] e^{-jn\Omega} \\
 &= 0.102e^{-j\Omega(-3)} - 0.059e^{-j\Omega(-2)} + 0.561e^{-j\Omega(-1)} \\
 &\quad - 0.561e^{-j\Omega(1)} + 0.059e^{-j\Omega(2)} - 0.102e^{-j\Omega(3)} \\
 &= 0.102 \left\{ e^{j3\Omega} - e^{-j3\Omega} \right\} - 0.059 \left\{ e^{j2\Omega} - e^{-j2\Omega} \right\} + 0.561 \left\{ e^{j\Omega} - e^{-j\Omega} \right\} \\
 &= 0.102 \left\{ i2\sin(3\Omega) \right\} - 0.059 \left\{ i2\sin(2\Omega) \right\} + 0.561 \left\{ i2\sin(\Omega) \right\} \\
 Z(\Omega) &= i2 \left\{ 0.102\sin(3\Omega) - 0.059\sin(2\Omega) + 0.561\sin(\Omega) \right\} \tag{3.23}
 \end{aligned}$$

dont la magnitude est donnée par:

$$|Z(\Omega)| = 2 \left\{ 0.102\sin(3\Omega) - 0.059\sin(2\Omega) + 0.561\sin(\Omega) \right\} \tag{3.24}$$

À partir de la figure 3.7, nous observons que le filtre Karous-Hjelt se comporte comme un filtre passe-bande. Cependant, ce filtre est moins coupant dans la limite inférieure et plus sévère dans la limite supérieure.

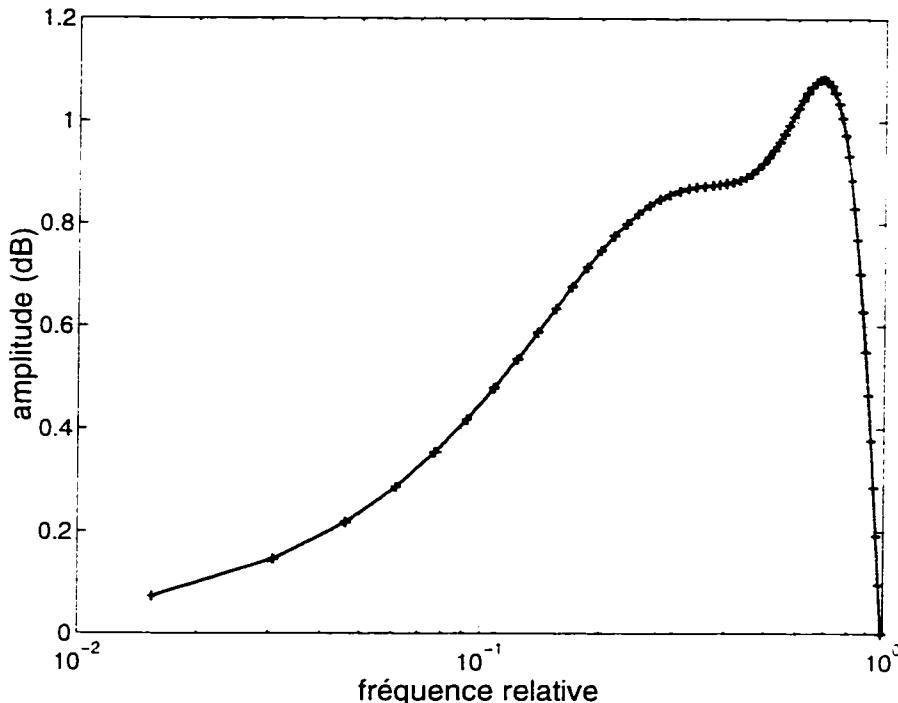


Figure 3.7: Amplitude du filtre Karous-Hjelt en échelle logarithmique

Le déphasage est défini par:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)} \right) \quad (3.25)$$

D'après le résultat obtenu pour la transformée discrète du filtre Karous-Hjelt, son déphasage est de $\pi/2 \text{ rad}$. Par conséquent, le déphasage total dû au filtrage du signal TBF par les filtres passe-bas de Butterworth et Karous-Hjelt est constant et égal à $\pi/2 \text{ rad}$.

3.4 Application des filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth

Deux modèles synthétiques ont été créés afin d'étudier l'effet de l'application des filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth. Le premier modèle consiste en un dyke $2D$ à 10 m de profondeur et 10 m de largeur, avec une résistivité (ρ_d) de $10\Omega\text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de résistivité $3000\Omega\text{ m}$. Le deuxième modèle consiste en un axe de courant de section droite $(12.5\text{ m})^2$ et à 10 m de profondeur, avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_r) de 15 , situé dans un milieu environnant de résistivité $6000\Omega\text{ m}$. Pour ces deux modèles, nous utilisons un profil de 500 m avec 41 stations séparées régulièrement par 12.5 m et une fréquence de 20 kHz .

Les figures 3.8 et 3.9 montrent le signal original avec la séquence filtrée par le filtre passe-bas de Butterworth pour les niveaux de profondeur (β) égal à $2, 3$ et 4 sur les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique $2D$ et du modèle mathématique axe de courant respectivement. Ces niveaux de profondeur correspondent au calcul des distributions de courant à $25, 37.5$ et 50 m de profondeur respectivement.

Bien que l'ordre du filtre passe-bas est doublé dû à son application sur le signal original pour éliminer son déphasage non-linéaire, nous observons que pour le signal provenant de la modélisation magnétotellurique $2D$, les séquences filtrées possèdent pratiquement la même amplitude que celle du signal original. Ceci est attribuable au fait que leur contenu fréquentiel est faible en haute fréquences. Par contre, les séquences filtrées obtenues à partir du modèle mathématique axe de courant, montrent

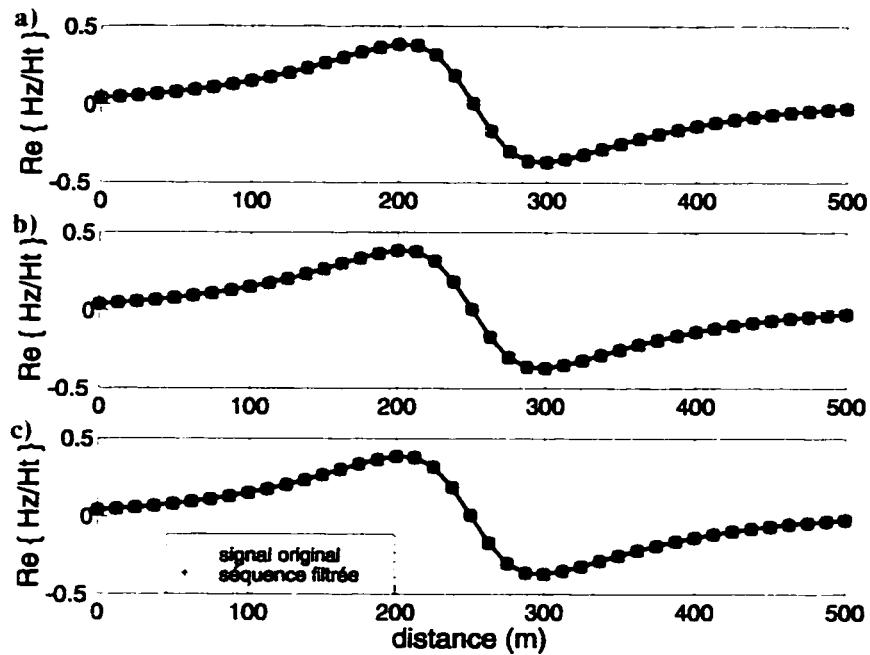


Figure 3.8: Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2 (a), 3 (b) et 4 (c) pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

que le filtre passe-bas de Butterworth a pu bien faire ressortir les basses fréquences du signal original.

Les figures 3.10 et 3.11 montrent les densités de courant pour les niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 pour les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D et du modèle mathématique axe de courant respectivement. Les densités de courant obtenues ont pour caractéristique principale d'être symétriques avec leur maximum correspondant à l'emplacement soit du dyke 2D, soit de l'axe de courant.

Nous notons que pour le cas de la modélisation magnétotellurique 2D (voir figure 3.10), les densités de courant augmentent avec la progression du niveau de pro-

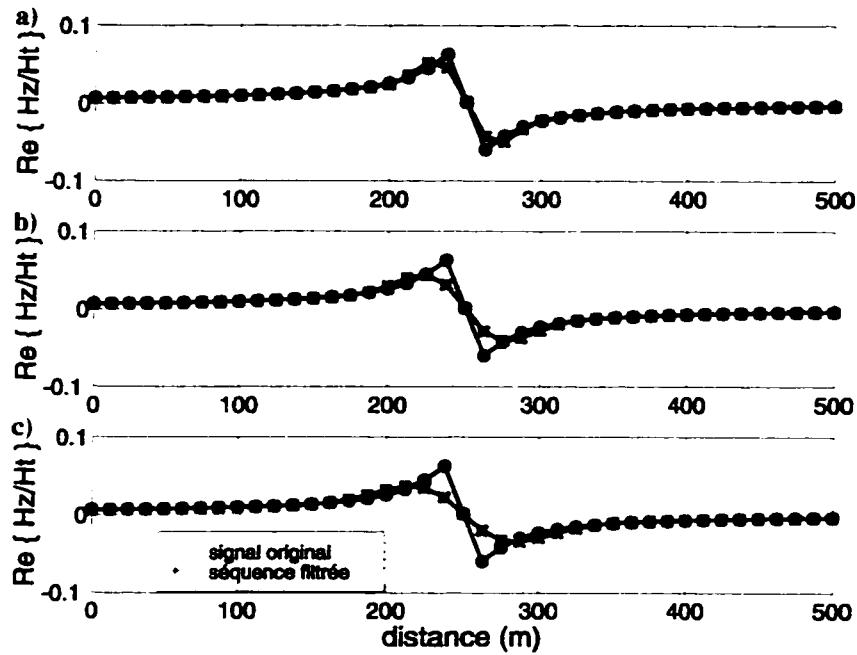


Figure 3.9: Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2 (a), 3 (b) et 4 (c) pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant

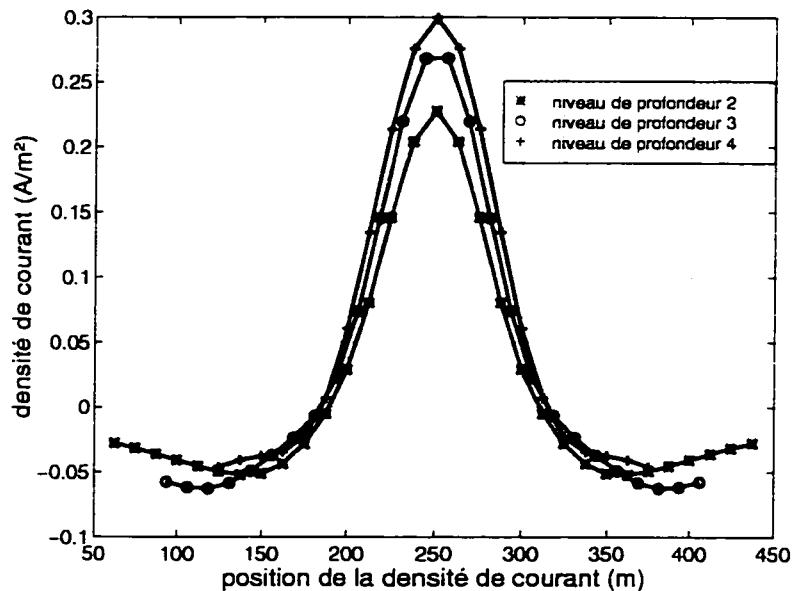


Figure 3.10: Densités de courant pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant conjointement les filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

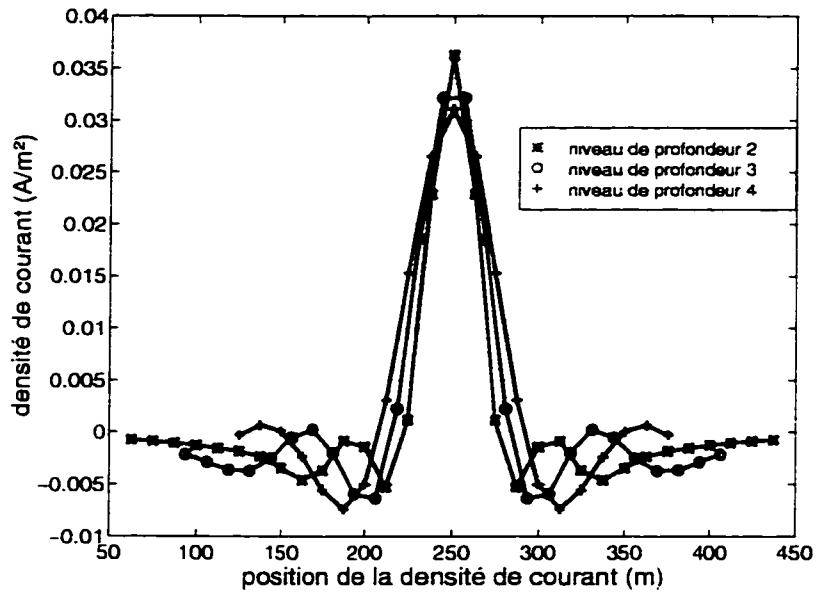


Figure 3.11: Densités de courant pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant conjointement les filtres Karous-Hjelt et passe-bas de Butterworth pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant

fondeur étudié. Cette augmentation est due à l'effet combiné entre l'allure de la séquence filtrée et l'augmentation de la longueur du filtre Karous-Hjelt. Cependant, pour le cas du modèle mathématique axe de courant (voir figure 3.11), les densités de courant diminuent avec la croissance du niveau de profondeur étudié. Cela correspond à la diminution de l'amplitude de la séquence filtrée.

Les figures 3.12 et 3.13 montrent les densités de courant pour les niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 sur les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D et du modèle mathématique axe de courant respectivement. Ces résultats ont été obtenus en utilisant la démarche proposée par Karous et Hjelt (1977, 1983) et Ogilvy et Lee (1991) qui consiste à appliquer sur le signal TBF uniquement le filtre Karous-Hjelt. Notre démarche diffère de celle proposée par Karous et Hjelt

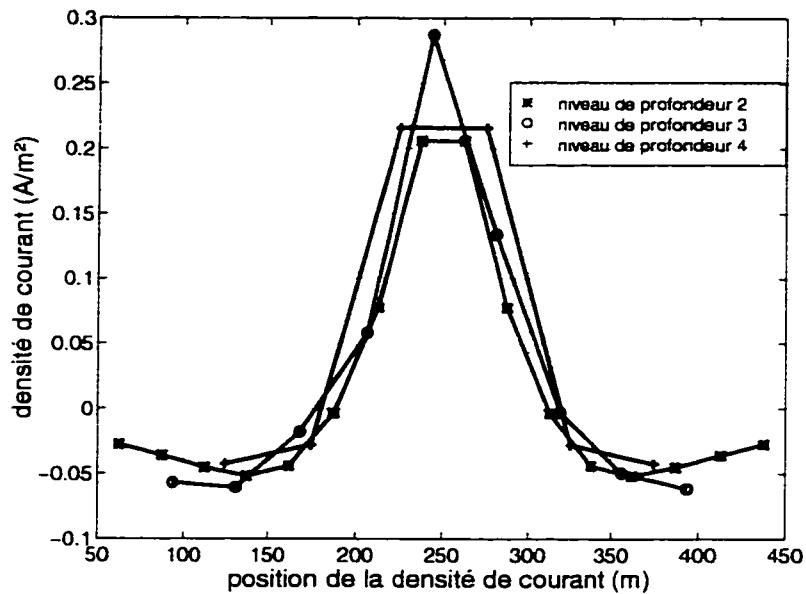


Figure 3.12: Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant uniquement le filtre Karous-Hjelt pour un signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

(1977, 1983) et Ogilvy et Lee (1991) de la façon dont nous calculons les densités de courant. Nous proposons de glisser le filtre Karous-Hjelt, pour n'importe quel niveau de profondeur étudié, d'un intervalle égal à l'écartement original entre le stations. Tandis que, Karous et Hjelt (1977, 1983) et Ogilvy et Lee (1991) ont proposé de faire avancer le filtre Karous-Hjelt par un intervalle égale à l'écartment entre les coefficients du filtre et cela, pour chaque niveau de profondeur étudié.

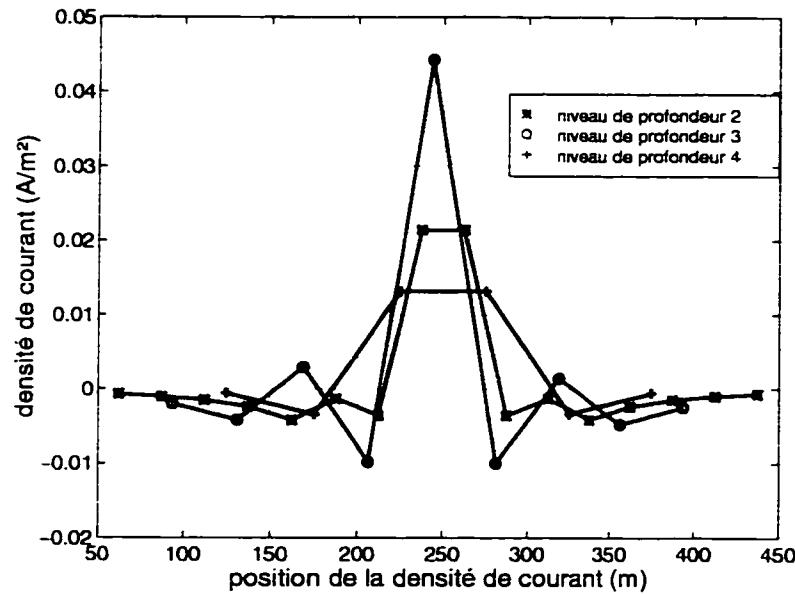


Figure 3.13: Séquences filtrées pour des niveaux de profondeur (β) égal à 2, 3 et 4 obtenues en appliquant uniquement le filtre Karous-Hjelt pour un signal provenant du modèle mathématique axe de courant

3.5 Méthodologie

Pour créer une pseudo-section des densités de courant à partir d'un levé EM-TBF, les étapes ci-dessous sont suivies:

Étape 1 appliquer le filtre passe-bas Butterworth avec la fréquence de coupure

f_c égale à:

$$f_c = 0.65 \frac{1}{\Delta x'} \quad \text{où} \quad \Delta x' = \beta \Delta x$$

où β : niveau de profondeur étudié

Δx : écartement original entre les stations

$\Delta x'$: écartement des coefficients correspondant au niveau de profondeur étudié

Étape 2 appliquer le filtre Karous-Hjelt sur la séquence filtrée avec les coefficients du filtre séparés par $\Delta x'$

Étape 3 avancer les coefficients du filtre Karous-Hjelt d'un pas égal à Δx . jusqu'à ce que le coefficient H_3 du filtre soit sur la dernière station du profil

Étape 4 répéter les étapes 1,2 et 3 jusqu'au niveau de profondeur maximal (β_{max}). défini de la façon suivante:

$$\beta_{max} = \frac{\text{longueur du profil}}{5 \cdot \Delta x}$$

Chapitre 4

Analyse fréquentielle

La forme du signal TBF varie avec l'augmentation de la profondeur du corps conducteur à l'origine de l'anomalie mesurée. Plus le conducteur est profond plus le signal mesuré est évasé. Nous présentons ici une technique qui nous permet de retirer de l'information, à partir du signal mesuré, sur la profondeur du conducteur. Pour cela, nous utilisons la formulation mathématique du modèle axe de courant pour calculer sa transformée de Fourier analytique et ainsi, nous démontrons qu'il y a une relation entre la profondeur de l'axe de courant et le contenu fréquentiel du signal observé. Notre démarche est similaire de celle proposée par Bartel et Becker (1990) pour interpréter la profondeur des conducteurs mise en évidence par les méthodes électromagnétiques aéroportées. Ces auteurs suggèrent d'utiliser une analyse spectrale sur les anomalies observées avec la méthode électromagnétique aéroportée INPUT (Barringer, 1962). Pour cela, ils associent la réponse du champ magnétique

que secondaire normalisé dû à celle causée par une ligne de courant. Par contre, ils ne tiennent pas compte dans leur formulation mathématique du champ magnétique primaire. de plus, il s'agit d'une méthode géophysique à source contrôlée.

En utilisant le modèle mathématique axe de courant pour le développement de cette technique, nous étudions surtout le cas où le signal TBF est d'origine galvanique.

4.1 Formulation mathématique

Nous avons démontré au chapitre 2 de ce mémoire que, la partie réelle du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total dû à un axe de courant passant dans la partie supérieure d'un dyke subvertical conducteur, situé dans un milieu environnant plus résistant est donnée par:

$$h(x) = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(a^2 + x^2 + b)}{(a^2 + x^2)^2 + b^2} \quad (4.1)$$

avec $a^2 = z/2\alpha + z^2$ et $b = z/2\alpha$, où z est la profondeur de l'axe de courant et α est définie par:

$$\alpha = \frac{\pi^{1/2}}{S \sqrt{f \mu_0}} \frac{\rho_0^{1/2}}{\rho_0/\rho_c - 1} \quad (4.2)$$

Les dimensions de α sont en $[m^{-1}]$. L'équation 4.2 représente les propriétés physiques de l'axe de courant pour un milieu environnant et une section droite (S)

du conducteur donnés.

Ayant déterminé la partie réelle du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total, la transformée analytique de Fourier est calculée afin d'obtenir le spectre du signal dû à un axe de courant.

La transformée de Fourier est définie par (Kreyszig, 1988):

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x) e^{i\omega x} dx \quad \text{où} \quad \omega = 2\pi f \quad (4.3)$$

Pour résoudre l'intégrale de l'équation (4.3), la méthode de l'intégration par les résidus (Kreyszig, 1988) est utilisée. Cette méthode consiste à évaluer une fonction analytique dans un contour fermé C et à l'intérieur de ce contour, la fonction a plusieurs singularités isolées.

La transformée de Fourier est alors donnée par (Kreyszig, 1988):

$$H(\omega) = i 2\pi \sum_{Imx_k > 0} Res_{x_k} [h(x) e^{i\omega x}] \quad (4.4)$$

où

$$Res_{x_k} [h(x) e^{i\omega x}] = \frac{p(x_k)}{q'(x_k)} e^{i\omega x_k}$$

où $p(x_k)$ est le numérateur de la fonction analytique évaluée à x_k et q'_k est la dérivée du dénominateur de la même fonction évaluée à x_k .

Le terme $\text{Res}_{x_k} [h(x) e^{i\omega x}]$ représente les coefficients dans la série de Laurent. Ce qui implique que x_k est une singularité de $h(x)$; i.e. il suffit de trouver ces points pour appliquer la méthode de l'intégration par les résidus. De plus, les singularités de $h(x)$ à considérer doivent remplir la condition suivante: ils doivent se trouver dans la partie supérieure du plan complexe (Kreyszig, 1988).

Le dénominateur de l'équation (4.2) est factorisé pour trouver ses singularités. donc

$$h(x) = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(x^2 + a^2 + b)}{(x^2 + a^2 - ib)(x^2 + a^2 + ib)}$$

nous posons $z_0^2 = a^2 - i b$ avec \bar{z}_0 étant sa conjuguée, alors

$$h(x) = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x(x^2 + a^2 + b)}{(x^2 + z_0^2)(x^2 + \bar{z}_0^2)} \quad (4.5)$$

Nous remarquons que $h(x)$ (équation 4.5) possède quatre singularités à:

$$x_1^2 = -z_0^2 \quad \Rightarrow \quad x_1 = i z_0 = \pm i \sqrt{a^2 - i b}$$

$$x_2^2 = -\bar{z}_0^2 \quad \Rightarrow \quad x_2 = i \bar{z}_0 = \pm i \sqrt{a^2 + i b}$$

Pour déterminer quelles sont les singularités qui remplissent la condition mentionnée ci-haut, la singularité x_1 est réécrite sous la forme $m + i n$ tandis que, la singularité x_2 est réécrite sous la forme $p + i q$.

Soit la singularité $x_1 = i\sqrt{a^2 - b}$. L'application de la formulation d'Euler conduit aux égalités suivantes:

$$(a^4 + b^2)^{1/4} = (m^2 + n^2)^{1/2} \quad (4.6)$$

$$\frac{-\tan^{-1}(b/a^2)}{2} = \tan^{-1}(n/m) \quad (4.7)$$

nous obtenons

$$\frac{n}{m} = -\tan\left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2}\right] \quad (4.8)$$

en substituant l'équation (4.8) dans l'équation (4.6).

$$m^2 + \tan^2\left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2}\right] m^2 = (a^4 + b^2)^{1/2}$$

$$m^2 = \frac{(a^4 + b^2)^{1/2}}{1 + \tan^2\left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2}\right]}$$

$$m^2 = \cos^2\left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2}\right] (a^4 + b^2)^{1/2}$$

nous obtenons finalement

$$m = \cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \quad (4.9)$$

$$n = -\sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \quad (4.10)$$

en procédant de la même façon que précédemment pour la singularité $x_2 = i\sqrt{a^2 + b^2}$.

Nous obtenons

$$p = \cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \quad (4.11)$$

$$q = \sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \quad (4.12)$$

Alors, les singularités x_1 et x_2 sont données par:

$$x_1 = \pm i \left(\cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} - i \sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \right)$$

$$x_1 = \pm \underbrace{\left(\sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \right)}_{\xi} + i \underbrace{\left(\cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \right)}_{\varphi}$$

$$x_2 = \pm i \left(\cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} + i \sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \right)$$

$$x_2 = \pm \left(-\underbrace{\sin \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4}}_{\xi} + i \underbrace{\cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4}}_{\varphi} \right)$$

finalement, les quatre singularités sont définies par:

$$x_{1,1} = \xi + i \varphi$$

$$x_{1,2} = -\xi - i \varphi$$

$$x_{2,1} = -\xi + i \varphi$$

$$x_{2,2} = \xi - i \varphi$$

Les singularités $x_{1,1}$ et $x_{2,1}$ remplissent la condition de se retrouver dans la partie supérieure du plan complexe. Ayant trouvé les singularités de $h(x)$, la transformée de Fourier peut être calculée par la méthode de l'intégration par les résidus.

À partir de l'équation (4.4) et en substituant $x_{1,1}$ et $x_{2,1}$ par ces valeurs, nous

obtenemos que:

$$\begin{aligned}
 H(\omega) &= i \cdot 2\pi \left(-e^{i\omega x_{1,1}} \left[\frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x_{1,1}(a^2 + x_{1,1}^2 + b)}{(x_{1,1}^2 + z_0^2)(2x_{1,1})} \right] \right. \\
 &\quad \left. - e^{i\omega x_{2,1}} \left[\frac{-1}{2\alpha} \cdot \frac{x_{2,1}(a^2 + x_{2,1}^2 + b)}{(x_{2,1}^2 + z_0^2)(2x_{2,1})} \right] \right) \\
 &= i \cdot 2\pi \left(-e^{i\omega x_{1,1}} \left[\frac{-1}{4\alpha} \cdot \frac{(a^2 + x_{1,1}^2 + b)}{x_{1,1}^2 + z_0^2} \right] \right. \\
 &\quad \left. - e^{i\omega x_{2,1}} \left[\frac{-1}{4\alpha} \cdot \frac{(a^2 + x_{2,1}^2 + b)}{x_{2,1}^2 + z_0^2} \right] \right) \\
 &= -i \frac{\pi}{2\alpha} \left(-e^{i(\omega\xi + i\omega\varphi)} \left[\frac{\xi^2 - \varphi^2 + a^2 + b + i \cdot 2\xi\varphi}{\xi^2 - \varphi^2 + a^2 + i \cdot (2\xi\varphi + b)} \right] \right. \\
 &\quad \left. - e^{i(-\omega\xi + i\omega\varphi)} \left[\frac{\xi^2 - \varphi^2 + a^2 + b - i \cdot 2\xi\varphi}{\xi^2 - \varphi^2 + a^2 - i \cdot (2\xi\varphi + b)} \right] \right) \\
 H(w) &= -i \frac{\pi}{\alpha} e^{-\omega\varphi} \left(A \cos(\omega\xi) + B \sin(\omega\xi) \right) \tag{4.13}
 \end{aligned}$$

avec.

$$A = \frac{\xi^4 + 2\xi^2\varphi^2 + 2\xi^2a^2 + \xi^2b + \varphi^4 - 2\varphi^2a^2 - \varphi^2b + a^4 + a^2b + 2b\xi\varphi}{(\xi^2 - \varphi^2 + a^2)^2 + (2\xi\varphi + b)^2}$$

$$B = \frac{2b\xi\varphi + b\xi^2 - b\varphi^2 + ba^2 + b^3}{(\xi^2 - \varphi^2 + a^2)^2 + (2\xi\varphi + b)^2}$$

dont l'amplitude est donnée par:

$$| H(\omega) | = \frac{\pi}{\alpha} e^{-\omega\varphi} \left[A \cos(\omega\xi) + B \sin(\omega\xi) \right] \quad (4.14)$$

avec $w = 2\pi f$

Le comportement de l'amplitude du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total (équation 4.4) est étudié. Pour cela, nous développons cette équation en échelle logarithmique:

$$\ln | H(\omega) | = \ln \left(\frac{\pi}{\alpha} \right) - \omega\varphi + \ln \left[A \cos(\omega\xi) + B \sin(\omega\xi) \right] \quad (4.15)$$

en utilisant la relation: $\ln(x) = 2.3026 \log(x)$, nous obtenons alors.

$$\log | H(\omega) | = \log \left(\frac{\pi}{\alpha} \right) - \frac{\omega\varphi}{2.3026} + \log \left[A \cos(\omega\xi) + B \sin(\omega\xi) \right] \quad (4.16)$$

En faisant l'approximation pour des nombres d'onde élevés, nous obtenons que

$$\begin{aligned} \log |H(\omega)| &\approx \frac{-\omega\varphi}{2.3026} \quad \text{où } \omega = 2\pi f \\ \log |H(f)| &\approx \frac{-2\pi\varphi}{2.3026} f \end{aligned} \quad (4.17)$$

Pour l'approximation des nombres d'onde élevés, l'amplitude (4.14) se comporte comme une droite (4.17) dont la pente est donnée par:

$$\Delta = \frac{-2\pi\varphi}{2.3026} = -2.7287 \varphi \quad (4.18)$$

avec.

$$\varphi = \cos \left[\frac{-\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] (a^4 + b^2)^{1/4} \quad (4.19)$$

La variable φ telle que définie montre la relation suivante:

$$\cos \left[\frac{\tan^{-1}(b/a^2)}{2} \right] = \cos(\theta/2)$$

en utilisant la relation: $\cos(\theta/2) = [\frac{1}{2} (1 + \cos(\theta))]^{1/2}$. L'équation (4.19) se réécrit

de la manière suivante:

$$\begin{aligned}\varphi &= \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{a^2}{(a^4 + b^2)^{1/2}} \right] \right\}^{1/2} (a^4 + b^2)^{1/4} \\ &= \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{(a^4 + b^2)^{1/2} + a^2}{(a^4 + b^2)^{1/2}} \right] \right\}^{1/2} (a^4 + b^2)^{1/4} \\ \varphi &= \left\{ \frac{1}{2} \left[(a^4 + b^2)^{1/2} + a^2 \right] \right\}^{1/2}\end{aligned}$$

où la pente (4.18) devient

$$\Delta = -2.7287 \left\{ \frac{1}{2} \left[(a^4 + b^2)^{1/2} + a^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (4.20)$$

En remplaçant les valeurs de a^2 et b dans l'équation (4.20), nous obtenons que:

$$0.1343 \Delta^2 = \frac{1}{2} \left\{ \left[z^4 + z^3/\alpha + z^2/2\alpha^2 \right]^{1/2} + z/2\alpha + z^2 \right\} \quad (4.21)$$

En factorisant l'équation (4.21) en fonction de z , nous obtenons comme résultat les deux racines suivantes:

$$z_1 = \frac{-0.2686 \Delta^2 \alpha + \left[0.1442 \Delta^4 \alpha^2 + 0.1549 \Delta^6 \alpha^4 \right]^{1/2}}{0.5 + 1.0744 \Delta^2 \alpha^2} \quad (4.22)$$

$$z_2 = \frac{-0.2686 \Delta^2 \alpha - \left[0.1442 \Delta^4 \alpha^2 + 0.1549 \Delta^6 \alpha^4 \right]^{1/2}}{0.5 + 1.0744 \Delta^2 \alpha^2} \quad (4.23)$$

La racine z_1 (équation 4.22) donne des valeurs positives pour la profondeur. C'est cette équation qui est retenue pour l'estimation de la profondeur de l'axe de courant.

4.2 Analyse de la réponse de l'amplitude dans le domaine fréquentiel due à un axe de courant

Il a été démontré que si nous approximons la réponse dans le signal TBF due à un axe de courant, le spectre du signal se comporte comme une droite (pour l'approximation de nombre d'ondes élevés) dont la pente est donnée par l'équation (4.18):

$$\Delta = -2.7287 \varphi$$

à partir de laquelle, une équation pour estimer la profondeur de l'axe de courant a été obtenue, celle-ci est donnée par l'équation (4.18):

$$z = \frac{-0.2686 \Delta^2 \alpha + [0.1442 \Delta^4 \alpha^2 + 0.1549 \Delta^6 \alpha^4]^{1/2}}{0.5 + 1.0744 \Delta^2 \alpha^2}$$

où Δ est la pente de la droite dans le domaine spectral du signal et α représente les caractéristiques physiques de l'axe de courant.

Examinons maintenant le choix de la région sur la courbe de l'amplitude en fonction de la fréquence relative pour le calcul de la pente (Δ). Pour cela, des calculs

ont été faits en se servant de l'équation du rapport entre la composante verticale du champ magnétique secondaire sur le champ horizontal total (équation 4.14) en échelle logarithmique, laquelle est définie par:

$$H_{dB} = 20 \log_{10} | H(f) | \quad (4.24)$$

Ces calculs ont été effectués en considérant des axes de courant de section droite $S = (12.5 \text{ m})^2$ et à 5 et 30 m de profondeur, sur un profil de 41 stations séparées par 12.5 m, une fréquence de 20 kHz et une transformée de Fourier de 128 points. Pour chacune des profondeurs, la résistivité du milieu environnant (ρ_0) a été fixée à 6000 $\Omega \text{ m}$ et les rapports de résistivité (ρ_0/ρ_c) furent de 13, 11, 9 et 7.

Les figures 4.1 et 4.2 montrent les courbes de l'amplitude en échelle logarithmique en fonction de la fréquence relative, pour les axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement.

Les résultats démontrent que la réponse fréquentielle (équation 4.13) d'un axe de courant peut être bien approximée par une droite, surtout lorsque nous tendons vers des valeurs élevées de la fréquence relative. Ceci a pour effet de délimiter la région de la courbe de l'amplitude, pour laquelle l'approximation pour le calcul de la pente aux nombres d'onde élevés est applicable.

