PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Conception d'un système électromagnétique afin de trier les sulfures conducteurs dans les mines d'Inco
Auteur: Author:	Steve Boucher
Date:	2003
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Boucher, S. (2003). Conception d'un système électromagnétique afin de trier les sulfures conducteurs dans les mines d'Inco [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/7177/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/7177/
Directeurs de recherche: Advisors:	Michel C. Chouteau
Programme: Program:	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN SYSTEME ÉLECTROMAGNÉTIQUE AFIN DE TRIER LES SULFURES CONDUCTEURS DANS LES MINES D'INCO

STEVE BOUCHER
DÉPARTEMENT DES GÉNIES CIVIL, GÉOLOGIQUE ET DES MINES
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE MINÉRAL)
AVRIL 2003

© Steve Boucher, 2003.

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisisitons et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 0-612-91934-X
Our file Notre référence
ISBN: 0-612-91934-X

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.

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.

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 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 aturement reproduits sans son autorisation.

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

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

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

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

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION D'UN SYSTEME ÉLECTROMAGNÉTIQUE
AFIN DE TRIER LES SULFURES
CONDUCTEURS DANS LES MINES D'INCO

présenté par : BOUCHER Steve
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. MARCOTTE Denis, Ph.D., président
M. CHOUTEAU Michel, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. KEATING Pierre, Ph.D., membre

DÉDICACE

À Julie et Laurie,

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier conjointement le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) et Inco Technical Services Limitée (ITSL) pour leur support financier dans le cadre de la bourse à incidence industrielle ÉS-II. De plus, la réalisation de cette recherche n'aurait pu être possible sans la participation d'Alan King, qui a été un des instigateurs de ce projet, de même qu'avec le support indispensable de Mines Technical Services (MTS), qui est administré par Brian Thompson.

Je veux remercier Michel Chouteau, directeur de recherche, pour l'aide apportée à la mise en place des idées ainsi qu'aux expérimentations de départ qui se sont déroulées à l'École Polytechnique de Montréal. Pour le temps passé chez ITSL, je veux remercier Glenn McDowell qui a fourni une aide technique et a agi à titre de superviseur de mémoire.

Je tiens aussi à remercier certaines personnes qui ont également apporté, de loin ou de proche, une aide technique nécessaire et indispensable au présent projet : Steve Balch, Simon Beaulieu, Brian Bengert, Gary Black, Mathieu Gosselin, Denis Marcotte, Ben Polzer, Benoît Rioux, Doug Stickles et Olivier Tavchandjian.

RÉSUMÉ

Le problème de dilution dans les mines est généralement causé par l'apparition de fragments de la roche encaissante à l'intérieur du gisement minéralisé. Cette dilution est composée essentiellement de minéraux sans valeur économique et implique des coûts supplémentaires de manipulation, hissage, transport, broyage et traitement. Une technique de triage du minerai a été développée et pourrait être appliquée aux mines actuellement en production afin de diminuer la dilution du minerai. Cette technique pourrait également être utilisée pour augmenter la teneur de certains gisements classés comme non économiques afin qu'ils soient éventuellement mis en production.

Une méthode électromagnétique inductive est proposée pour séparer les sulfures de nickel et de cuivre du tout venant. Typiquement, la pyrrhotite, la pentlandite et la chalcopyrite sont significativement plus conductrices que les roches stériles. Le fort contraste de conductivité entre les sulfures et la roche encaissante est à la base de cette technique géophysique. Une nouvelle bobine spirale et un système électronique de mesure ont été développés afin de mesurer la conductivité des échantillons. Celle-ci est calculée à partir des variations d'impédance de la bobine inductrice située à l'intérieur d'un pont d'impédance. Un signal multi-fréquentiel est utilisé pour alimenter le pont, et une transformée de Fourier (FFT) est utilisée afin d'extraire la partie en phase et la partie en quadrature associées à chacune des fréquences. Elles constituent les parties imaginaires et réelles de la variation d'impédance mesurée. Une lecture de conductivité est alors déduite afin de trier les blocs minés circulant sur un convoyeur.

Il est démontré qu'une portion significative de la dilution peut être enlevée grâce à un tel système électromagnétique de tri du minerai. Une mine a été sélectionnée pour y effectuer un test à grande échelle et un échantillon représentatif de 3,7 tonnes de minerai typique a été prélevé. Les résultats montrent une augmentation de 20% de la teneur en nickel, avec des rejets ayant une teneur de 0,2%Ni qui représente 21,7% de la masse totale de l'échantillon. Une limitation de cette méthode est le besoin d'une taille

minimale pour qu'une particule soit triée. À la mine évaluée, il a été observé qu'une forte proportion de matériel, soit 49,1% de la masse totale, se retrouve sous cette taille limite, réduisant ainsi l'efficacité globale du système de tri. Une deuxième limitation est reliée à l'hétérogénéité de la minéralisation. Afin d'assurer une meilleure stabilité des lectures de conductivité obtenues, il est préférable d'appliquer cette technologie à une mine où l'on observe une certaine homogénéité texturale de la minéralisation.

ABSTRACT

In mining, processing costs increase as the amount of waste rock increases. Ore-sorting has the potential to reduce the amount of waste rock in the ore stream resulting in a positive economic impact on mining. The impact may be related to a reduction in hauling, hoisting and milling of subeconomic material and/or the upgrading and mining of sub-economic orebodies.

An inductive electromagnetic ore-sorting technique is proposed for nickel and copper sulphide applications. Typically, pyrrhotite, pentlandite and chalcopyrite mineralization show significantly higher conductivity than barren host rocks. The large contrast in conductivity is the basis for this geophysical technique. A new spiral coil and associated circuitry were developed to measure the conductivity of samples. The conductivity was measured from the sample-induced impedance variation of the coil using an impedance bridge. A multi-frequency input signal was used to drive the bridge and a Fast Fourier Transform (FFT) was applied to extract the imaginary and real parts, or the phase and quadrature, for each frequency of the measured impedance variation. A conductivity response was then derived and used to sort typical samples on a moving conveyer belt.

It is demonstrated that a significant amount of the waste rock can be removed from an ore stream using conductivity-based ore-sorting technology. A large-scale ore-sorting test using a representative 3.7 tonnes ore sample from a particular mine was conducted. Results of the test show an increase of 20% in the nickel grade with 21.7% of the material rejected at a grade of 0.2%Ni. One limitation of the method is the existence of a minimum size threshold below which electromagnetic sorting of samples is difficult. For the samples tested, a large proportion of unsortable material was observed, 49.1% of the total weight, reducing the overall effectiveness of the sorting system. A second limitation is related to the textural homogeneity of the mineralization. To ensure stability of the conductivity response, electromagnetic ore-sorting is better used at a site having some degree of textural homogeneity.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE ..... **IV**

REMERCIEMENTS ..... **V**

RÉSUMÉ ..... **VI**

ABSTRACT ..... **VIII**

TABLE DES MATIÈRES ..... **IX**

LISTE DES TABLEAUX ..... **XII**

LISTE DES FIGURES ..... **XIII**

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS ..... **XVI**

LISTE DES ANNEXES ..... **XVIII**

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION **1**

CHAPITRE 2 : THÉORIE **4**

2.1 Induction électromagnétique 4

2.2 Analogie avec circuit RL 5

2.3 Champ secondaire et fonction de réponse 6

2.4 Effet de peau 9

2.5 Effet de la perméabilité magnétique 10

2.6 Mesure de la variation d'impédance ΔZ à l'aide d'un pont 11

2.7 Cas multi-fréquentiel appliqué au pont d'impédance 13

2.8 Signal multi-fréquentiel et transformée de Fourier 15

2.9 Échantillonnage et choix des fréquences d'excitation 17

CHAPITRE 3 : EXPÉRIMENTATIONS ET DÉVELOPPEMENTS 18

3.1 Instrument de mesure 18

3.1.1 Mesures d'impédance : Résistance, Inductance et Capacité 19

3.1.2 Fréquence de résonance 20

3.2 Conception et design de bobines inductrices 21

3.2.1 Inductance mutuelle 23

3.2.2 Contraintes de design 24

3.2.2.1 Fréquence de résonance 25

3.2.2.2 Inductance 26

3.2.2.3 Capacité 26

3.2.2.4 Résistance 26

3.2.3 Fil conducteur de type Litz 27

3.2.4 Blindage électrostatique 30

3.3 Création et utilisation d'un échantillon conducteur synthétique 33

3.4 Comparaison entre les bobines pour fins de sélection finale 36

3.5 Description du pont d'impédance utilisé 39

3.6 Système d'acquisition de données 41

3.7 Logiciel de contrôle 43

3.7.1 Fréquence d'échantillonnage et transformée de Fourier (FFT) 44

3.7.2 Onde multi-fréquentielle utilisée 45

3.7.3 Variation d'impédance ΔZ_4 et fonction de réponse 46

3.7.4 Lecture de conductivité à partir d'une fonction de corrélation 46

3.8 Construction et design du système électronique 50

3.8.1 Amplificateur de puissance 51

3.8.2 Préamplification des signaux V_{AB} et V_G 52

CHAPITRE 4 : PRÉSENTATION DES RÉSULTATS 55

4.1 Étude de corrélations pour les échantillons de deux mines 55

4.1.1 Mine Bêta 58

4.1.2 Mine Alpha 62

4.2 Test de tri à grande échelle pour la mine Alpha 66

CHAPITRE 5 : CONCLUSION 71

CHAPITRE 6 : RÉFÉRENCES 73

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Description sommaire des bobines de type spirale expérimentées 36

Tableau 3.2 : Résultats des tests avec l'utilisation de l'échantillon synthétique avec (R_{VAR}=18.7Ω), à une fréquence de 100kHz 37

Tableau 3.3 : Caractéristiques des éléments utilisés dans le pont d'impédance 40

Tableau 3.4 : Correspondance entre les fréquences d'excitation et leurs coefficients F_N respectifs 45

Tableau 3.5 : Calculs des différentes valeurs de résistance de l'échantillon synthétique afin d'obtenir les fonctions de réponse de base désirées 47

Tableau 4.1 : Description détaillée de l'échantillon de départ utilisé pour le test à grande échelle 66

Tableau 4.2 : Description du matériel accepté suite à l'application d'un critère de tri 67

Tableau 4.3 : Description du matériel rejeté suite à l'application d'un critère de tri 68

Tableau 4.4 : Description du produit final qui serait envoyé au moulin 68

Tableau A4.1: Caractéristiques de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A 85

Tableau A10.1 : Détails des 98 échantillons de la mine Bêta 103

Tableau A10.2 : Détails des 113 échantillons de la mine Alpha 106

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 : Modèle simplifié d'induction mutuelle (M) entre une bobine et une roche conductrice minéralisée. 6
Figure 2.2 : Fonction de réponse d'un conducteur. 7
Figure 2.3 : Composantes de phase (-ΔL) et de quadrature (ΔR/ω) en fonction de la fréquence, calculées pour des carottes de 3.81cm de diamètre par 5.08cm de long, pour diverses conductivités. 8
Figure 2.4: Composantes en phase (P) et en quadrature (Q) d'une sphère de rayon 'R' soumise à un champ électromagnétique uniforme (Ward, 1967). 10
Figure 2.5: Schéma du pont d'impédance utilisé pour mesurer la variation d'impédance ΔZ. 12
Figure 2.6: Mesure de $|V_{AB}|$ suite à une variation de Z_1 et de Z_2, calculée à partir des équations développées à l'annexe 2. 14
Figure 2.7: Onde résultante suite à la superposition de deux ondes monochromatiques de 10khz et de 100khz. 16