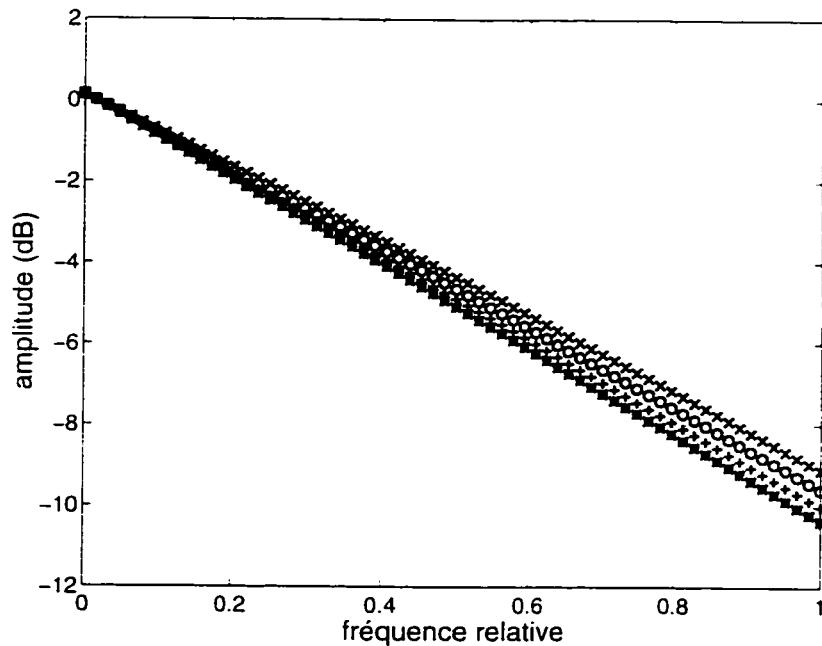


Figure 4.1: Amplitude pour des axes de courant à 5 m de profondeur dont la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ et les rapports de résistivité sont de 13 (x), 11 (o), 9 (+) et 7 (*)

4.3 Choix de la fenêtre spatiale

Avant de calculer la transformée de Fourier du signal provenant du modèle mathématique axe de courant, une fenêtre spatiale est appliquée sur celui-ci. Ceci a pour but de:

- délimiter la quantité d'information à utiliser lors du calcul de la transformée de Fourier, afin d'éviter une troncation abrupte du signal et de faire tendre vers zéro ses extrêmes

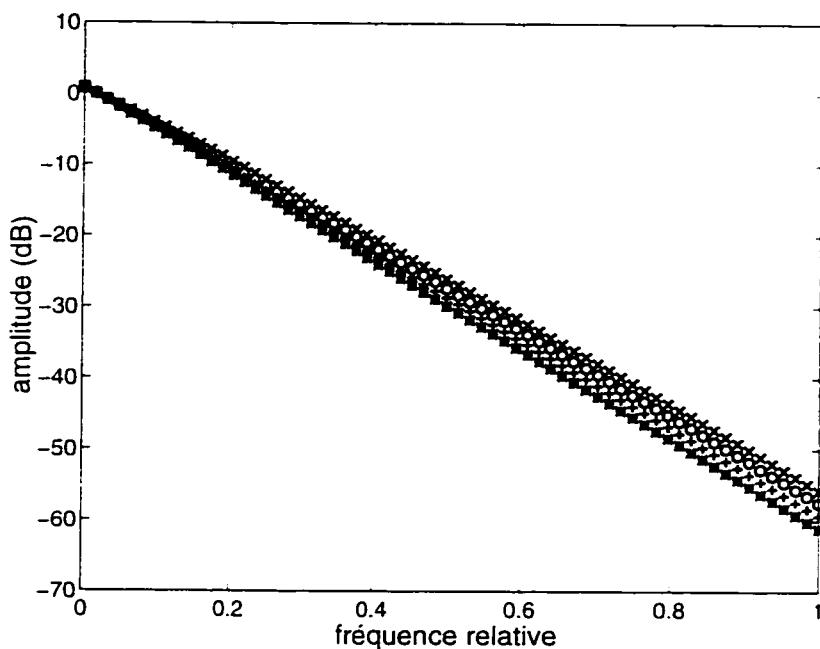


Figure 4.2: Amplitude du spectre pour des axes de courant à 30 m de profondeur dont la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \cdot m$ et les rapports de résistivité sont de 13 (x), 11 (o), 9 (+) et 7 (*)

- éviter la présence des artefacts non-désirés dans l'amplitude du spectre. Ceci survient lorsque le signal ne tend pas vers zéro de part et d'autre et/ou le signal ne contient pas un nombre de mesures égal à une puissance de deux

Pour évaluer les caractéristiques des fenêtres spatiales, la réponse de l'amplitude en échelle logarithmique est étudiée. Pour cela, nous utilisons:

$$A_{dB}(f) = 20 \log_{10} |A(f)|$$

La forme de l'amplitude d'une fenêtre spatiale est composée d'un *pic principal* suivi par des lobes secondaires (Stanley, 1975). Le choix de la fenêtre spatiale est basé

sur: a) la largeur du pic principal doit être la plus étroite possible; et b) l'amplitude maximale du premier lobe secondaire doit être la plus petite possible par rapport à celle du pic principal.

Les fenêtres spatiales qui ont été étudiées sont les suivantes (Stanley, 1975): rectangulaire, triangulaire, hanning et hamming. Pour chaque fenêtre spatiale, nous considérons que celle-ci est une fonction paire et centrée à l'origine dont la longueur est de τ .

1. Fenêtre Rectangulaire:

Cette fenêtre est définie par la fonction suivante:

$$w(x) = 1 \quad \text{pour } |x| \leq \tau/2$$

dont la réponse fréquentielle est donnée par:

$$A(f) = \tau \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f}$$

La figure 4.3 montre la réponse de l'amplitude en échelle logarithmique en fonction de la fréquence relative.

La fenêtre Rectangulaire (voir figure 4.3) montre des fortes oscillations et l'amplitude du premier lobe secondaire est aussi élevée que celle du pic principal.

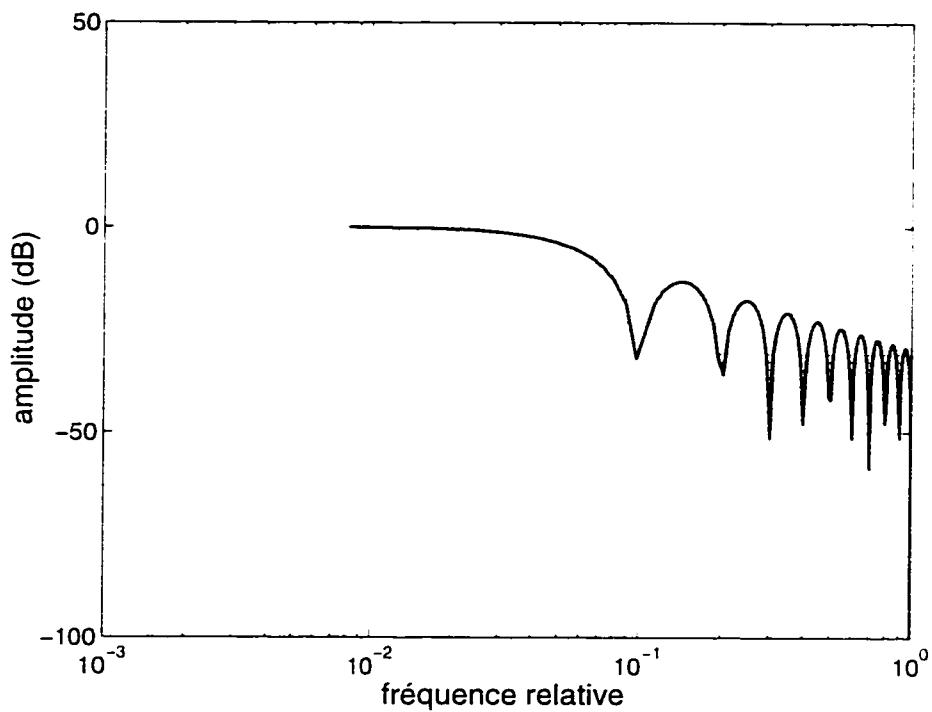


Figure 4.3: Amplitude de la Fenêtre Rectangulaire en fonction de la fréquence relative

2. Fenêtre Triangulaire:

Cette fenêtre est définie par la fonction suivante:

$$w(x) = 1 - \frac{2|x|}{\tau} \quad \text{pour } |x| \leq \tau/2$$

dont la réponse fréquentielle est donnée par:

$$A(f) = \frac{\tau}{2} \left[\frac{\sin(\pi\tau f/2)}{\pi\tau f/2} \right]^2$$

La figure 4.4 montre la réponse de l'amplitude en échelle logarithmique en fonction de la fréquence relative.

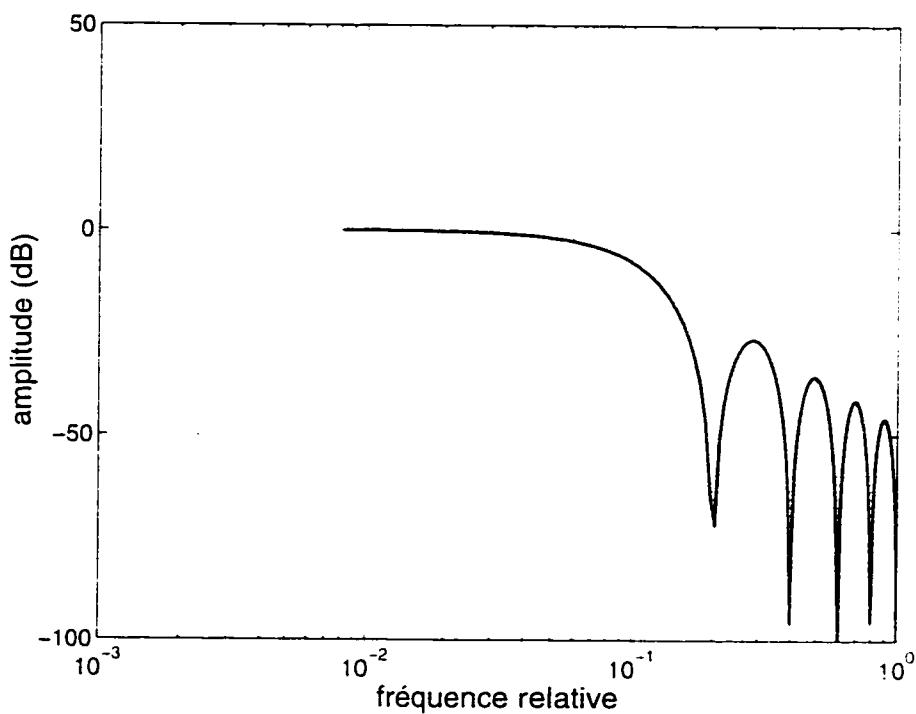


Figure 4.4: Amplitude de la Fenêtre Triangulaire en fonction de la fréquence relative

La fenêtre Triangulaire (voir figure 4.4) possède peu d'oscillations et la largeur du pic principal est augmentée avec une faible diminution de l'amplitude du premier lobe secondaire.

3. Fenêtre de Hanning:

Cette fenêtre est définie par la fonction suivante:

$$w(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi x}{\tau}\right) \right] \quad \text{pour } |x| \leq \tau/2$$

dont la réponse fréquentielle est donnée par:

$$A(f) = \frac{\tau}{2} \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \left[\frac{1}{1 - (\tau f)^2} \right]$$

La figure 4.5 montre la réponse de l'amplitude en échelle logarithmique en fonction de la fréquence relative.

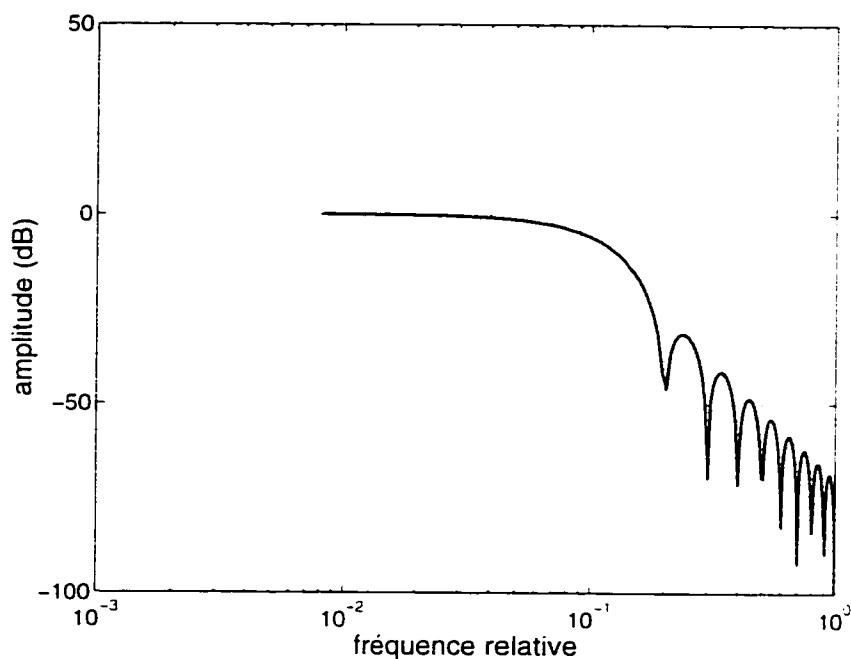


Figure 4.5: Amplitude de la Fenêtre de Hanning en fonction de la fréquence relative

La fenêtre de Hanning (voir figure 4.5) montre une réduction considérable de l'amplitude des lobes secondaires, en gardant la même largeur du pic principal que la fenêtre Triangulaire.

4. Fenêtre de Hamming:

Cette fenêtre est définie par la fonction suivante:

$$w(x) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi x}{\tau}\right) \quad \text{pour } |x| \leq \tau/2$$

dont la réponse fréquentielle est donnée par:

$$A(f) = \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \left[\frac{0.54 - 0.08 (\tau f)^2}{1 - (\tau f)^2} \right]$$

La figure 4.6 montre la réponse de l'amplitude en échelle logarithmique en fonction de la fréquence relative.

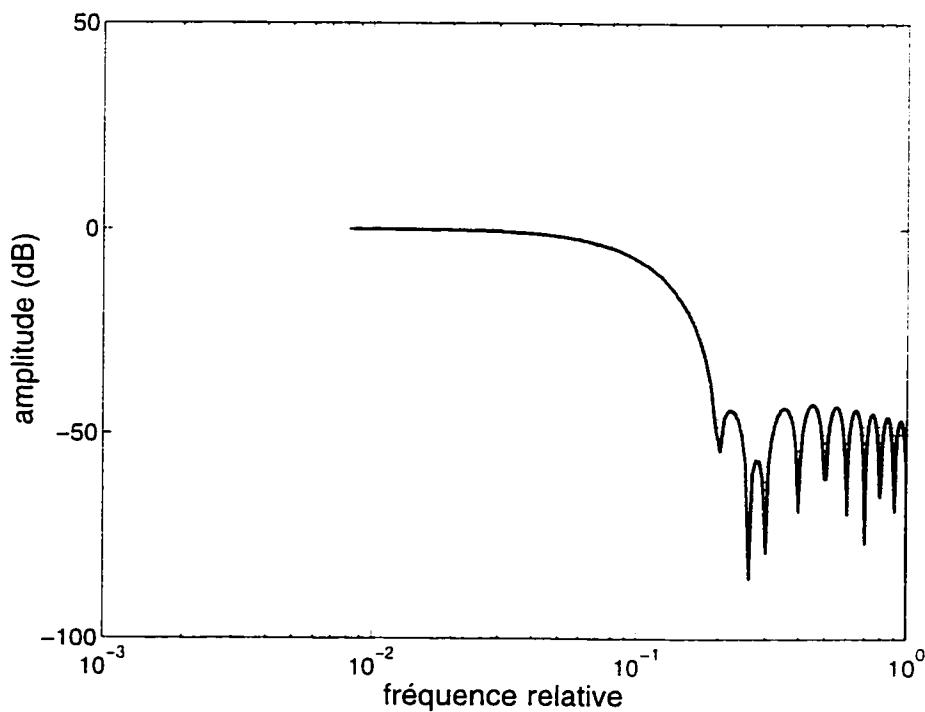


Figure 4.6: Amplitude de la Fenêtre de Hamming en fonction de la fréquence relative

La fenêtre de Hamming (voir figure 4.6) possède un spectre similaire à celui de la fenêtre de Hanning à la différence que la fenêtre de Hamming possède des lobes secondaires d'amplitude presque constante.

Les deux critères mentionnés ci-haut pour le choix de la fenêtre spatiale ne peuvent pas être optimisés les deux à la fois, les fenêtres spatiales présentent un compromis entre ces deux critères (Stanley, 1975). La fenêtre de Hanning a été choisie pour être appliquée sur les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant. Cette fenêtre possède un spectre dont le compromis entre la largeur du pic principal et l'amplitude du premier lobe secondaire est le mieux réussi.

4.4 Calcul de la pente à partir du spectre du signal

L'effet de l'application de la fenêtre spatiale de Hanning est étudié. Pour cela nous utilisons les cas suivants: axe de courant de section droite $S = (12.5 \text{ m})^2$ et à 5 et 30 m de profondeur. Pour chacun des cas, la résistivité du milieu environnant (ρ_0) est de $6000 \Omega \cdot \text{m}$, le rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) est de 15, la fréquence est de 20 kHz et l'écartement entre les stations est de 12.5 m sur un profil de 500 m. Une transformée de Fourier de 128 points est calculée sur chaque signal.

La fenêtre spatiale de Hanning est appliquée de deux façons suivantes: a) sur le signal au complet; et b) sur la section contenant le *cross-over*, cette section s'étale entre 100 et 400 m sur le profil. La figure 4.7 montre les signaux obtenus.

La figure 4.8 montre les courbes de l'amplitude en fonction de la fréquence relative

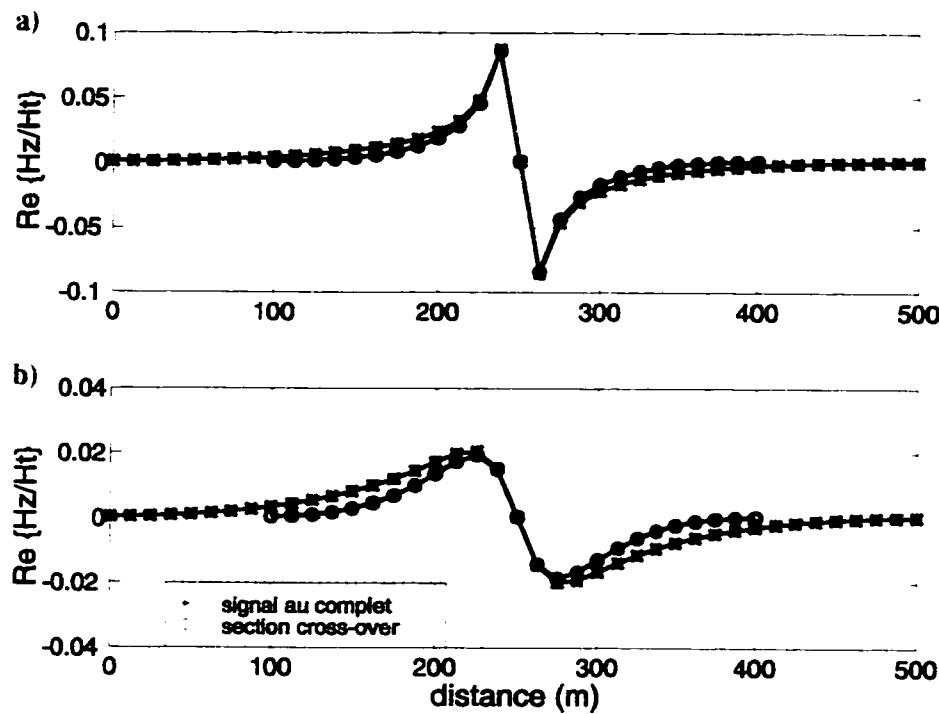


Figure 4.7: Axe de courant où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega m$ et le rapport de résistivité est de 15. (a) axe de courant à 5 m et (b) axe de courant à 30 m

pour les signaux montrés à la figure 4.7. D'après les résultats obtenus, indépendamment du fait qu'il s'agit du signal complet ou de la section contenant le *cross-over*, nous obtenons le même spectre. Ceci veut dire que, l'information présente dans le signal liée à la profondeur de l'axe de courant (du point de vue fréquentiel) provient essentiellement de la section contenant le *cross-over*. L'application de la fenêtre spatiale de Hanning soit sur le signal au complet, soit sur la section contenant le *cross-over* nous permet d'obtenir les mêmes résultats. De plus, des essais ont été menés avec des axes de courant à une profondeur donnée et des différents contrastes de résistivité, nous avons remarqué ces axes génèrent pratiquement le même spectre.

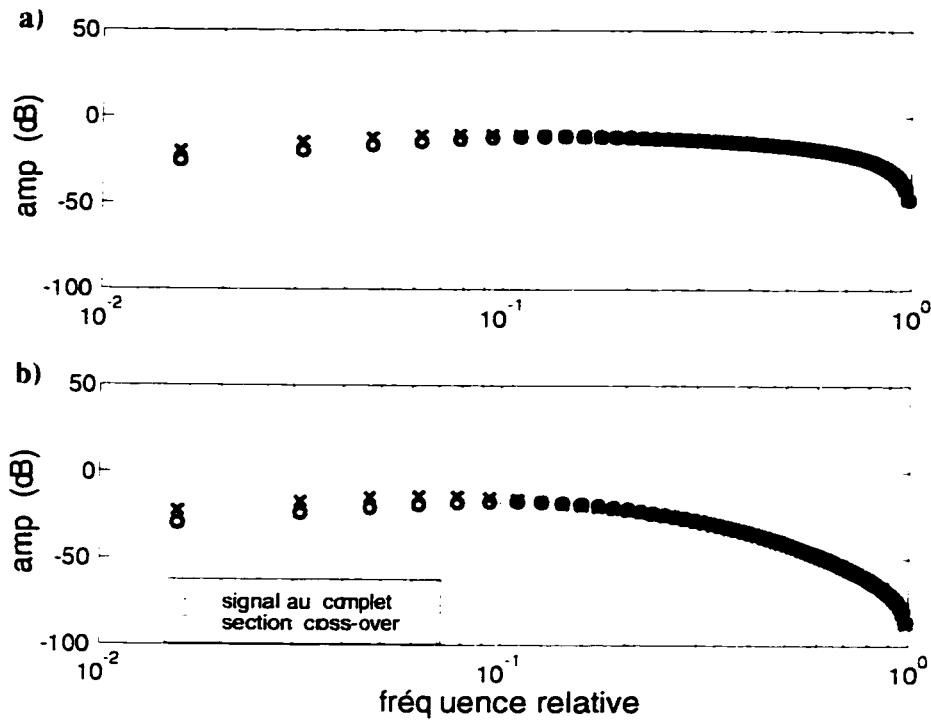


Figure 4.8: Amplitude du spectre pour l'axe de courant où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ et le rapport de résistivité est de 15. (a) axe de courant à 5 m et (b) axe de courant à 30 m

Des expériences ont été faites pour déterminer la bande de fréquences pour le calcul de la pente à partir de l'amplitude de l'axe de courant (se référer à l'équation 4.14) en échelle logarithmique. Nous avons utilisé une transofrmée de Fourier de $N = 128$ points, où la fréquence de Nyquist (f_N) se trouve à $N/2 + 1$, soit au 65^{ème} point. Nous avons trouvé que les points donnant la meilleure estimation de la profondeur par rapport à la fréquence relative sont:

$$f_{14} = \frac{(14-1)f'_N}{65-1} \approx 0.20f'_N$$

$$f_{16} = \frac{(16-1)f'_N}{65-1} \approx 0.25f'_N$$

où f'_N est la fréquence relative de Nyquist, i.e. égale à 1.

De plus, le fait d'utiliser la fréquence relative plutôt que la fréquence absolue lors du calcul de la pente permet d'avoir les avantages suivants:

- ramener les spectres du signal provenant du modèle axe de courant échantilloné à différents écartements entre les stations (Δx) à une même échelle. Étant donné que la fréquence de Nyquist (f_N) est définie par (Stanley, 1975):

$$f_N = \frac{1}{2\Delta x}$$

celle-ci diminue au fur et à mesure que l'écartement entre les stations augmente.

Pour un signal échantilloné à $\Delta x = 6.25 \text{ m}$ la fréquence de Nyquist est 8 fois supérieure à celle pour $\Delta x = 50 \text{ m}$. Ceci est montré aux figures 4.9 et 4.10, lesquelles représentent les signaux pour des axes de courant de section droite $S = (12.5 \text{ m})^2$ et à 5 et 30 m de profondeur respectivement, où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ et le rapport de résistivité est de 15. Pour chaque signal créé, nous utilisons une fréquence de 20 kHz et des écartements entre les stations de 6.25, 12.5, 25 et 50 m sur un profil de 500 m.

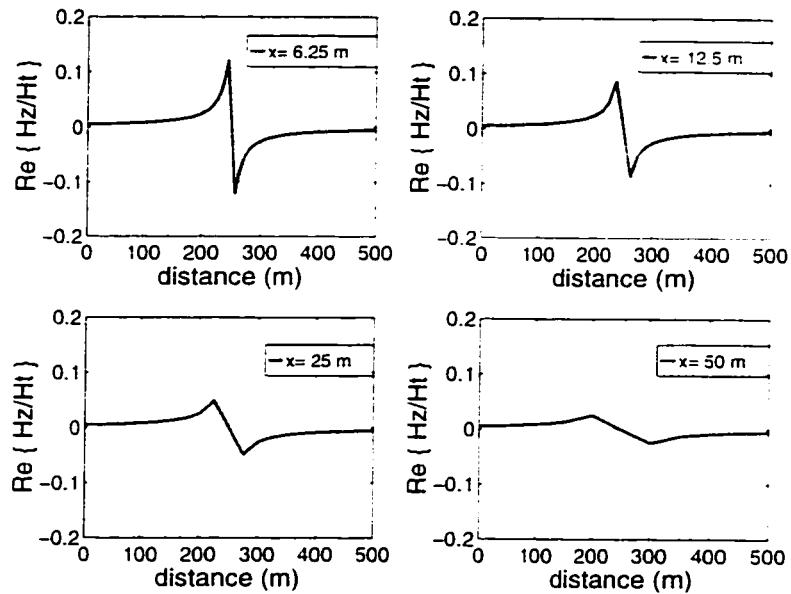


Figure 4.9: Axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements pour une résistivité du milieu environnant de $6000 \Omega \text{ m}$ et un rapport de résistivité de 15

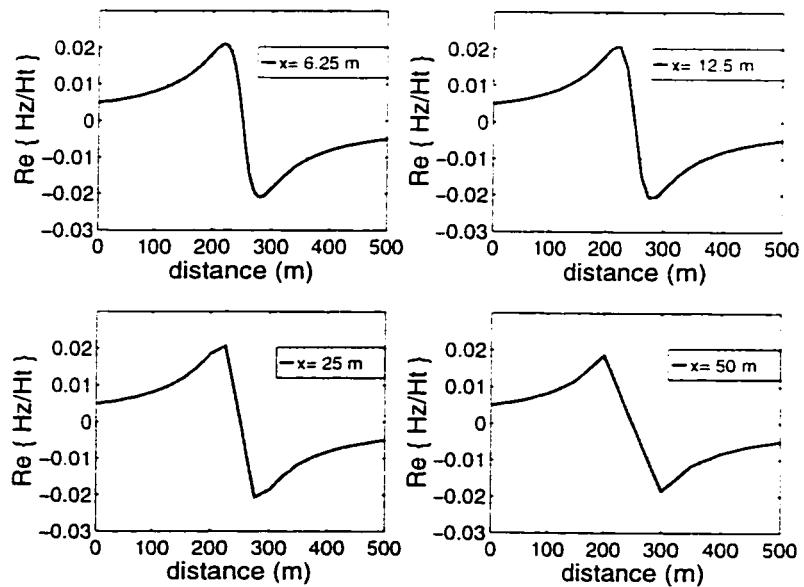


Figure 4.10: Axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements pour une résistivité du milieu environnant de $6000 \Omega \text{ m}$ et un rapport de résistivité de 15

Les figures 4.11 et 4.12 montrent les courbes de l'amplitude en fonction de la fréquence absolue pour les axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement, où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ et le rapport de résistivité est de 15.

Les figures 4.13 et 4.14 montrent les courbes de l'amplitude en fonction de la fréquence relative pour les axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement , où la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ et le rapport de résistivité est de 15.

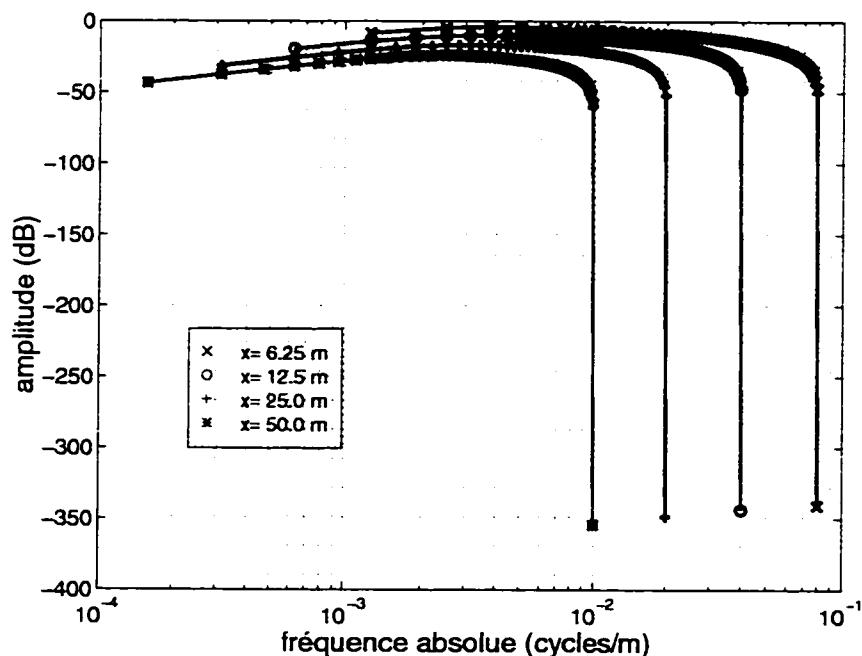


Figure 4.11: Amplitude pour l'axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence absolue

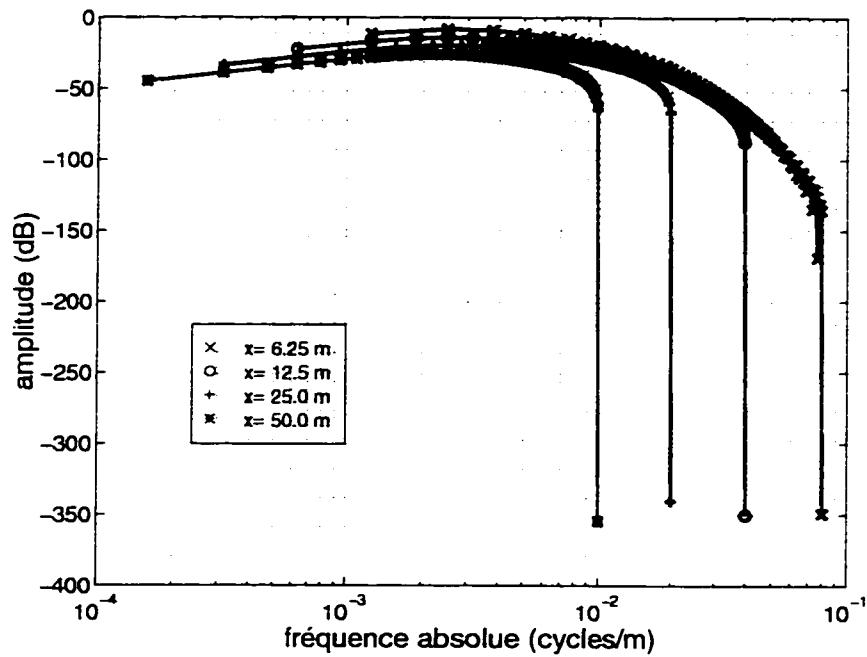


Figure 4.12: Amplitude pour l'axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence absolue

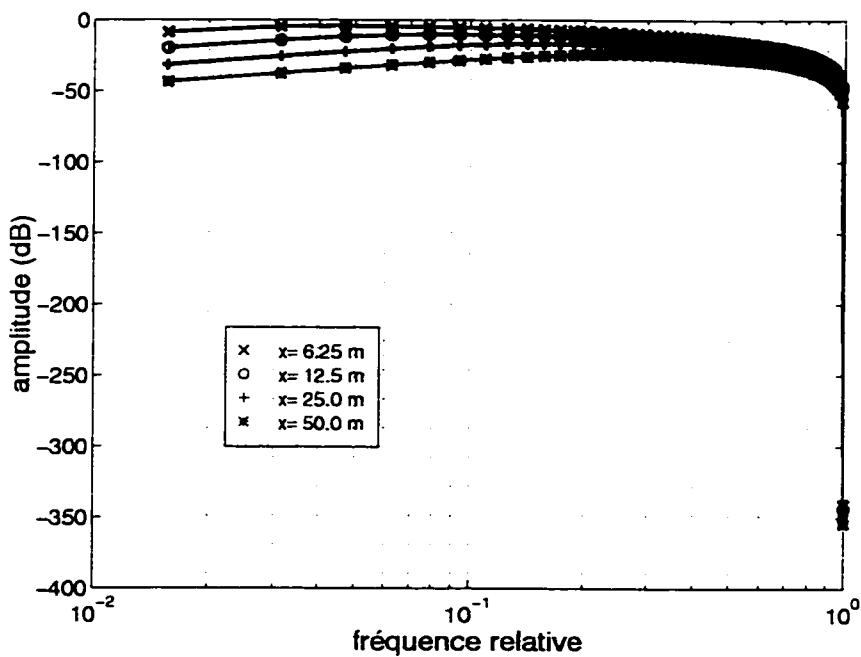


Figure 4.13: Amplitude pour l'axe de courant à 5 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence relative

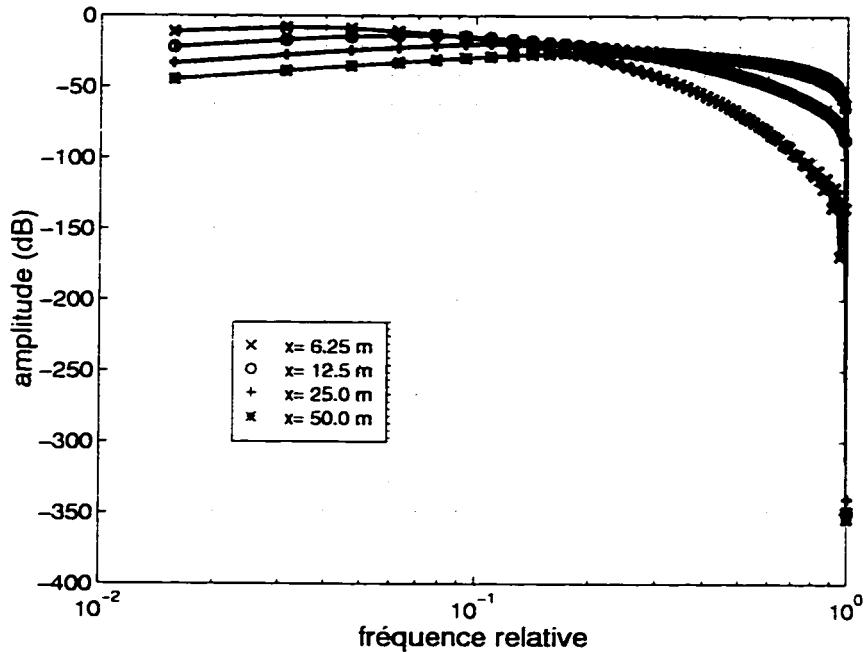


Figure 4.14: Amplitude pour l'axe de courant à 30 m de profondeur échantillonné à différents écartements en fonction de la fréquence relative

Nous constatons que, si nous utilisons la fréquence absolue pour le calcul de la pente (se référer à l'équation 4.18), nous devons établir des régions d'intérêt pour le calcul de celle-ci à chaque fois que l'écartement entre les stations varie. Par contre, si nous utilisons la fréquence relative, les points choisis pour le calcul de la pente restent les mêmes indépendamment de l'écartement entre les stations sur un profil et du nombre de points utilisés pour la transformé de Fourier. Ceci est démontré aux figures 4.13 et 4.14

- définir l'effet de l'échantillonnage du signal sur la capacité de la technique analyse fréquentielle pour estimer la profondeur de l'axe de courant. Ceci correspond à déterminer quel est le nombre de stations minimal sur un profil donné.

Des expériences ont été faites en considérant plusieurs tailles de profil et pour chaque profil, nous avons utilisé différents écartements entre les stations. Les résultats sont montrés dans l'annexe A. Nous observons que la technique analyse fréquentielle donne de meilleures estimations de la profondeur de l'axe de courant lorsque la limite minimale est de 21 stations.

4.5 Méthodologie

Les étapes à suivre pour l'estimation de la profondeur d'un axe de courant sont les suivantes:

Étape 1 choisir la section du profil sur lequel nous voulons appliquer la technique analyse fréquentielle

Étape 2 multiplier le signal par la fenêtre spatiale de Hanning

Étape 3 calculer la transformée de Fourier pour $N = 128$ points

Étape 4 calculer la pente (Δ) à partir de l'amplitude du spectre en échelle logarithmique, en utilisant les points f_{14} et f_{16} sur la courbe par rapport à la fréquence relative

Étape 5 estimer la profondeur de l'axe de courant à partir de l'équation:

$$z = \frac{-0.2686 \Delta^2 \alpha + [0.1442 \Delta^4 \alpha^2 + 0.1549 \Delta^6 \alpha^4]^{1/2}}{0.5 + 1.0744 \Delta^2 \alpha^2}$$

$$\text{où } \alpha = \frac{2^{1/2}\pi}{S\sqrt{\omega\mu_0}} \frac{\rho_0^{1/2}}{(\rho_0/\rho_c - 1)}$$

Δ est la pente

Chapitre 5

Analyse en composantes principales et régression

Au fur et à mesure que la profondeur du corps conducteur augmente, l'amplitude du signal TBF diminue et la largeur des pics augmente. En effet, le signal TBF montre une forme plus évasée. Pour étudier le lien entre la forme du signal TBF et la profondeur du conducteur, nous utilisons la technique *analyse en composantes principales*. Cette technique nous permet d'établir des relations entre les observations (i.e. les mesures sur un profil) et les variables (i.e. les différentes profondeurs et les caractéristiques électriques du conducteur). Deux bases de signaux sont utilisées. Une première est obtenue en supposant un mécanisme galvanique pour la génération des anomalies TBF; une seconde suppose plutôt un mécanisme inductif. Notre cheminement diffère de celui présenté par Brodeur (1990), car cette auteur applique

une régression multiple sur les traits caractéristiques du signal TBF (i.e. amplitude pic à pic, distance pic à pic et largeur des pics), afin d'estimer le pendage, la conductance et la profondeur du corps conducteur. Ces traits caractéristiques doivent être établis préalablement par traitement du signal. Ici, nous travaillons plutôt sur le signal original. Toutefois, nous ne considérons que des conducteurs subverticaux.

5.1 Fondement mathématique

Le développement mathématique présenté est principalement tiré des notes de cours de Marcotte (1992).

Soit une base de données $n * p$ formant un nuage de n observations dans un espace à p variables. L'analyse en composantes principales (*ACP*) consiste à projeter les n points sur un sous-espace à s dimensions (avec $s \leq p$) qui permet de résumer l'information provenant du tableau de données par quelques axes principaux indépendants. Donc, nous cherchons une rotation du système initial permettant de mieux observer le nuage de points.

Soit une matrice $X_{n,p}$ où chaque ligne représente une observation et chaque colonne représente une variable. La matrice $X_{n,p}$ est centrée (i.e. nous soustrayons la moyenne de chaque variable) et normalisée (i.e. nous divisons par l'écart-type de la variable correspondante). Ceci a pour effet de faire coïncider le centre de gravité du nuage de points avec l'origine et de rendre les variables indépendantes des unités choisies pour les mesurer.

Soit u_1 un vecteur unitaire (i.e. de norme 1: $u_1^T u_1 = 1$) représentant la plus grande dispersion des projections. Les projections de n observations sur le vecteur u_1 sont données par:

$$C = X u_1 \quad (5.1)$$

La somme des carrés de ces projections est définie par:

$$C^T C = u_1^T X^T X u_1 \quad (5.2)$$

Le vecteur u_1 est choisi de façon à maximiser l'équation (5.2)

$$\text{Maximiser} \quad u_1^T X^T X u_1 \quad \text{sujet à} \quad u_1^T \cdot u_1 = 1$$

Pour solutionner cette optimisation sous contrainte, la méthode de Lagrange est utilisée. Nous obtenons que

$$\mathcal{L} = u_1^T X^T X u_1 - \lambda (u_1^T \cdot u_1 - 1) \quad (5.3)$$

L'équation (5.3) est dérivée par rapport à chacune des p composantes du vecteur u_1 ainsi que par rapport au multiplicateur de Lagrange (λ). En posant les dérivées

partielles égales à zéro, nous obtenons

$$2 [X^T X u_1 - \lambda u_1] = 0 \quad (5.4)$$

$$u_1^T u_1 = 1 \quad (5.5)$$

Nous trouvons finalement que:

$$X^T X u_1 = \lambda u_1 \quad (5.6)$$

$$u_1^T u_1 = 1 \quad (5.7)$$

L'ACP consiste à calculer les vecteurs propres (où chaque vecteur propre correspond à un axe principal dans le sous-espace \mathbf{s}) et les valeurs propres associées les plus importantes, c'est-à-dire, ceux représentant le mieux la base de signaux originale.

Quatre autres variables sont aussi utilisées:

1. Les coordonnées des variables

Il s'agit des projections des variables sur les vecteurs propres (i.e. composantes principales).

$$variables : C_v = U \Lambda^{1/2} \quad (5.8)$$

où U : matrice des vecteurs propres
 Λ : matrice diagonale des valeurs propres

2. proportion de la variance totale et proportion cumulative

Il s'agit d'expliquer la quantité de variance prise en charge par un vecteur propre quelconque.

$$p_t = \lambda_t / \sum_{t=1}^p \lambda_t \quad (5.9)$$

$$pc_j = \sum_{t=1}^J p_t \quad (5.10)$$

3. Qualité de la représentation des variables

Il s'agit de comparer la projection d'une variable (au carré) avec la distance (au carré) par rapport à l'origine de cette variable. Cette mesure permet de juger jusqu'à quel point une variable est près du sous-espace considéré.

$$Qltv = C_v^2 \quad (5.11)$$

puisque nous faisons une ACP de la matrice des corrélations, la diagonale de $X^T X$ est constituée de 1 et nous pouvons oublier ce terme.

5.2 Application de l'ACP sur une base de signaux: modèle mathématique axe de courant

Pour l'application de l'ACP dans l'interprétation des signaux TBF en fonction de la profondeur du corps conducteur, nous devons d'abord déterminer quels vecteurs de l'ACP sont les mieux corrélés à la profondeur. Pour cela, nous utilisons une base de signaux générée à partir du modèle mathématique axe de courant, pour représenter les signaux TBF dus au phénomène galvanique et étudier leur comportement par l'ACP. Cette base est faite de façon à ce que chaque colonne corresponde à une profondeur donnée (variable).

La base de signaux est composée de la manière suivante: cinq différentes sections correspondant aux résistivités du milieu environnant (ρ_0), soit 4000 . 8000.

12000, 16000 et 20000 Ωm sont créées: pour chaque section, il y a onze rapports de résistivité (ρ_0/ρ_c) (i.e. de 25, 23, 21, 19, 17, 15, 13, 11, 9, 7 et 5) et pour chaque rapport de résistivité, il y a six profondeurs allant de 5 à 30 m avec un incrément de 5 m. Pour chaque signal la section droite est égale à $(12.5 \text{ m})^2$. Les mesures sont faites en considérant un profil de 500 m avec 41 stations écartées de 12.5 m et une fréquence de 20 kHz. Ce qui fait une base de données de 41 observations avec 330 variables.

5.2.1 Choix des paramètres explicatifs

La base de données est générée de manière à ce que nous puissions évaluer l'effet autant de la profondeur que des contrastes des résistivité sur la forme et l'amplitude des signaux TBF. Deux ensembles de variables sont utilisées:

- le premier ensemble de variables est constitué de l'écart-type (σ), la variance (σ^2) et la pente mesurée de pic à pic (Δ), lesquels sont calculés à partir de chaque colonne de la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant. Cet ensemble permet surtout de cerner l'effet due aux contrastes de résistivité entre l'hétérogénéité conductrice et le milieu environnant.

Cet effet est montré à la figure 5.1, où seulement la première section de la base de signaux (i.e. $\rho_0 = 4000 \Omega m$) est utilisée. Nous observons que l'écart-type est presque linéairement relié aux rapports de résistivité (ρ_0/ρ_c). Par contre, nous voyons que pour un rapport de résistivité fixé, l'écart-type est relié à la profondeur d'une certaine façon, mais pas d'une manière évidente comme

précédemment. Raison pour laquelle, nous associons cet ensemble de variables à un effet relié à la résistivité

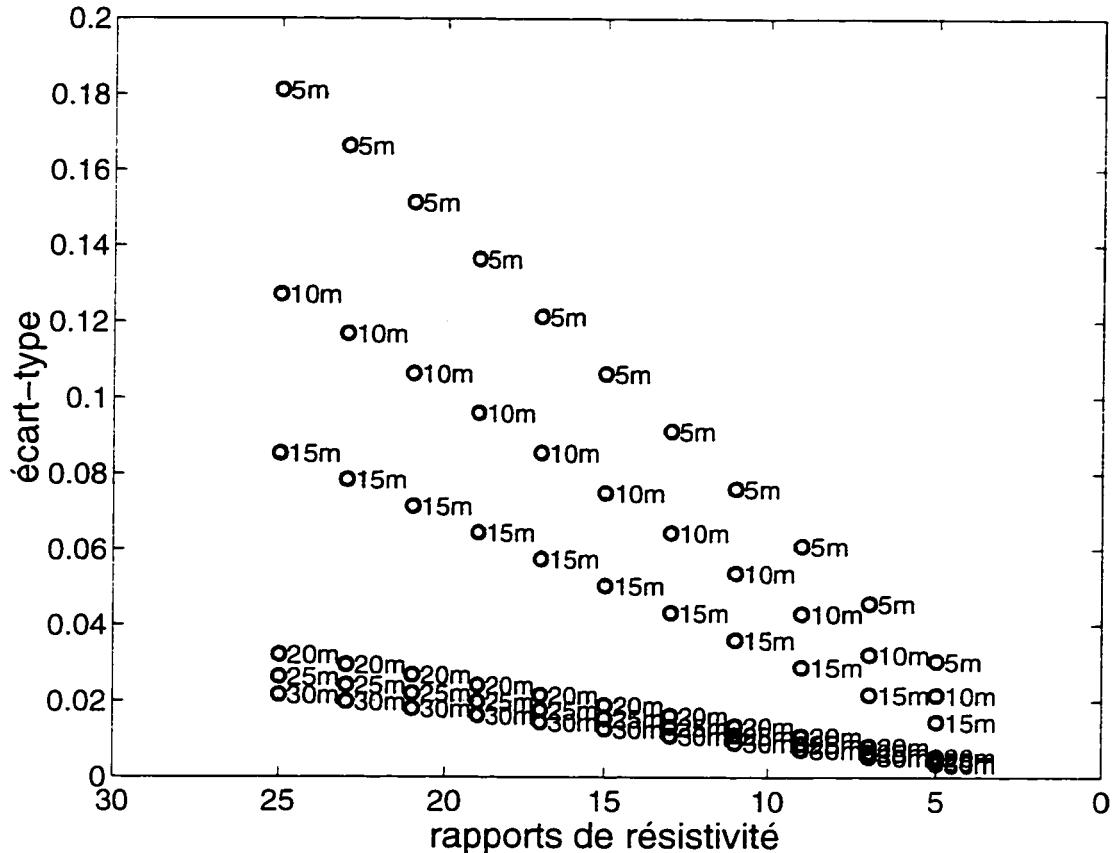


Figure 5.1: Courbe de l'écart-type en fonction des rapports de résistivité pour la première section de la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant

- le deuxième ensemble de variables est constitué des coordonnées des variables (C_v) dans l'ACP des signaux centrés et normalisés (i.e. avec la moyenne sousstraite et divisée par l'écart-type de la variable correspondante). Cet ensemble permet de cerner surtout l'effet dû à la profondeur de l'hétérogénéité conductrice.

Le tableau 5.1 montre la proportion de la variance totale (p_t) et proportion cumulutive (pc) pour les six premières coordonnées des variables (C_v). Nous remarquons qu'en se servant des six premières coordonnées des variables (C_v), nous avons déjà 100% de la variance cumulative.

proportion de la variance totale	proportion de la variance cumulative
9.5333e-1	0.95333
4.5942e-2	0.99928
7.1409e-4	0.99999
3.5800e-6	0.99999
5.8774e-9	1.00000
2.9034e-12	1.00000

Tableau 5.1: Proportion de la variance totale et cumulative pour les six premières coordonnées des variables pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant

5.2.2 Sélection des variables explicatives

Nous avons démontré dans la section précédente qu'il suffit uniquement des six premières coordonnées des variables (C_v) pour représenter l'effet de la profondeur. L'effet dû aux contrastes de résistivité est représenté, lui, par l'écart-type (σ), la variance (σ^2) et la pente mesurée de pic à pic (Δ). Tous ces paramètres sont étudiés dans le but de choisir quels sont ceux donnant le meilleur modèle pour la prédiction de la profondeur (régression).

Dans la régression, la profondeur est le paramètre à expliquer et les paramètres explicatifs sont: les six premières coordonnées de variables, l'écart-type, la variance

et la pente mesurée de pic à pic. La procédure statistique pas à pas consiste à évaluer l'effet de l'ajout d'un paramètre explicatif en tenant compte des paramètres déjà sélectionnés. Pour évaluer cet effet, le test de Fisher pour chaque paramètre à chaque stade de la régression est calculé et comparé à une valeur F_{table} correspondant au niveau du test désiré. Si la valeur calculée excède F_{table} , alors le paramètre apporte une contribution significative à la régression. Ce processus continue jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de paramètres explicatifs pour être ajoutés au modèle de la régression.

Les résultats obtenus avec la méthode pas à pas sont montrés au tableau 5.2.

paramètre explicatif	coefficient de corrélation (R^2)	Somme des carrées des erreurs	Test Fisher
2	9.8823e-1	2.8308e+2	2.7552e+4
3	9.9805e-1	4.6802e+1	1.6508e+3
7	9.9999e-1	1.7569e-1	8.6516e+4
6	9.9999e-1	3.4030e-2	1.3529e+3
14	9.9999e-1	2.2022e-2	1.7666e+2
4	9.9999e-1	1.0186e-2	3.7533e+2
1	9.9999e-1	4.5487e-3	3.9906e+2
10	9.9999e-1	5.1581e-4	2.5097e+3
13	9.9999e-1	3.9012e-4	1.0310e+2

Tableau 5.2: Résultats obtenus à partir de la méthode pas à pas sur la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant pour le choix des paramètres explicatifs

Le 5^{ième}, 8^{ième}, 9^{ième}, 11^{ième}, 12^{ième} et 15^{ième} paramètres explicatifs n'ont pas été montrés car la matrice est devenue singulière. Le coefficient de corrélation (R^2) sert à mesurer le degré de similitude entre le paramètre à expliquer et les paramètres explicatifs. La somme de carrés des erreurs (sce) sert à calculer la valeur de Fisher associée à la régression et le test de Fisher sert à déterminer quelles sont les paramètres

à retenir.

La colonne sous la rubrique *paramètre explicatif* (tableau 5.2) représente le paramètres explicatifs utilisés lors de l'application de la procédure statistique pas à pas. i.e. les paramètres 1 à 6 correspondent aux coordonnées de variables, les paramètres 7 à 12 correspondent aux coordonnées de variables au carré, le paramètre 13 correspond à l'écart-type, le paramètre 14 correspond à la variance et le paramètre 15 correspond à la pente mesurée de pic à pic.

Suite à l'examen des résidus de la régression et dans l'optique de retenir un modèle comportant le moins de paramètres possibles, nous avons décidé de conserver finalement les variables 2, 3 et 13 soit les coordonnées des variables sur le 2^{ème} et 3^{ème} vecteur propre et l'écart-type du signal original. Ce modèle représente un R^2 de 0.9981.

5.2.3 Régression linéaire

Cette méthode permet d'obtenir l'équation de la droite ayant le meilleur ajustement possible (en termes de moindre carrés) à la base de données (Marcotte, 1992), laquelle est obtenue à partir des paramètres explicatifs choisis dans la section précédente.

Deux autres variables ont été calculées à partir de la régression:

1. Les profondeurs estimées (y_e)

Les profondeurs prédites (y_e) obtenues à partir de la régression linéaire sont

données par:

$$y_c = X * b \quad (5.12)$$

où X : matrice des paramètres explicatifs: deuxième coordonnée des variables, écart-type et variance

b : vecteur des coefficients du modèle de la régression

La figure 5.2 montre la relation entre les profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs utilisées (i.e. de 5 à 30 m avec un incrément de 5 m) pour générer la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant.

Nous remarquons que les profondeurs estimées varient peu en fonction des rapports de résistivité et qu'elles prédisent bien les vraies profondeurs. Nous notons toutefois une sous-estimation à la profondeur vraie 30 m et de légères sur-estimations à 10, 15 et 20 m. Globalement, nous observons une certaine tendance curviligne qui pourrait suggérer d'inclure des termes d'ordre supérieur pour les paramètres explicatifs. Des essais en ce sens ne se sont pas avérés concluants.

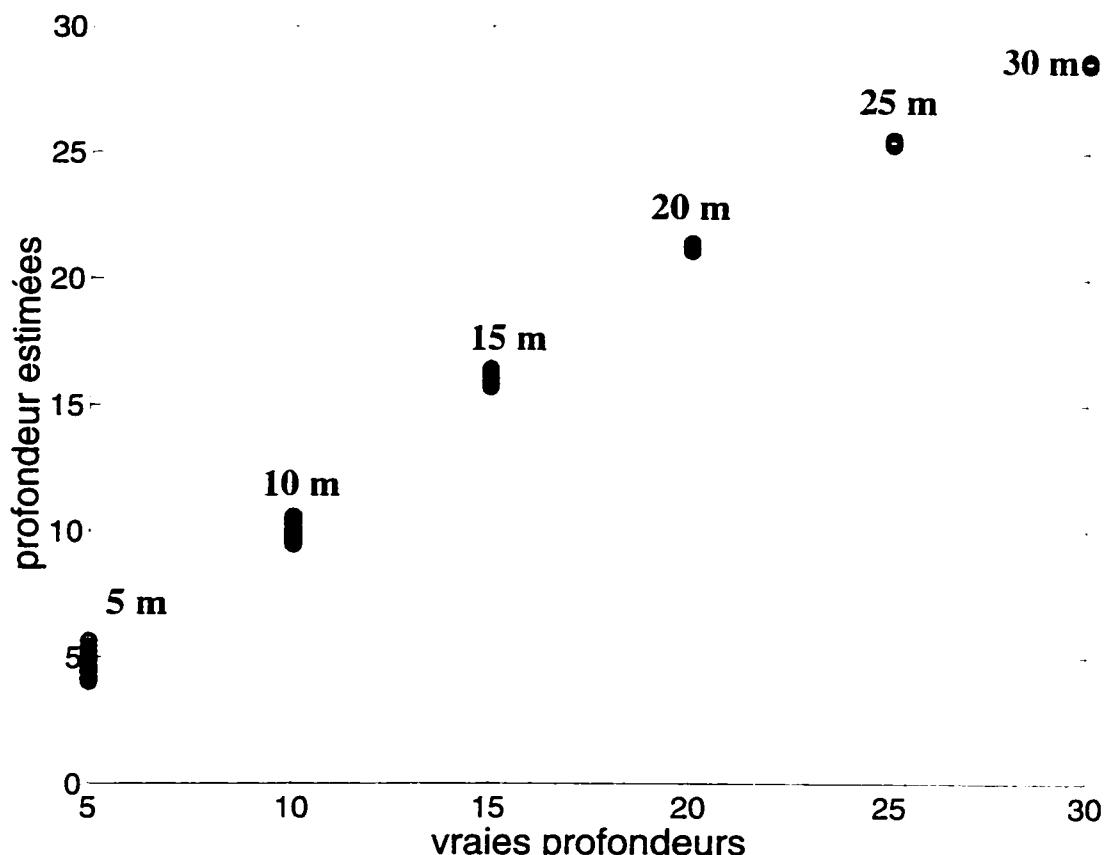


Figure 5.2: Profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs utilisées pour générer la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant

2. Les résidus (e)

Les résidus donnent l'écart entre les profondeurs estimées et les profondeurs vraies utilisées pour générer la base de signaux.

$$e = y_c - y \quad (5.13)$$

La figure 5.3 montre clairement qu'une tendance curviligne existe entre les résidus et les valeurs estimées (exagérée par la différence d'échelle entre les axes).

Des termes d'ordre supérieur pourraient être inclus dans le modèle. Toutefois, plusieurs essais ont montré que le gain en terme de qualité d'ajustement était compensé largement par une perte de robustesse de l'équation de régression lorsque confrontés à des données réelles. Pour cette raison, les termes d'ordre supérieur n'ont pas été retenus.

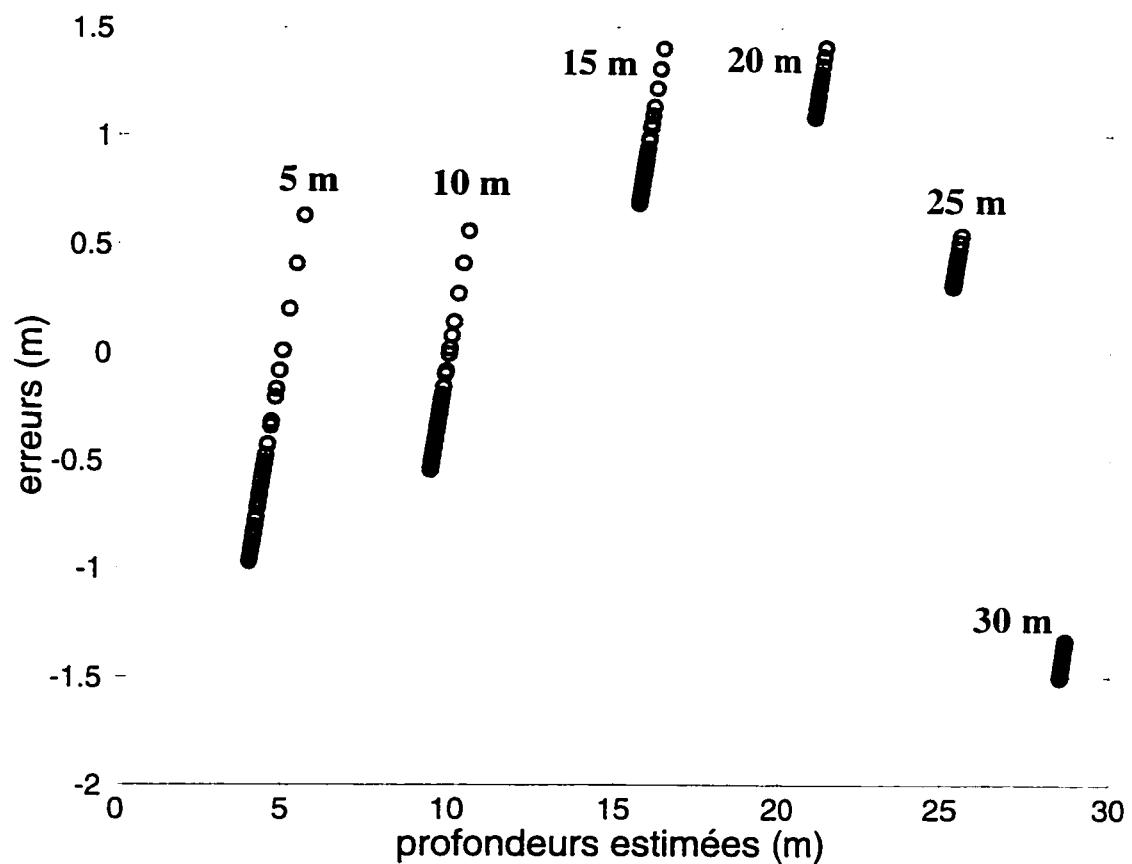


Figure 5.3: Résidus en fonction des profondeurs estimées pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant

5.3 Application de l'ACP sur une base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D

Nous utilisons l'approche phénomène inductif pour représenter les signaux TBF, de manière à étudier le comportement de ce type des signaux vis-à-vis de l'ACP. La base de signaux est générée à partir du programme de modélisation numérique 2D développé par Wannamaker et al (1987). En utilisant cette approche, un dyke 2D situé dans un milieu environnant plus résistant est modélisé. La base de signaux est constituée de façon à avoir les mêmes caractéristiques que celle pour le modèle mathématique axe de courant, i. e. à chaque colonne correspond une profondeur donnée (variable).

La base de signaux est composée de la manière suivante: cinq différentes sections correspondant aux résistivités du milieu environnant (ρ_0) de 1000, 2000, 3000, 4000 et 5000 $\Omega \text{ m}$ sont créées; pour chaque section, il y a onze résistivités du dyke 2D (i.e. 7, 9, 11, 13, 15, 35 et 40 $\Omega \text{ m}$) et pour chaque résistivité du dyke 2D, il y a six profondeurs allant de 5 à 30 m avec un incrément de 5 m . La largeur du dyke 2D est de 10 m . Les mesures sont faites en considérant un profil de 500 m avec 41 stations écartées de 12.5 m et une fréquence de 20 $kH\ddot{z}$. Ce qui fait une base de signaux de 41 observations avec 330 variables.

Nous utilisons les six premières coordonnées des variables (C_v), l'écart-type (σ), la variance (σ^2) et la pente mesurée de pic à pic (Δ) (calculés à partir de la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D) comme paramètres

explicatifs pour l'application de la procédure statistique pas à pas. Tout cela dans le but de choisir les paramètres donnant le meilleur modèle pour la régression. Le tableau 5.3 montre les résultats obtenus.

paramètre explicatif	coefficient de corrélation (R^2)	Somme des carrées des erreurs	Test Fisher
3	7.5774e-1	5.8293e+3	1.0259e+3
15	8.3118e-1	4.0622e+3	1.4225e+2
5	8.6630e-1	3.2169e+3	8.5655e+1
8	8.8137e-1	2.8544e+3	4.1270e+1
2	9.6110e-1	9.3589e+2	6.6420e+2
4	9.8198e-1	4.3358e+2	3.7419e+2
6	9.8704e-1	3.1172e+2	1.2587e+2
11	9.8745e-1	3.0178e+2	1.0578e+2
13	9.8769e-1	2.9616e+2	6.0660e+0
7	9.8782e-1	2.9304e+2	3.3938e+0
1	9.8972e-1	2.4733e+2	5.8779e+1
10	9.9008e-1	2.3848e+2	1.1754e+1
12	9.9025e-1	2.3455e+2	5.3026e+0
14	9.9032e-1	2.3277e+2	2.4034e+0
9	9.9034e-1	2.3223e+2	7.3418e-1

Tableau 5.3: Résultats obtenus à partir de la méthode pas à pas sur la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D pour le choix des paramètres explicatifs

La colonne sous la rubrique *paramètre explicatif* (se référer au tableau 5.3) représente les paramètres explicatifs utilisés lors de l'application de la procédure statistique pas à pas, comme ce fut le cas pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant. Nous remarquons que la selection des paramètres explicatifs d'une base de signaux à l'autre diffère. Ceci est dû à la signification des paramètres, qui change d'une analyse à l'autre. Toutefois, les résultats du coefficient de corrélation (R^2) nous indiquent qu'il faut au moins 4 variables pour que les paramètres explicatifs

commencent à retrouver des R^2 comparables à ceux obtenus précédemment. Des essais pour le choix des paramètres explicatifs donnant le meilleur modèle pour la prédiction de la profondeur ont été menés. Finalement, nous avons retenu les coordonnées des variables sur le $2^{i\text{ème}}$ et $3^{i\text{ème}}$ vecteur propre, le $2^{i\text{ème}}$ vecteur propre au carré et l'écart-type.

Deux autres variables ont été calculées à partir de la régression:

1. Les profondeurs estimées (y_c)

La figure 5.4 montre la relation entre les profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs (i.e. de 5 à 30 m avec un incrément de 5 m) utilisées pour générer la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D.

Les résultats montrent que les profondeurs estimées ont plus de dépendance vis-à-vis des contrastes de résistivité par rapport aux résultats obtenus pour la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant (voir figure 5.2).

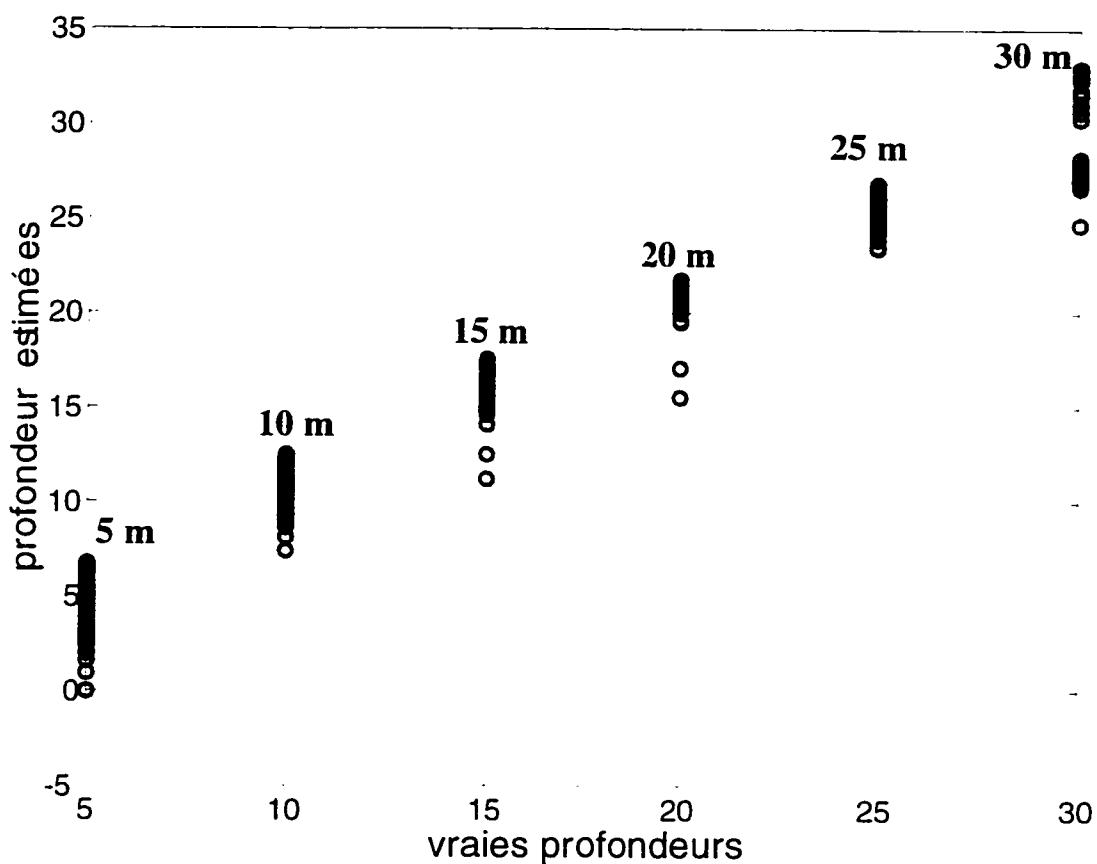


Figure 5.4: Profondeurs estimées en fonction des vraies profondeurs utilisées pour générer la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

2. Les résidus (e)

La figure 5.5 montre la relation entre les erreurs obtenues en fonction des profondeurs estimées à partir de la droite de régression pour la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D.

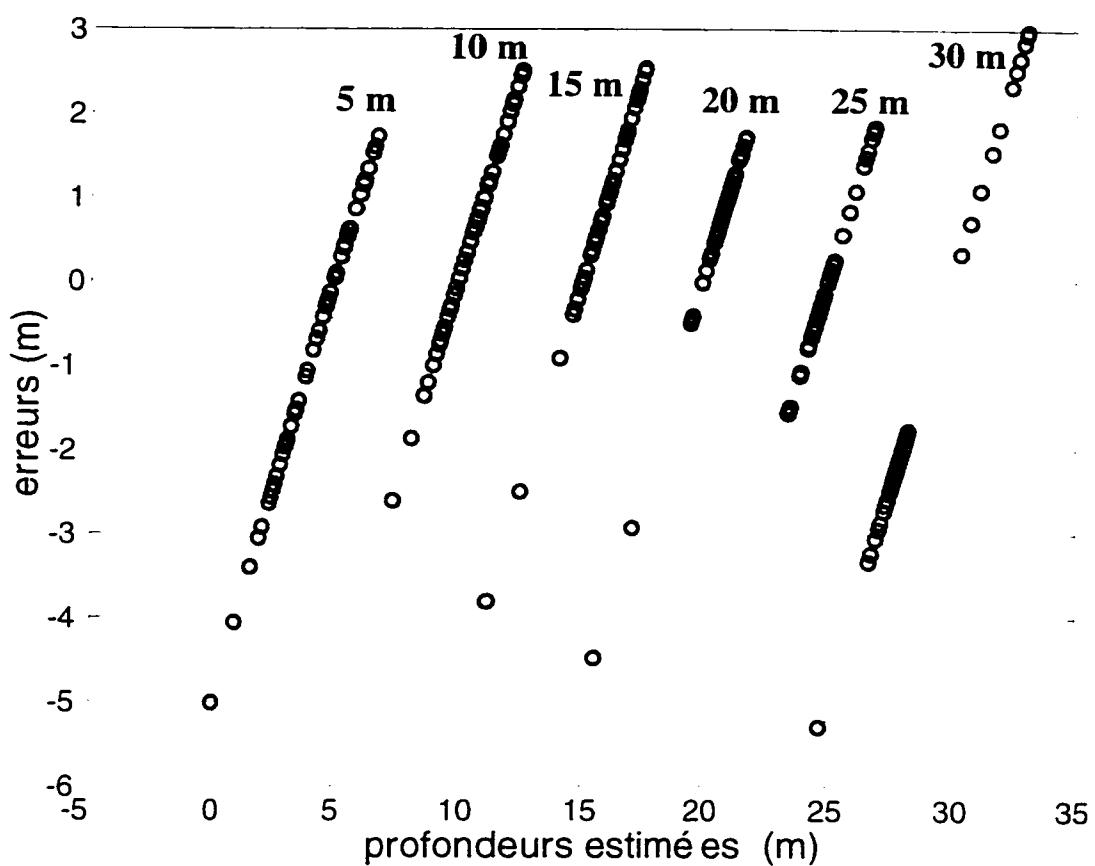


Figure 5.5: Résidus en fonction des profondeurs estimées pour la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que les erreurs sont plus élevées que celles obtenues dans le cas de la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant (voir figure 5.3).

La validité du modèle pour la prédiction de la profondeur (droite de régression) est confirmée par le calcul du coefficient de corrélation (R^2) entre les paramètres à expliquer (i.e. la profondeur) et les paramètres explicatifs retenus lors de l'application de la méthode pas à pas (i.e. 2^{ième} et 3^{ième} coordonnées de va-

riables. 2^{ième} coordonnée de variables au carré et l'écart-type). Le degré de corrélation pour ce modèle est de 0.9665.

5.4 Caractéristiques des signaux composant les deux bases de signaux

La technique analyse en composantes principales nous a permis de déterminer une classe des paramètres explicatifs provenant des deux bases de signaux: modèle mathématique axe de courant et modélisation magnétotellurique 2D. À partir de ces deux bases de signaux, nous avons obtenus deux modèles pour estimer la profondeur du corps conducteur.

La figure suivante montre l'allure des signaux provenant autant du modèle mathématique axe de courant que de la modélisation magnétotellurique 2D. Pour le modèle mathématique axe de courant, le signal consiste en un axe de courant à 10 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000\Omega \text{ m}$. Tandis que, pour la modélisation magnétotellurique 2D, le signal consiste en un dyke 2D à 10 m de profondeur avec une résistivité (ρ_d) de $10 \Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant de $3000 \Omega \text{ m}$.