Figure 3.1: Explication d'une mesure prise par un analyseur d'impédance. 19
Figure 3.2: Illustration de la fréquence de résonance d'une bobine de type spirale, qui est de 4.4MHz. 21
Figure 3.3: Classification de bobines selon la position de la roche conductrice 22
Figure 3.4: Croquis d'une bobine inductrice de type « spirale ». 24
Figure 3.5: Photographie numérique d'un segment de fil conducteur de type Litz. 27
Figure 3.6: Représentation de deux phénomènes responsables de pertes d'énergie dans un fil conducteur 28
Figure 3.7 : Représentation du blindage électrostatique 31
Figure 3.8 : Entrelacement des fils conducteurs reliant la bobine au système électronique (Rioux, 2001). 32

Figure 3.9: Représentation du conducteur synthétique construit pour les essais de laboratoire..... 33
Figure 3.10: Représentation de la fonction de réponse obtenue avec l'échantillon synthétique. 34
Figure 3.11: Représentation de la position relative des échantillons lors des expérimentations. 35
Figure 3.12 : Schéma représentatif d'une bobine toroïdale et photographie numérique montrant la bobine utilisée ainsi que sa taille réelle. 41
Figure 3.13 : Échantillonnage d'un signal à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique. 42
Figure 3.14 : Utilisation du système d'acquisition de données pour l'échantillonnage des signaux V_G et V_{AB} du pont d'impédance..... 43
Figure 3.15 : Schéma du logiciel de contrôle..... 44
Figure 3.16 : Obtention de l'onde multi-fréquentielle finale..... 45
Figure 3.17 : Obtention d'une fonction de corrélation à partir de la fonction de réponse mesurée. 49
Figure 3.18 : Montage d'un amplificateur différentiel à partir de 3 amplificateurs opérationnels « OPA4650 »..... 53

Figure 4.1 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenues pour chacun des 211 échantillons des mines Alpha et Bêta, en fonction du contenu en sulfures..... 56
Figure 4.2 : Image numérique d'un échantillon typique à teneur modérée de la mine Bêta. 58
Figure 4.3 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenue pour chacun des 98 échantillons de la mine Bêta, en fonction de la teneur en nickel. 59
Figure 4.4 : Image numérique de l'échantillon CN-74 de la mine Bêta.. 60
Figure 4.6 : Image numérique d'un échantillon typique de la mine Alpha..... 62

Figure 4.7 : Image numérique d'un échantillon de faible teneur de la mine Alpha..... 63
Figure 4.8 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenue pour chacun des 113 échantillons de la mine Alpha, en fonction de la teneur en nickel. 64
Figure 4.9 : Représentation détaillée des lectures de conductivité obtenues pour les 113 échantillons de la mine Alpha en fonction du contenu en nickel..... 64
Figure 4.10 : Diagramme résumant le triage appliqué à un échantillon typique de la mine Alpha. 69

Figure A1 : Modèle simplifié d'induction mutuelle (M) entre une bobine et une roche conductrice minéralisée 76
Figure A2: Schéma du pont d'impédance utilisé pour mesurer la variation d'impédance ΔZ 79
Figure A3 : Modèle d'induction mutuelle (M) entre une roche conductrice et une bobine située à l'intérieur d'un pont d'impédance..... 82
Figure A6.1 : Fiche descriptive de la carte d'acquisition de données 91
Figure A7.1 : Fiche descriptive du générateur d'onde utilisé pour obtenir le signal multi-fréquentiel..... 93
Figure A8.1 : Détermination de l'impédance détaillée d'une bobine spirale à partir de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A 95
Figure A8.2 : Banc d'essai pour les différents amplificateurs utilisés 96
Figure A8.3 : Générateur d'ondes utilisé pour reproduire le signal multi-fréquentiel.... 96
Figure A8.4 : Prototype final du système électromagnétique de tri du minerai 97
Figure A9.1 : Fiche descriptive de l'amplificateur de puissance utilisé.. 99
Figure A9.2 : Fiche descriptive de l'amplificateur différentiel utilisé. 100
Figure A9.3 : Fiche descriptive de l'amplificateur tampon utilisé.. 101

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

α	paramètre d'induction
δ	profondeur de peau
Δ	variation
μ	perméabilité magnétique ($\mu=\mu_o\mu_r$)
μH	micro-Henri (unité d'inductance)
μ_o	perméabilité magnétique du vide ($4\pi x10^{-7}$)
μ_r	perméabilité magnétique relative
π	valeur approximative: 3.1416
θ	angle theta du vecteur d'impédance 'Z'
ρ_{RB}	coefficient de corrélation entre la fonction de réponse mesurée et une des fonctions de base préenregistrées
σ	conductivité
σ_{B2}	lecture de conductivité acquise par le système développé
σ_R	écart-type de la fonction de réponse mesurée
σ_B	écart-type d'une des fonctions de base préenregistrées
σ_{RB}	covariance entre la fonction de réponse mesurée et une des fonctions de base préenregistrées
φ	diamètre d'une particule sphérique
ω	fréquence angulaire
Ω	Ohms (unité d'impédance)
∞	valeur infinie
A/N	conversion analogique-numérique
AWG	American Wire Gage. (un nombre croissant indique une réduction du diamètre du fil)
C	capacité
Co	cobalt
Cu	cuivre
dB	décibel
DC	courant direct ou continu
e	valeur approximative: 2.7183
$F(\alpha)$	fonction de réponse d'un conducteur
F_B	fréquence de la fonction de base
F_c	fréquence de coin
Fe	fer

FFT	Transformée de Fourier rapide (de l'anglais :« *Fast Fourier Transform* »)
F_N	$N^{ième}$ coefficient de la transformée de Fourier
F_R	fréquence de résonance d'une bobine
F_X	fréquences d'excitation
H_p	champ magnétique primaire
H_s	champ magnétique secondaire
Hz	Hertz (unité de fréquence)
I	courant
Im	partie imaginaire d'un nombre complexe
j	nombre imaginaire $\sqrt{-1}$
k	coefficient de couplage
L	inductance
M	inductance mutuelle
N	nombre de tours de fil total de la bobine
N_B	numéro de la fonction de base (1 à 21)
N_{Fx}	numéro de la fréquence d'excitation (1 à 8)
Ni	nickel
P	phase : partie de la réponse qui est en phase avec le champ primaire
Pb	plomb
PCI	Peripheral Component Interconnect
pF	pico-Farad (unité de capacité)
ppm	partie par million
Q	quadrature : partie de la réponse déphasée de 90 degrés par rapport au champ primaire
R	coefficient de corrélation
R	résistance (partie réelle de l'impédance)
R^2	coefficient de détermination
Re	partie réelle d'un nombre complexe
s	seconde (unité de temps)
S	souffre
S/m	Siemens par mètre (unité de conductivité)
V_{AB}	voltage mesuré à l'intérieur des armatures A et B d'un pont d'impédance
V_G	voltage global appliqué à un pont d'impédance
X	réactance (partie imaginaire de l'impédance)
Z	impédance complexe ($Z=R+i\omega L$)
Zn	zinc

LISTE DES ANNEXES

Annexe 1 : Développement pour exprimer la variation d'impédance de la bobine en termes de ΔR et ΔL 75

Annexe 2 : Développement pour isoler la variable Z_4 78

Annexe 3 : Développement pour exprimer la variation d'impédance de la bobine en termes de ΔR et ΔL, dans le cas d'un pont 81

Annexe 4 : Fiche descriptive de l'analyseur d'impédance HP4192a utilisé pour les premières expérimentations et pour la conception de bobines inductrices 84

Annexe 5 : Exemple de calcul de la capacité d'une bobine à partir de mesures d'inductance et de fréquence de résonance. 88

Annexe 6 : Fiche descriptive de la carte d'acquisition de données utilisée 90

Annexe 7 : Fiche descriptive du générateur d'onde utilisé pour obtenir le signal multi-fréquentiel 92

Annexe 8 : Images numériques témoignant des différentes expérimentations 94

Annexe 9 : Fiches descriptives des différents amplificateurs utilisés dans le système électronique 98

Annexe 10 : Résultats des analyses chimiques et des lectures de conductivité obtenues pour les 211 échantillons en provenance des mines Alpha et Bêta 102

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION

Inco Limitée exploite à Sudbury des gisements de types sulfures massifs et disséminés de nickel et de cuivre. Les sulfures massifs sont généralement de très bons conducteurs. Les principaux minéraux qui constituent les conducteurs dans le minerai sont la pentlandite ($(Fe, Ni)_9S_8$), la pyrrhotite ($Fe_{(1-x)}S_x$), la chalcopyrite ($CuFeS_2$) et la millérite (NiS) qui est souvent associée aux météorites de fer-nickel. Par opposition, la roche encaissante peut être constituée de gabbro, norite, diorite, granite ou sédiments qui sont tous très peu conducteurs. Entre ces deux extrêmes, on retrouve toute une gamme de combinaisons de ces deux types de roche, communément appelés sulfures disséminés. Évidemment, la conductivité de la roche augmente avec la proportion de sulfures conducteurs qu'elle contient.

Ce mémoire s'intéresse au problème de dilution dans les mines exploitées par Inco Limitée. Ce problème est généralement causé par l'apparition de fragments de la roche encaissante à l'intérieur du gisement minéralisé. Divers outils de délimitation de la minéralisation, tels que sondes électromagnétiques ou photométriques, sont souvent utilisés dans les forages de production afin de réduire cette dilution (Fenlon, 1999). Toutefois, avec le comportement erratique des explosifs utilisés dans le minage des gisements et la géométrie irrégulière de ceux-ci, la dilution apparaît vite comme étant un problème inévitable. Cette dilution est composée essentiellement de minéraux sans valeur économique et implique des coûts supplémentaires de manipulation, transport, broyage et traitement.

L'élimination de cette roche stérile par divers procédés de triage du minerai a souvent fait l'objet d'études dans le domaine minier (Salter et Wyatt, 1991). Cette élimination peut être possible grâce aux contrastes de propriétés physiques existants entre le minerai et la roche stérile. Ces contrastes peuvent être d'origine optique, de conductivité électrique, de magnétisme, de densité ou d'activité radioactive. Le triage du minerai est plus commun dans les mines de diamant ou d'uranium, mais des essais ont aussi été effectués

sur d'autres types de minerai, notamment sur des sulfures de nickel et de cuivre. Une revue bibliographique détaillée sur le sujet a été effectuée par Vatcha (1996). Récemment, un procédé de triage magnétique a été instauré à la mine Whistle de Sudbury étant donnée l'applicabilité de la minéralisation à ce type de triage, et aussi de la simplicité de la méthode (Vatcha, 1996).

Le fort contraste de conductivité entre la roche en place et la minéralisation suggère une solution à ce problème par un procédé de tri qui serait basé sur la conductivité du minerai. Un système de triage pourrait être installé directement sur un convoyeur où circulerait ce minerai. Idéalement, ce système devrait être localisé à l'intérieur de la mine, le plus près possible du point d'extraction afin d'éviter des coûts liés au hissage et au transport de la masse excédentaire.

Le but poursuivi dans cet ouvrage est donc de concevoir un système électromagnétique capable d'évaluer la conductivité relative d'une roche pour ensuite établir une estimation de sa teneur en nickel. Ce système devra être conçu de façon à pouvoir prendre des décisions rapides de sélection étant donnée la vitesse des convoyeurs miniers. De plus, il devra être assez précis afin de rejeter le plus de roche stérile possible tout en conservant le maximum du nickel présent dans le minerai.