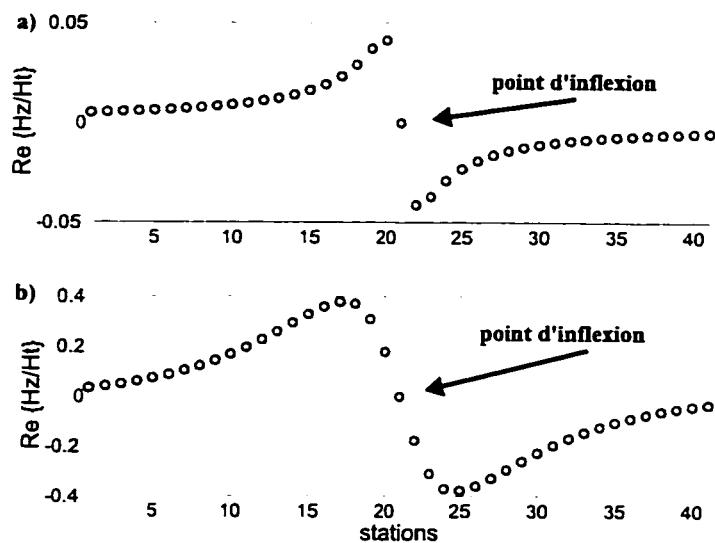


Figure 5.6: Forme des signaux composant les bases de signaux. (a) signal provenant du modèle mathématique axe de courant. (b) signal provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Nous remarquons que les bases de signaux provenant autant du modèle mathématique axe de courant que de la modélisation magnétotellurique 2D possèdent trois caractéristiques en commun. La première est un écartement entre les stations de 12.5 m, la deuxième est un profil avec 41 mesures et la troisième est un signal mesuré ayant trois points représentatifs qui sont: un maximum, un point d'inflexion et un minimum. À partir de ces deux bases de signaux, l'application de la technique analyse en composantes principales et de la régression a permis de déterminer les paramètres explicatifs donnant un modèle acceptable pour la prédiction de la profondeur.

Pour que les résultats de la régression puissent être appliqués sur des données réelles, il importe au préalable de traiter le signal afin que celui-ci présente les caractéristiques essentielles des signaux des bases de données mentionnées ci-haut. Ce

conditionnement consiste à:

1. Choisir la section du profil EM-TBF contenant le *cross-over*, i.e. la limite gauche correspond à la première mesure positive et la limite droite correspond à la dernière mesure négative en se déplaçant de gauche à droite. La figure 5.7 illustre ce fait.

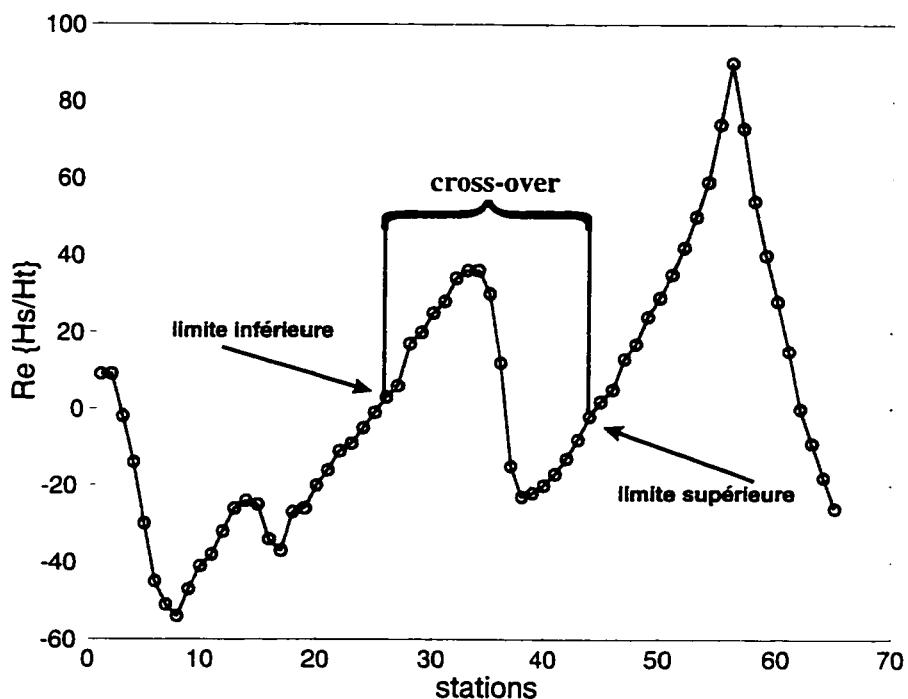


Figure 5.7: Section du profil utilisée

2. Calculer la position du point d'inflexion là où la phase est égale à zéro, entre le maximum et le minimum observés à l'intérieur de la section choisie.
3. Découper la section en deux parties en prenant la position pour la phase égale à zéro comme point repère.
4. Prendre la partie gauche (comprise entre la limite gauche et le point d'inflexion)

et appliquer une interpolation cubique pour avoir des mesures à tous les 12.5 m . s'il y a moins de 21 valeurs interpolées alors, nous appliquons une extrapolation puissance (Deutsch et Journel, 1992) pour obtenir les mesures manquantes.

L'équation utilisée pour l'extrapolation puissance est la suivante:

$$F_{z_{k-1}, z_k}(z) = \begin{cases} 0 & \forall z \leq z_{k-1} \\ \left[\frac{z - z_{k-1}}{z_k - z_{k-1}} \right]^w & \forall z \in (z_{k-1}, z_k] \\ 1 & \forall z \geq z_k \end{cases}$$

où z_k correspond au point interpolé le plus à gauche et z_{k-1} correspond au point situé à 250 m du point d'inflexion.

Finalement, nous créons un nouveau signal antisymétrique par rapport au point d'inflexion, en reprenant la partie gauche et en faisant un translation par rapport au point d'inflexion (voir figure 5.6).

5. Refaire l'étape précédente sur la partie droite du *cross-over*, comprise entre le point d'inflexion et la limite droite. Un deuxième signal complet est ainsi créé.

5.5 Méthodologie

Les étapes à suivre pour l'estimation de la profondeur soit d'un axe de courant, soit d'un dyke 2D sont les suivantes:

Étape 1 Choisir la section du profil TBF contenant le *cross-over*.

Étape 2 Créer deux nouveaux signaux provenant des parties gauche et droite de la section du profil TBF.

Étape 3 Centrer et normaliser les nouveaux signaux obtenus à partir de la section du profil TBF choisie (vlf).

Étape 4 Projeter le signal TBF sur chacune des bases de signaux, en utilisant la relation permettant de calculer la coordonnée des observations (vlf_p) sur les vecteurs propres,

$$vlf_p = vlf * C_o * \Lambda^{-1/2} / (n - 1)$$

où Λ : matrice des vecteurs propres
 C_o : coordonnées des observations
 vlf : signal centré et normalisé
 n : nombre d'observations

Étape 5 Calculer la qualité de la représentation des variables ($Qltv$) sur le premier vecteur propre pour chacune des bases de signaux.

$$Qltv = (vlf_p(1^{er}) * vlf_p(1^{er}))$$

Prendre la valeur maximale parmi les deux valeurs calculées, cette valeur sert à choisir la base de signaux sur laquelle l'estimation de la profondeur est optimale.

Étape 6 Calculer la profondeur estimée en utilisant l'équation de régression correspondant à la base de signaux identifiée à l'étape 5.

Pour que les résultats de l'ACP et de la régression soient considérés fiables, il faut que la même base de signaux soit identifiée comme la meilleure pour les deux signaux: gauche et droit (se référer à l'étape 5) et que les deux profondeurs estimées soient similaires. Lorsque les estimés obtenus avec le signal gauche et droit diffèrent trop, alors nous considérons que le signal est trop bruité et l'estimation non fiable.

Chapitre 6

Technique d'inversion Occam

Nous considérons que la réponse causée par un corps conducteur dans le signal TBF est due au phénomène inductif. Pour générer ce type de signal, nous utilisons la modélisation magnétotellurique 2D (Wannamaker et al. 1987), à partir de laquelle un dyke 2D est modélisé. Avec ce modèle, la partie en phase du rapport entre la composante verticale du champ magnétique secondaire sur le champ horizontal total est calculée.

Nous utilisons la technique d'inversion Occam dans le but d'évaluer sa capacité à retrouver la profondeur du dyke 2D utilisée dans le modèle. Cette technique d'inversion représente une nouvelle approche qui consiste à générer un modèle final (représentant la distribution des résistivités dans le sous-sol) dont la caractéristique principale est d'avoir le minimum de complexité avec une tolérance jugée satisfaisante.

6.1 Technique d'inversion Occam

La technique d'inversion Occam essaie de trouver un modèle de géométrie le plus simple possible dont la réponse se rapproche des données observées (Constable et al., 1987; deGroot-Hedlin et Constable, 1990).

Pour supprimer les structures non-nécessaires présentes dans le modèle obtenu à partir de l'inversion, la rugosité du modèle doit être minimisée. Pour un modèle 2D avec l'axe **x** dans la direction de la structure, la rugosité est donnée par (deGroot-Hedlin et Constable, 1990):

$$R_1 = \| \partial_y \mathbf{m} \|^2 + \| \partial_z \mathbf{m} \|^2 \quad (6.1)$$

où **m** représente les paramètres du modèle. ∂_y est la dérivée partielle des paramètres selon **y** et ∂_z est la dérivée partielle des paramètres selon **z**. L'équation 6.1 définit la matrice de pénalité dans l'algorithme.

La capacité du modèle à converger vers les données observées est évaluée par la tolérance, laquelle est définie par (deGroot-Hedlin et Constable, 1990):

$$X^2 = \| W\mathbf{d} - WF[\mathbf{m}] \|^2 \quad (6.2)$$

où **d** représente les données observées. $F[\mathbf{m}]$ est la réponse du modèle et W est défini

par:

$$W = \text{diag} \{1/\sigma_1, 1/\sigma_2, \dots, 1/\sigma_M\} \quad (6.3)$$

avec σ étant la variance pour chaque donnée observée.

L'algorithme d'Occam essaie de minimiser la rugosité du modèle (équation 6.1) à la condition que la tolérance (équation 6.2) soit égale à X_*^2 , où celle-ci est une valeur jugée acceptable tenant compte des incertitudes (deGroot-Hedlin et Constable, 1990). Si nous assumons que les incertitudes sont non-correlées et qu'elles suivent une distribution normale de moyenne zéro et que, σ_j est l'écart-type associé, alors X^2 suit une distribution chi-carré χ^2 . En utilisant cette approche, l'espérance de X^2 est de M (nombre de données), valeur utilisée par deGroot-Hedlin et Constable (1990) pour leurs exemples.

Pour résoudre ce problème de minimisation sous contrainte, la formulation du lagrangien est utilisée. Nous obtenons (deGroot-Hedlin et Constable, 1990):

$$\begin{aligned} U[\mathbf{m}] &= \| \partial_y \mathbf{m} \|^2 + \| \partial_z \mathbf{m} \|^2 + \\ &\quad \mu^{-1} \{ \| W \mathbf{d} - WF[\mathbf{m}] \|^2 - X_*^2 \} \end{aligned} \quad (6.4)$$

où μ^{-1} est le multiplicateur de Lagrange.

L'équation (6.4) représente la fonctionnelle $U[\mathbf{m}]$ sans contrainte, où les deux premiers termes à droite correspondent à la rugosité et le troisième terme à droite

correspond à la tolérance multipliée par le multiplicateur de Lagrange.

La fonctionnelle $U[\mathbf{m}]$ (équation 6.4) est minimisée à des points où le gradient ($\nabla U[\mathbf{m}]$) par rapport au modèle (\mathbf{m}) est zéro. Cette différentiation produit une séquence itérative pour calculer les paramètres du modèle, laquelle est définie par (deGroot-Hedlin et Constable, 1990):

$$\begin{aligned} \mathbf{m} = & \left[\mu (\partial_y^T \partial_y + \partial_z^T \partial_z) + \right. \\ & \left. (W J)^T W J \right]^{-1} (W J)^T W \dot{\mathbf{d}} \end{aligned} \quad (6.5)$$

où J est le Jacobien (matrice des gradients de la réponse du modèle $F[\mathbf{m}]$) et $\dot{\mathbf{d}} = \mathbf{d} - F[\mathbf{m}] + J \mathbf{m}$.

Pour résoudre le problème de minimisation, le multiplicateur de Lagrange (μ) doit être sélectionné de manière à ce que l'équation (6.5), lorsqu'introduite dans l'équation (6.2) donne le X^2 désiré (soit X_*^2). De plus, le multiplicateur de Lagrange agit comme un paramètre de lissage: c'est-à-dire, lorsque μ est élevé, la solution de l'équation (6.5) n'est plus influencée par l'erreur, comme nous pouvons le constater à partir de l'équation (6.4) et lorsque μ tend vers zéro, le rôle du terme de la rugosité devient insignifiant dans la solution de l'équation (6.5).

Finalement, la technique d'inversion Occam se sert de la variable *taux de variation de paramètres* pour éviter les problèmes de non-convergence. Ceci est vérifié de la manière suivante: pour chaque itération, une tolérance est calculée; si cette valeur est plus grande que la valeur exigée, le taux de variation de paramètres est diminué

de moitié. Si après un certain nombre de calculs, le taux de variation de paramètre devient très petit, l'inversion s'arrête.

La figure 6.1 montre l'algorithme du programme Occam tel que développé par deGroot-Hedlin et Constable (1990).

6.2 Modèle et grille d'inversion

Le modèle synthétique utilisé pour générer les signaux TBF pour l'inversion consiste en un dyke 2D de résistivité $10 \Omega m$ avec une largeur de $10 m$, situé à $20 m$ de profondeur dans un milieu environnant de $5000 \Omega m$. Les mesures ont été faites à une fréquence de $20 kHz$ avec 41 stations séparées régulièrement de $12.5 m$. Ce modèle nous permet de simuler une veine minéralisée, une faille, une fracture saturée en eau ou une zone de cisaillement souvent recherchée lors de la prospection minière.

La portion centrale du modèle synthétique ($500 m \times 50 m$) consiste en une maille régulière de cellules dont l'épaisseur et la longueur sont de $10 m$. C'est sur cette portion que la grille d'inversion est appliquée. C'est la partie en phase du rapport entre la composante verticale du champ magnétique secondaire sur le champ horizontal total obtenue à partir du modèle qui est utilisée lors de l'inversion.

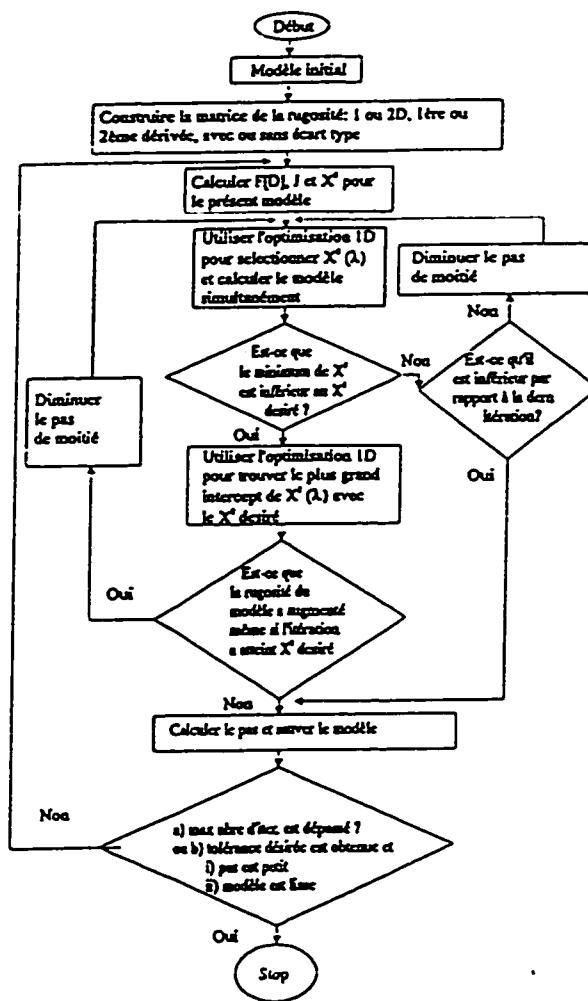


Figure 6.1: Algorithme du programme d'inversion Occam
(deGroot-Hedlin et Constable, 1990)

6.3 Choix de l'erreur attribuée aux données et de la tolérance

La justesse de la convergence d'un modèle de départ pour l'inversion vers les données observées est évaluée par le critère des moindres carrés (se référer à l'équation 6.2), où W représente les incertitudes dues à la prise de données. Nous considérons que les incertitudes présentes dans le signal obtenu à partir du modèle suivent une distribution normale (Beamish, 1994; deGroot-Hedlin et Constable, 1990) dont la variance est de 1% du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total.

Le choix de la tolérance (se référer à l'équation 6.2) est un critère très important, d'après deGroot-Hedlin et Constable (1990), car un très bon ajustement du modèle aux données mesurés est obtenu lorsque la tolérance à une valeur de 1. Pour étudier l'influence du choix de la tolérance sur les paramètres du modèle provenant de l'inversion, nous évaluons trois valeurs différentes pour chaque inversion effectuée:

- a) tolérance égale à 1.5, ce cas représente une inversion dite relâchée
- b) tolérance égale à 1
- c) tolérance égale à 0.7, ce cas représente une inversion dite resserrée

6.4 Résultats de l'inversion

Pour évaluer la capacité de la technique d'inversion Occam pour retrouver le modèle, nous réalisons les inversions en considérant les deux cas suivants: résistivités des cellules de la portion centrale du modèle de départ ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) pour l'inversion comme étant libres ou fixées.

Tous les résultats de l'inversion sont présentés des deux manières suivantes:

- sous forme de profil, où les mesures provenant du modèle synthétique sont représentées par des étoiles et celles provenant de la dernière itération calculée par la technique d'inversion Occam sont représentées par des tirets
- sous forme de section transversale, où seulement la partie centrale du modèle ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) obtenue à la dernière itération est montrée

Nous montrons uniquement les résultats obtenus pour le cas où la tolérance est de 0.7. Pour tous les autres résultats, se référer à l'annexe B.

6.4.1 Cellules libres

Ce type d'inversion nous permet de tester la technique d'inversion Occam pour retrouver la profondeur du corps conducteur causant l'anomalie observée dans le signal TBF, lorsque nous sommes confrontés au cas où il n'y a pas d'informations sur l'épaisseur du mort-terrain, la résistivité de la roche encaissante, etc.

Le modèle de départ utilisé pour les inversions consiste en un milieu homogène

de $200 \Omega m$. Nous étudions aussi l'effet de la taille de la grille d'inversion sur les paramètres du modèle: pour cela, nous appliquons sur la portion centrale du modèle de départ ($500 m \times 50 m$) les grilles d'inversion suivantes:

1. Grille d'inversion composée par des blocs dont la taille est de $10 m \times 10 m$

Le tableau suivant montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs de la tolérance:

Tolérance	Nombre d'itérations	Convergence
1.5	1	Non
1.0	1	Non
0.7	1	Non

Tableau 6.1: Résultats d'inversions pour le cas où les cellules du modèle de départ sont libres (grille d'inversion simple)

Nous remarquons que le programme d'inversion s'arrêtait après avoir calculé un seul modèle et cela, pour les trois différentes tolérances. Ceci est attribuable au fait que le programme d'inversion n'a pas pu déterminer le multiplicateur de Lagrange (μ) pouvant minimiser l'équation (6.4) après un certain nombre de calculs. Ainsi, le taux de variation de paramètres, étant devenu très petit, cela a provoqué l'arrêt de l'inversion.

La figure 6.2 montre le profil obtenu pour le cas d'inversion où la tolérance est de 0.7. Nous observons que la technique d'inversion Occam n'a pas pu converger vers le signal provenant du modèle.

La figure 6.3 montre la section transversale obtenue pour le cas où la tolérance

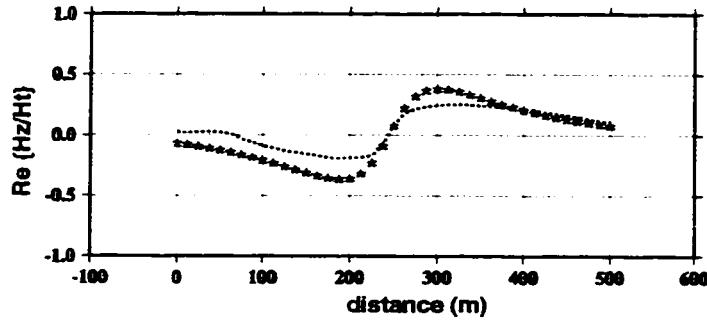


Figure 6.2: Profil pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 0.7

est 0.7. Nous remarquons que la zone anomale située entre les stations 18 et 23 correspond à l'emplacement du dyke 2D dans le modèle. La conductance (produit conductivité-épaisseur) à l'intérieur de cette zone est de 5 S. Elle est plus élevée que celle du modèle qui est de 1 S.

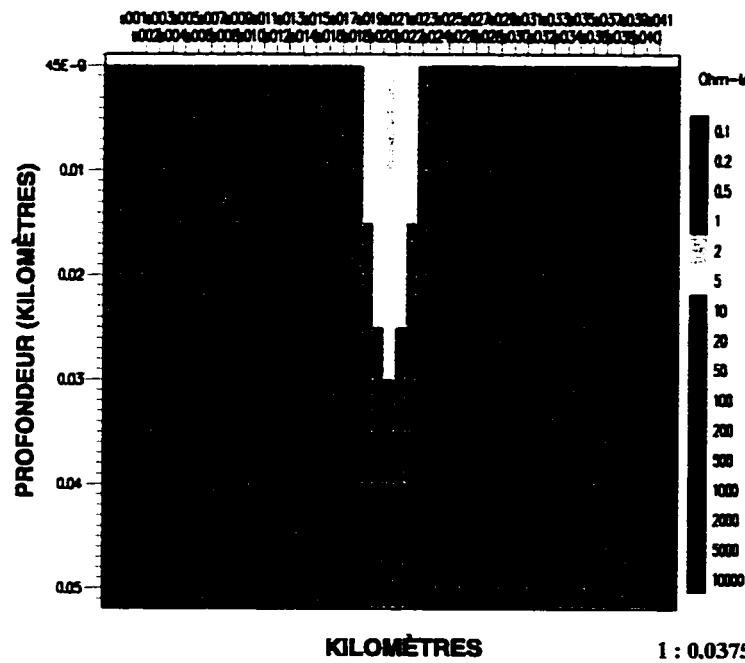


Figure 6.3: Section transversale pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 0.7

2. Grille d'inversion composée par des blocs plus fins

Le tableau suivant montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs de la tolérance:

Tolérance	Nombre d'itérations	Convergence
1.5	1	Non
1.0	1	Non
0.7	1	Non

Tableau 6.2: Résultats d'inversions pour le cas où les cellules du modèle de départ sont libres (grille d'inversion plus fine)

Nous remarquons que le programme d'inversion s'arrêtait après avoir calculé un seul modèle et cela, pour les trois différentes tolérances. Ceci est attribuable au fait que le programme d'inversion n'a pas pu déterminer le multiplicateur de Lagrange (μ) pouvant minimiser l'équation (6.4) après un certain nombre de calculs. Ainsi, le taux de variation de paramètres, étant devenu très petit, cela a provoqué l'arrêt de l'inversion.

La figure 6.4 montre le profil obtenu pour le cas où la tolérance est de 0.7. Nous observons que la technique d'inversion Occam, par rapport aux résultats de la section précédente, a pratiquement donné le même résultat.

La figure 6.5 montre la section transversale obtenue pour le cas où la tolérance est 0.7. Nous remarquons que la zone anomale située entre les stations 18 et 23 correspond à l'emplacement du dyke 2D dans le modèle synthétique. La conductance à l'intérieur de cette zone est de 5 S. Elle est plus élevée que celle

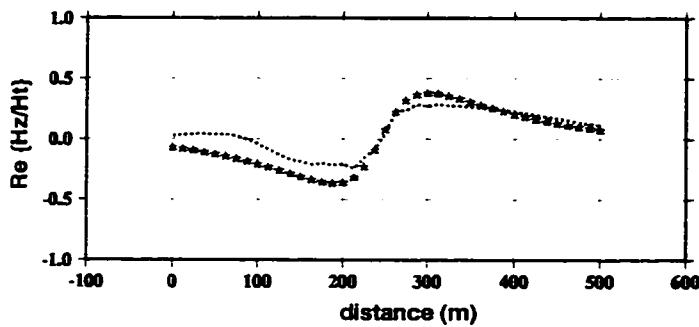


Figure 6.4: Profil pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 0.7

du modèle qui est de 1 *S*.

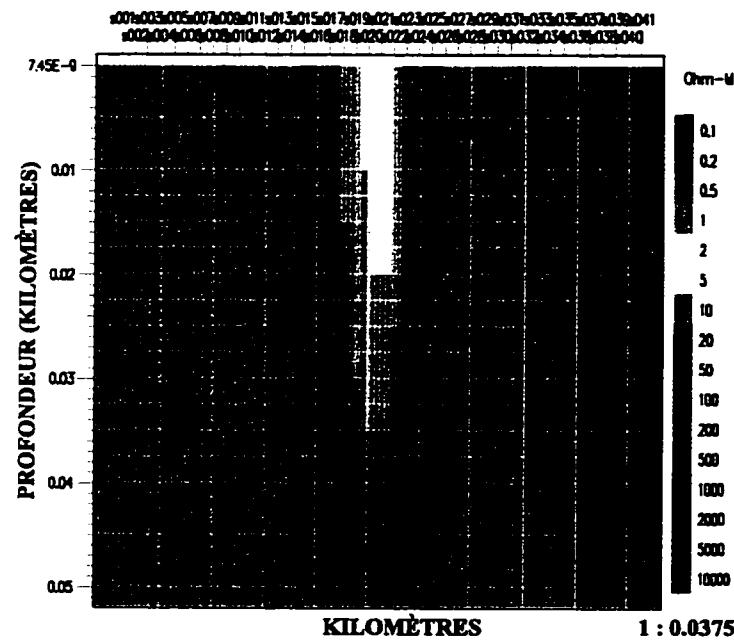


Figure 6.5: Section transversale pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 0.7

6.4.2 Cellules fixées

L'algorithme d'Occam permet de rajouter des contraintes supplémentaires au modèle de départ lors de l'inversion. Ceci survient lorsqu'il y a des informations a priori sur l'épaisseur du mort-terrain, la résistivité de la roche encaissante, etc. Ce qui se traduit par l'introduction dans le modèle de départ, des cellules dont la résistivité est fixée durant toute l'inversion.

Le modèle de départ utilisé pour les inversions consiste en un milieu homogène de $5000 \Omega m$. Nous appliquons sur la portion centrale du modèle de départ ($500 m \times 50 m$) une grille d'inversion composée par des blocs dont la taille est de $10 m \times 10 m$.

1. Niveau de profondeur fixe: 5 m

Le tableau suivant montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs de la tolérance:

Tolérance	Nombre d'itérations	Convergence
1.5	22	Non
1.0	22	Non
0.7	9	Non

Tableau 6.3: Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 5 m

La figure 6.6 montre le profil obtenu pour les cas où la tolérance est de 0.7. Nous observons que la technique d'inversion Occam n'a pas pu converger vers le signal provenant du modèle synthétique.

La figure 6.7 montre la section transversale obtenue pour la cas où la tolérance

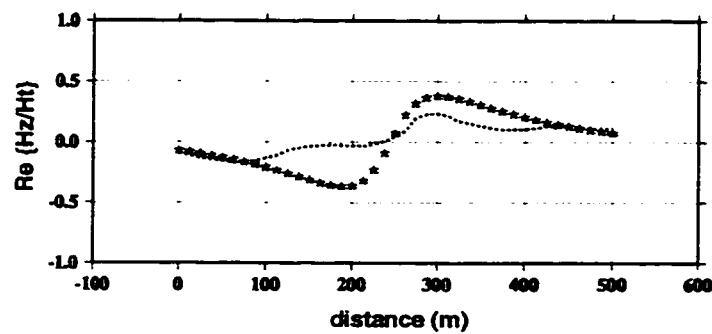


Figure 6.6: Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 0.7

est 0.7. Nous remarquons que, la technique d'inversion de Occam a généré un modèle qui a faiblement localisé le dyke 2D du modèle synthétique.

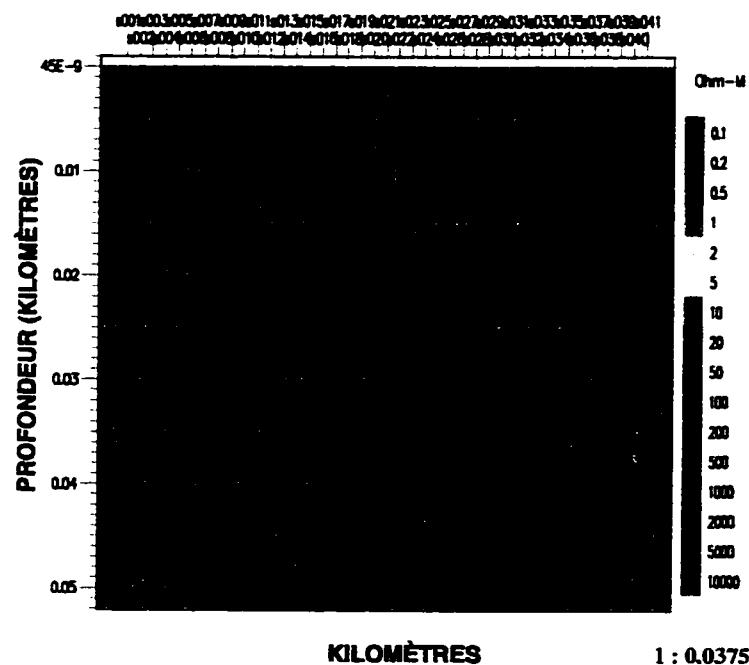


Figure 6.7: Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 0.7

2. Niveau de profondeur fixe: 10 m

Le tableau suivant montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs de la tolérance:

Tolérance	Nombre d'itérations	Convergence
1.5	3	Non
1.0	3	Non
0.7	11	Non

Tableau 6.4: Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 10 m

La figure 6.8 montre le profil obtenu pour le cas où la tolérance est de 0.7. Nous observons que la technique d'inversion Occam, par rapport au cas précédent, a pratiquement généré le même modèle.

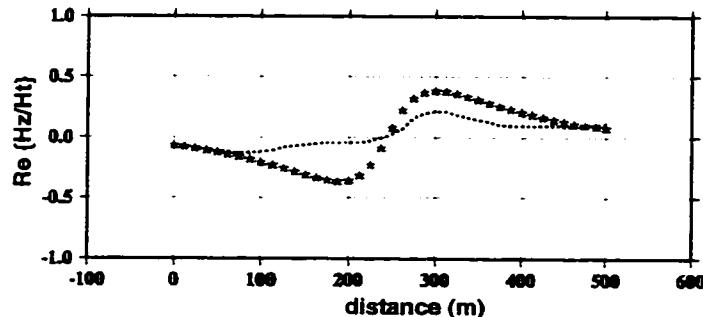


Figure 6.8: Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 0.7

La figure 6.9 montre la section transversale obtenue pour la cas où la tolérance est 0.7. Nous remarquons que, la technique d'inversion de Occam a récréée la section transversale de la section précédente.

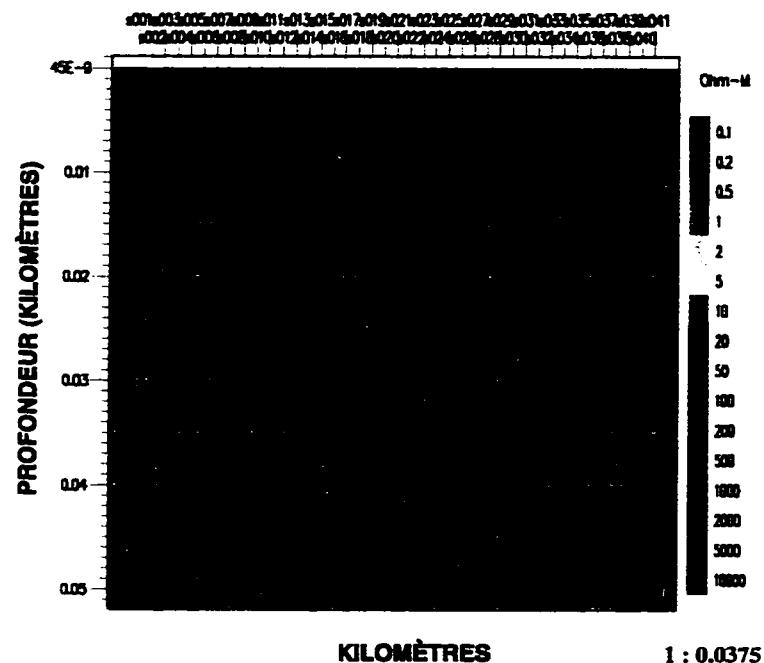


Figure 6.9: Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 0.7

3. Niveau de profondeur fixe: 15 m

Le tableau suivant montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs de la tolérance:

Tolérance	Nombre d'itérations	Convergence
1.5	3	Non
1.0	5	Non
0.7	1	Non

Tableau 6.5: Résultats d'inversions pour le cas où le niveau de profondeur fixe est de 15 m

La figure 6.10 montre le profil obtenu pour le cas où la tolérance est de 0.7. Nous observons que la technique d'inversion Occam n'a pas pu converger.

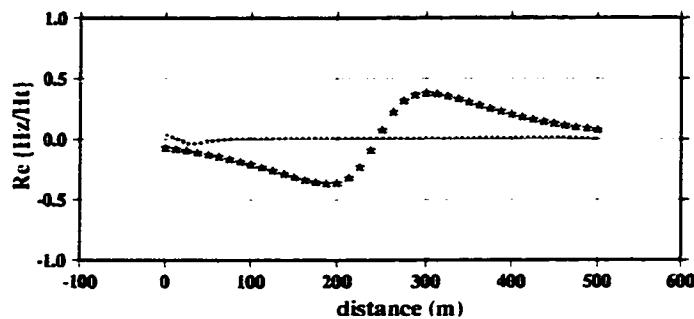


Figure 6.10: Profil pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 0.7

La figure 6.11 montre la section transversale obtenue pour la cas où la tolérance est 0.7. Nous remarquons que, la technique d'inversion de Occam a créé un modèle qui ne possède pas le critère principale de cette technique d'inversion, lequel consiste à trouver un modèle le moins rugueux avec une tolérance jugée satisfaisante.

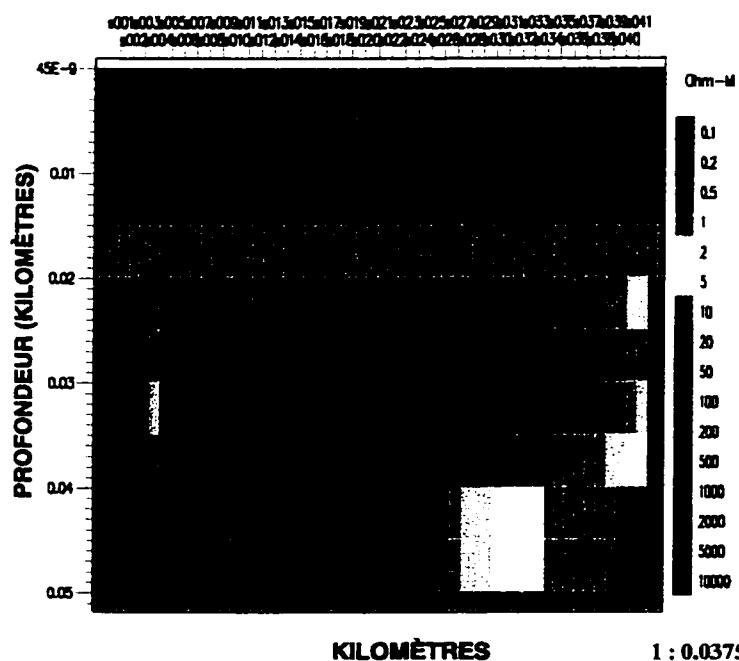


Figure 6.11: Section transversale pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 0.7

6.5 Discussion des résultats

À partir des résultats obtenus, nous concluons que:

- Lors du cas où les résistivités des cellules pour le modèle de départ sont libres, les résultats de l'inversion n'ont pas varié en fonction de la taille de la grille d'inversion.
- Lors des cas où les résistivités des cellules sont fixées, l'algorithme d'Occam a généré des modèles ne permettant pas de retrouver l'emplacement du dyke $2D$.
- Pour tous les cas d'inversion, nous n'avons pas retrouvé la profondeur du dyke $2D$ présente dans le modèle synthétique.
- La convergence ne fut obtenue pour aucun cas de l'inversion.

6.6 Conclusion

La technique d'inversion Occam développée par deGroot-Hedlin et Constable (1990) est basée sur la recherche des paramètres d'un modèle final ayant le minimum de rugosité avec une tolérance jugée satisfaisante.

Dans le cadre de ce mémoire, nous étudions le rapport entre l'allure du signal TBF et la profondeur du corps conducteur. Pour cela, nous utilisons les approches courants galvaniques et induits pour approximer la réponse mesurée dans le signal TBF.

Nous avons suivi deux démarches pour évaluer la capacité de la technique d'inversion Occam à retrouver la profondeur du dyke 2D, celles-ci consistaient à:

1. Laisser les cellules libres de la portion centrale du modèle de départ ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$).
2. Fixer les résistivités des cellules de la portion centrale du modèle de départ ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) par niveau de profondeur et ce, à partir de 5 m jusqu'à 15 m .

Pour chaque inversion réalisée, des tests sur la tolérance ont été menés, lesquels consistaient à étudier l'influence de la tolérance sur les paramètres du modèle final obtenu par l'inversion.

D'après les résultats obtenus, nous avons constaté qu'en utilisant les données de la phase du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ horizontal total, la technique d'inversion Occam n'a pas donné les résultats espérés. Nous n'utilisons pas cette technique, pour le reste de l'étude.

Chapitre 7

Application sur des données synthétiques

Quatre techniques pour le traitement et l'interprétation des signaux TBF en fonction de la profondeur du corps conducteur ont été proposées dans ce mémoire. Nous nous sommes basés sur deux approches extrêmes pour représenter les signaux TBF, en considérant que ceux-ci sont générés soit par induction (courant Foucault), soit par circulation du courant (courant galvanique). Néamoins, la technique d'inversion Occam n'a pas été retenue pour l'application sur des modèles synthétiques, car cette technique n'a pas donné les résultats espérés (chapitre 6).

Les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant consistent en un axe de courant passant dans la partie supérieure d'un dyke subvertical de section droite $S = (12.5 \text{ m})^2$, où le rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) est de 15, situé dans un milieu

environnant de résistivité (ρ_0) $6000 \Omega m$. Les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique $2D$ consistent en un dyke $2D$ de résistivité (ρ_d) $10 \Omega m$ et de $10 m$ de largeur, situé dans un milieu environnant de résistivité $3000 \Omega m$. Pour tous ces signaux, nous utilisons un profil de $500 m$ avec 41 stations séparées régulièrement par $12.5 m$ et une fréquence de $20 kHz$.

Trois cas sont étudiés:

- axe de courant ou dyke $2D$ à $5 m$ de profondeur
- axe de courant ou dyke $2D$ à $15 m$ de profondeur
- axe de courant ou dyke $2D$ à $30 m$ de profondeur

Les figures 7.1 et 7.2 montrent la partie en phase du rapport entre la composante verticale du champ secondaire (Hz) sur le champ horizontal total (Ht) pour les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant et de la modélisation magnétotellurique $2D$ respectivement.

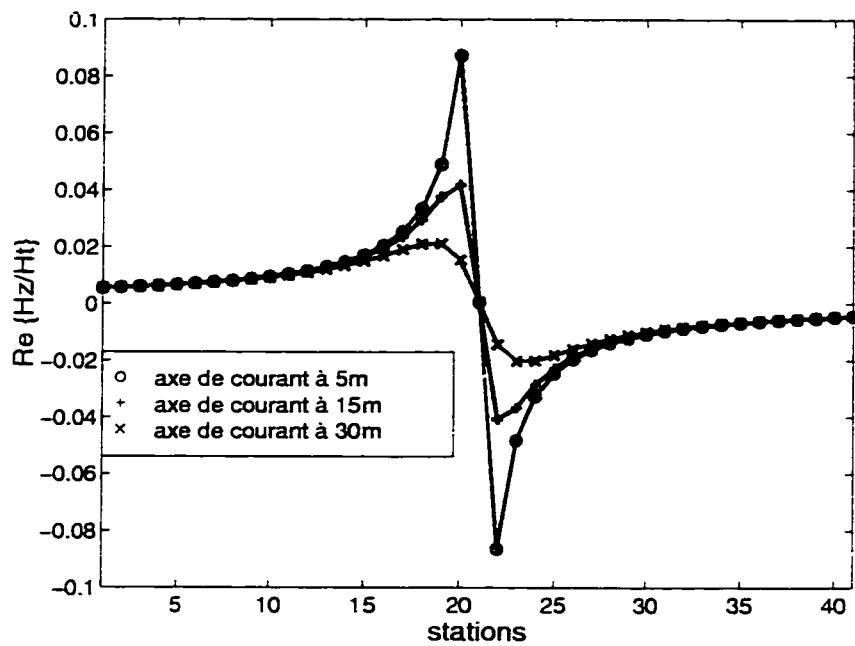


Figure 7.1: Axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$

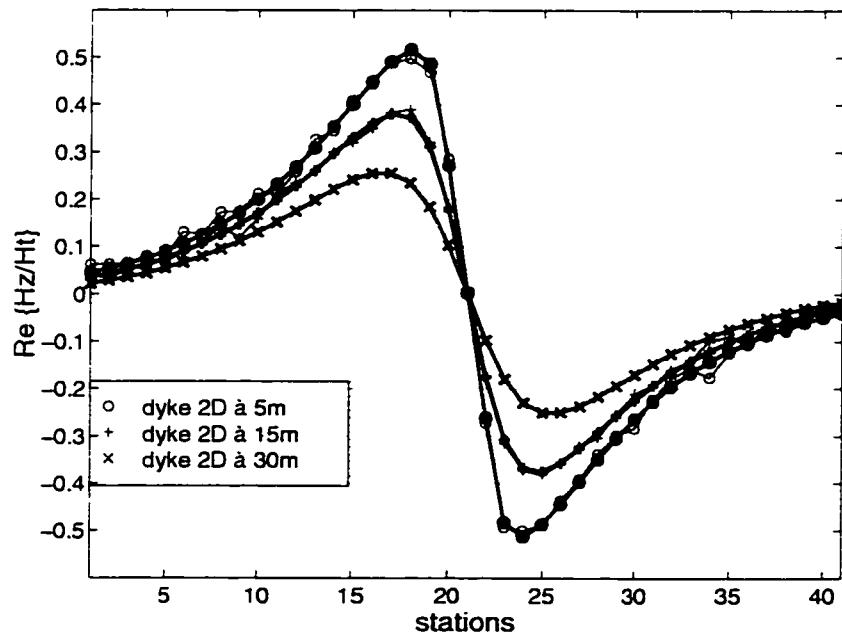


Figure 7.2: Dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

L'effet du bruit sur la capacité des techniques proposées à estimer la profondeur du corps conducteur est aussi étudié. Pour cela, à chaque signal modélisé un bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du même signal est additionné.

Les figures 7.3 et 7.4 montrent les signaux avec bruit provenant du modèle mathématique axe de courant et de la modélisation magnétotellurique 2D respectivement.

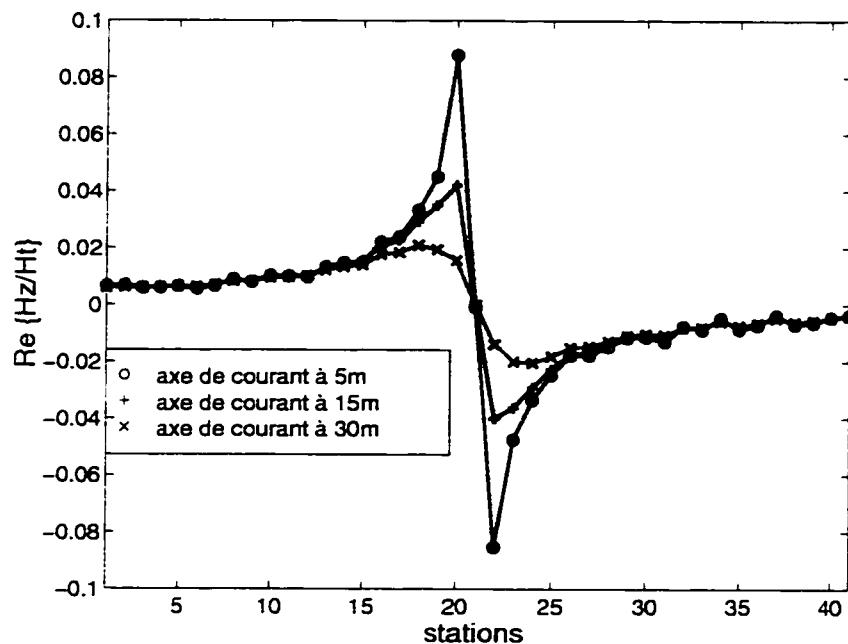


Figure 7.3: Axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) $6000 \Omega \text{ m}$ et avec du bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal

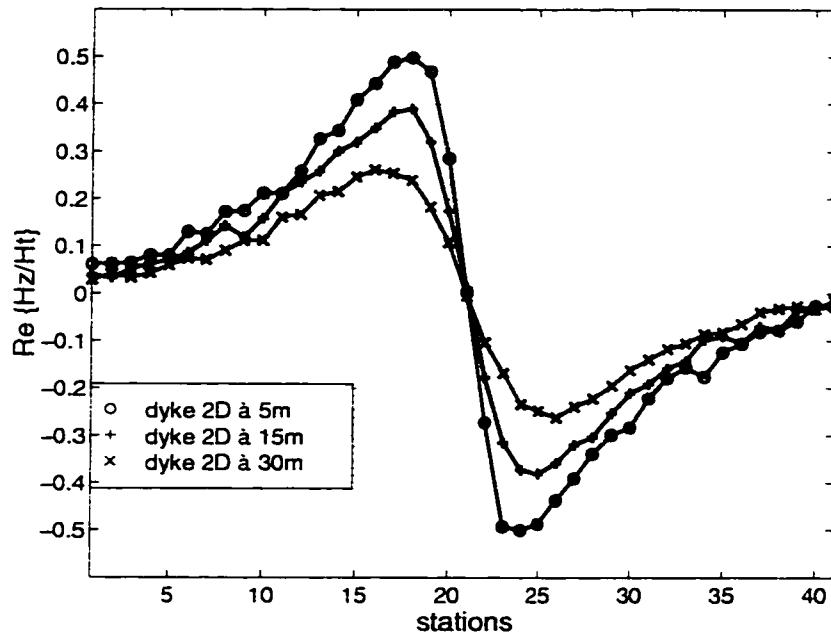


Figure 7.4: Dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10 \Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega \text{ m}$ et avec du bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal

7.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt

Le temps de calcul CPU pour obtenir une pseudo-section des densités de courant sur un PC 486 cadencé à 50 MHz est de 1.55 minutes et sur une machine SUN SPARC 5 est de 1.06 minutes.

Nous montrons uniquement les résultats obtenus pour les cas axe de courant et dyke 2D à 5 et 30 m de profondeur. Pour les résultats correspondant à 15 m de profondeur, se référer à l'annexe C.

Pour chacune des pseudo-sections montrée, la barre de couleur indique des valeurs de densités de courant.

1. Signaux sans bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Les figures 7.5 et 7.6 montrent les pseudo-sections des densités de courant pour des axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$.

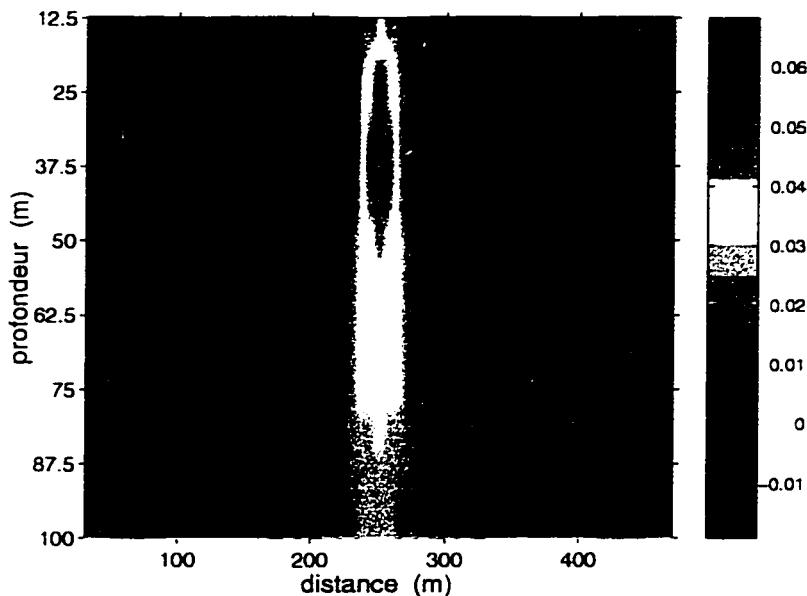


Figure 7.5: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$

2. Signaux avec bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Les figures 7.7 et 7.8 montrent les pseudo-sections des densités de courant pour des axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du chaque signal.

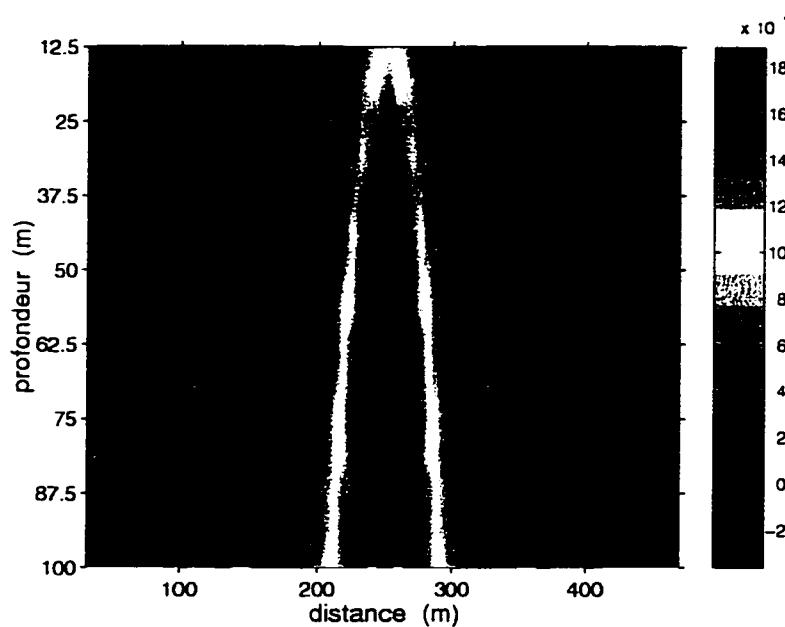


Figure 7.6: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$

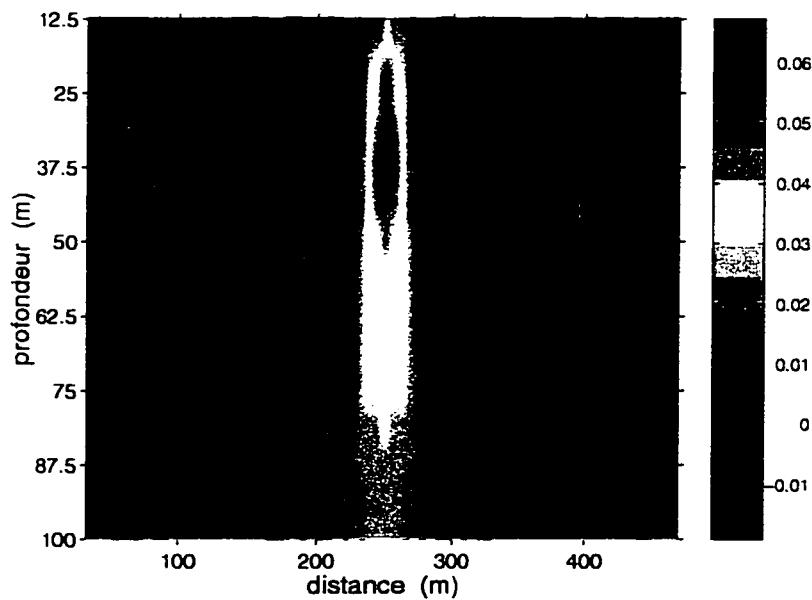


Figure 7.7: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

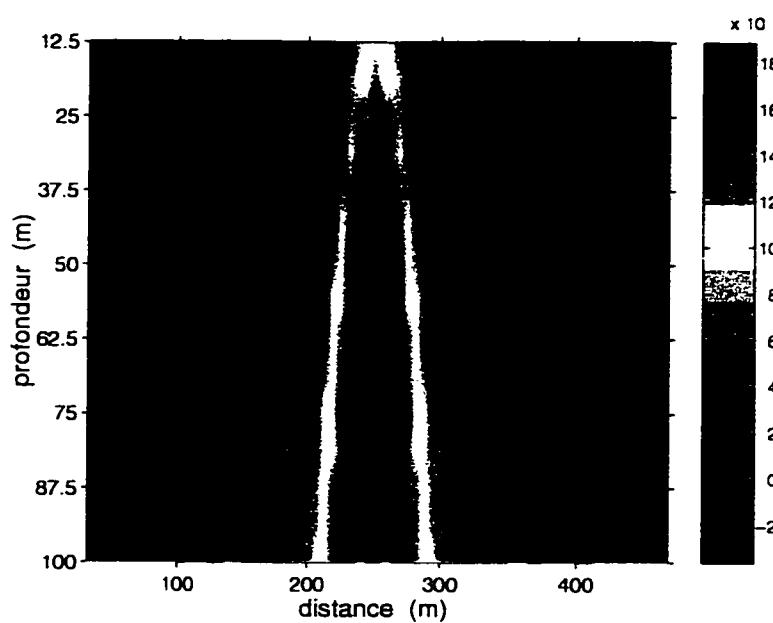


Figure 7.8: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

3. Signaux sans bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Les figures 7.9 et 7.10 montrent les pseudo-sections des densités de courant pour des dyke 2D à 5 et 30 m de profondeur respectivement et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$.

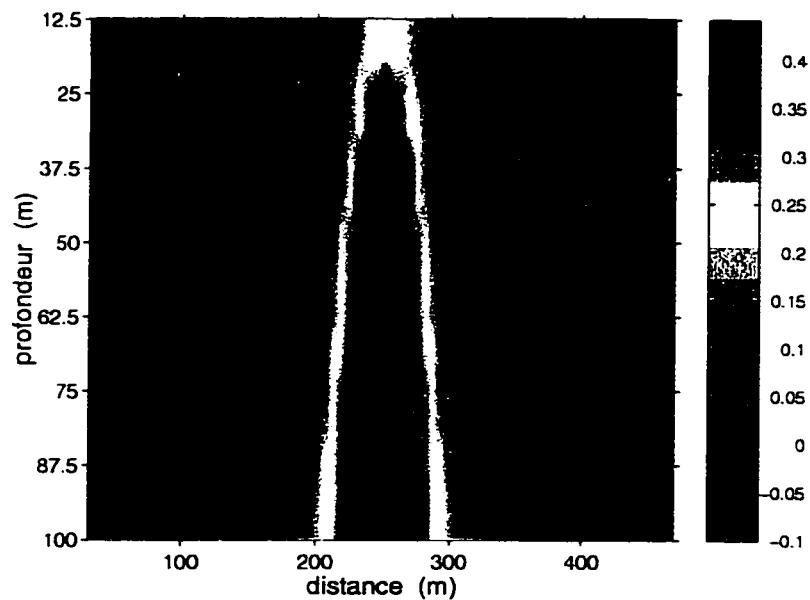


Figure 7.9: Pseudo-sections des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

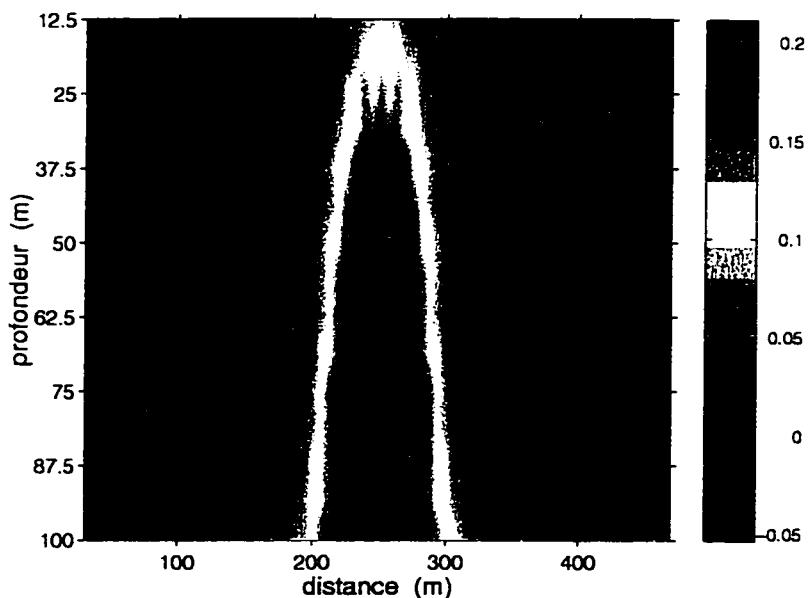


Figure 7.10: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

4. Signaux avec bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Les figures 7.11 et 7.12 montrent les pseudo-sections des densités de courant pour des axes de courant à 5 et 30 m de profondeur respectivement et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du chaque signal.

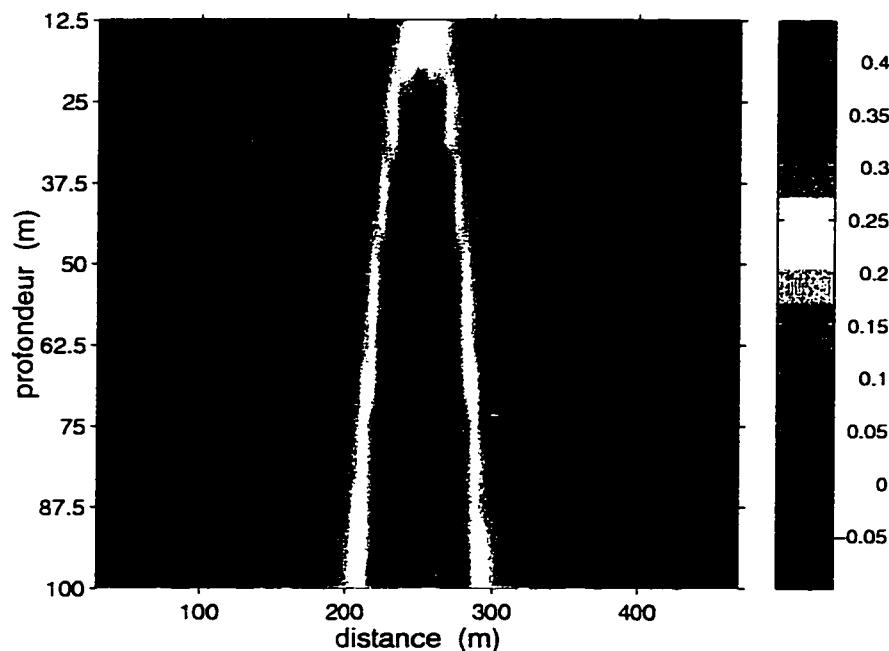


Figure 7.11: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

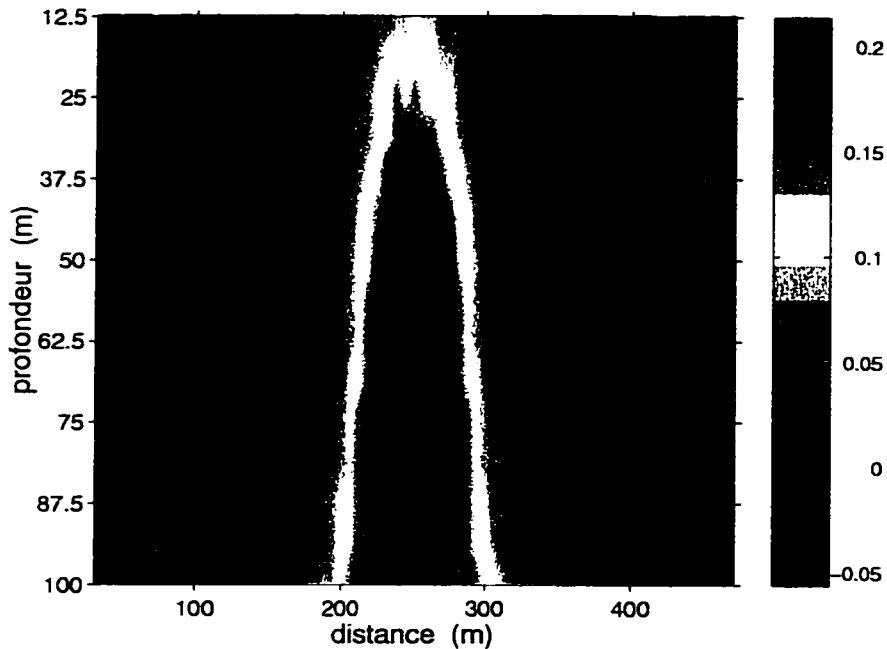


Figure 7.12: Pseudo-section des densités de courant d'un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

7.1.1 Discussion des résultats

L'accumulation des densités de courant observée entre 200 et 300 m de distance et qui s'étale en profondeur dans chacune des pseudo-sections correspond à l'emplacement soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D. Les résultats obtenus avec cette technique reflètent d'avantage le phénomène de la concentration des densités de courant autant galvanique qu'induit dans le sous-sol, où les régions d'accumulation des densités de courant correspondent à la présence d'un corps conducteur. De ce fait, l'allure générale des pseudo-sections obtenues est la même indépendamment du modèle utilisé pour générer les signaux.

Nous notons que pour le cas axe de courant et dyke $2D$ à 5 et 30 m de profondeur sans ou avec bruit, la technique développée par Karous et Hjelt (1977) n'a pas permis d'estimer correctement les profondeurs. Cela est dû au fait que le niveau de profondeur étudié est proportionnel à l'écartement des coefficients du filtre Karous-Hjelt. Pour les modèles utilisés dans ce chapitre, le premier niveau de profondeur étudié correspond à 12.5 m et, c'est à partir de cette profondeur qu'apparaît l'accumulation des densités de courant.

À défaut de ne pas pouvoir estimer la profondeur avec cette technique, nous remarquons qu'il y a quand même un lien entre l'allure de l'accumulation des densités de courant et la nature du signal. En effet, si le signal est dû au phénomène galvanique (modèle mathématique axe de courant), l'accumulation des densités de courant est plus étroite. Dans le cas contraire, si le signal est dû au phénomène inductif (modélisation magnétotellurique $2D$), l'accumulation des densités de courant est plus large. Ce fait pourrait être un indicatif du type de phénomène causant l'anomalie observée.

7.2 Analyse fréquentielle

Le temps de calcul CPU pour obtenir les estimations de la profondeur sur un PC 486 cadencé à 50 MHz est de 45 secondes et sur une machine SUN SPARC 5 est de 30 secondes.

Nous montrons uniquement les résultats obtenus pour les cas axe de courant et dyke $2D$ à 5 et 30 m de profondeur. Pour les résultats correspondant à la profondeur

de 15 m. se référer à l'annexe C.

Pour chaque signal modélisé la pente sur le domaine spectral est calculée, laquelle est projetée sur une base de données provenant du modèle mathématique axe de courant pour l'estimation de la profondeur soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D.

Cette base possède les caractéristiques suivantes:

- les résistivités du milieu environnant sont de 2000, 6000, 10000, 14000 et 18000 $\Omega \text{ m}$
- les rapports de résistivité sont de 25, 23, 21, 19, 17, 15, 13, 11, 9, 7 et 5
- la fréquence est de 20 kHz

Les résultats sont montrés sous forme de tableaux, où les colonnes correspondent aux résistivités du milieu environnant de la base de données (i.e. la 1^{re} colonne correspond à la résistivité de 2000 $\Omega \text{ m}$, la 2^{ième} colonne correspond à celle de 6000 $\Omega \text{ m}$, etc.) et les lignes correspondent aux rapports de résistivité (i.e. la 1^{re} ligne correspond au rapport de résistivité 25, la 2^{ième} ligne correspond au rapport de résistivité 23, la 3^{ième} ligne correspond au rapport de résistivité 21, etc.).

1. Signaux sans bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Le tableau 7.1 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
3.881	4.548	4.774	4.898	4.978
4.004	4.631	4.840	4.954	5.029
4.131	4.715	4.907	5.011	5.079
4.263	4.799	4.974	5.069	5.130
4.399	4.885	5.042	5.127	5.181
4.538	4.972	5.110	5.185	5.233
4.682	5.059	5.179	5.243	5.284
4.828	5.148	5.248	5.301	5.336
4.978	5.236	5.317	5.360	5.388
5.130	5.326	5.387	5.419	5.440
5.284	5.416	5.456	5.478	5.492

Tableau 7.1: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega \cdot m$

Le tableau 7.2 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$.

2. Signaux avec bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Le tableau 7.3 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
23.109	23.894	24.137	24.267	24.350
23.263	23.984	24.207	24.326	24.402
23.418	24.074	24.277	24.385	24.454
23.573	24.164	24.346	24.444	24.506
23.728	24.254	24.416	24.503	24.558
23.883	24.344	24.486	24.562	24.610
24.039	24.434	24.556	24.621	24.663
24.194	24.524	24.626	24.680	24.715
24.350	24.614	24.695	24.739	24.767
24.506	24.704	24.765	24.798	24.819
24.663	24.795	24.835	24.857	24.871

Tableau 7.2: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega \text{ m}$

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
3.342	3.987	4.209	4.331	4.410
3.460	4.068	4.274	4.387	4.461
3.582	4.150	4.340	4.444	4.511
3.709	4.234	4.407	4.501	4.562
3.841	4.318	4.474	4.558	4.613
3.977	4.404	4.542	4.616	4.664
4.118	4.491	4.610	4.674	4.715
4.262	4.579	4.679	4.732	4.767
4.410	4.668	4.748	4.791	4.819
4.562	4.757	4.817	4.850	4.871
4.715	4.847	4.887	4.909	4.923

Tableau 7.3: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

Le tableau 7.4 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

| profondeur (m) |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 22.743 | 23.527 | 23.770 | 23.900 | 23.983 |
| 22.897 | 23.617 | 23.840 | 23.959 | 24.035 |
| 23.051 | 23.707 | 23.910 | 24.018 | 24.087 |
| 23.206 | 23.797 | 23.979 | 24.077 | 24.139 |
| 23.361 | 23.887 | 24.049 | 24.136 | 24.191 |
| 23.516 | 23.977 | 24.119 | 24.195 | 24.243 |
| 23.672 | 24.067 | 24.189 | 24.254 | 24.296 |
| 23.827 | 24.157 | 24.259 | 24.313 | 24.348 |
| 23.983 | 24.247 | 24.329 | 24.372 | 24.400 |
| 24.139 | 24.337 | 24.398 | 24.431 | 24.452 |
| 24.296 | 24.428 | 24.468 | 24.490 | 24.504 |

Tableau 7.4: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

3. Signaux sans bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Le tableau 7.5 montre les résultats obtenus pour un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$.

Le tableau 7.6 montre les résultats obtenus pour un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
30.469	31.257	31.500	31.630	31.713
30.624	31.347	31.570	31.689	31.765
30.779	31.437	31.640	31.748	31.818
30.934	31.527	31.710	31.807	31.870
31.090	31.617	31.779	31.866	31.922
31.245	31.707	31.849	31.925	31.974
31.401	31.797	31.919	31.984	32.026
31.557	31.887	31.989	32.043	32.078
31.713	31.977	32.059	32.102	32.130
31.870	32.068	32.129	32.161	32.182
32.026	32.158	32.199	32.220	32.234

Tableau 7.5: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
52.614	53.405	53.649	53.779	53.863
52.770	53.496	53.719	53.838	53.915
52.926	53.586	53.789	53.897	53.967
53.082	53.676	53.859	53.956	54.019
53.238	53.766	53.929	54.015	54.071
53.394	53.856	53.999	54.074	54.123
53.550	53.947	54.069	54.134	54.175
53.707	54.037	54.138	54.193	54.227
53.863	54.127	54.208	54.252	54.280
54.019	54.217	54.278	54.311	54.332
54.175	54.308	54.348	54.370	54.384

Tableau 7.6: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

4. Signaux avec bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Le tableau 7.7 montre les résultats obtenus pour un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
31.997	32.785	33.028	33.158	33.242
32.152	32.875	33.098	33.217	33.294
32.307	32.965	33.168	33.276	33.346
32.462	33.055	33.238	33.335	33.398
32.618	33.145	33.308	33.394	33.450
32.774	33.235	33.378	33.453	33.502
32.930	33.325	33.447	33.512	33.554
33.086	33.416	33.517	33.571	33.606
33.242	33.506	33.587	33.630	33.658
33.398	33.596	33.657	33.690	33.710
33.554	33.686	33.727	33.749	33.763

Tableau 7.7: Profondeurs estimées provenant d'un dyke 2D à 5 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

Les tableaux 7.8 montre les résultats obtenus pour un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

7.2.1 Discussion des résultats

Les résultats obtenus démontrent que le fait d'avoir développé cette technique à partir d'une formulation mathématique représentant le phénomène galvanique ne donne pas les résultats espérés lorsqu'elle est appliquée sur des signaux dû au phé-

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
63.007	63.798	64.042	64.172	64.256
63.163	63.888	64.112	64.231	64.308
63.319	63.979	64.182	64.290	64.360
63.475	64.069	64.252	64.349	64.412
63.631	64.159	64.322	64.408	64.464
63.787	64.249	64.392	64.467	64.516
63.943	64.339	64.461	64.526	64.568
64.099	64.430	64.531	64.586	64.620
64.256	64.520	64.601	64.645	64.672
64.412	64.610	64.671	64.704	64.725
64.568	64.700	64.714	64.763	64.777

Tableau 7.8: Profondeur estimées d'un dyke 2D à 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

nomène inductif (modélisation magnétotellurique 2D). Les contrastes de résistivité sélectionnés pour générer les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant correspondent à ceux utilisés pour estimer la profondeur à la 6^{ème} place sur la 2^{ième} colonne (se référer aux tableaux 7.1 à 7.4). Nous observons que la profondeur de l'axe de courant est bien estimée et cela, même pour les signaux avec bruit. Toutefois, lorsque nous regardons l'ensemble des résultats, nous notons que pour l'axe de courant à 5 m de profondeur sans ou avec bruit (tableaux 7.1 et 7.3), les résultats obtenus sont mieux centrés autour de la vraie profondeur (i.e. 5 m), à la différence de ceux pour l'axe de courant à 30 m de profondeur (tableaux 7.2 et 7.4).

Le calcul de la pente dans le domaine spectral a un rôle important dans la bonne ou la mauvaise estimation de la vraie profondeur soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D. Cependant nous remarquons que le spectre provenant des signaux de la

modélisation magnétotellurique 2D est plus riche en basses fréquences, de sorte que la pente calculée est plus élevée que celle pour les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant produisant ainsi des résultats qui surestiment la vraie profondeur du dyke 2D.

7.3 Analyse en composantes principales

Pour l'estimation de la profondeur soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D nous avons utilisé les modèles de la régression correspondant à la base de signaux provenant du même modèle (se référer au chapitre 5 de ce mémoire).

Finalement, les signaux issus du modèle mathématique axe de courant sont projetés sur la droite de régression provenant de la modélisation magnétotellurique 2D et vice-versa. Ceci est fait dans le but d'évaluer les résultats pouvant être obtenus lorsqu'un signal quelconque est projeté dans la mauvaise base de signaux.

Le temps de calcul CPU pour obtenir les profondeurs estimées sur un PC 486 cadencé à 50 MHz est de 55 secondes et sur une machine SUN SPARC 5 est de 36 secondes.

1. Signaux sans bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Les tableaux 7.9 et 7.10 montrent les résultats obtenus pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \cdot m$.