La démarche suivie au cours du présent mémoire passe par une révision préalable de la théorie reliée à l'induction électromagnétique. Une présentation des principaux résultats obtenus par Yang (1995) concernant le lien entre les mesures d'impédance d'une bobine inductrice et la réponse d'un conducteur, sera donnée. Un nouveau type de bobine inductrice sera conçu suite à l'application de certains principes de design établis par Yang (1995). L'idée sera poussée un peu plus loin avec l'introduction d'un pont pour effectuer ces mesures d'impédances, et avec l'utilisation d'un signal d'excitation multi-fréquentiel. Un logiciel de contrôle traitera les informations obtenues par un système d'acquisition de données à l'aide d'un algorithme de traitement de signal. Une décision sera ensuite prise

à la lumière de ces informations afin de déterminer si une roche circulant sur le convoyeur à un instant donné sera assez conductrice pour être soit conservée ou rejetée.

Les résultats d'un test préliminaire de calibration dans le but de caractériser la réponse en conductivité de roches en provenance de deux mines d'Inco, seront ensuite présentés et discutés. Finalement, un test de plus grande envergure sera fait de façon dynamique sur un échantillon typique de mine afin d'évaluer l'applicabilité d'un tel système à une situation réelle.

CHAPITRE 2 : THÉORIE

Ce chapitre révise la théorie entourant les principes de base reliés à la conception du système électromagnétique de détection qui servira au triage du minerai. Une bonne connaissance générale de cette théorie facilitera la compréhension du présent ouvrage.

2.1 Induction électromagnétique

L'induction électromagnétique provoque la génération d'une force électromotrice dans un matériau conducteur à l'aide d'un champ magnétique variable externe, dit inducteur ou primaire, noté 'H_P'. Ce champ magnétique primaire est, dans ce cas-ci, créé à partir d'une bobine excitée par un courant alternatif $I=I_0\cos(\omega t)$, de fréquence angulaire 'ω'. Cette bobine possède une impédance $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$, où R_1 et L_1 sont respectivement la résistance et l'inductance propre de cette bobine. Dans le cas où cette bobine serait un solénoïde, la valeur du champ primaire au centre de celui-ci sera donné par :

$$H_P = \frac{NI_0\cos(\omega t)}{L} \qquad (2.01)$$

où 'N' est le nombre de tours et 'L' la longueur du solénoïde. Lorsqu'une roche conductrice est placée dans ce champ magnétique inducteur, des courants de Foucault se créent. L'orientation, la forme et la nature des minéraux conducteurs composant cette roche sont évidemment caractéristiques de la valeur de ces courants. Ces courants de Foucault sont ainsi créés pour s'opposer aux fluctuations du champ primaire et créent à leur tour un champ magnétique qui tend à s'opposer au champ primaire, appelé champ magnétique secondaire 'H_S'. Ce champ secondaire interagira avec la bobine émettrice en y créant à son tour des courants de Foucault dans le fil conducteur de celle-ci, mais en direction opposée aux courants originaux. Ce phénomène peut être associé à une augmentation de la résistance de la bobine émettrice, notée ΔR. Cette variation de résistance de la bobine est étroitement liée à la conductivité de la roche minéralisée. La variation d'inductance de la bobine, notée ΔL, peut être influencée par deux

phénomènes : négativement par la perte d'énergie associée aux courants de Foucault lorsqu'il y a effet de peau, ou positivement due à la susceptibilité magnétique de la roche (i.e. $\mu_r>1$), s'il y a lieu. L'impédance de la bobine sera alors décrite par :

$$Z_1 = (R_1 + \Delta R) + j\omega(L_1 + \Delta L) \quad (2.02)$$

2.2 Analogie avec circuit RL

La réponse d'un conducteur géologique peut être représenté par l'effet d'une série de boucles étant donné que les courants de Foucault induits sont en fait des boucles de courant (Yang, 1995). L'interaction entre une bobine et une roche conductrice peut donc généralement être représentée par un circuit RL simplifié tel qu'illustré à la figure 2.1. La bobine a une résistance R_1 qui sera affectée par la résistivité, le diamètre et la longueur du fil conducteur qui la compose. Elle possède également une inductance propre L_1 qui dépendra de la géométrie et du nombre de tours qu'elle compte. Cette bobine est soumise à une différence de potentiel V_1, créant une circulation de courant alternatif I_1. La roche conductrice est représentée par un circuit fermé de résistance R_c et d'inductance propre L_c. Cette résistance R_c est fonction de la conductivité (σ), forme et géométrie des minéraux conducteurs à l'intérieur de cette roche. L'inductance L_c n'est fonction que de la forme et géométrie de cette roche conductrice. L'inductance mutuelle M entre la roche et la bobine dépend du couplage entre les deux, c'est-à-dire position et orientation relatives, et de leur inductance propre L_1 et L_c. En effet, l'inductance mutuelle est définie par $M=k[L_1L_c]^{1/2}$, où k est un coefficient de couplage de valeur 0 à 1 (1 est le cas théorique sans perte).

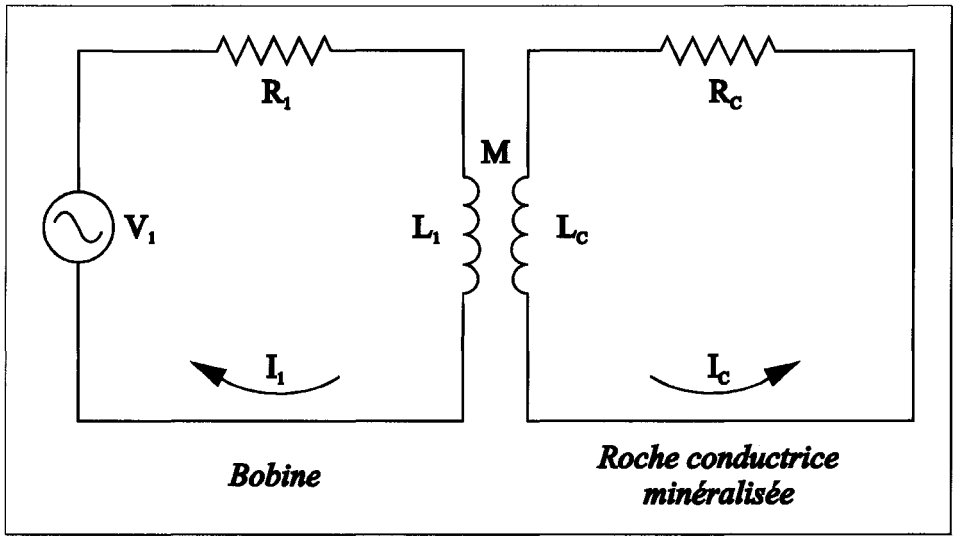


Figure 2.1 : Modèle simplifié d'induction mutuelle (M) entre une bobine et une roche conductrice minéralisée.

En appliquant la loi d'ohm (V=ZI), on peut établir les égalités suivantes :

$$R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_c = V_1 \quad (2.03)$$

$$R_c I_c + j\omega L_c I_c + j\omega M I_1 = 0 \quad (2.04)$$

En termes de ΔR et ΔL, tel qu'établi par l'équation 2.02 (Yang, 1995) (voir détails de développement à l'annexe 1), on obtient finalement:

$$\Delta R = +\frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2} \quad (2.05)$$

$$\Delta L = -\frac{\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2} \quad (2.06)$$

2.3 Champ secondaire et fonction de réponse

Le champ secondaire est le champ créé par les courants de Foucault, à l'intérieur de la roche conductrice, pour s'opposer aux variations du champ primaire. La réponse typique d'un conducteur est donnée par la fonction de réponse (Telford, 1990) :

$$F(\alpha) = (\alpha^2 + j\alpha) / (1 + \alpha^2) \quad (2.07)$$

Dans cette équation, 'α' est le paramètre d'induction et est égal à $\omega L_c/R_c$. Celui-ci est en quelques sortes une mesure d'appréciation du conducteur en question. La réponse complexe mesurée peut en fait se décomposer en deux parties, une réelle et une imaginaire, afin de déterminer la proportion du signal qui est en phase (P) avec le champ primaire, et la proportion qui déphasée de 90 degrés, soit la quadrature (Q), tel qu'illustré à la figure 2.2.

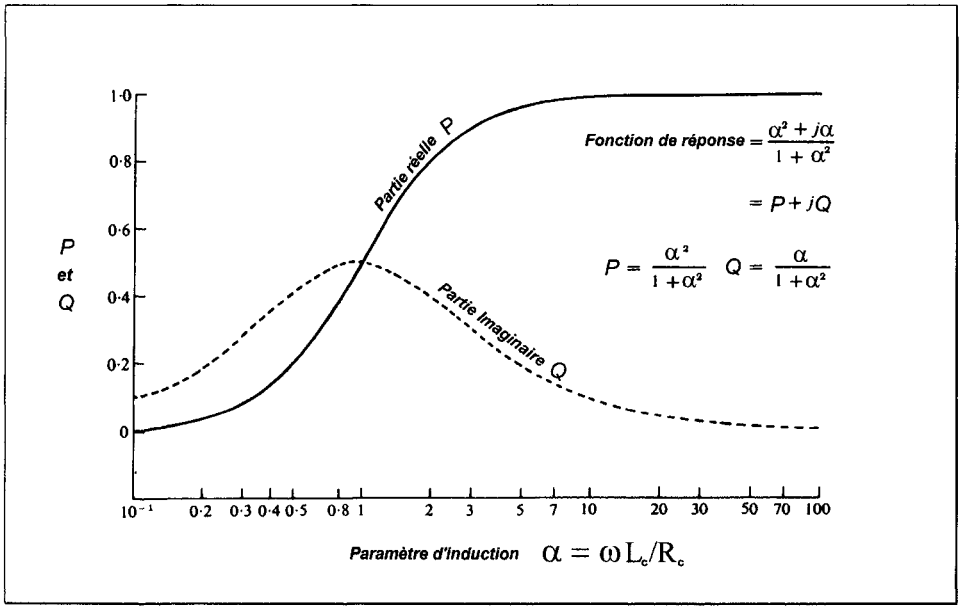


Figure 2.2 : Fonction de réponse d'un conducteur.

Cette fonction de réponse peut être représentée, en termes de ΔR et ΔL, par (Yang, 1995):

$$F(\alpha) = L_c/M^2 (-\Delta L + j\Delta R/\omega) \quad (2.08)$$

On peut remarquer à partir de l'équation 2.08 que les valeurs de $-\Delta L$ et $\Delta R/\omega$ sont respectivement proportionnelles aux parties réelle et imaginaire du champ secondaire mesuré. Une représentation théorique de ces deux paramètres de réponse pour différentes conductivités d'échantillons soumis à plusieurs fréquences est illustrée à la figure 2.3.

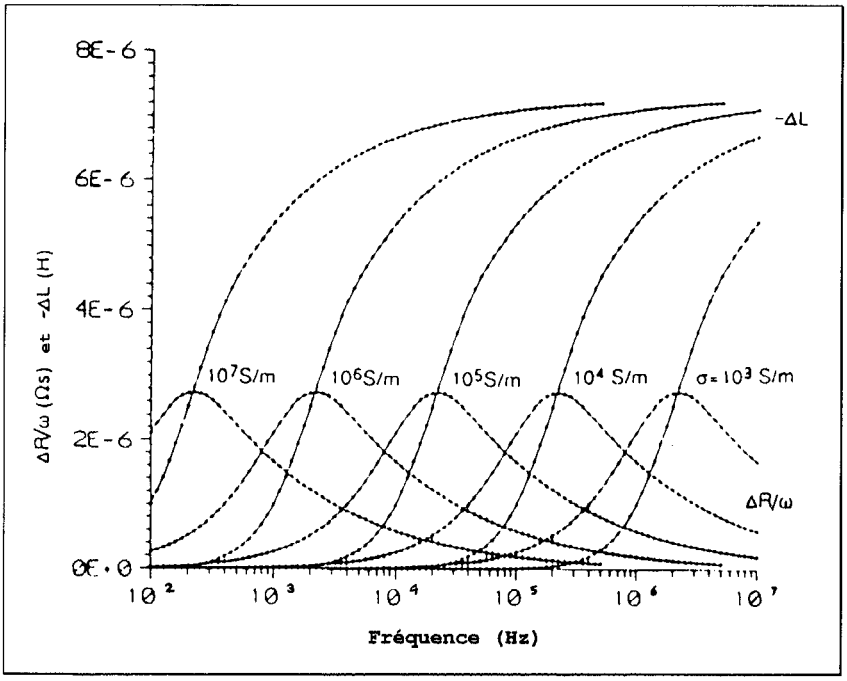


Figure 2.3 : Composantes de Phase (-ΔL) et de quadrature (ΔR/ω) en fonction de la fréquence, calculées pour des carottes de 3.81cm de diamètre par 5.08cm de long, pour diverses conductivités. Chaque paire de courbes se déplace vers la droite avec une décroissance de la conductivité (Yang, 1995).

Il est à noter que pour cette modélisation les échantillons considérés sont de volumes constants et ne sont pas magnétiques (μ_r=1). On y remarque que chaque paire de courbes se déplace vers la droite avec une décroissance de la conductivité. Ce sont principalement les résultats obtenus par Yang (1995) qui ont établi les hypothèses de départ des expérimentations qui font l'objet des présentes discussions. Ces résultats ne sont en fait qu'un point de départ pour la présente recherche, étant donnée la différence du problème. En effet, il n'est pas crucial dans le cas présent de déterminer avec précision la valeur absolue de conductivité de la roche, mais plutôt d'établir une mesure d'appréciation pour fins de comparaison. Il faudra déterminer si la roche circulant sur le convoyeur contiendra suffisamment de minéraux conducteurs pour qu'elle soit acceptée ou rejetée. Afin de mesurer cette valeur qualitative de conductivité, une variation d'impédance 'ΔZ' de la bobine sera mesurée pour différentes fréquences.

2.4 Effet de peau

En considérant le cas théorique d'un matériau purement résistif, celui-ci serait parfaitement transparent au champ magnétique inducteur et aucun courant de Foucault n'y serait créé. À l'autre extrême, on retrouve le cas du parfait conducteur ($\sigma \rightarrow \infty$) où les courants de Foucault induits n'existeraient qu'en surface du matériau, car celui-ci serait parfaitement imperméable au champ magnétique primaire. Ce dernier cas est celui de la limite d'induction. Pour un matériau conducteur et non magnétique (μ_r=1), la profondeur de peau 'δ' est donnée par :

$$\delta = [2 / (\mu_0 \omega \sigma)]^{1/2} \qquad (2.09)$$

Dans cette équation, 'μ_0'est la perméabilité magnétique du vide ($4\pi 10^{-7}$), 'ω' la fréquence angulaire ($2\pi f$) et 'σ' la conductivité du matériau en question. Quand la profondeur s'accroît de δ, l'amplitude du champ électrique, du champ magnétique et de la densité de courant se trouvent toutes divisées par le nombre 'e', c'est-à-dire deviennent 2.718 fois plus petites. Le courant se concentre donc près de la surface, dans une couche dont l'épaisseur est de l'ordre de grandeur d'un très petit nombre de fois la profondeur de peau 'δ', d'où le nom « effet de peau » donné au phénomène (Chouteau, 1998). En pratique, pour une particule sphérique de diamètre 'φ', la contribution à la réponse électromagnétique proviendra de la totalité du volume de cette particule si $\varphi < \delta$. Par contre, si $\varphi >> \delta$, la contribution ne sera que surfacique. Cette profondeur de peau est évidemment dépendante de la fréquence d'excitation. Pour un volume conducteur donné, la fréquence où l'effet de peau sera apparent est approximativement à partir du moment où la réponse aura une composante en phase notable ($\alpha > 0.2$ sur la figure 2.2).

En voulant estimer une valeur absolue de conductivité de la roche à partir d'une seule fréquence lorsqu'il y a effet de peau, il faudrait considérer un volume effectif restreint dans lequel le champ inducteur pénètre librement, ou utiliser une fréquence de plus faible intensité. En omettant d'utiliser un volume réduit, la valeur de 'ΔR' mesurée dépendra en

fait du volume effectif et une simple déduction mathématique sera alors erronée. Par contre, l'usage de plusieurs fréquences simultanées sera moins susceptible de mener à des erreurs d'interprétation de conductivité. Finalement, l'étude de cet effet de peau sera également utile dans le choix du fil conducteur composant la bobine inductrice par rapport aux fréquences utilisées.

2.5 Effet de la perméabilité magnétique

Une représentation graphique est donnée à la figure 2.4 où l'on présente différentes réponses calculées en fonction du paramètre d'induction.

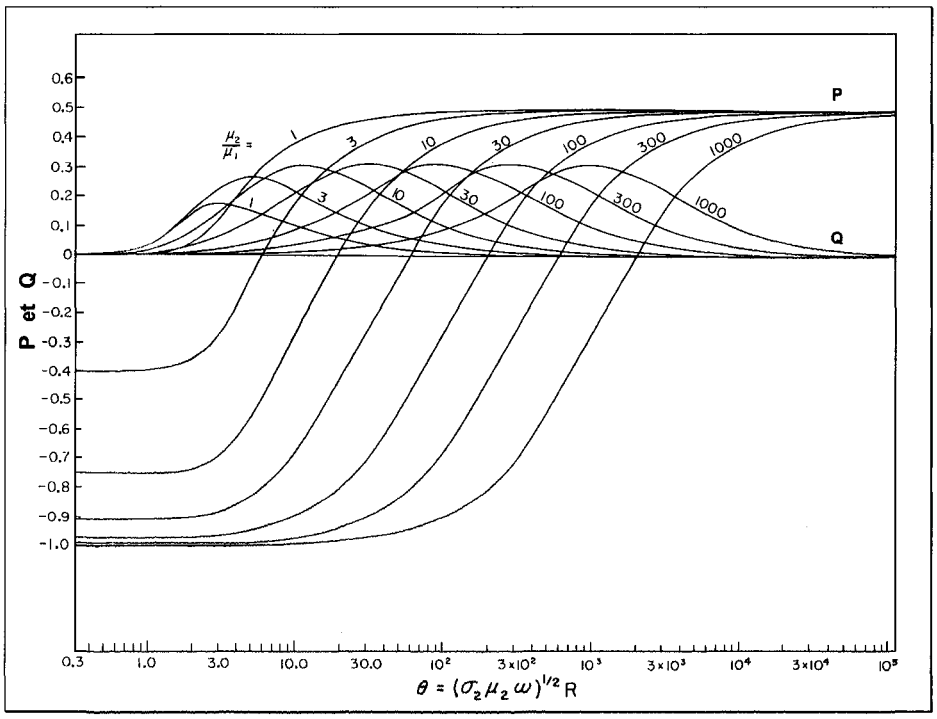


Figure 2.4: Composantes en phase (P) et en quadrature (Q) d'une sphère de rayon 'R' soumise à un champ électromagnétique uniforme (Ward, 1967).

Sur cette figure, on présente la phase et la quadrature de la réponse d'une sphère soumise à un champ électromagnétique uniforme en fonction du paramètre d'induction, pour différentes valeurs de perméabilité magnétique. On peut remarquer sur cette figure l'effet

d'une augmentation de cette perméabilité magnétique sur la réponse mesurée. La partie en quadrature sera décalée vers la droite pour une perméabilité croissante, tandis que la partie en phase sera plutôt déplacée vers le bas. Des valeurs négatives de la partie en phase seront alors rencontrées pour de faibles paramètres d'inductions, i.e. à basse fréquence.

Ce diagramme pourra être fort utile afin de déterminer si la réponse mesurée est affectée ou non par du matériel de forte perméabilité magnétique, comme lorsqu'il y a présence de magnétite ou de pyrrhotite, par exemple. Le simple examen de la quadrature peut dissimuler l'effet du magnétisme. L'observation de la partie en phase, à basse fréquence, nous donnera de l'information additionnelle sur les propriétés magnétiques du matériau investigué, et nous informera également que la quadrature est en fait décalée vers la droite. Il devient donc évident que pour obtenir un minimum d'informations sur la roche investiguée, il faudra utiliser plusieurs fréquences.

2.6 Mesure de la variation d'impédance ΔZ à l'aide d'un pont

Une variation d'impédance de la bobine inductrice, suite à la présence d'une roche conductrice, donnera une estimation de la conductivité de cette roche. Une décomposition en parties réelle et imaginaire, pour différentes fréquences, sera nécessaire pour obtenir cette estimation. Afin de mesurer l'impédance de la bobine, un pont d'impédance est utilisé. Ce pont est constitué de quatre éléments d'impédance Z_1 à Z_4, tel qu'illustré à la figure 2.5.

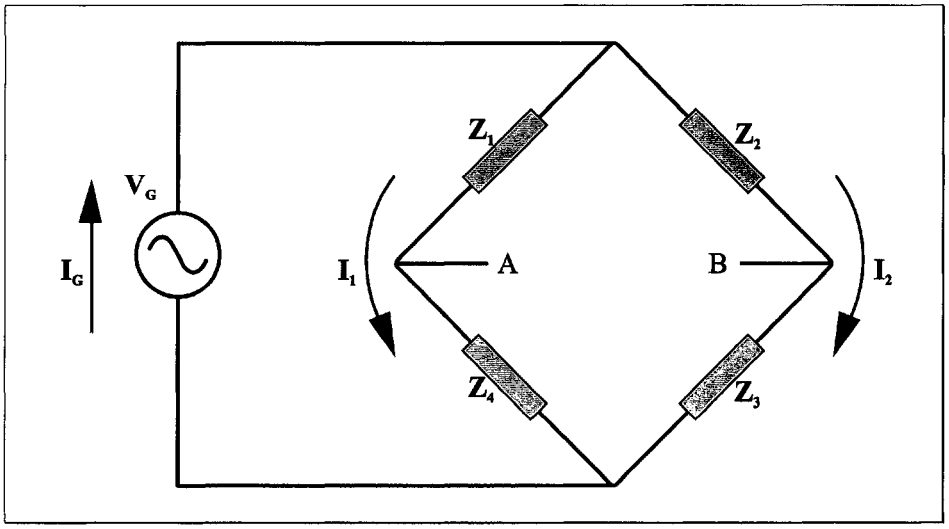


Figure 2.5: Schéma du pont d'impédance utilisé pour mesurer la variation d'impédance ΔZ.