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	5.34	0.8877
15	14.84	0.9972
30	29.65	0.9223

Tableau 7.9: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega \text{ m}$. Base de signaux: axe de courant

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	0	0.5404
15	0	0.7957
30	0	0.9600

Tableau 7.10: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega \text{ m}$. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D

2. Signaux avec bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Les tableaux 7.11 et 7.12 montrent les résultats obtenus pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) $6000 \Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	5.39	0.8798
15	14.84	0.9950
30	29.67	0.9240

Tableau 7.11: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: axe de courant

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	0	0.5300
15	0	0.7872
30	0	0.9544

Tableau 7.12: Profondeurs estimées pour un axe de courant à 5, 15 et 30 m de profondeur avec un rapport de résistivité (ρ_0/ρ_e) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D

3. Signaux sans bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Les tableaux 7.13 et 7.14 montrent les résultats obtenus pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$.

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	4.97	0.9969
15	15.59	0.9998
30	26.92	0.9900

Tableau 7.13: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) 3000 $\Omega \text{ m}$. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D

4. Signaux avec bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Les tableaux 7.15 et 7.16 montrent les résultats obtenus pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	28.80	0.8656
15	33.43	0.8193
30	37.42	0.7638

Tableau 7.14: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$. Base de signaux: axe de courant

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	3.90	0.9935
15	14.49	0.9977
30	27.45	0.9886

Tableau 7.15: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: modélisation magnétotellurique 2D

7.3.1 Discussion des résultats

Les résultats obtenus démontrent que les paramètres explicatifs choisis pour le modèle de la régression retrouvent assez bien la profondeur de l'axe de courant du dyke 2D. Ceci est confirmé lorsque les signaux sans ou avec bruit sont projetés sur des bases de signaux de même nature. Dans le cas contraire, lorsqu'un signal est projeté sur une base de signaux de différente nature, cette technique ne donne plus les résultats espérés.

Pour identifier la base donnant les meilleures estimations de la profondeur, nous utilisons la *qualité de la représentation des variables* (*Qltv*) sur le 1^{er} vecteur propre. Cette quantité a permis d'identifier correctement la base du modèle synthétique 11

vraie profondeur (m)	profondeur estimée (m)	Qltv
5	28.85	0.8709
15	32.86	0.8207
30	37.39	0.7647

Tableau 7.16: Profondeurs estimées pour un dyke $2D$ à 5, 15 et 30 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) $3000 \Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type pour chaque signal. Base de signaux: axe de courant

fois sur 12 (tableaux 7.9 à 7.16). Le seul cas erroné présentait une valeur forte de $Qltv$ pour les deux bases de signaux (voir dernière ligne des tableaux 7.9 et 7.10).

Chapitre 8

Application sur des données réelles

Les levés géophysiques sur la propriété Bousquet (Minerais Lac Ltée) ont été réalisés par Ms. Michel Allard et Denis Blois du Département de Technologie Minérale du Cégep de l'Abitibi-Temiscamingue (Allard et Bois, 1989). Les levés géophysiques sur la propriété Marbridge (Falconbridge Nickel Mines Ltd) ont été faits par des étudiants du département Génie Minéral, École Polytechnique de Montréal en 1993 dans le cadre du cours Camps de levés géologiques et géophysiques. La source d'ondes radio pour les mesures TBF-EM sur les propriétés Bousquet et Marbridge est une antenne émettrice de 24 kHz située à Cutler, Maine (États-Unis). L'appareil utilisé lors des levés TBF-EM est le EM-16 fabriqué par Geonics (Geonics Ltd. 1964).

8.1 Site d'essais géophysiques Bousquet

Le site d'essais géophysique Bousquet est situé à mi-chemin entre Rouyn-Noranda et Val d'Or. Sur ce site des levés gravimétriques, magnétiques, de polarisation provoquée et électromagnétiques (TBF et cadres horizontaux) ont été effectués. Les zones minéralisées du site d'essai sont incluses dans les volcanites du Groupe de Black River (Allard et Bois, 1989). Les zones minéralisées #4 – 1 et #6 sont montrés à la figure 8.1 avec les profils des parties en phase et en quadrature. La zone minéralisée #4 – 1 possède une faible extension latérale (environ 100 m) pouvant être modélisée par un corps tridimensionnel. La zone minéralisée #6 est de grande extension latérale et verticale et peut être représentée par un corps bidimensionnel. Une anomalie type contact, visible dans la partie nord, est causée par un épaississement rapide du mott-terrain conducteur. Les levés géophysiques furent faits de la manière suivante: " douze lignes nord-sud ont donc été coupées afin de traverser les zones minéralisées et la stratigraphie sur une longueur de 800 m entre les lignes de rattache 6200N et 7000N. Les lignes sont distantes de 50 m les unes des autres, et des piquets marquent les stations tous les 12.5 m " (Allard et Bois, 1989).

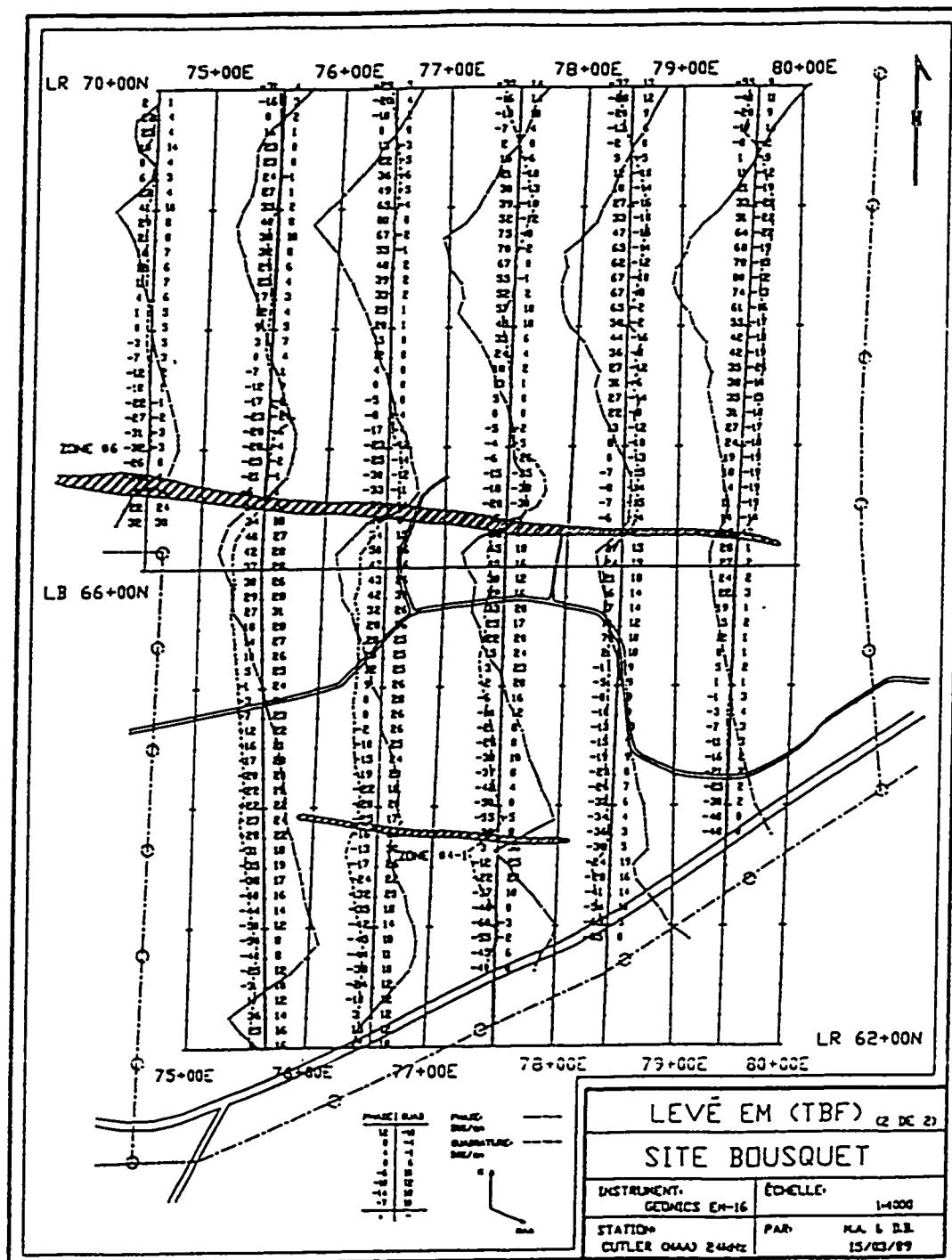


Figure 8.1: Profils des parties en phase et en quadrature sur le site d'essais géophysiques Bousquet

L'application des techniques proposées dans ce mémoire a été faite sur le profil de la ligne 77 + 00E (voir figure 8.2). Sur ce profil, la zone minéralisée #4 – 1 affleure à la surface et sa largeur est d'environ 7 m avec une direction de N95° et un pendage de 80° vers le sud. La zone minéralisée #6 affleure à la surface et sa largueur est d'environ 14 m avec une direction de N95°E et un pendage de 80° vers le sud (Allard et Bois, 1989).

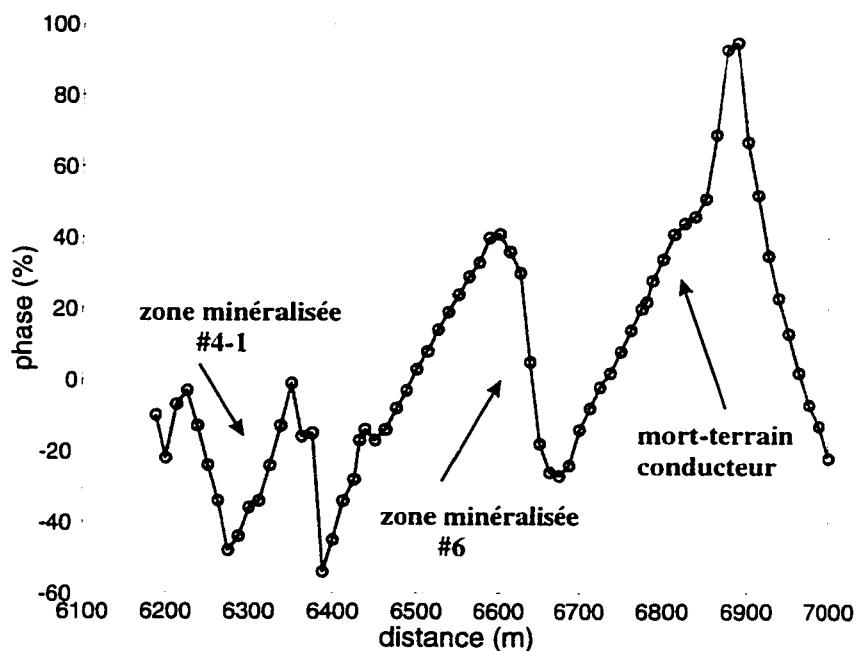


Figure 8.2: Profil de la ligne 77 + 00E. Site d'essais géophysiques Bousquet

8.1.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt

L'application du filtre amélioré Karous-Hjelt nous a permis de déceler quatre régions de densités de courant élevées montrées à la figure 8.3. La première zone de densité de courant élevée se trouvant à l'extrême gauche de la pseudo-section est

causée par la présence d'une ligne électrique passant au sud du site d'essai. Les zones de densités de courant correspondant à la zone minéralisée #4 – 1 est autour de 200 m et celle de la zone minéralisée #6 est située entre 400 et 500 m. La zone de densités de courant à l'extrême droite de la pseudo-section est dû à l'épaississement du mort-terrain conducteur.

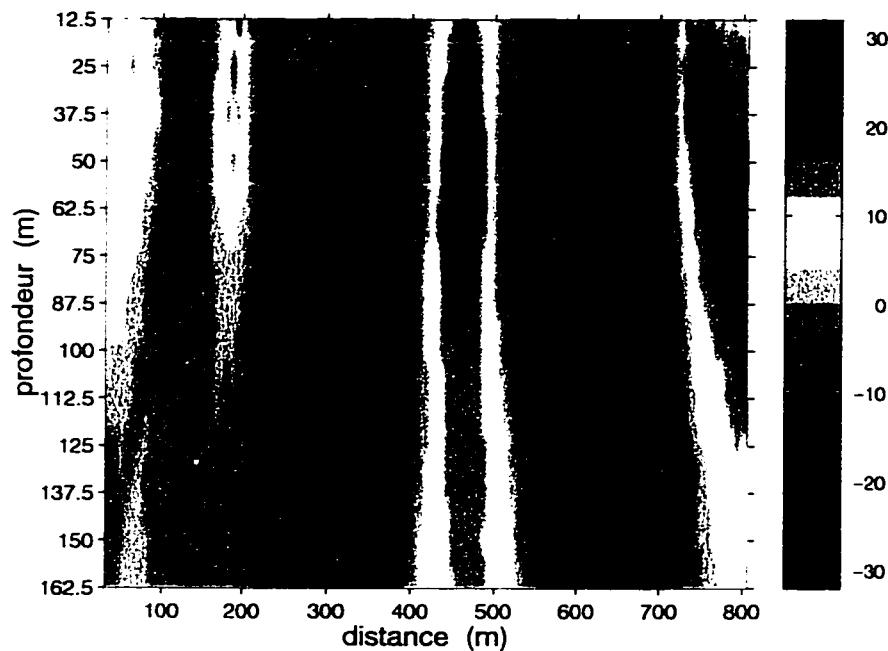


Figure 8.3: Pseudo-section des densités de courant pour la ligne 77 + 00E. Site d'essais géophysiques Bousquet

La faible extension en profondeur de la zone de densité de courant attribuable à la zone minéralisée #4 – 1 concorde assez bien la faible extension de cette zone (environ 100 m) d'après Allard et Bois (1989). La large anomalie due à la zone minéralisée #6 représente bien l'extension du corps conducteur qui l'a produit. Selon Allard et Bois (1989) la zone minéralisée #6 est de grande extension latérale et verticale.

Les densités de courant négatives observées dans la pseudo-section (voir figure 8.3)

de part et d'autre des zones de densités de courant positives peuvent être attribuées à l'effet de la concentration des courants autant galvanique qu'induit dans un corps conducteur situé dans une roche encaissante plus résistante.

La profondeur des zones minéralisées #4 – 1 et #6 est mal estimée par cette technique. Ceci est due au fait que, dans la formulation mathématique du filtre Karous-Hjelt, le premier niveau de profondeur calculé est égal à l'écartement original entre les stations du profil; dans notre cas, cet écartement est de 12.5 m. C'est à partir de cette profondeur que les accumulations des densités de courant sont calculées. Malgré la mauvaise estimation de la profondeur des deux zones minéralisées, nous constatons que l'allure des zones de concentration de courant peut être diagnostique de l'extension des deux zones minéralisées causant l'anomalie dans le signal TBF mesuré.

8.1.2 Analyse fréquentielle

La pente sur le domaine spectral du profil de la ligne 77 + 00E est calculée et projetée sur une base de signaux provenant du modèle axe de courant. Cette base possède les caractéristiques suivantes:

- résistivités du milieu environnant de 2000, 6000, 10000, 14000 et 18000 $\Omega - m$
- rapports de résistivité de 25, 23, 21, 19, 17, 15, 13, 11, 9, 7 et 5
- fréquence de 20 kHz

Les résultats sont montrés sous forme de tableaux, où les colonnes correspondent aux résistivités du milieu environnant de la base de signaux (i.e. la 1^{ère} colonne correspond à une résistivité de $2000 \Omega m$, la 2^{ème} colonne correspond à une résistivité de $6000 \Omega m$, etc.) et les lignes aux rapports de résistivité (i.e. 1^{ère} ligne correspond à un rapport de résistivité de 25, la 2^{ème} ligne correspond à un rapport de résistivité de 23, la 3^{ème} ligne correspond à un rapport de résistivité de 21, etc.).

Le tableau 8.1 montre les résultats obtenus en sélectionnant l'anomalie (entre les stations 6275N et 6462.5N) due à la zone minéralisée #4 – 1.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
3.760	4.422	4.647	4.770	4.851
3.881	4.504	4.713	4.827	4.901
4.008	4.588	4.780	4.884	4.952
4.138	4.672	4.847	4.941	5.003
4.273	4.758	4.915	4.999	5.054
4.412	4.844	4.983	5.057	5.105
4.555	4.932	5.051	5.115	5.157
4.701	5.020	5.120	5.174	5.208
4.851	5.109	5.189	5.232	5.260
5.003	5.198	5.259	5.291	5.312
5.157	5.288	5.329	5.350	5.364

Tableau 8.1: Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour la zone minéralisée #4 – 1 (site d'essais géophysiques Bousquet)

Les profondeurs minimale et maximale estimées sont de 3.760 et 5.364 m respectivement. Nous notons cependant, que l'ensemble des résultats obtenus gravite autour de 4 m (se référer au tableau 8.1). Cette profondeur est proche de celle de la zone minéralisée #4 – 1 affleurant autour de la station 6375N (voir figure 8.1).

Le tableau 8.2 montre les résultats obtenus en sélectionnant l'anomalie (entre les stations 6500N et 6275N) due à la zone minéralisée #6.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
27.027	27.814	28.057	28.187	28.270
27.182	27.904	28.127	28.127	28.246
27.337	27.994	28.197	28.305	28.374
27.492	28.084	28.266	28.364	28.426
27.647	28.174	28.336	28.423	28.479
27.803	28.264	28.406	28.482	28.531
27.958	28.354	28.476	28.541	28.583
28.114	28.444	28.546	28.600	28.635
28.270	28.534	28.616	28.659	28.687
28.426	28.625	28.686	28.718	28.739
28.583	28.715	28.755	28.777	28.791

Tableau 8.2: Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet)

Les profondeurs minimale et maximale estimées sont de 27.027 et 28.791 *m* respectivement. Toutefois, nous remarquons que l'ensemble des résultats obtenus tourne autour de 28 *m* (se référer au tableau 8.2). Cette profondeur surestime celle de la zone minéralisée #6 qui est affleurante autour de la station 6650N (voir figure 8.1).

La bonne ou la mauvaise estimation de la profondeur des zones minéralisées #4 – 1 et #6 respectivement, par le calcul de la profondeur de l'axe de courant, est attribuée aux dimensions de celles-ci. La zone minéralisée #4 – 1 étant de faible extension latérale (environ 100 *m*) a un comportement d'un corps tridimensionnel. Or, la formulation mathématique de la technique analyse fréquentielle est basée sur l'existence d'un axe de concentration de courant dans un corps conducteur et cet axe de courant peut exister lorsque le dyke est limité dans l'espace. Par contre, la zone minéralisée

#6 étant de grande extension latérale et verticale peut être représenté par un corps bidimensionnel. Également le signal mesuré a peut-être un origine inductive. La technique analyse fréquentielle, comme ce fut le cas pour les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D (se référer au chapitre 7 de ce mémoire), a mal estimé sa profondeur.

8.1.3 Analyse en composantes principales

Le profil de la ligne 77 + 00E est projetée sur les deux modèles de la régression obtenus à partir des bases de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant et de la modélisation magnétotellurique 2D (se référer au chapitre 5 de ce mémoire).

Pour estimer la profondeur des zones minéralisées #4 – 1 et #6, nous choisissons les sections du profil contenant les anomalies (i.e *cross-over*) attribués à ces deux zones minéralisées.

Pour pouvoir projeter un signal TBF sur une base de signaux en utilisant la technique analyse en composantes principales, l'anomalie présente dans le signal doit posséder la forme nette du *cross-over*. Vu que, l'anomalie attribuée à la zone minéralisée #4 – 1 ne présente pas une forme nette du *cross-over* comme celle due à la zone minéralisée #6, nous n'appliquons pas cette technique sur l'anomalie due à la zone minéralisée #4 – 1.

Dans le cas de l'anomalie due à la zone minéralisée #6, nous utilisons la section du

profil localisée entre les stations 6500N et 6725N (voir figure 8.2). Les figures 8.4 et 8.5 montrent les courbes générées en suivant la méthodologie proposée pour appliquer la technique analyse en composantes principales (se référer au chapitre 5 de ce mémoire). La figure 8.4 correspond à la partie gauche de la section du profil choisie et la figure 8.5 correspond à la partie droite de la même section.

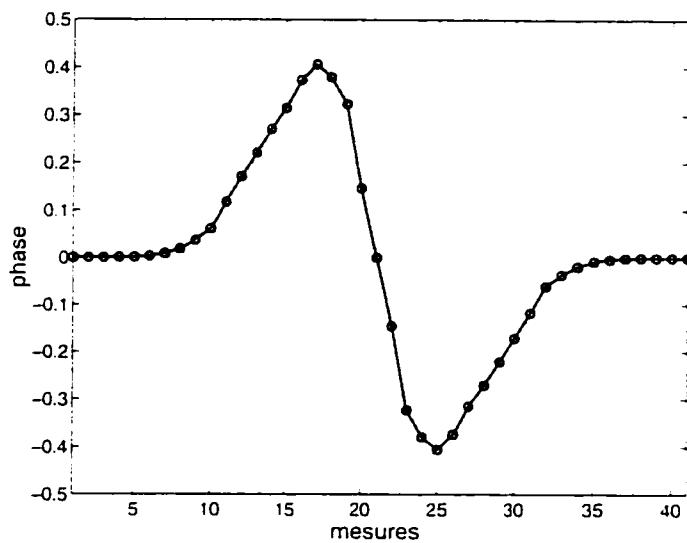


Figure 8.4: Signal TBF composé de la partie gauche du *cross-over* due à la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet) et d'une partie droite antisymétrique

Les résultats sont montrés aux tableaux suivants:

1. partie gauche de la section du profil choisie

Base de signaux	profondeur (m)	Qltv
axe de courant	26.12	0.7487
modélisation magnétotellurique 2D	26.43	0.9214

Tableau 8.3: Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet). Partie gauche de la section du profil choisie

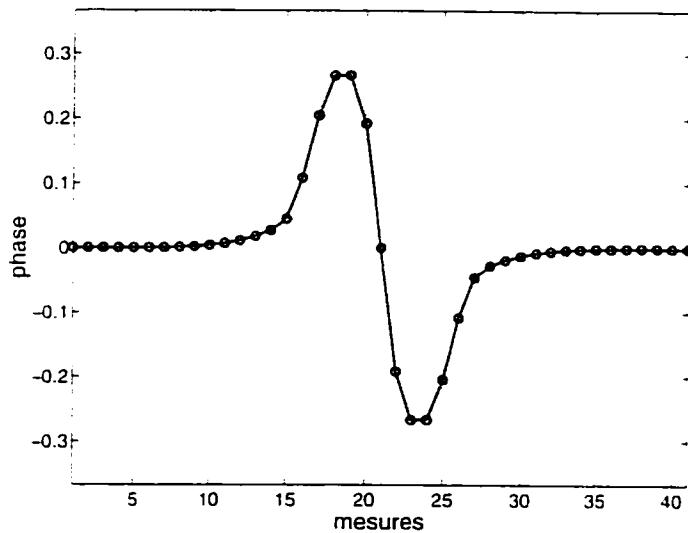


Figure 8.5: Signal TBF composé de la partie droite du *cross-over* due à la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet) et d'une partie gauche antisymétrique

2. partie droite de la section du profil choisie

Base de signaux	profondeur (m)	Qltv
axe de courant	1.43	0.7737
modélisation magnétotellurique 2D	0	0.5820

Tableau 8.4: Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour la zone minéralisée #6 (site d'essais géophysiques Bousquet). Partie droite de la section du profil choisie

Nous observons que la profondeur de la zone minéralisée #6 a été mal estimée par cette technique. Bien que ce soit uniquement la base de signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D, ayant donné la valeur de la *qualité de représentation des variables* (Qltv) la plus élevée pour la partie gauche de la section du profil.

8.2 Site d'essais géophysiques Marbridge

La propriété Marbridge est une ancienne mine nickéliifère exploitée entre les années 60 et 70 et située en Abitibi, dans le Canton de la Motte. Presque tout le minerai conducteur a été exploité, il reste encore du minerai sans intérêt économique dans les parois des anciennes galeries de la mine et à la surface. L'environnement des gisements nickéliifères est situé sur le flanc d'un anticlinal synforme qui est constitué des komatiites, des volcanites mafiques, des roches sédimentaires, des gabros et des granitoïdes. Cet ensemble a été plissé et métamorphisé (Filion, 1978).

Cinq méthodes géophysiques ont été utilisées dans le but de les corrélérer avec l'information géologique du site. Les méthodes géophysiques sont les suivantes: gravimétrie, magnétisme, résistivité électrique (dipôle-dipôle) et électromagnétisme (TBF et cadres horizontaux).

La figure 8.6 montre la grille de mesures géophysiques superposée sur la géologie de Marbridge (Filion, 1978). Les lignes sont séparées de 50 m et ont un azimut de 20°. Une ligne additionnelle (ligne 3) coupe perpendiculairement les lithologies à un azimuth de 52°. Sur chacune des lignes, les mesures ont été prises aux 12.5 m. L'application des trois techniques d'interprétation sur les données de la phase a été faite sur le profil de la ligne 3 (voir figure 8.7). L'anomalie observée entre les stations 87.5N et 212.5N est due à l'ancien gisement de nickel I qui est affleurant.

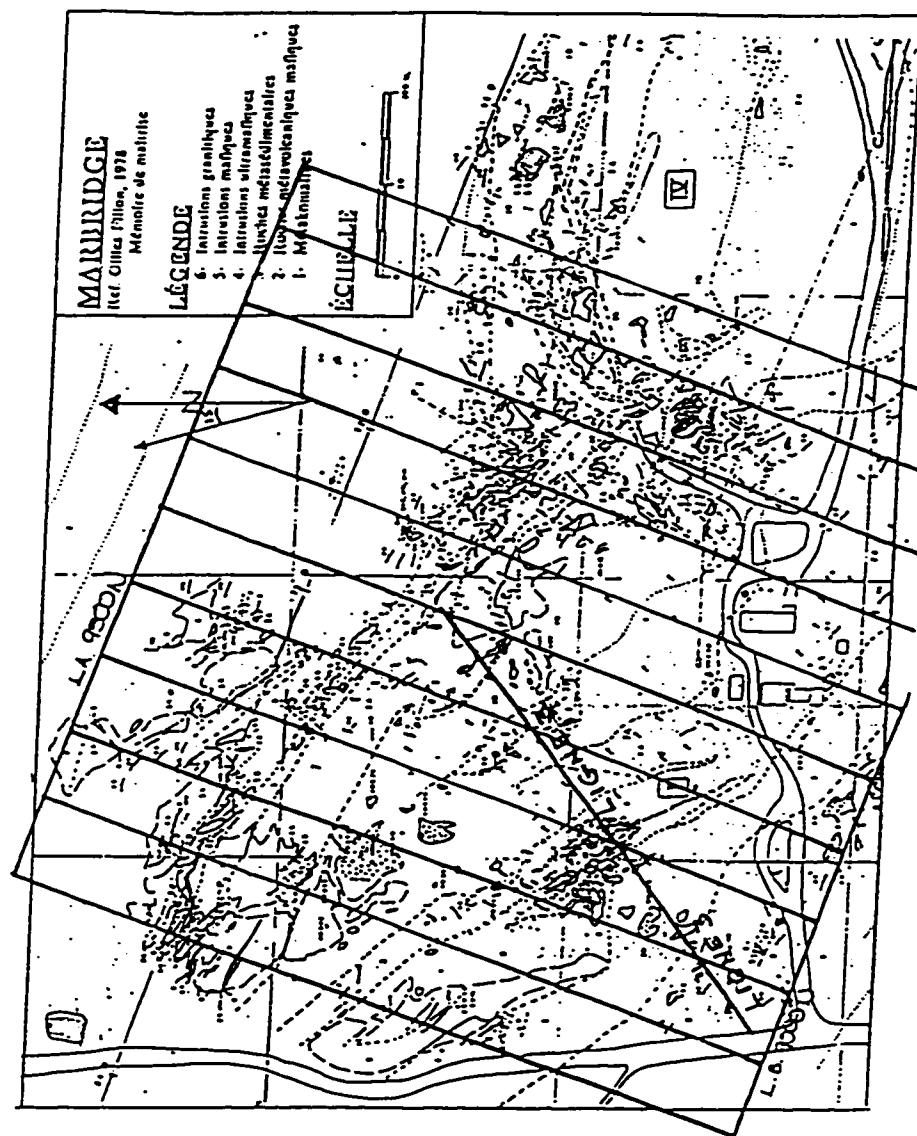


Figure 8.6: Grille des mesures au site d'essais géophysiques Marbridge

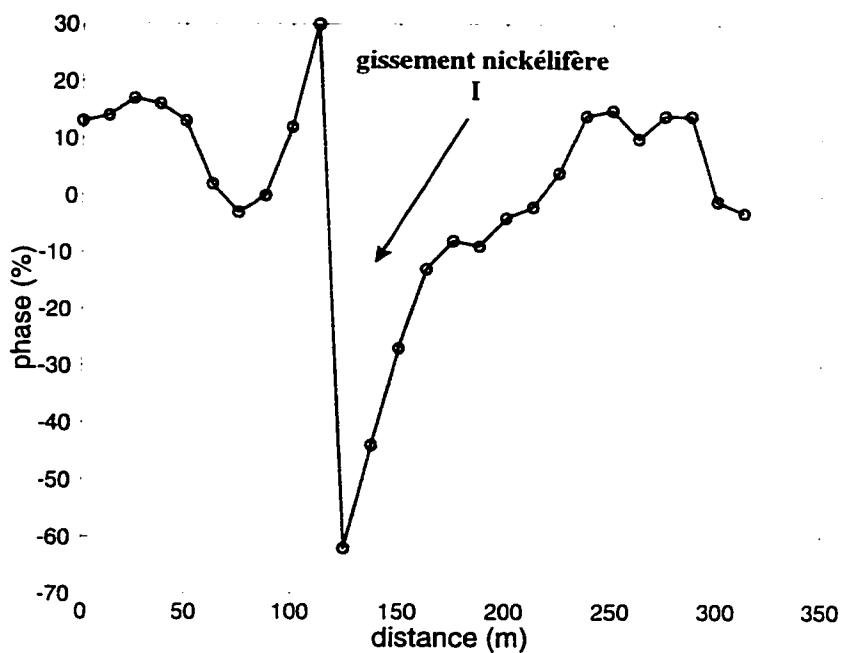


Figure 8.7: Profil de la ligne 3. Site d'essais géophysiques Marbridge

8.2.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt

L'application du filtre amélioré Karous-Hjelt nous a permis de détecter une concentration des densités de courant comme montrée à la figure 8.8. Cette concentration des densités de courant (entre 87 et 100 m) correspond à la position du gisement nickéliifère I. où son court également en profondeur concorde assez bien avec la caractéristique de ce dépôt, qui consiste en épontes de minerai non-économique près de la surface.

Les densités de courant négatives observées de part et d'autre de la zone de concentration des densités de courant peuvent être attribuées à la concentration des courants induits et d'origine galvanique dans le gisement de nickel.

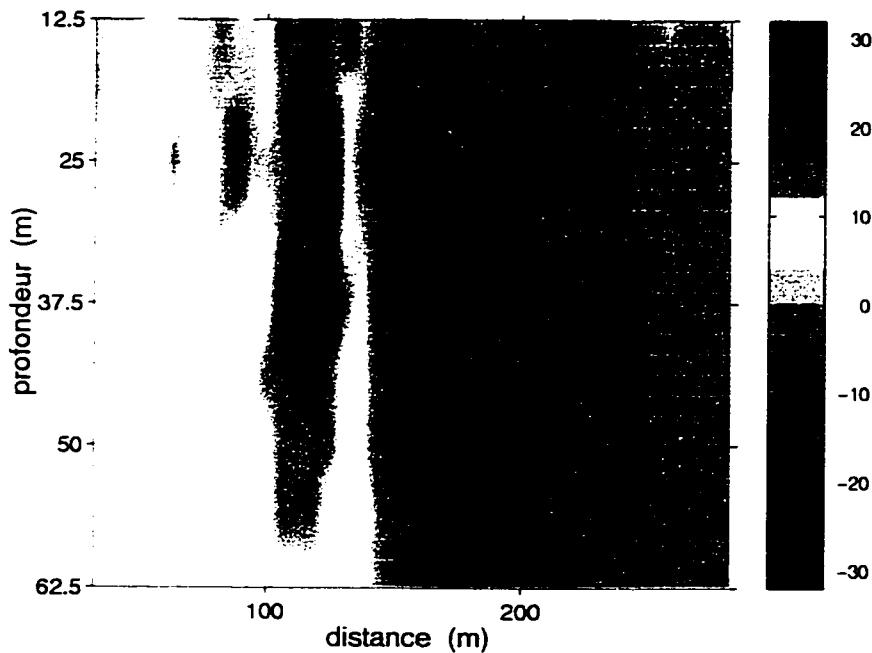


Figure 8.8: Pseudo-section des densités de courant pour la ligne 3 (site d'essais géophysiques Marbridge)

Cette technique estime mal la profondeur de l'ancien gisement nickéliifère I. Ceci est due au fait que, le premier niveau de profondeur étudié est égal à l'écartement original entre les stations du profil, c'est-à-dire 12.5 m. C'est à partir de cette profondeur que l'accumulation des densités de courant sont calculées. Toutefois, l'allure de l'accumulation des densités de courant peut être un indicateur de l'extension du gisement.

8.2.2 Analyse fréquentielle

La pente sur le domaine spectral du profil de la ligne 3 est calculée et projetée sur la même base de signaux utilisée lors de l'application de cette technique sur le site d'essais géophysiques Bouquet (se référer à la section 8.1.2).

Le tableau 8.5 montre les résultats obtenus en sélectionnant l'anomalie (entre les stations 87.5N et 212.5N) due à l'ancien gisement nickélier I. Les profondeurs minimale et maximale estimées sont de 4.825 et 6.474 *m* respectivement. Nous notons cependant, que l'ensemble des résultats obtenus gravite autour de 6 *m* (se référer au tableau 8.5). Cette profondeur est proche de celle de l'ancien gisement nickélier qui est affleurant.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
4.825	5.522	5.752	5.877	5.958
4.955	5.606	5.819	5.934	6.009
5.089	5.691	5.887	5.992	6.060
5.227	5.778	5.955	6.050	6.112
5.367	5.864	6.023	6.108	6.163
5.511	5.952	6.092	6.166	6.215
5.658	6.040	6.161	6.225	6.266
5.807	6.129	6.230	6.284	6.318
5.958	6.218	6.299	6.342	6.370
6.112	6.308	6.369	6.401	6.422
6.266	6.398	6.439	6.460	6.474

Tableau 8.5: Profondeurs estimées par la technique analyse fréquentielle pour le gisement nickélier I (site d'essais géophysiques Marbridge)

La bonne estimation de la profondeur de l'ancien gisement nickélier I démontre le comportement galvanique de l'anomalie observée. Ceci concorde avec la formulation mathématique de la technique analyse fréquentielle, laquelle est basée sur l'existence d'un axe de courant passant par le conducteur lorsque celui-ci est de dimensions limitées.

8.2.3 Analyse en composantes principales

Le profil de la ligne 3 est projetée sur les deux modèles de la régression utilisés sur le site d'essais géophysiques Bousquet (se référer à la section 8.1.3)

Pour estimer la profondeur de l'ancien gisement nickéliifère I. nous choisissons la section du profil contenant le changement de polarité (i.e. *cross-over*) due au gisement. la section localisée entre les stations 87.5N et 212.5N. Les figures 8.9 et 8.10 montrent les courbes générées en suivant la méthodologie proposée pour appliquer la technique analyse en composantes principales. La figure 8.9 correspond à la partie gauche de la section du profil choisie et la figure 8.10 correspond à la partie droite de la même section.