En connaissant trois des quatre éléments d'impédances Z_1 à Z_3, et en mesurant le voltage à la source (V_G) et la différence de potentiel à l'intérieur du pont (V_{AB}), il sera alors possible de déterminer l'impédance complexe Z_4, qui est la bobine inductrice (voir démonstration à l'annexe 2) :

$$Z_4 = \frac{(Z_2 + Z_3)V_G Z_1}{V_{AB}(Z_2 + Z_3) + Z_2 V_G} - Z_1 \qquad (2.10)$$

Une mesure initiale de Z_4, sans la présence de roche conductrice, sera nécessaire pour déterminer la variation d'impédance suite au passage de cette roche conductrice, i.e. $\Delta Z_4 = Z_{4(roche)} - Z_{4(initial)}$. Le modèle simplifié d'induction mutuelle de la section 2.2 a été combiné au présent cas du pont d'impédance et est développé à l'annexe 3. Il y est démontré que les mêmes conclusions de la section 2.2 s'appliquent, c'est-à-dire que l'impédance de la bobine Z_4 peut s'écrire :

$$Z_4 = (R_4 + \Delta R_4) + j\omega(L_4 + \Delta L_4) \qquad (2.10)$$

Où ΔR_4 et ΔL_4 sont :

$$\Delta R_4 = +\frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2} \quad (2.11)$$

$$\Delta L_4 = -\frac{\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2} \quad (2.12)$$

2.7 Cas multi-fréquentiel appliqué au pont d'impédance

Tel que mentionné précédemment, il est préférable d'obtenir plus d'information sur la roche investiguée par l'utilisation de plusieurs fréquences d'excitation. Cet ajout d'information permettra de lever l'incertitude causée par certaines situations, comme lorsqu'on est en présence de roches magnétiquement susceptibles, en présence d'un effet de peau ou lorsqu'il a variabilité de la taille des roches. Chacune de ces fréquences fournira une paire de points (phase et quadrature) sur le graphe de la fonction de réponse d'un conducteur, illustré à la figure 2.2. Cette information additionnelle sera obtenue à partir d'une mesure de la variation d'impédance de la bobine inductrice Z_4 pour différentes fréquences d'excitation. Cette variation d'impédance sera calculée à partir de la mesure de V_{AB} et de V_G, connaissant Z_1, Z_2 et Z_3, tel que stipulé par l'équation 2.10.

Théoriquement, pour une résolution maximale de V_{AB} (et par conséquent Z_4) suite au passage d'un conducteur, il faudra que le pont ait préalablement été équilibré, c'est-à-dire que V_{AB} soit nul. En pratique, cet équilibre est normalement réalisé à l'aide d'une combinaison d'éléments d'impédance variables, situés dans les différentes armatures du pont, qui sont ajustées jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de différence de potentiel entre les point A et B. Étant données les caractéristiques d'impédance fluctuantes pour chacun de ces éléments, et ce pour les différentes fréquences observées, cet exercice devrait être répété pour chacune des fréquences utilisées. Par contre, si quatre bobines parfaitement identiques étaient utilisées, théoriquement le pont serait équilibré pour une multitude de

fréquences d'excitation. Suite au passage d'un matériau conducteur, ce pont aurait alors une résolution maximale, ou en d'autres termes, le voltage V_{AB} serait maximal pour une même variation d'impédance ΔZ_4, et ce, quelque soit la fréquence utilisée. L'inconvénient en utilisant un tel pont « auto-équilibré » vient du fait qu'il y aura un fort risque d'interférence entre chacune de ces bobines, qui sont originalement conçues pour interagir au maximum avec leur environnement.

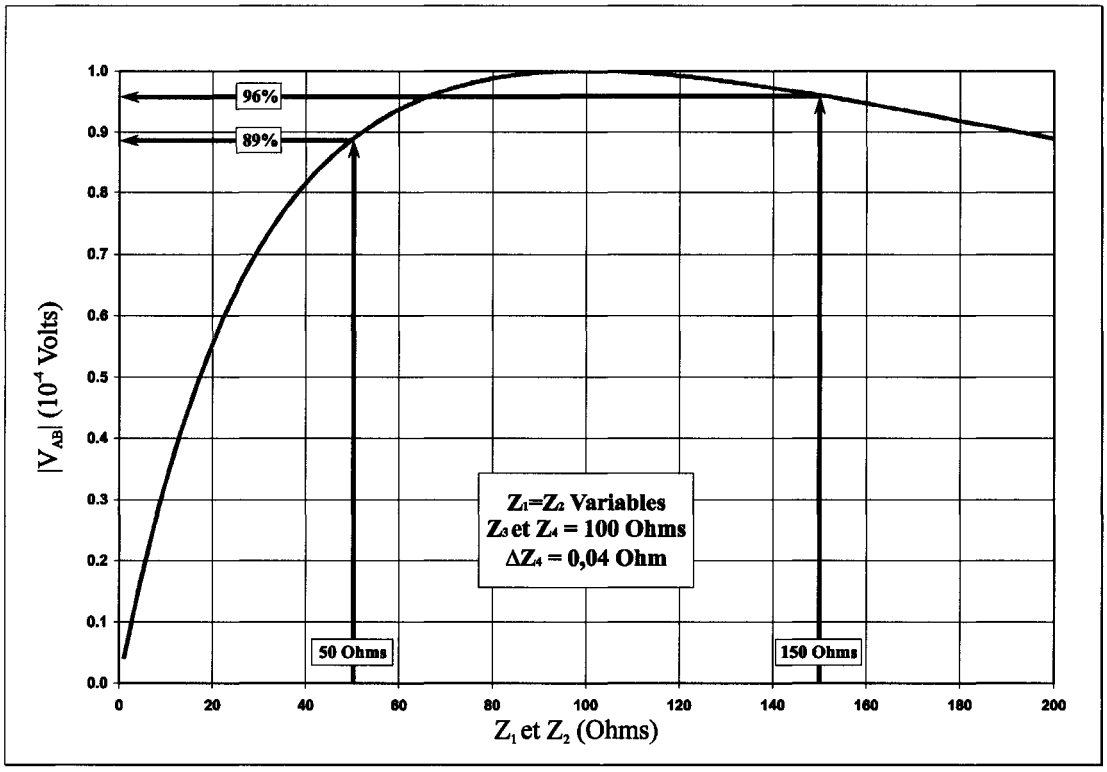


Figure 2.6: Mesure de $|V_{AB}|$ suite à une variation de Z_1 et de Z_2, calculée à partir des équations développées à l'annexe 2. Z_3 et Z_4 sont arbitrairement fixés à 100Ω, et ΔZ_4 à 0,04Ω.

Une variante de cette idée fait intervenir une paire (Z_1=Z_2) qui sont des éléments identiques (non radiants), et une autre paire (Z_3=Z_4) qui sont aussi des éléments identiques (bobines inductrices), mais ces deux paires n'ont que des valeurs d'impédance semblables entre elles (Z_1Z_2~Z_3Z_4). Une illustration de ce phénomène est donnée à la

figure 2.6, où l'on remarque un maximum de la mesure de $|V_{AB}|$ si tous les éléments d'impédance sont fixés à la même valeur (ex : 100Ω).

Sur cette dernière figure, les valeurs de Z_1 et de Z_2 varient mais doivent cependant être identiques entre elles. On y remarque également que s'il faut déroger de cet état de résolution maximale, où tous les Z ont des valeurs identiques, il serait préférable de choisir des valeurs de Z_1 et de Z_2 légèrement plus élevées par rapport à Z_3 et à Z_4. Par exemple, en utilisant des valeurs de 150Ω pour Z_1 et Z_2, on obtient un voltage V_{AB} égal à 96% de sa valeur maximale. Par contre, si on utilisait des valeurs de 50Ω pour Z_1 et Z_2, on obtiendrait un voltage V_{AB} égal à 89% de sa valeur maximale.

2.8 Signal multi-fréquentiel et transformée de Fourier

En utilisant un pont « auto-équilibré », c'est-à-dire V_{AB} égal à zéro pour une vaste gamme de fréquences, on pourrait alors utiliser différentes fréquences d'excitation de manière séquentielle ou simultanée. Afin d'exciter le pont d'impédance à partir d'un signal multi-fréquentiel simultané, les différentes fréquences devraient alors être superposées tel qu'illustré à la figure 2.7. Ce cas est relativement simple, mais en superposant plus de deux fréquences, il sera facile de complexifier l'allure de l'onde résultante. L'objectif de cette section est d'illustrer, à l'aide du cas simple de la figure 2.7, comment on peut extraire la réponse électromagnétique du pont excité par une onde composée de plusieurs fréquences. Ce type d'onde multi-fréquentielle sera en fait utilisé pour exciter le pont d'impédance, comme différence de potentiel (V_G).

Dans le cas où les fréquences d'excitation sont utilisées séquentiellement, il serait possible d'utiliser un appareillage de mesure analogique relativement simple afin d'extraire la phase (P) et la quadrature (Q). Dans le cas présent, il ne sera pas possible d'utiliser un tel appareillage. En effet, il est suggéré ici d'échantillonner les signaux V_{AB} et V_G à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (A/N) afin d'obtenir le contenu fréquentiel d'un segment de ces signaux à partir de la transformée de Fourier. Celle-ci

donnera l'information désirée quant au contenu spectral des signaux échantillonnés (V_{AB} et V_G), c'est-à-dire les parties réelles et imaginaires pour chacune des fréquences d'excitation (Ambardar, 1995).

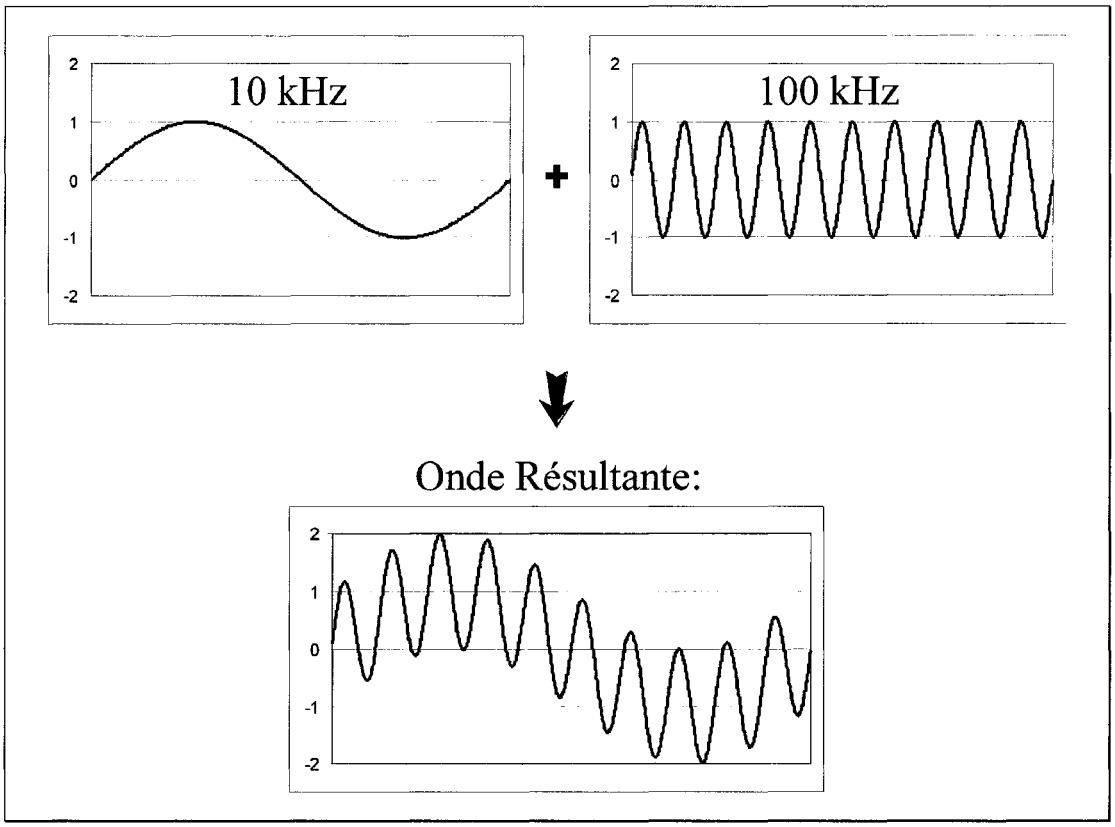


Figure 2.7: Onde résultante suite à la superposition de deux ondes monochromatiques de 10khz et de 100khz.

Ces informations seront alors utilisées pour calculer la phase et la quadrature de la roche conductrice à partir de l'équation 2.10. Cette équation restera valide, mais devra être utilisée indépendamment pour chacune des fréquences utilisées. Par exemple, dans le cas simple de la figure 2.7, on ferait intervenir deux équations distinctes où les différentes variables de l'équation 2.10 (Z_1, Z_2 et Z_3) seraient mesurées pour 10kHz et 100kHz. De plus, V_{AB} et V_G seraient échantillonnés et les parties réelles et imaginaires seraient obtenues par la transformée de Fourier afin d'aboutir à deux valeurs d'impédance Z_4 distinctes, pour chacune des deux fréquences d'excitation. Des variations d'impédance

ΔZ_4 pourront ainsi être simplement calculées et deux paires de valeurs de P et de Q pourront alors se positionner sur le graphe de la fonction de réponse illustré à la figure 2.2. On peut facilement visualiser l'utilité d'un signal composé d'une série de fréquences simultanées pour construire une fonction de réponse détaillée. Avec la puissance des ordinateurs actuels, il est possible d'obtenir cette fonction de réponse en temps réel pour une vaste gamme de fréquences.

2.9 Échantillonnage et choix des fréquences d'excitation

En théorie, la transformée de Fourier peut s'appliquer sur un nombre quelconque de points d'échantillonnage, mais il peut être toutefois judicieux de choisir un nombre de points égal à 2^n (i.e. 1, 2, 4,.. ..512, 1024, 2048, etc.). En effet, ceci aura pour effet d'accélérer considérablement le processus de calcul de la transformée de Fourier où une FFT (Fast Fourier Transform) pourra être appliquée (Ambardar, 1995). En choisissant un tel nombre de points, il faudra alors choisir une combinaison appropriée de fréquences d'excitation et d'échantillonnage afin d'assurer la périodicité de la séquence échantillonnée. De plus, la fréquence d'échantillonnage devra être égale à moins deux fois la plus haute fréquence d'excitation observée afin d'éviter un repliement spectral. Cette fréquence d'échantillonnage limite est appelée fréquence de Nyquist (Ambardar, 1995).

CHAPITRE 3 : EXPÉRIMENTATIONS ET DÉVELOPPEMENTS

Une reproduction de certaines expérimentations effectuées par Yang (1995) lors de sa thèse de doctorat a déterminé le point de départ du présent ouvrage. Dans cette thèse, Yang avait pour but de déterminer une valeur absolue de conductivité (en Siemens par mètre) pour des échantillons de carottes, à partir de bobines inductrices de type solénoïde. Ces échantillons de carotte de volume connu devaient être placés un à un à l'intérieur de la bobine, et étaient ainsi considérés comme le noyau du solénoïde.

Certaines bobines utilisées par Yang (1995) ont été assez fidèlement reproduites afin de se familiariser avec la réponse électromagnétique de conducteurs à petite échelle, des différents équipements de mesure, de la méthodologie utilisée et de l'ordre de grandeur des mesures observées. Au cours des premières expérimentations, les variations d'impédance ont été obtenues à partir de deux mesures distinctes, prises à l'aide d'un analyseur d'impédance, soient une mesure avec, et une autre sans la présence de matériel conducteur ($\Delta Z = Z_{roche} - Z_{initial}$). Certaines variantes de bobines ont aussi été expérimentées afin de pouvoir juger des différents compromis qui interviennent dans l'optimisation de la conception et du design de ces bobines. Finalement, un tout nouveau style de bobine a été inventé à partir de ces expérimentations. Logiciel et circuits électroniques ont également été conçus afin de permettre l'accès à un système d'acquisition de données et ainsi d'accélérer le processus de prise de données.

3.1 Instrument de mesure

Afin de pouvoir mesurer l'impédance des bobines expérimentées, un analyseur d'impédance de marque Hewlett-Packard, modèle HP4192A a été utilisé. Une fiche technique donnant les caractéristiques détaillées de cet instrument est donnée à l'Annexe 4. Tel qu'illustré à la figure 3.1, cet instrument donne deux mesures simultanées représentant soit le vecteur d'impédance $|Z|$ et son angle thêta (θ), soit les composantes réelles et imaginaires (R et X), et ce, pour des fréquences allant de 5 Hz à 13 MHz. Cet appareil a été initialement utilisé dans le but de reproduire les expérimentations de Yang

(1995) qui ont servi de point de départ, et a également été utilisé dans le design de nouvelles bobines afin de déterminer leur caractéristiques d'impédance ainsi que leur fréquence de résonance.

3.1.1 Mesures d'impédance : Résistance, Inductance et Capacité

Un circuit équivalent de bobine, représenté à la figure 3.1, quoique plus complexe que le modèle de la figure 2.1 est plus fidèle du comportement réel des bobines inductrices.

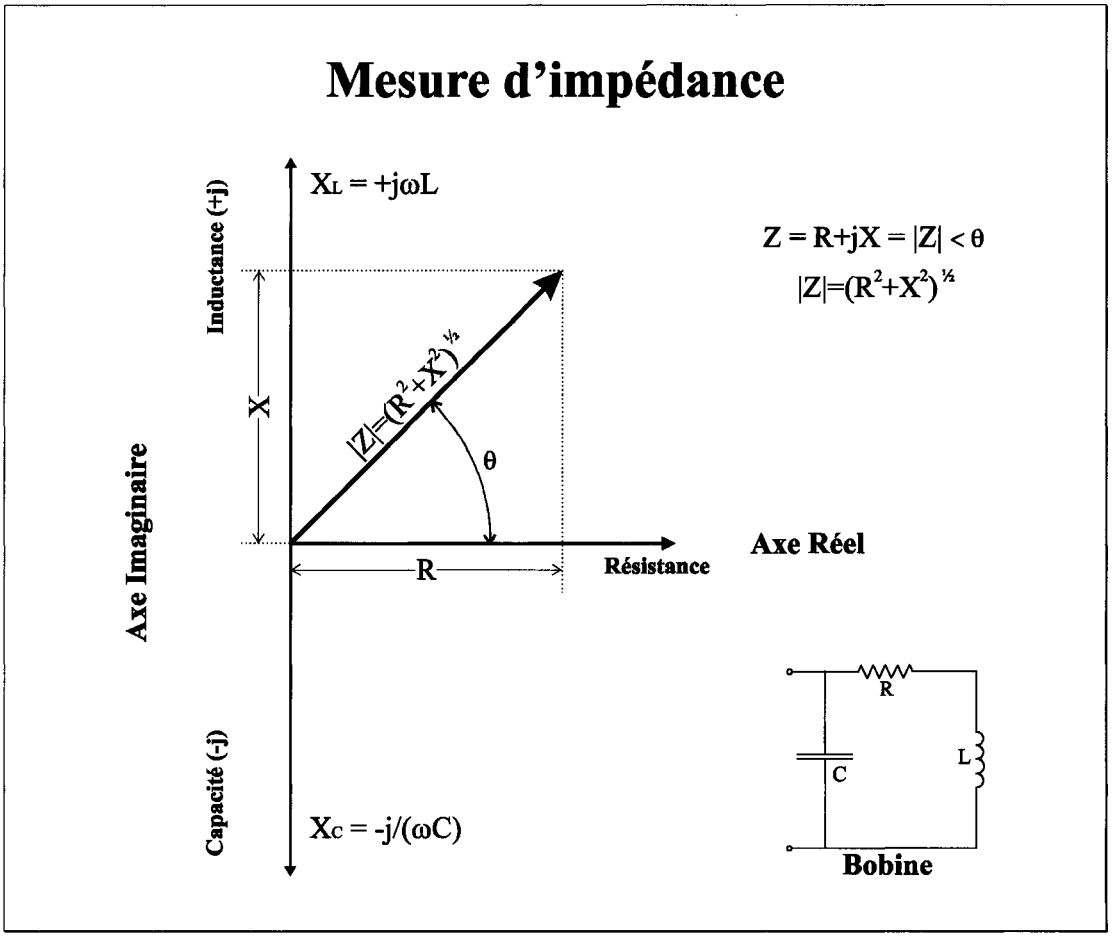


Figure 3.1: Explication d'une mesure prise par un analyseur d'impédance. Il est équivalent de mesurer le vecteur d'impédance Z et son angle thêta, ou de mesurer chacune des composantes réelle et imaginaire.

En effet, même si les bobines inductrices conçues ont une très forte composante imaginaire positive (forte inductance), il y aura toujours une composante capacitive qui deviendra plus remarquable à haute fréquence. La capacité du circuit équivalent de la bobine va « court-circuiter » celle-ci à haute fréquence. Si on veut connaître les valeurs indépendantes de capacité et d'inductance, il faudra effectuer au moins deux mesures d'impédance distinctes. Une première mesure sera faite à basse fréquence, car l'effet capacitif du circuit y est négligeable. Ensuite, une seconde mesure afin d'identifier la fréquence de résonance de la bobine permettra de déduire la capacité de celle-ci, connaissant à priori son inductance. Un exemple de calcul de capacité est donné à l'Annexe 5. Une mesure détaillée d'impédance pour plusieurs fréquences d'excitation est indispensable dans la conception de bobines et peut être rapidement obtenue à partir de cet analyseur d'impédance.

3.1.2 Fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une bobine est la fréquence à partir de laquelle celle-ci se comporte comme une capacité. À l'aide d'un analyseur d'impédance, cette valeur peut être obtenue en augmentant grossièrement la fréquence d'excitation jusqu'à l'obtention d'une inversion de polarité de la phase. Une valeur plus précise pourra alors être obtenue en faisant varier finement la fréquence d'excitation jusqu'à l'obtention d'un maximum d'impédance |Z| (voir figure 3.2).

La fréquence de résonance 'F_R' est définie par (Yang, 1995) :

$$F_R = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (3.01)$$

Habituellement la résistance 'R' de la bobine sera très faible et pourra être négligée. La fréquence de résonance sera simplement :

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.02)$$

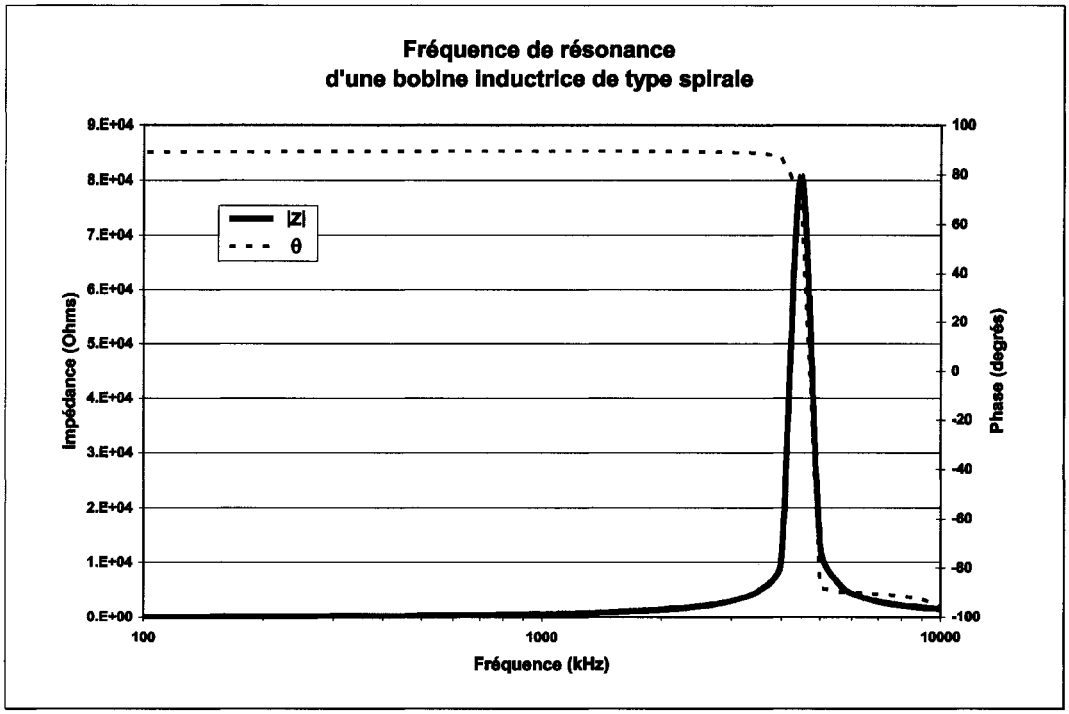


Figure 3.2: Illustration de la fréquence de résonance d'une bobine de type spirale, qui est de 4.4MHz.