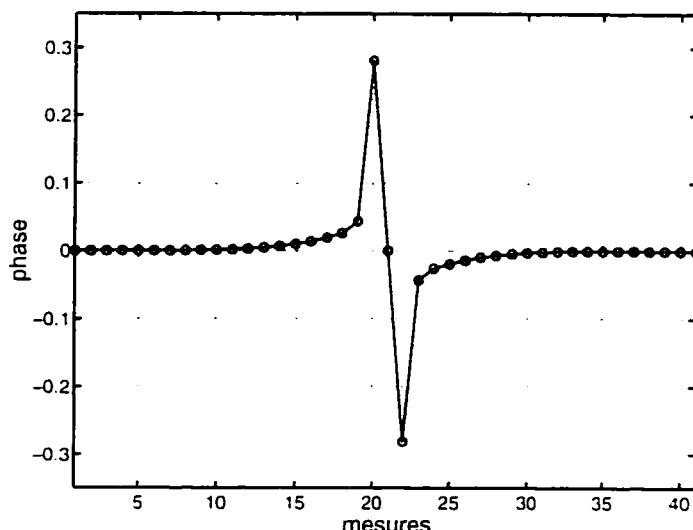


Figure 8.9: Signal TBF composé de la partie gauche du *cross-over* due au gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge) et d'une partie droite antisymétrique

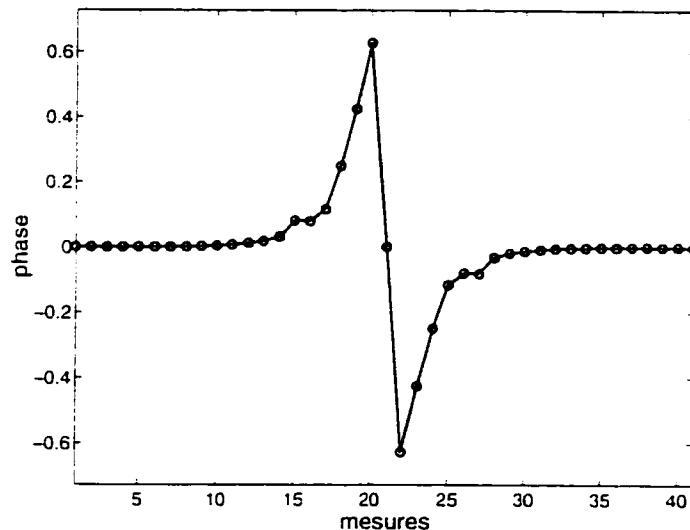


Figure 8.10: Signal TBF composé de la partie droite du *cross-over* due au gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge) et d'une partie gauche antisymétrique

Les résultats sont montrés aux tableaux suivants:

1. partie gauche de la section du profil choisie

Base de signaux	profondeur (m)	Qltv
axe de courant	0	0.4178
modélisation magnétotellurique 2D	0	0.1120

Tableau 8.6: Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour l'ancien gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge). Partie gauche de la section du profil choisie

2. partie droite de la section du profil choisie

Base de signaux	profondeur (m)	Qltv
axe de courant	0	0.7091
modélisation magnétotellurique 2D	0	0.3260

Tableau 8.7: Profondeurs estimées par la technique analyse en composantes principales pour l'ancien gisement nickéliifère I (site d'essais géophysiques Marbridge). Partie droite de la section du profil choisie

Nous observons que la profondeur du gisement nickéliifère I est mieux estimée lorsque les courbes générées ont été projetées sur la base de signaux provenant du modèle mathématique axe de courant. La profondeur estimée par la technique analyse en composantes principales est de 0 m. concordant avec l'affleurement du gisement. Ceci est confirmé par les valeurs de la *qualité de représentation des variables* (Qltv). Les résultats obtenus confirment le caractère galvanique de l'anomalie due à l'ancien gisement nickéliifère.

Conclusion

Nous avons étudié et développé quatre techniques pour le traitement et l'interprétation de la partie en phase du rapport entre la composante verticale du champ secondaire sur le champ total horizontal des signaux TBF, dans le but de déterminer la profondeur du corps conducteur causant l'anomalie enregistrée. Pour cela, nous assumons que les courants dans un dyke conducteur infini générant les réponses TBF sont causées par des mécanismes galvanique et inductif. Des modélisations suivant les approches courant galvanique et courant induit ont été effectuées pour créer des signaux synthétiques afin d'évaluer les techniques d'interprétation proposées dans le cadre de ce projet de maîtrise.

D'après les résultats obtenus pour chacune des techniques étudiées dans ce mémoire, nous concluons que:

1. Filtre amélioré Karous-Hjelt

L'ajout du filtre passe-bas de Butterworth du deuxième ordre et l'amélioration de l'échantillonnage du signal TBF par le filtre Karous-Hjelt, permettent d'obtenir des pseudo-sections des densités de courant dont la concentration des

densités de courant cerne davantage le corps conducteur à l'origine de l'anomalie observée.

Bien que, cette technique considère que la distribution des courants (galvanique et induit) sont des lignes de courant suivant l'allongement du corps conducteur et perpendiculaires au profil, elle estime mal la profondeur du conducteur. De plus, elle ne permet pas la distinction entre un signal d'origine galvanique ou inductif car les pseudo-sections des densités de courant obtenues possèdent la même allure générale. Toutefois, la forme de la concentration des densités de courant peut être utilisée comme diagnostique pour l'extension du corps conducteur causant l'anomalie observée dans le signal TBF. C'est le cas pour la pseudo-section des densités de courant obtenue à partir de la ligne 77 + 00E (site d'essais géophysiques Bousquet), où la concentration des densités de courant attribuable à la zone minéralisée #6 s'étend en profondeur, concordant avec l'extension de cette zone. La concentration des courants causée par la zone #4 – 1 est de moindre extension verticale due à la faible épaisseur de celle-ci. Dans le cas de la ligne 3 (site d'essais géophysiques Marbridge), la concentration des densités de courant est de faible extension verticale, en conformité avec la géométrie de l'ancien gisement nickéliifère qui est près de la surface.

2. Analyse fréquentielle

Nous avons étudié le comportement du spectre du signal TBF en utilisant l'approche courant galvanique. Pour cela, le modèle d'un axe de courant a

été utilisé. À partir de ce modèle, nous avons démontré que le logarithme du spectre du signal, pour le nombre d'onde élevé, se comporte comme une droite dont la pente est calculée et utilisée pour déterminer la profondeur de l'axe de courant. Nous avons observé que les meilleures estimations de la profondeur sont obtenues lorsque les signaux modélisés ou réels sont d'origine galvanique. Cette caractéristique nous permet d'identifier la nature de l'anomalie observée, comme c'est le cas pour les anomalies dues à la zone minéralisée #4 – 1 (site d'essais géophysiques Bousquet) et à l'ancien gisement de nickel I (site d'essais géophysiques Marbridge), où la bonne estimation de la profondeur du conducteur dénote le caractère galvanique de ces anomalies.

3. Analyse en composantes principales

L'analyse en composantes principales nous a permis d'identifier des paramètres explicatifs bien reliés à la profondeur et pouvant être utilisés pour estimer celle-ci, et ce, aussi bien pour le cas du phénomène galvanique que du phénomène inductif. Cette technique fournit également un outil pour déterminer quelle base de signaux est la plus appropriée pour effectuer la projection du signal TBF. Cet outil est la *qualité de la représentation des variables*, qui permet d'identifier la nature de l'anomalie et de quantifier le degré de confiance dans l'estimation de la profondeur.

Les résultats obtenus à partir des données réelles démontrent que selon le caractère galvanique ou induit présent dans le signal TBF, l'analyse en composantes

principales peut bien différencier la nature du signal TBF. Comme nous l'avons observé pour la zone minéralisé #6 (site d'essais géophysique Bousquet), où la *qualité de la représentation des variables* indique que l'anomalie est à caractère inductif (modélisation magnétotellurique 2D). Pour l'anomalie due à l'ancien gisement nickéliifère I (site d'essais géophysique Marbridge), la qualité de la représentation des variables montre que la meilleure prédition de la profondeur est faite sur la base de signaux à caractère galvanique (modèle mathématique axe de courant).

4. Technique d'inversion Occam

Nous avons approximé la réponse dans le signal TBF par celle due à un dyke 2D conducteur, d'extension verticale infinie, situé dans un milieu environnant plus résistant. Ce modèle nous a permis de considérer le phénomène inductif comme étant à l'origine du signal TBF mesuré.

La technique d'inversion Occam est basée sur la recherche des paramètres d'un modèle final ayant comme contrainte le minimum de structure avec une tolérance jugée satisfaisante. Nous avons réalisé les inversions en considérant les cas sans ou avec contrainte dans le modèle de départ, pour évaluer la capacité de cette technique à restituer la profondeur du dyke 2D. Selon les résultats obtenus à partir du signal généré par le modèle synthétique, la technique d'inversion Occam n'a pas donné les résultats espérés. Conséquemment, cette technique n'a pas été appliquée sur des données synthétiques et réelles.

Les recommandations que nous proposons, pour les différentes techniques étudiées dans ce mémoire sont les suivantes:

1. Filtre amélioré Karous-Hjelt

Nous avons observé que le filtre Karous-Hjelt crée des pseudo-sections de densité de courant qui possèdent une allure identique, qu'il s'agisse d'un signal ayant un caractère galvanique ou un caractère inductif. De plus, la profondeur du corps conducteur est mal estimée par cette technique. Pour pallier à ce problème, nous proposons de faire ressortir davantage les densités de courant se trouvant dans les premiers niveaux de profondeur étudiés. Pour cela, il faudrait dériver de nouveaux coefficients correspondant à des profondeurs moindres à partir de l'équation de base utilisée par Karous et Hjelt (1977), i.e. équation 3.2.

2. Analyse fréquentielle

Cette technique a été développée à partir d'un modèle mathématique représentant le cas où le signal TBF est d'origine galvanique. Pour que cette technique puisse inclure aussi bien le phénomène galvanique qu'inductif, nous recommandons de développer un modèle tridimensionnel permettant d'estimer la profondeur du conducteur en tenant compte de ces deux phénomènes et d'étudier aussi l'apport du calcul de la pente dans le domaine spectral.

3. Analyse en composantes principales

Nous avons démontré que les paramètres explicatifs choisis permettent d'estimer

la profondeur du corps conducteur et ce, autant pour le phénomène galvanique que pour le phénomène inductif. Étant donné que cette technique est basée sur des méthodes statistiques, les caractéristiques des signaux synthétiques composant la base de données sont des facteurs décisifs pour l'application de cette technique. En présence des signaux TBF recueillis au terrain, nous devons leur faire subir un pré-traitement avant d'appliquer cette technique, afin qu'ils aient les mêmes caractéristiques que les signaux synthétiques. Pour que l'estimation de la profondeur du corps conducteur soit plus robuste, nous proposons de revoir le pré-traitement réalisé sur les signaux réels, dans le but d'accroître le degré de confiance dans la prédiction.

4. Technique d'inversion Occam

Cette technique offre un avantage théorique qui consiste à trouver un modèle le moins complexe possible, afin d'éviter la surinterprétation des résultats et la production d'artefacts non désirés. Lorsque cette technique a été appliquée sur des signaux provenants de la modélisation magnétotellurique 2D, elle n'a pas donné les résultats espérés car cette technique n'a pas pu retrouver la profondeur du dyke 2D et cela, autant pour le cas des cellules libres que celui des cellules fixes à un niveau de profondeur donné.

Références

- ABDUL-MALIK, M. M., MYERS, J. O. et McFARLANE, J. (1985). *Model studies of topographic noise in VLF-EM data: accounting for the direction of morphological strike relative to survey line and magnetic field directions.* Geoexploration, **23**, pp. 217 – 225.
- ALLARD, M. et BOIS, D. (1989). *Site d'essais géophysiques Bousquer.* Technical report. Cegep de l'Abitibi-Temiscamingue, Rouyn-Norand, Québec.
- BAKER, H. A. et MYERS, J. O. (1979). *VLF-EM model studies and some simple quantitative applications to field results.* Geoexploration, **17**, pp. 55 – 63.
- BARRINGER, A. R. (1962). *A new approach to exploration - the INPUT airborne-electrical pulse system,* Mining Congress Journal, **48**, pp. 49 – 52.
- BARTEL, D. C. et BECKER, A. (1990). *Spectral analysis in airborne electromagnetics.* Geophysics, **55**, pp. 1338 – 1346.
- BEAMISH, D. (1994). *Two-dimensional, regularised inversion of VLF data.* Applied Geophysics, **32**, pp. 357 – 374.

- BRODEUR, P. (1990). *Interprétation de signaux TBF (Très Basse Fréquence) par reconnaissance de forme*. Projet de maîtrise. École Polytechnique de Montréal.
- CHOUTEAU, M., ZHANG, P. et CHAPELLIER, D. (1996). *Computation of apparent resistivity profiles from VLF-EM data using linear filtering*. Geophysical Prospecting, **44**, pp. 215 - 232.
- CONEY, D. P. (1977). *Model studies of the VLF-EM method of geophysical prospecting*. Geoexploration, **15**, pp. 19 - 35.
- CONSTABLE, S. C., PARKER, R. L. et CONSTABLE, C. (1987). *Occam's inversion: A practical algorithm for generating smooth models from electromagnetic sounding data*. Geophysics, **52**, pp. 289 - 300.
- CORINTHIOS, M. J. (1993). *Analyse des Signaux*. Montréal, Canada: École Polytechnique de Montréal. Chapitre 6, pp. 4 - 5.
- CROSSLEY, D. J. (1981). *The theory of EM surface wave impedance measurements*. Technical report. Geological Survey of Canada, Ottawa, Canada.
- DeGROOT-HEDLIN, C. et CONSTABLE, S. (1990). *Occam's inversion to generate smooth, two-dimensional models from magnetotelluric data*. Geophysics, **55**, pp. 1613 - 1624.
- DEUTSCH, C. V. et JOURNEL, A. G. (1992). *GSLIB Geostatistical Software Library and User's Guide*. New York: Oxford University Press. pp. 133.
- DJERIDANE, S. (1996). *Inversion gravimétrique bidimensionnelle minimisant*

- les structures du sous-sol: application aux sous-provinces de l'Abitibi et de l'Opatica.* Projet de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- DONALD, C. et ALLEN, D. (1975). *Digital Filtering and Signal Processing.* New York: West Publishing Company. pp. 433 - 436.
- DRAPER, N. R. et SMITH, H. (1966). *Applied Regression Analysis.* New York: Jhon Wiley & Sons Inc. pp. 163 - 171.
- FILION, G. (1978). *Contexte géologique des gisements volcanogènes de Marbridge.* Projet de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- FRASER, D. C. (1969). *Contouring of VLF-EM data.* Geophysics, 34, pp. 958 - 967.
- FRASER, D. C., FULLER, B. D. et WARD, S. H. (1966). *Some numerical techniques for application in mining exploration.* Geophysics, 31, pp. 1066 - 1077.
- GALEANO, E. (1982). *Memoria del fuego. Los nacimientos.* Mexico DF, Mexique: siglo veintiuno editores, s.a. de c.v. pp. 18.
- GEONICS Ltd. (1964). *EM16 VLF Electromagnetic Unit. Operating Instructions.* 2 Thorncliffe Park Drive, Toronto 17, Ontario, Canada: Geonics Ltd.
- GEOTOOLS CORPORATION (1993). *GEOTOOLS MT USER'S GUIDE.* 5808 Balcones Dr., Suite 202, Austin, Texas: Geotools Corporation.
- GUERIN, R., TABBAGH, A. et ANDRIEUX, P. (1994). *Field and/or resistivity mapping in MT-VLF and implications for data processing.* Geophysics, 59, pp.

- 1695 - 1712.
- HABASHY, T. M., GROOM, R. W. et SPIES, B. R. (1990). *Beyond the Born and Rytov Approximations: A Nonlinear Approach to Electromagnetic Scattering*. Journal of Geophysical Research, **98**, pp. 1759 - 1775.
- HERMANCE, J. F. (1982). *The asymptotic response of three-dimensional basin offsets to magnetotellurics field at long periods: The effects of current channeling*. Geophysics, **47**, pp. 1562 - 1573.
- KAIKKONEN, P. (1979). *Numerical VLF modeling*. Geophysical Prospecting, **27**, pp. 815 - 834.
- KAROUS, M. et HJELT, S. E. (1983). *Linear Filtering of VLF dip-angle measurements*. Geophysical Prospecting, **31**, pp. 782 - 794.
- KAROUS, M. et HJELT, S. E. (1997). *Determination of apparente current density from VLF measurements*. Technical Report 89. Departement of Geophysics, University of Oulu, Finland.
- KREYSZIG, E. (1988). *Advanced engineering Mathematics* (6 ed.). New York: Wiley & Sons. pp. 800 - 830.
- KUNT, M. (1984). *Traitement numérique des signaux*. Lausanne, Suisse: Presses polytechniques romandes. pp. 13, 21, 36, 209 - 211.
- LAJOIE, J. J. et WEST, G. F. (1976). *The electromagnetic response of a conductive inhomogeneity in a layered earth*, Geophysics, **41**, pp. 1133 - 1156.

- MARCOTTE, D. (1992). *Traitemen Statistique des données géologiques*. Montréal, Canada: École Polytechnique de Montréal. pp. 4 - 45.
- McNEIL, J. D. (1985). *The galvanic current component in electromagnetic surveys*. Technical Report 17. Geonics Ltd. 2 Thorncliffe Park Drive, Toronto 17, Ontario, Canada.
- McNEILL, J. D., EDWARDS, R. N. et LEVY, G. M. (1984). *Approximate calculations of the transient electromagnetic response from buried conductors in a conductive half-space*. Geophysics, **49**, pp. 918 - 924.
- NORTHWEST MINING ASSOCIATION (1980). *Practical Geophysics for the Exploration Geologist*. USA: Ross Printing. pp. 240 - 243, 270 - 272.
- OGILVY, R. D. et LEE, A. C. (1991). *Interpretation of VLF-EM in-phase data using current density pseudosections*. Geophysical Prospecting, **39**, pp. 567 - 580.
- OLSSON, O. (1980). *VLF anomalies from a perfectly conducting half plane below an overburden*. Geophysical Prospecting, **28**, pp. 415 - 434.
- PATERSON, N. R. et RONKA, V. (1971). *Five years of surveying with the very low frequency-electro magnetics method*. Geoexploration, **9**, pp. 7 - 26.
- PODDAR, M. (1982). *Very low-frequency electromagnetic response of a perfectly conducting half-plane in a layered half-space*. Geophysics, **47**, pp. 1059 - 1067.
- PRESS, W. H., FLANNERY, B. P., TEUKOLSKY, S. A. et VETTERLING, W. T.

- (1992). *Numerical Recipes in Pascal*. New York: Cambridge University Press.
pp. 422 - 438.
- QUENNEVILLE, J. (1990). *Traitement de données TBF par filtrage numérique*.
Projet de maîtrise. École Polytechnique de Montréal.
- RANGANAYAKI, R. P. et MADDEN, T. R. (1980). *Generalized thin sheet analysis
in magnetotellurics: an extension of Price's analysis*. Geophysics Journal of the
Royal Astronomical Society, 60, pp. 445 - 457.
- RAWLINGS, J. O. (1988). *Applied Regression Analysis. A research tool*. Pacific
grove, California: Wadsworth & Brooks. pp. 169 - 175, 249 - 254.
- ROBINSON, E. A. et TREITEL, S. (1964). *Principles of digital filtering*.
Geophysics, 29, pp. 395 - 404.
- SACHS, L. (1984). *Applied Statistics. A Handbook of Techniques* (2 ed.). New York:
Spring Verlag. pp. 57 - 58, 68 - 69.
- SAYDAM, A. S. (1981). *Very low-frequency electromagnetic interpretation using
tilt angle and ellipticity measurements*. Geophysics, 46, pp. 1594 - 1605.
- SINHA, A. K. (1977). *Influence of altitude and displacement currents on plane-wave
EM fields*. Geophysics, 42, pp. 77 - 91.
- SINHA, A. K. (1990). *Interpretation of ground VLF-EM data in terms of inclined
sheet-like conductor models*. Journal of Applied Geophysics, 132, pp. 733 -
756.

- STANLEY, W. D. (1975). *Digital Signal Processing*. Reston, Virginia: Reston Publishing Company Inc. pp. 23 - 26, 119 - 128, 213 - 214.
- THE MATHWORKS Inc. (1992). *Signal Processing Toolbox*. Massachusetts: The Mathworks Inc.
- VOZOFF, K. (1971). *The effect of overburden on vertical component anomalies in AFMAG and VLF exploration: a computer model study*. Geophysics, 36, pp. 53 - 57.
- VOZOFF, K. (1972). *The magnetotelluric method in the exploration of sedimentary basins*. Geophysics, 37, pp. 98 - 141.
- WALKER, P. W. et WEST, G. F. (1991). *A robust integral equation solution for electromagnetic scattering by a thin plate in conductive media*. Geophysics, 56, pp. 1140 - 1152.
- WANGNESS, R. K. (1986). *Electromagnetics Fields*. USA: John Wiley & Sons. pp. 225 - 229.
- WANNAMAKER, P. E., STODT, J. A. et RIJO, L. (1987). *A stable finite element solution for two-dimensional magnetotelluric modelling*. Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society, 88, pp. 277 - 296.
- WRIGHT, J. L. (1988). *VLF interpretation manual*. Technical report, EDA Instruments Inc, Englewood, Colorado.

Annexe A

Analyse fréquentielle

A.1 Calcul du nombre des stations optimal sur un levé EM-TBF

Nous montrons ici les résultats obtenus pour déterminer la limite inférieure du nombre de stations présents sur un profil donné, permettant à la technique d'analyse fréquentielle d'estimer la profondeur de l'axe de courant.

Pour chaque signal modélisé la pente sur le domaine spectrale est calculée, puis projetée sur une base de données provenant du modèle mathématique axe de courant pour l'estimation de la profondeur. Cette base possède les caractéristiques suivantes:

- les résistivités du milieu environnant sont de 2000, 6000, 10000, 14000 et 18000

$$\Omega \text{ } m$$

- les rapports de résistivité sont de 25, 23, 21, 19, 17, 15, 13, 11, 9 et 7

- la section droite (S) est de $(12.5 \text{ m})^2$

- la fréquence est de 20 kHz

Dans les tableaux, un *oui* correspond au cas où la technique d'analyse fréquentielle a donné les résultats espérés. Dans le cas contraire, nous le signalons par une réponse négative.

1. Signaux provenant du modèle mathématique axe de courant dont la résistivité du milieu environnant est de $6000 \Omega \text{ m}$ avec des rapports de résistivité de 5 et 25

- Taille du profil: 250 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Oui	Non
30	Non	Non	Oui	Non

Tableau A.1: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Oui	Non
30	Non	Non	Oui	Non

Tableau A.2: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega \text{ m}$

- Taille du profil: 500 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Non	Oui	Non	Non
30	Non	Oui	Non	Non

Tableau A.3: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 6000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Non	Oui	Non	Non
30	Non	Oui	Non	Non

Tableau A.4: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 6000 $\Omega \text{ m}$

- Taille du profil: 750 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.5: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 6000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.6: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$

- Taille du profil: 1000 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.7: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.8: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de $6000 \Omega m$

2. Signaux provenant du modèle axe de courant dont la résistivité du milieu environnant est de $18000 \Omega m$ avec des rapports de résistivité de 5 et 25

- Taille du profil: 250 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Oui	Non
30	Non	Non	Oui	Non

Tableau A.9: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Oui	Non
30	Non	Non	Oui	Non

Tableau A.10: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 250 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

- Taille du profil: 500 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Oui	Oui	Non	Non
30	Non	Oui	Non	Non

Tableau A.11: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Non	Oui	Oui	Non
15	Oui	Oui	Non	Non
30	Non	Oui	Non	Non

Tableau A.12: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 500 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

- Taille du profil: 750 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Non	Non
30	Non	Non	Non	Non

Tableau A.13: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Non	Non	Non	Non
30	Non	Non	Non	Non

Tableau A.14: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 750 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

- Taille du profil: 1000 m

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.15: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 5, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

Profondeur (m)	Nombre de stations			
	81	41	21	11
5	Oui	Oui	Oui	Non
15	Oui	Non	Non	Non
30	Oui	Non	Non	Non

Tableau A.16: Résultats obtenus pour l'évaluation de la technique analyse fréquentielle pour un profil de 1000 m et un axe de courant de rapport de résistivité 25, situé dans un milieu environnant de 18000 $\Omega \text{ m}$

Annexe B

Technique d'inversion Occam

B.1 Résultats de l'inversion

Nous montrons les résultats obtenus lors de l'évaluation de la capacité de la technique d'inversion Occam à retrouver la profondeur du dyke 2D (se référer au chapitre 6). Le modèle synthétique utilisé pour générer les signaux TBF pour l'inversion consiste en un dyke 2D de résistivité $10 \Omega m$ avec une largeur de $10 m$, situé à $20 m$ de profondeur dans un milieu environnant de $5000 \Omega m$. Les mesures ont été faites à une fréquence de $20 kHz$ avec 41 stations séparées régulièrement de $12.5 m$. Ce modèle nous permet de simuler une veine minéralisée, une faille, une fracture saturée en eau ou une zone de cisaillement souvent recherchée lors de la prospection minière.

La portion centrale du modèle synthétique ($500 m \times 50 m$) consiste en une maille régulière de cellules dont l'épaisseur et la longueur sont de $10 m$. C'est sur cette

portion que la grille d'inversion est appliquée. Nous réalisons les inversions en considérant les deux cas suivants: résistivités des cellules de la portion centrale du modèle de départ ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) pour l'inversion comme étant libres ou fixées.

Tous les résultats de l'inversion sont présentés des deux manières suivantes:

- sous forme de profil, où les mesures provenant du modèle sont représentées par des étoiles et celles provenant de la dernière itération calculée par la technique d'inversion Occam sont représentées par des tirets
- sous forme de section transversale, où seulement la partie centrale du modèle ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) obtenu à la dernière itération est montrée

Nous montrons les résultats obtenus pour les cas où la tolérance est égale à 1.5 et 1.

B.1.1 Cellules libres

Ce type d'inversion nous permet de tester la technique d'inversion Occam pour retrouver la profondeur du corps conducteur à l'origine de l'anomalie observée dans le signal TBF, lorsque nous sommes confrontés au cas où il n'y a pas d'informations sur l'épaisseur du mort-terrain, la résistivité de la roche encaissante, etc.

Le modèle de départ utilisé pour les inversions consiste en un milieu homogène de $200\text{ }\Omega\text{ m}$. Nous étudions aussi l'effet de la taille de la grille d'inversion sur les paramètres du modèle; pour cela, nous appliquons sur la portion centrale du modèle de départ ($500\text{ m} \times 50\text{ m}$) les grilles d'inversion suivantes:

1. Grille d'inversion composée par des blocs dont la taille est de 10 m x 10 m

Les figures B.1 et B.2 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.5.

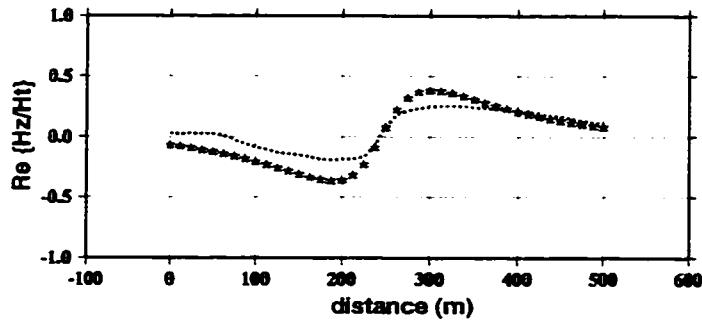


Figure B.1: Profil obtenu pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1.5

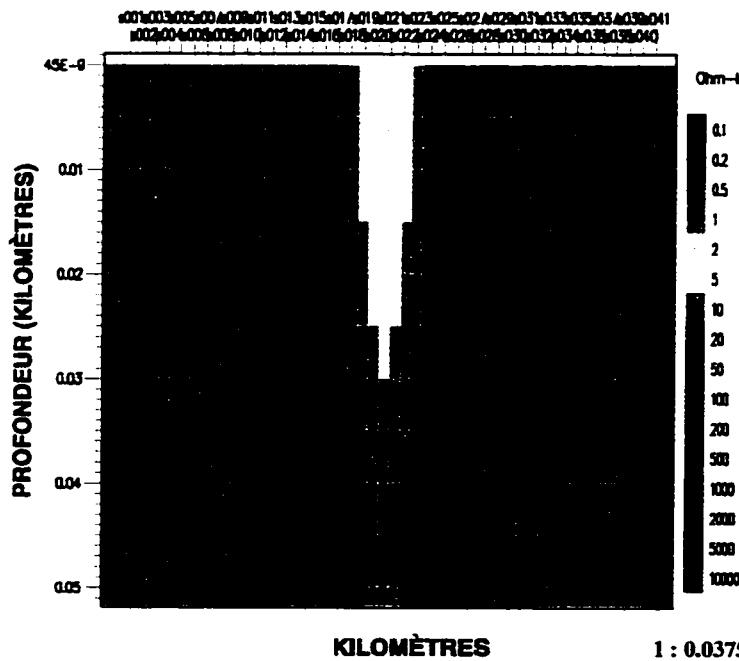


Figure B.2: Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1.5

Les figures B.3 et B.4 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.

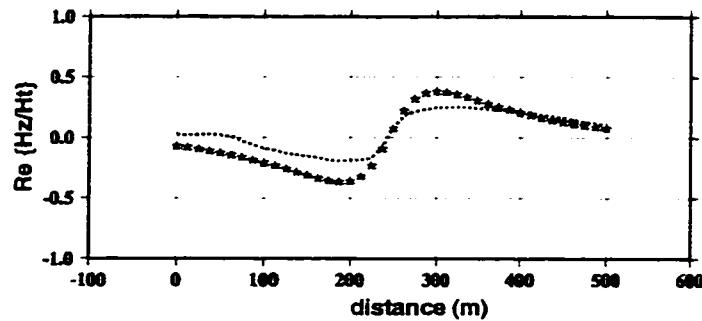


Figure B.3: Profil obtenu pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1

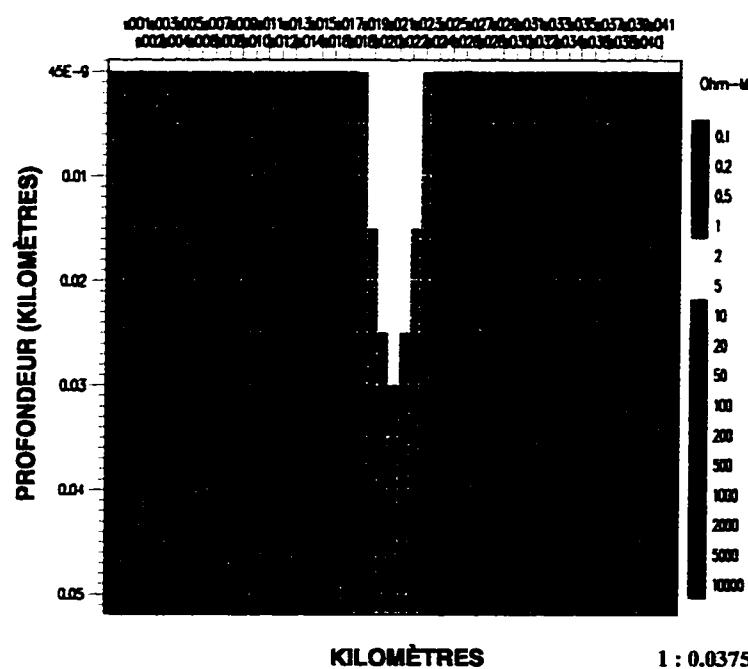


Figure B.4: Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion simple dont la tolérance est de 1

Nous observons que la technique d'inversion Occam n'a pas pu converger vers le signal provenant du modèle et cela, pour les deux valeurs de la tolérance (1.5 et 1). De plus, la section transversale obtenue possède une zone anomale située entre les stations 18 et 23 qui correspond à l'emplacement du dyke 2D dans le modèle synthétique. La conductance (produit conductivité-épaisseur) à l'intérieur de cette zone est de 5 S, laquelle est plus élevée que celle du modèle synthétique qui est de 1 S.

2. Grille d'inversion composée par des blocs plus fins

Les figures B.5 et B.6 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.5.

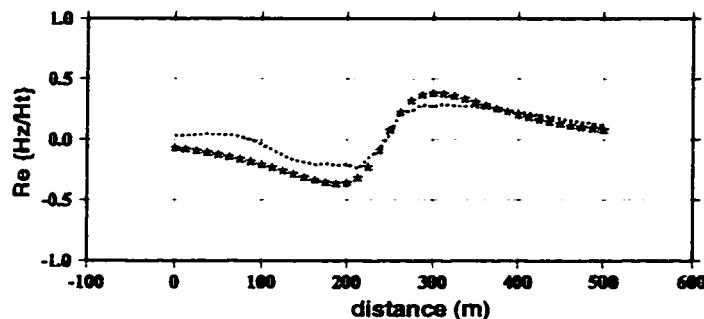


Figure B.5: Profil obtenu pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1.5

Les figures B.7 et B.8 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.

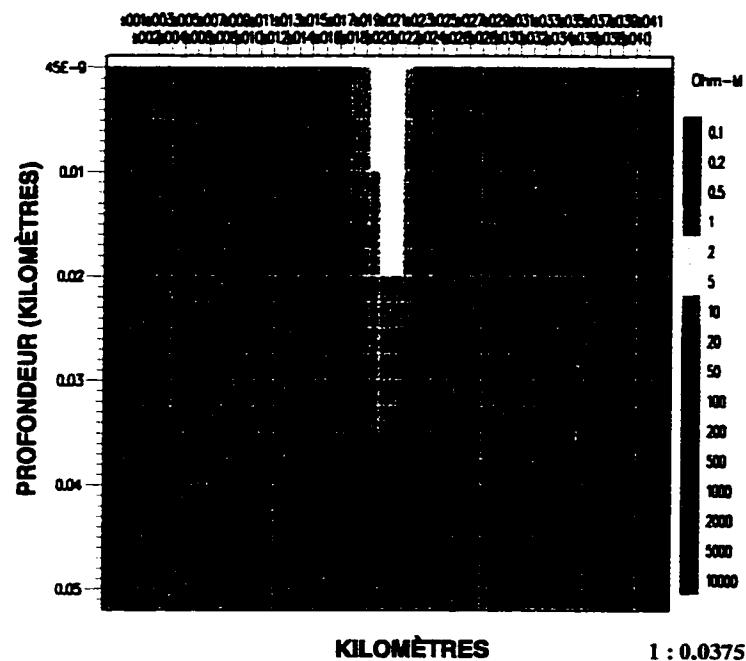


Figure B.6: Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1.5

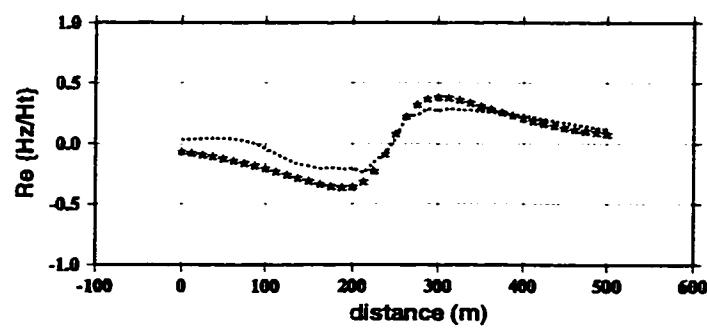


Figure B.7: Profil obtenu pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1

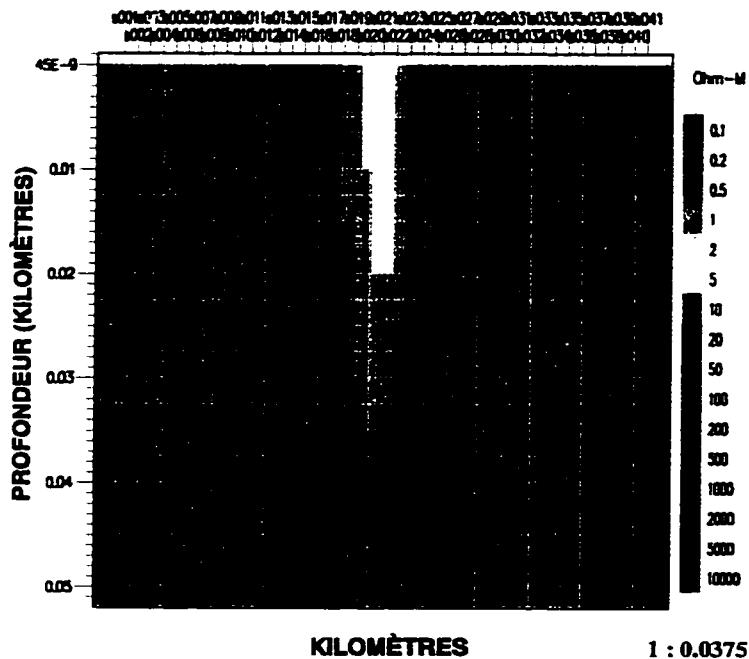


Figure B.8: Section transversale obtenue pour le cas grille d'inversion plus fine dont la tolérance est de 1

Nous observons que, le fait d'avoir utilisé une grille d'inversion plus fine n'a pas amélioré les résultats car, la technique d'inversion Occam a tout simplement généré un modèle qui possède les mêmes caractéristiques comme celui obtenu à la section précédente.