3.2 Conception et design de bobines inductrices

Différentes bobines inductrices ont été conçues et testées avec différentes roches conductrices afin d'obtenir une appréciation empirique de la résolution de ces bobines. Elles peuvent être classées en deux catégories selon que la roche conductrice soit placée à l'intérieur ou à l'extérieur de la bobine inductrice, tel qu'illustré à la figure 3.3.

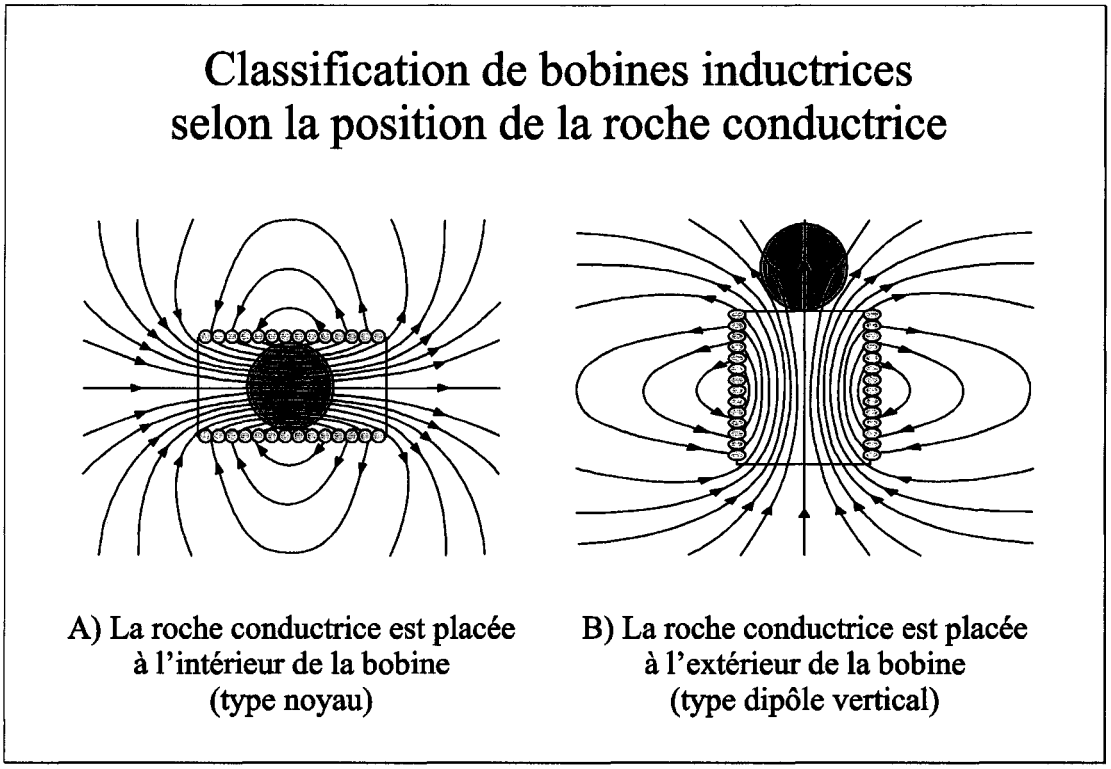


Figure 3.3: Classification de bobines selon la position de la roche conductrice. Le champ magnétique induit dans la roche est plus fort pour le type 'noyau', car il y a une plus grande densité des lignes de champ magnétique à l'intérieur de la bobine.

En observant cette dernière figure, il est évident qu'il y aura une plus grande concentration des lignes de champ magnétique qui traversera la roche conductrice si elle est située à l'intérieur de la bobine (type noyau) que si elle est située à l'extérieur (type dipôle vertical), et ce, peu importe où. C'est ce qui explique le meilleur rendement des bobines inductrices de type noyau, exprimé en termes de variations d'impédance relative.

Par contre, après une brève analyse du problème concernant le minerai circulant sur un convoyeur, il ne serait pratiquement pas possible de créer une bobine inductrice où chacune des roches devant triée, serait forcée de passer à l'intérieur de cette bobine. Des problèmes évidents de blocage viendraient réduire l'efficacité du système de triage du minerai. Afin d'éviter ce genre d'obstacle, la conception de bobines inductrices où les roches pourront circuler librement à l'extérieur de celles-ci s'imposera. En effet, diverses

bobines ont été conçues et testées suivant cette idée. Malgré une moins bonne performance des bobines de type dipôle, il sera possible de mesurer des variations d'impédance relatives importantes, mais toutefois moins grandes que pour des bobines de type noyau. Le type de bobine étant déterminé, il sera alors important d'en optimiser le design afin de maximiser la réponse mesurée. Cette optimisation ce fera selon le principe de l'inductance mutuelle tout en respectant la fréquence de résonance de la bobine.

3.2.1 Inductance mutuelle

L'inductance mutuelle 'M', qui est définie par $M=k[L_1L_c]^{1/2}$, est déterminante pour mesurer toute réponse électromagnétique d'un conducteur, car elle tient compte à la fois de la géométrie et du couplage entre la bobine et le conducteur investigué. Le coefficient 'k' aura une valeur variant de 0 à 1 selon la position relative de la roche conductrice par rapport à chacun des segments du fil conducteur qui compose la bobine inductrice. Il y aura optimisation lorsque le couplage sera maximal et que la distance séparant segments de fil et roche conductrice sera minimale.

On entend ici par couplage maximal lorsque l'orientation d'un plan conducteur est perpendiculaire aux lignes du champ magnétique inducteur, car l'induction électromagnétique se calcule par un produit du champ par l'aire effective traversée par ces lignes de champ. L'orientation des veines de sulfures, qui sont en fait des plans conducteurs dans la roche conductrice, est aléatoire dans la roche minée, et par conséquent ne sera pas un élément déterminant dans le design de la bobine. De plus les roches conductrices typiques rencontrées sont en fait des sulfures disséminés à diverses concentrations, et le cas de la veine ne représente qu'un cas distinct de roche conductrice. Ceci dit, la roche conductrice sera dorénavant représentée par une masse homogène de conductivité moyenne σ.

Le paramètre restant qui influencera le design de la bobine est la position de chacun des segments de fil conducteur composant la bobine. Le principe suivi a été celui d'avoir une

distance minimale entre les fils et la roche. Pour ce faire, un nouveau type de bobine a été conçu et a été baptisé bobine de type spirale. Une représentation de celle-ci est illustrée à la figure 3.4.

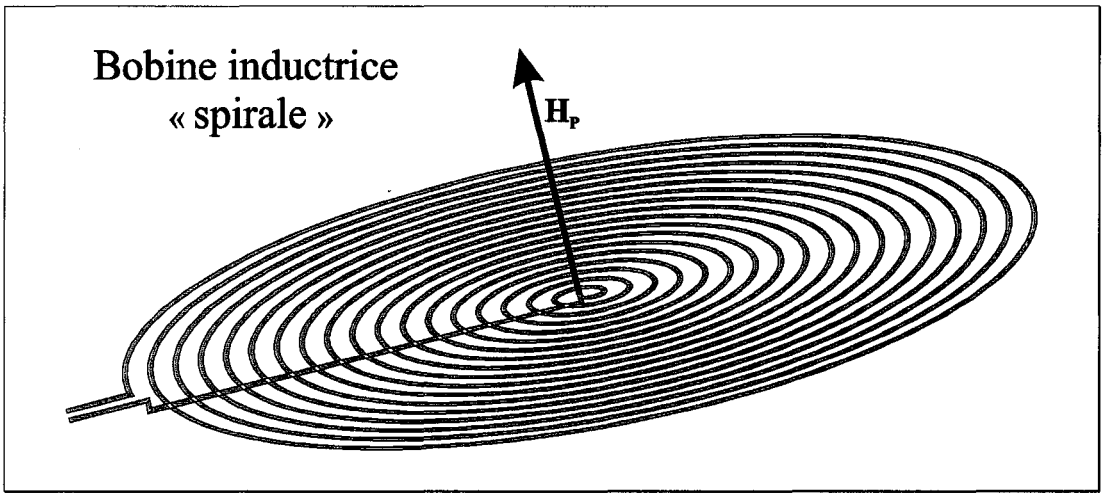


Figure 3.4: Croquis d'une bobine inductrice de type « spirale ».

Les segments de fil conducteur de cette bobine sont juxtaposés les uns autours des autres en formant une spirale. De cette manière, chacun de ces segments sera plus près de la roche conductrice que s'ils sont superposés de manière à former une bobine plutôt traditionnelle, dite solénoïde. Généralement, pour des dimensions variable des différentes roches conductrices, cette spirale aura également un meilleur couplage avec celles-ci étant donné le continuum de spires de dimension variables qui compose cette bobine. Une telle spirale inductrice sera placée sous un convoyeur où les roches conductrices y circuleront sans difficulté.

3.2.2 Contraintes de design

Le design de cette spirale doit se faire par le respect de certaines conditions pour assurer la validité de la réponse obtenue, et aussi maximiser cette réponse. Ces conditions peuvent se résumer comme suit :

1. La fréquence de résonance 'F_R' de la bobine construite doit être environ au moins trois fois supérieure à la plus haute fréquence d'excitation utilisée (Yang, 1995).

2. Afin de maximiser l'induction dans la roche conductrice, l'inductance 'L' de la bobine doit être maximale. Elle augmente avec le nombre de tours de la bobine. Par contre, elle contribue à diminuer la fréquence de résonance d'où l'importance d'appliquer une certaine limite pratique.

3. Minimiser la capacité 'C' de la bobine. Cette capacité ne contribue aucunement à la réponse et n'est que nuisance.

4. Pour des lectures de conductivité, il est préférable de minimiser la résistance de la bobine, afin que les variation relatives $\Delta R/R$ soient les plus grandes possibles (Yang, 1995).

À la lumière de ces principes, on peut comprendre la complexité entourant la conception de bobines inductrices. Ces principes peuvent paraître contradictoires, mais il existe toutefois un optimum pratique.

3.2.2.1 Fréquence de résonance

En prenant comme point de départ le premier principe du respect de la fréquence de résonance, une limite supérieure de fréquence d'excitation a été fixée à environ 1MHz, puisqu'en deçà de cette limite les courants de déplacement peuvent être négligés (Yang, 1995). Donc la fréquence de résonance doit être fixée à un minimum d'environ 3MHz. Cette valeur peut-être rapidement vérifiée à partir d'un analyseur d'impédance HP4192a, tel que décrit à la section 3.1.2.

3.2.2.2 Inductance

Ayant la fréquence de résonance fixée, l'inductance pourra alors être augmentée à un maximum en ajoutant des tours à la spirale. Pratiquement, ceci est réalisé en sens inverse : on s'assure de dépasser la fréquence de résonance limite, puis on enlève des tours un à un jusqu'à ce qu'à l'obtention de la fréquence de résonance désirée. On mesure alors les paramètres d'impédance (R, L et C) de la bobine conçue.

3.2.2.3 Capacité

Les phénomènes diélectriques décrivant la capacité de la bobine inductrice ne sont pas parfaitement maîtrisés, mais certaines conclusions peuvent toutefois être tirées empiriquement. On peut imaginer la capacité diélectrique comme une « facilité » des électrons de pouvoir « sauter » d'un conducteur à un autre quand ils deviennent trop excités, excitation causée par une hausse de fréquence.

La contribution capacitive provient généralement de deux cas, soient de la proximité entre chacune des spires et du blindage électrostatique. Il a été observé que pour des distances nulles entre chacun des segments de fil conducteur composant la spirale, on obtient un maximum de la capacité de la bobine. Par contre, pour des distances minimales de l'ordre du millimètre, la capacité ne viendra pas jouer d'effet important dans le design de bobine. La majeure contribution capacitive viendra du blindage électrostatique, qui sert à isoler la bobine des champs électriques avoisinants. Finalement, l'effet capacitif du circuit équivalent de la bobine est plus important à haute fréquence.

3.2.2.4 Résistance

Une dernière variable importante intervient dans la conception de bobines : la résistance. Pour maximiser les lectures de conductivité, qui sont en fait directement reliées à $\Delta R/R$, il est préférable de minimiser R afin de maximiser une variation relative. En effet, il faudra utiliser un fil conducteur qui possède la plus petite résistance possible par unité de

longueur. Pour ce faire, il est recommandé d'utiliser des fils conducteurs de plus gros diamètre, des fils plaqués en argent ou même des fils multiconducteurs (Yang, 1995). Cette dernière idée a été investiguée en profondeur et un fil de type « Litz » a été conçu spécialement pour l'application du présent projet.

3.2.3 Fil conducteur de type Litz

Le nom Litz donné à ce type de fil conducteur est dérivé de l'allemand « Litzendraht », ayant comme signification tressage de fils.

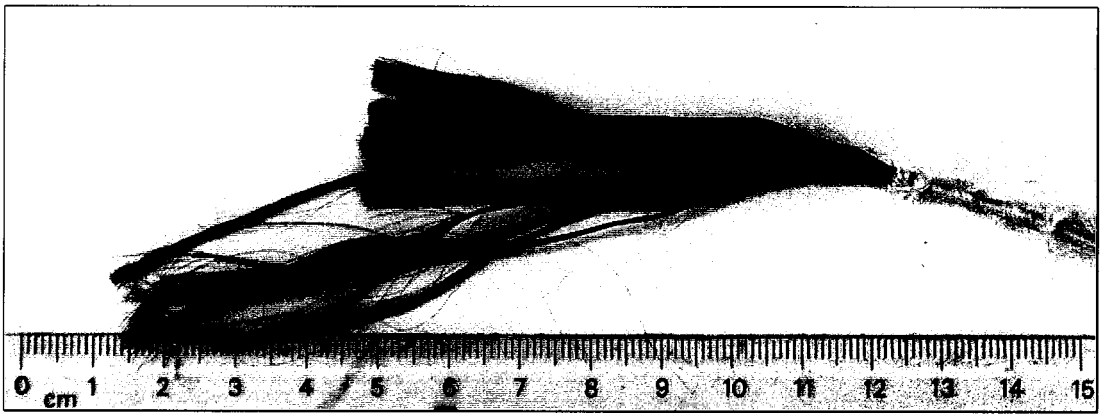


Figure 3.5: Photographie numérique d'un segment de fil conducteur de type Litz. Celui-ci est constitué de 1675 conducteurs, chacun mesurant 0.041mm de diamètre.

Tel qu'illustré à la figure 3.5, ce fil de type Litz est un assemblage de plusieurs fils conducteurs de petit diamètre, tous individuellement isolés, tressé selon une manière très précise. L'utilité de ce type de fil est de réduire la résistance causée par l'usage de courants alternatifs. En présence que de courants directs (DC), la résistance totale d'un fil conducteur ne dépend que de la résistivité du matériau conducteur, la longueur totale et le diamètre du fil. Par contre, avec l'usage de courants alternatifs, le fil conducteur sera alors à l'intérieur d'un champ magnétique variable, qui générera des courants de Foucault à l'intérieur même de ce fil conducteur. Ces courants de Foucault seront responsables de la perte d'énergie, et par conséquent de l'augmentation de la résistance du fil avec une augmentation de la fréquence du courant utilisé.

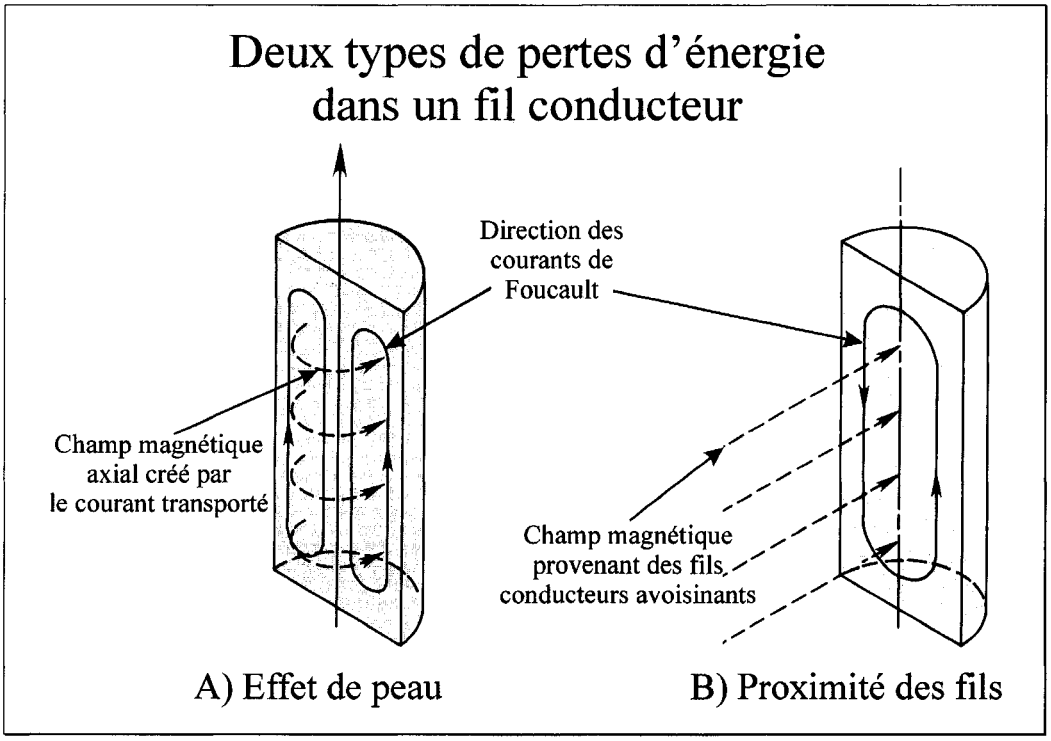


Figure 3.6: Représentation de deux phénomènes responsables de pertes d'énergie dans un fil conducteur. Les courants de Foucault sont représentés par des traits pleins, le champ magnétique par des traits pointillés.

Le courant alternatif qui circule dans le conducteur va générer un champ magnétique variable qui sera concentrique autour de l'axe du conducteur. Ce champ va créer des courants de Foucault à l'intérieur même de ce fil conducteur. La direction de ces courants induits est illustrée à la figure 3.6. Cela aura comme conséquence de créer un effet de peau dans ce fil conducteur, qui est une redistribution de la densité de courant vers la surface (peau) du conducteur, réduisant ainsi la section droite effective du fil. La profondeur de peau, tel que défini à la section 2.4, est donnée par l'équation 2.04. Originalement définie pour s'appliquer à un conducteur géologique, ce principe physique s'applique en fait à tout conducteur en présence d'un champ magnétique variable, tel qu'un fil conducteur à l'intérieur du champ créé par son propre courant.

L'augmentation de la résistance, à prendre en considération dans la construction d'une bobine, sera aussi causée par le champ magnétique créé par les fils conducteurs avoisinants, tel qu'illustré à la figure 3.6B. Pour deux cas illustrés sur cette figure, il devient clair qu'afin d'éviter une augmentation de la résistance avec la fréquence, l'usage de plusieurs fils de plus petit diamètre plutôt qu'un seul gros fil afin de limiter l'espace pour la création de courants de Foucault sera nécessaire. C'est d'ailleurs le principe de base du fil conducteur de type Litz.

Un simple amas de petits fils parallèles serait mieux qu'un fil unique de gros diamètre, mais ce ne serait pas suffisant pour combattre l'effet de proximité subi par un fil situé au centre d'un tel amas. Un détail supplémentaire fait de ce fil Litz un conducteur exceptionnel pour l'usage de courant alternatifs. En effet, cet assemblage de fils est spécialement tressé de façon à annuler les effets du champ magnétique. Une rotation continuelle et uniforme de position allant du centre vers la surface assurera une telle annulation, sur toute la longueur du fil. Ceci préviendra une distribution non uniforme des courants circulant dans des fils conducteurs parallèles (Richter, 1987).

Dans le cas présent, une fréquence maximale d'excitation de 1 MHz a été établie. On peut alors calculer la profondeur de peau 'δ', connaissant la valeur de conductivité du cuivre ($5.98x10^{+7}$ S/m à 20 degrés Celsius), à partir de l'équation 2.04. Cette profondeur 'δ' est de 0.065mm. Le manufacturier de ce fil de type Litz (Kerrigan Lewis) recommande pour des fréquences d'excitation allant de 850 kHz à 1.4 MHz, un fil ayant un diamètre de 0.041mm (46 AWG), soit 62% de la profondeur de peau 'δ'.

Un assemblage de 1675 de ces fils conducteurs a été conçu par le manufacturier afin de construire la dernière génération de spirales du présent projet. Afin de connecter cet assemblage à un quelconque circuit, une préparation spéciale est requise à chacun des deux bouts de ce fil. Un pot plein de mélange de soudure liquide (étain 60% - plomb 40%) a été chauffé à une température constante de 360 degrés Celsius. Un simple

trempage de quatre secondes a permis de brûler l'isolant de polyuréthane recouvrant chacun des 1675 petits fils et de tous les souder en un seul conducteur. De cette manière, chacun des deux bouts du fil formera une électrode nécessaire à la connexion de la bobine à tout autre circuit extérieur.

3.2.4 Blindage électrostatique

Un blindage électrostatique a été construit dans le but de protéger la bobine inductrice contre les champs électriques avoisinants. Ceux-ci peuvent provenir d'une source aussi banale que le passage d'une main aux alentours de la bobine. Beaucoup de maux de tête ont précédé la création de ce blindage, initialement suggéré par monsieur Gary Black. Celui-ci a été engagé à titre de consultant en design d'appareillage électromagnétique afin d'apporter des solutions à des problèmes de bruit.

Un blindage idéal consisterait à envelopper complètement la bobine inductrice d'une surface conductrice (i.e. métallique) reliée à une mise à la terre. De cette manière, pour maintenir un équilibre de charges avec les champs électriques externes éventuels, seulement les charges du blindage relié à la mise à la terre seraient mobilisées afin de maintenir cet équilibre. Les charges à l'intérieur du fil conducteur de la bobine ne seraient donc pas déplacées, et de ce fait, la réponse éventuelle d'un conducteur ne serait pas influencée.

Cependant, cet idéal n'est pas très réaliste, car la bobine inductrice va générer des courants de Foucault dans une surface conductrice située au-dessus de cette bobine. Il faudra donc, afin de prévenir cet effet, créer une surface conductrice discontinue afin de limiter la création de ces courants. Cette surface discontinue permettra tout de même la libre circulation des charges électriques, mais seulement sur de fins trajets linéaires. Ce blindage ressemble en quelques sortes à deux « peignes » inversés, imbriqués et connectés à une mise à la terre tel qu'illustré à la figure 3.7. Cette connexion à la mise à la terre doit se faire selon le plus court trajet possible sans qu'aucune boucle ne soit créée.