B.1.2 Cellules fixées

L'algorithme d'Occam permet de rajouter des contraintes supplémentaires au modèle de départ lors de l'inversion. Ceci survient lorsqu'il y a des informations a priori sur l'épaisseur du mort-terrain, la résistivité de la roche encaissante, etc. Ce qui se traduit par l'introduction dans le modèle de départ, des cellules dont la

résistivité est fixée durant toute l'inversion.

Le modèle de départ utilisé pour les inversions consiste en un milieu homogène de $5000 \Omega m$ dans lequel, nous fixons uniquement les résistivités des cellules par un niveau de profondeur à la fois, i.e. 5, 10 et 15 m. Nous appliquons sur la portion centrale du modèle de départ ($500 m \times 50 m$) une grille d'inversion composée par des blocs dont la taille est de $10 m \times 10 m$.

1. Niveau de profondeur fixe: 5 m

Les figures B.9 et B.10 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.5.

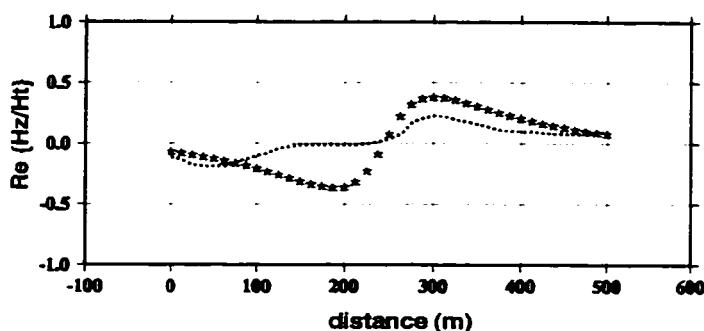


Figure B.9: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1.5

Les figures B.11 et B.12 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.

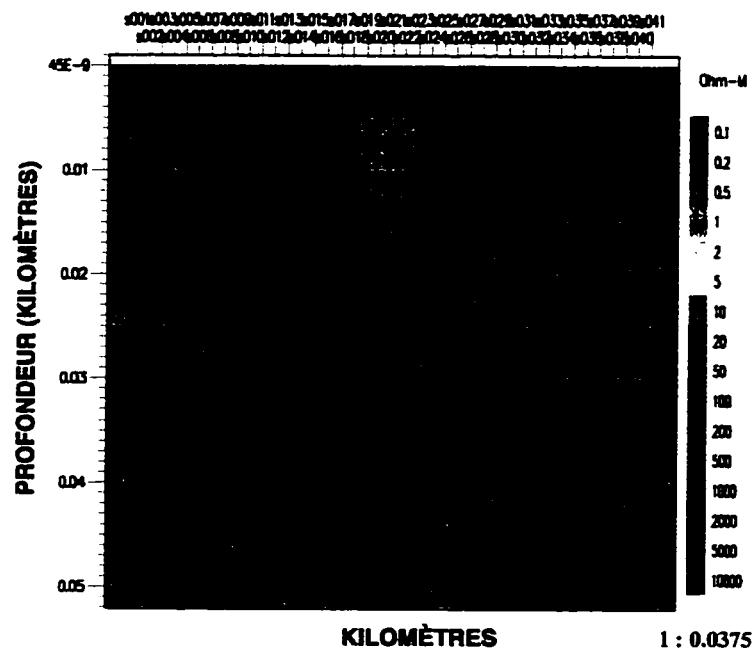


Figure B.10: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1.5

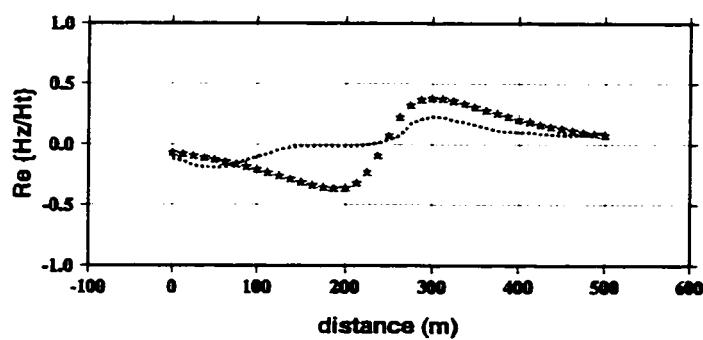


Figure B.11: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1

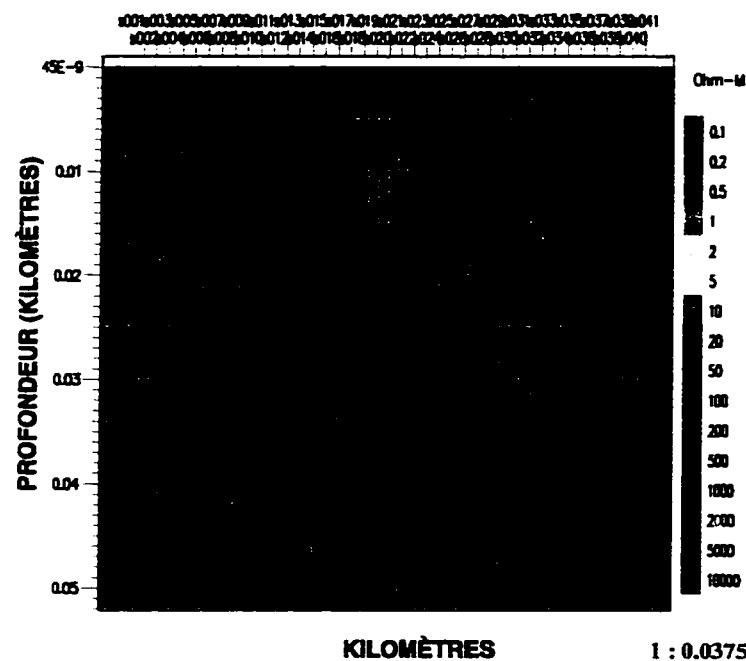


Figure B.12: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 5 m dont la tolérance est de 1

2. Niveau de profondeur fixe: 10 m

Les figures B.13 et B.14 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.5. Les figures B.15 et B.16 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.

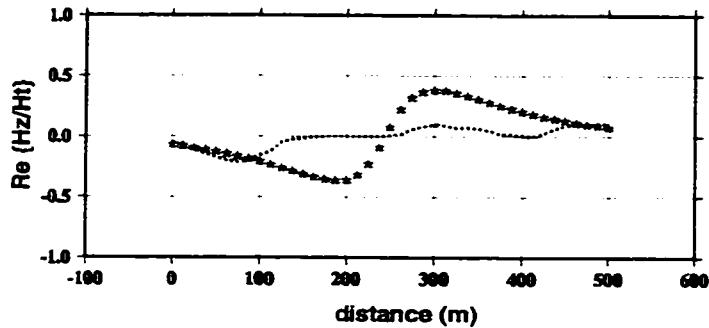


Figure B.13: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1.5

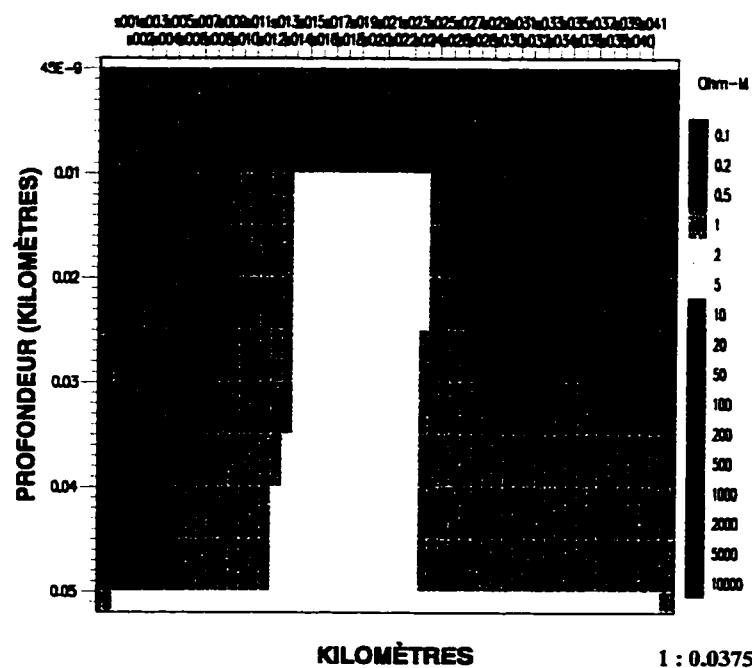


Figure B.14: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1.5

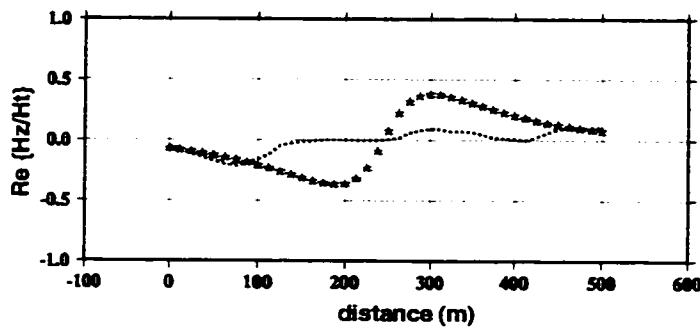


Figure B.15: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1

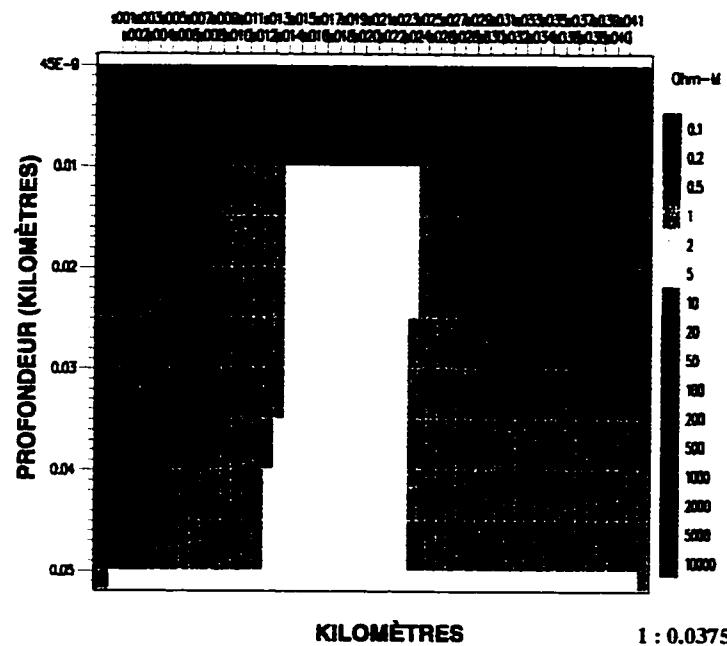


Figure B.16: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 10 m dont la tolérance est de 1

3. Niveau de profondeur fixe: 15 m

Les figures B.17 et B.18 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.5. Les figures B.19 et B.20 montrent le profil et la section transversale obtenus pour le cas tolérance égale à 1.

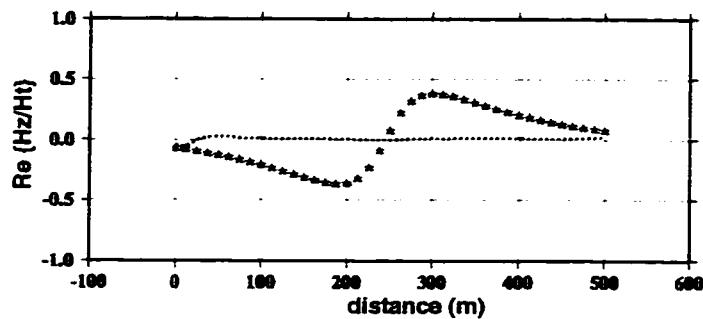


Figure B.17: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1.5

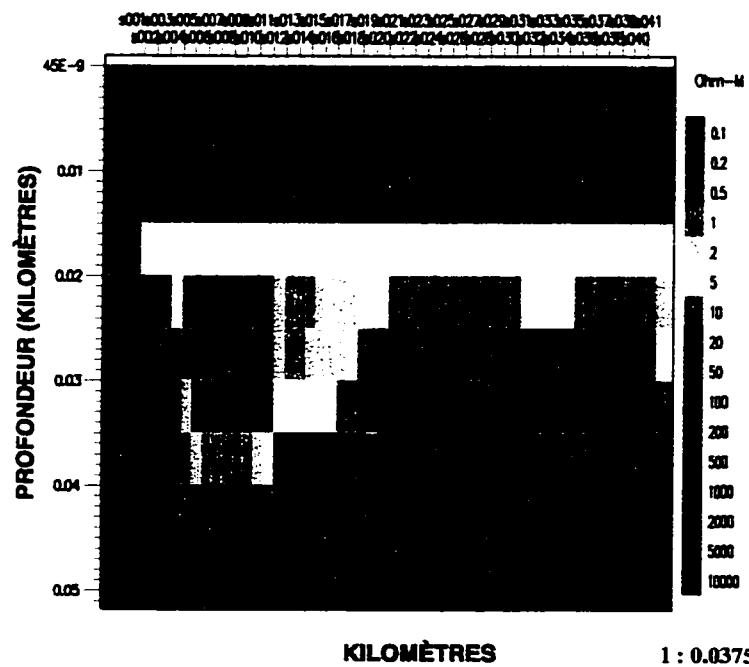


Figure B.18: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1.5

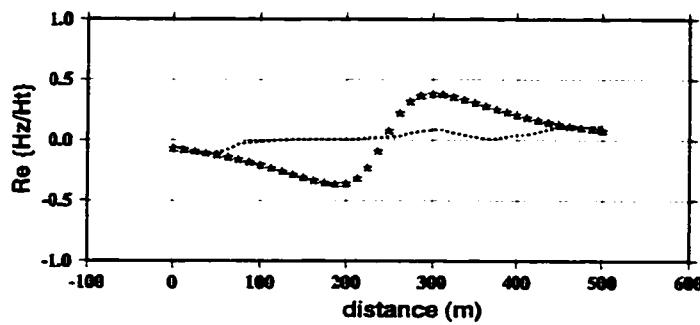


Figure B.19: Profil obtenu pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1

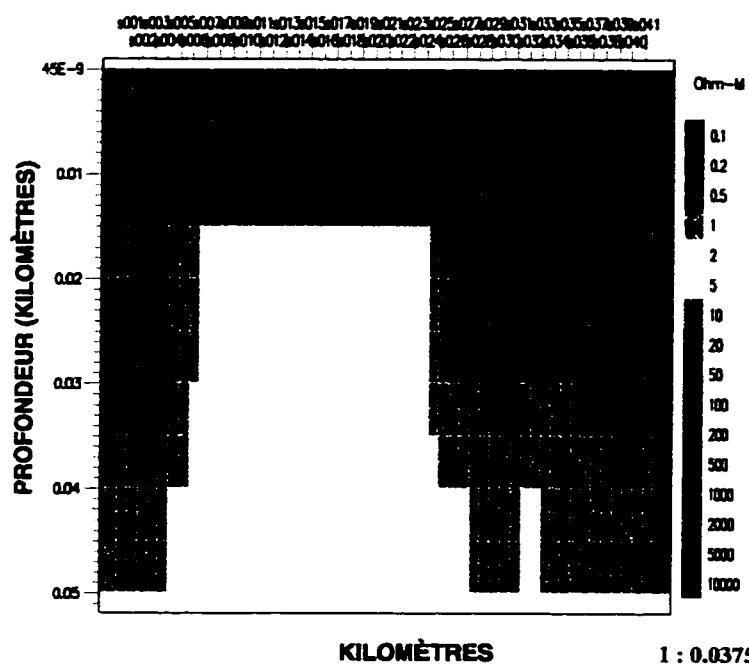


Figure B.20: Section transversale obtenue pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m dont la tolérance est de 1

Nous remarquons que la technique d'inversion Occam pour tous les niveaux de profondeur fixes n'a pas pu converger vers le signal provenant du modèle synthétique et cela, pour chaque valeur de la tolérance étudiée. De plus, nous notons que les sections transversales obtenues ont faiblement localisé le dyke 2D avec une zone anomale située entre les stations 18 et 23 remontée vers le niveau de profondeur fixe. Finalement, pour le cas niveau de profondeur fixe de 15 m, la technique d'inversion Occam a créé un modèle qui ne possède pas le critère principale de cette technique d'inversion, lequel consiste à retrouver un modèle le moins rugueux possible avec une tolérance jugée satisfaisante.

Annexe C

Application sur des données synthétiques

Nous montrons les résultats obtenus lors de l'application des techniques proposées dans ce mémoire pour le traitement et l'interprétation des signaux TBF en fonction de la profondeur du corps conducteur. Nous nous sommes basés sur deux approches extrêmes pour représenter les signaux TBF, en considérant que ceux-ci sont générés soit par induction (courant Focault), soit par circulation du courant (courant galvanique). Néamoins, la technique d'inversion Occam n'a pas été retenue pour son application sur des modèles synthétiques puisque, cette technique n'a pas donné les résultats espérés lors de l'évaluation de sa capacité à retrouver la profondeur du corps conducteur (chapitre 6). Quant aux autres techniques proposées dans ce mémoire, celles-ci ont été appliquées sur les modèles, afin d'évaluer leur performance à estimer

la profondeur du corps conducteur.

Les signaux provenant du modèle mathématique axe de courant consistent en un axe de courant passant dans la partie supérieure d'un dyke subvertical de section droite (12.5 m)², où le rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) est de 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) $6000 \Omega \text{ m}$. Les signaux provenant de la modélisation magnétotellurique 2D consistent en un dyke 2D d'extension verticale infinie de résistivité (ρ_d) $10 \Omega \text{ m}$ et de 10 m de largeur, situé dans un milieu environnant de résistivité de $3000 \Omega \text{ m}$. Pour tous ces signaux, nous utilisons un profil de 500 m avec 41 stations séparées régulièrement par 12.5 m et une fréquence de 20 kHz .

Un cas est montré:

- axe de courant ou dyke 2D à 15 m de profondeur

où l'allure du signal modélisé provenant autant de l'axe de courant que du dyke 2D est montrée au chapitre 7 de ce mémoire.

L'effet du bruit sur la capacité des techniques proposées à estimer la profondeur du corps conducteur est aussi étudié. Pour cela, à chaque signal modélisé un bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du même signal est additionné.

C.1 Filtre amélioré Karous-Hjelt

Le temps de calcul CPU pour obtenir une pseudo-section des densités de courant sur un PC 486 cadencé à 50 MHz est de 1.55 minutes et sur une machine SUN

SPARC 5, elle est de 1.06 minutes.

Pour chacune des pseudo-sections montrée, la barre de couleur indique des valeurs de densités de courant.

1. Signaux sans bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

La figure C.1 montre les pseudo-sections des densités de courant pour un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$.

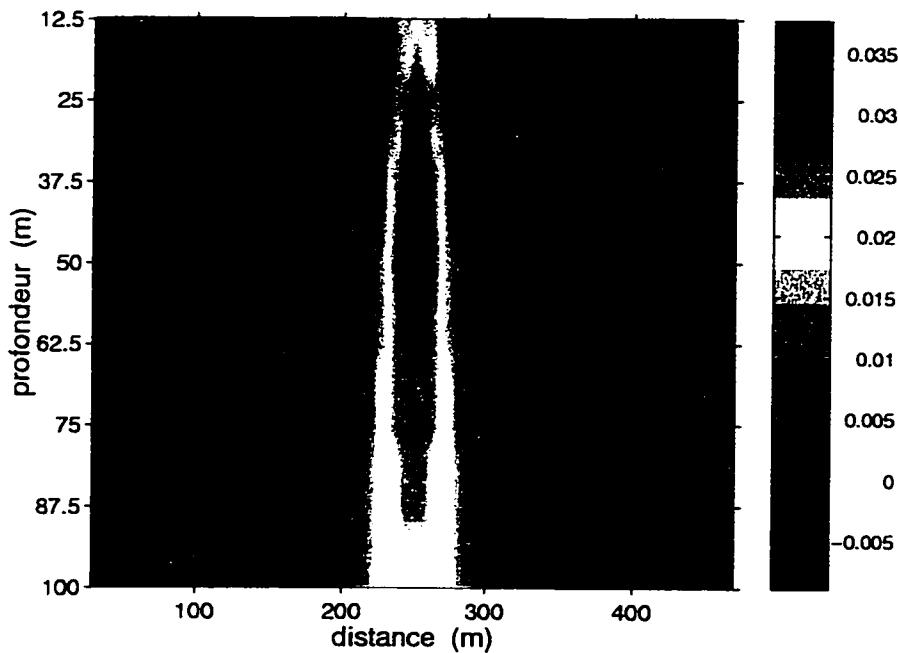


Figure C.1: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$

2. Signaux avec du bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

La figure C.2 montre la pseudo-section des densités de courant pour un axe de

courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

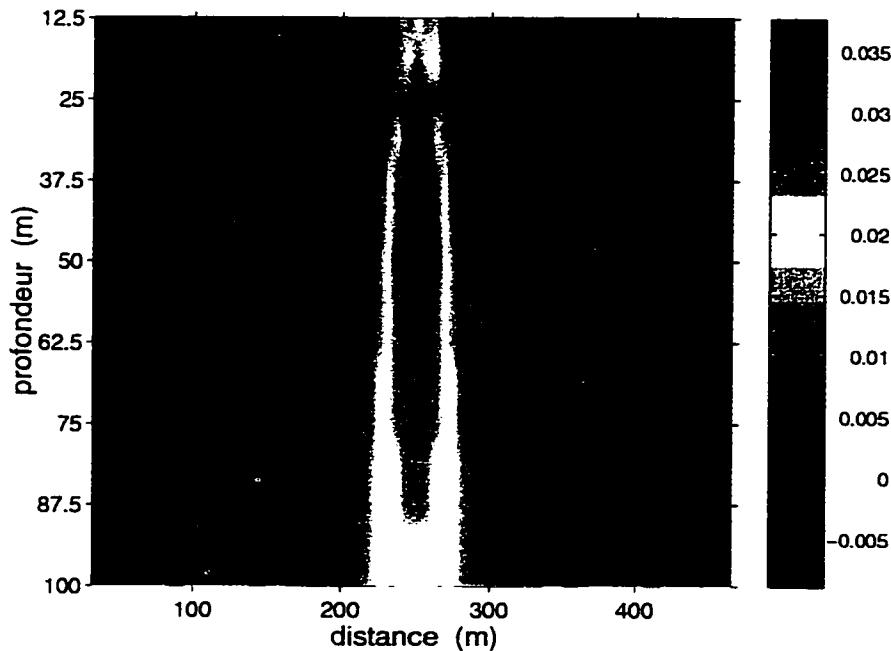


Figure C.2: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un axe de courant à 15 m de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de (ρ_0) 6000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

3. Signaux sans bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

La figure C.3 montre la pseudo-section des densités de courant pour un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$.

4. Signaux avec du bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

La figure C.4 montre la pseudo-section des densités de courant pour un dyke

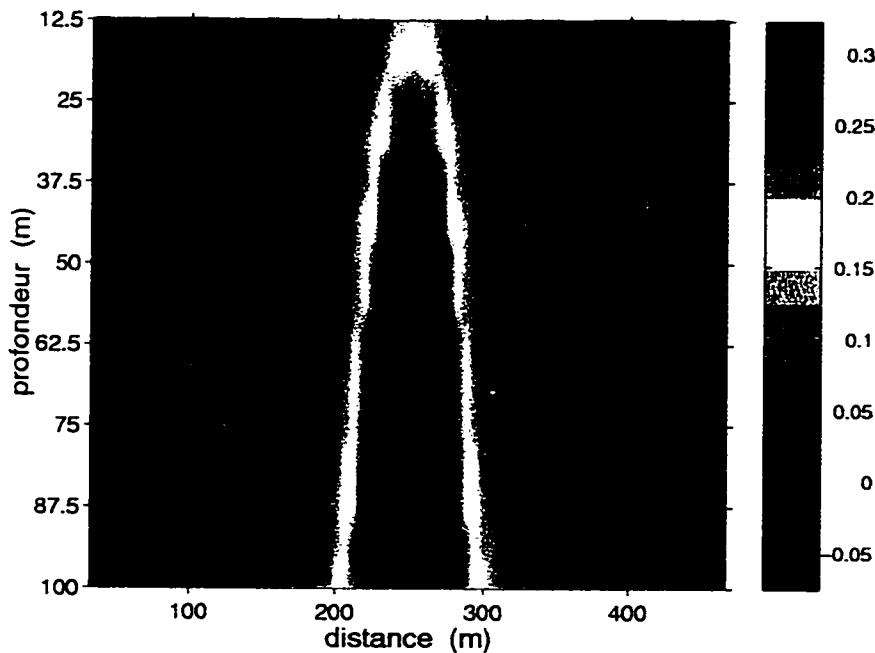


Figure C.3: Pseudo-sections des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$

2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) de 10 $\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 $\Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

C.2 Analyse fréquentielle

Le temps de calcul CPU pour obtenir les estimations de la profondeur sur un PC 486 cadencé à 50 MHz est de 45 secondes et sur une machine SUN SPARC 5, elle est de 30 secondes.

Pour chaque signal modélisé la pente sur le domaine spectral est calculée, laquelle

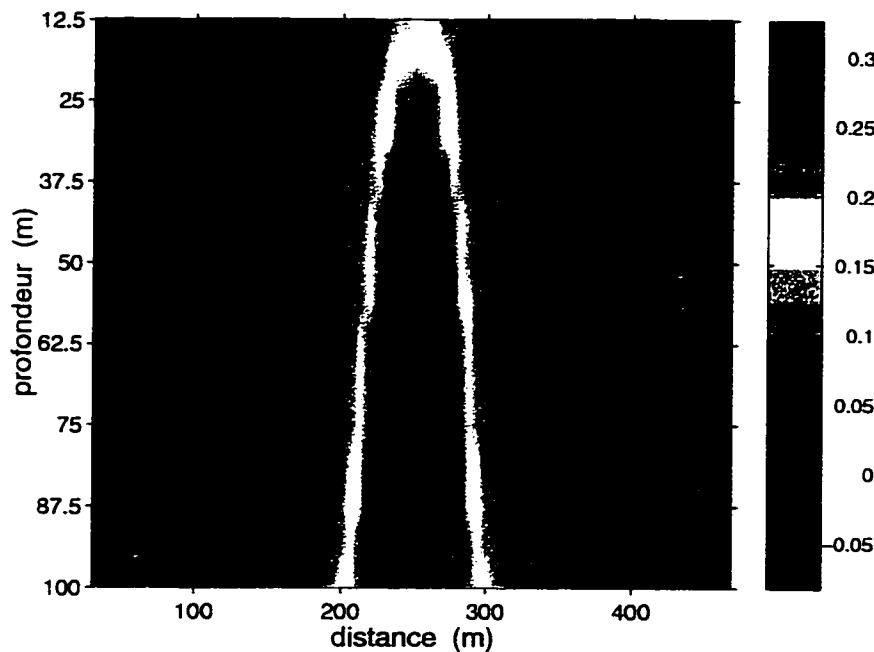


Figure C.4: Pseudo-section des densités de courant provenant d'un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) $10\Omega \text{ m}$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega \text{ m}$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

est projetée sur une base de données provenant du modèle mathématique axe de courant pour l'estimation de la profondeur soit de l'axe de courant, soit du dyke 2D. Cette base possède les caractéristiques suivantes:

- les résistivités du milieu environnant sont de 2000, 6000, 10000, 14000 et 18000 $\Omega \text{ m}$
- les rapports de résistivité sont de 25, 23, 21, 19, 17, 15, 13, 11, 9, 7 et 5
- la fréquence est de 20 kHz

Les résultats sont montrés sous forme des tableaux, où les colonnes correspondent

aux résistivités du milieu environnant de la base de données (i.e. la 1^{re} colonne correspond à la résistivité de $2000 \Omega m$, la 2^{ième} colonne correspond à la résistivité de $6000 \Omega m$, etc.) et les lignes correspondent aux rapports de résistivité (i.e. la 1^{re} ligne correspond au rapport de résistivité de 25, la 2^{ième} ligne correspond au rapport de résistivité de 23, la 3^{ième} ligne correspond au rapport de résistivité de 21, etc.).

1. Signaux sans bruit provenant du modèle axe de courant

Le tableau C.1 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à $15 m$ de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant de résistivité (ρ_0) $6000 \Omega m$.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
10.706	11.468	17.089	11.837	11.920
10.854	11.557	11.778	11.896	11.972
11.003	11.646	11.847	11.954	12.024
11.153	11.735	11.916	12.013	12.075
11.305	11.824	11.986	12.072	12.127
11.457	11.914	12.055	12.131	12.179
11.611	12.003	12.125	12.190	12.231
11.765	12.093	12.194	12.248	12.283
11.920	12.183	12.264	12.307	12.335
12.075	12.273	12.334	12.367	12.387
12.231	12.363	12.404	12.426	12.440

Tableau C.1: Profondeurs estimées pour un axe de courant à $15 m$ de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega m$

2. Signaux avec du bruit provenant du modèle mathématique axe de courant

Le tableau C.2 montre les résultats obtenus pour un axe de courant à $15 m$ de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu

environnant de résistivité (ρ_0) $6000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
10.225	10.985	11.224	11.353	11.436
10.372	11.073	11.293	11.411	11.487
10.520	11.162	11.363	11.470	11.539
10.670	11.251	11.432	11.529	11.591
10.821	11.340	11.501	11.587	11.643
10.974	11.429	11.571	11.646	11.695
11.127	11.519	11.640	11.705	11.747
11.281	11.609	11.710	11.764	11.799
11.436	11.699	11.780	11.823	11.851
11.591	11.789	11.850	11.882	11.903
11.747	11.879	11.920	11.941	11.955

Tableau C.2: Profondeurs estimées pour un axe de courant à $15 m$ de profondeur et de rapport de résistivité (ρ_0/ρ_c) de 15, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $6000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

3. Signaux sans bruit provenant de la modélisation magnétotellurique 2D

Le tableau C.3 montre les résultats obtenus pour un dyke 2D à $15 m$ de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega m$.

4. Signaux avec du bruit provenant de la modélisation 2D

Le tableau C.4 montre les résultats obtenus pour les axes de courant à $15 m$ de profondeur et de résistivité (ρ_d) de $10 \Omega m$, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de $3000 \Omega m$ et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal.

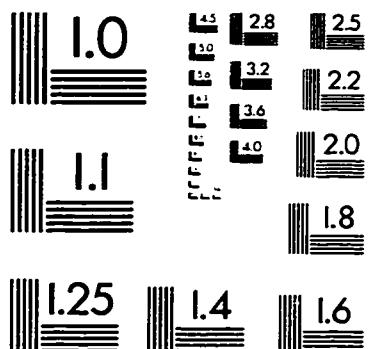
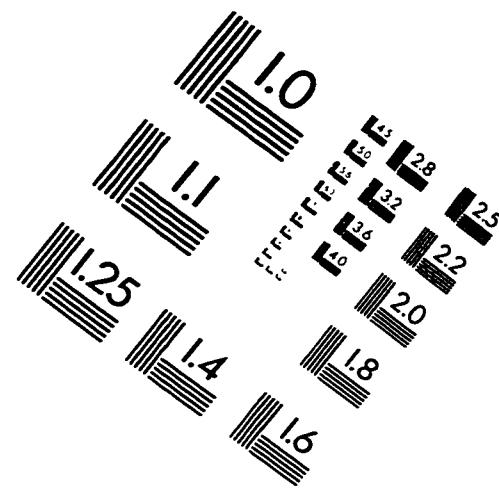
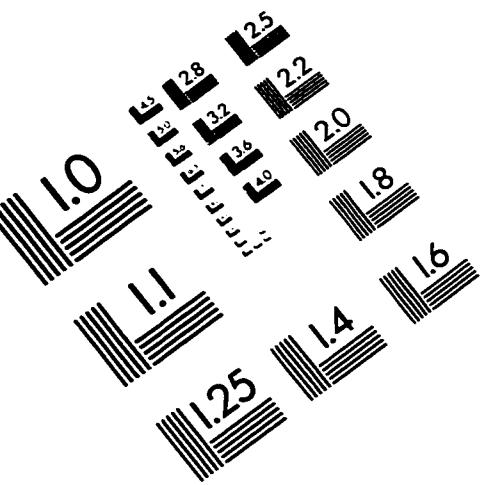
profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
39.773	40.563	40.807	40.937	41.020
39.929	40.653	40.877	40.996	41.072
40.084	40.743	40.947	41.055	41.124
40.240	40.834	41.016	41.114	41.177
40.396	40.924	41.086	41.173	41.229
40.552	41.014	41.156	41.232	41.281
40.708	41.104	41.226	41.291	41.333
40.864	41.194	41.296	41.350	41.385
41.020	41.284	41.366	41.409	41.437
41.177	41.375	41.436	41.468	41.489
41.333	41.465	41.506	41.527	41.541

Tableau C.3: Profondeurs estimées pour un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10Ω m, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 Ω m

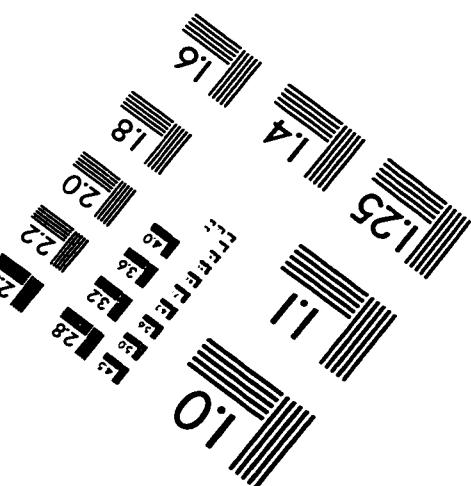
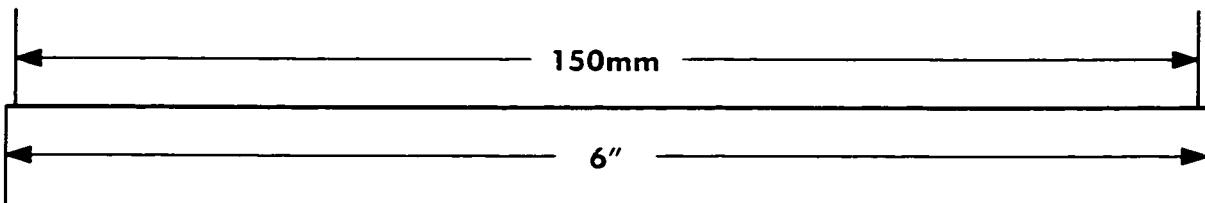
profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)	profondeur (m)
37.773	38.562	38.806	38.936	39.019
37.928	38.652	38.876	38.995	39.071
38.084	38.742	38.946	39.054	39.123
38.239	38.833	39.015	39.113	39.176
38.395	38.923	39.085	39.172	39.228
38.551	39.013	39.155	39.231	39.280
38.707	39.103	39.225	39.290	39.332
38.863	39.193	39.295	39.349	39.384
39.019	39.283	39.365	39.408	39.436
39.176	39.374	39.435	39.467	39.488
39.332	39.464	39.505	39.526	39.540

Tableau C.4: Profondeurs estimées provenant d'un dyke 2D à 15 m de profondeur et de résistivité (ρ_d) 10Ω m, situé dans un milieu environnant (ρ_0) de 3000 Ω m et avec bruit gaussien égal à 5% de l'écart-type du signal

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



1.0 2.8 2.5
3.2 2.2
3.6 2.0
4.0 1.8
4.6 1.6
5.0 1.4
5.6 1.25
6.0 1.1
6.4 1.0



APPLIED IMAGE . Inc
 1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved

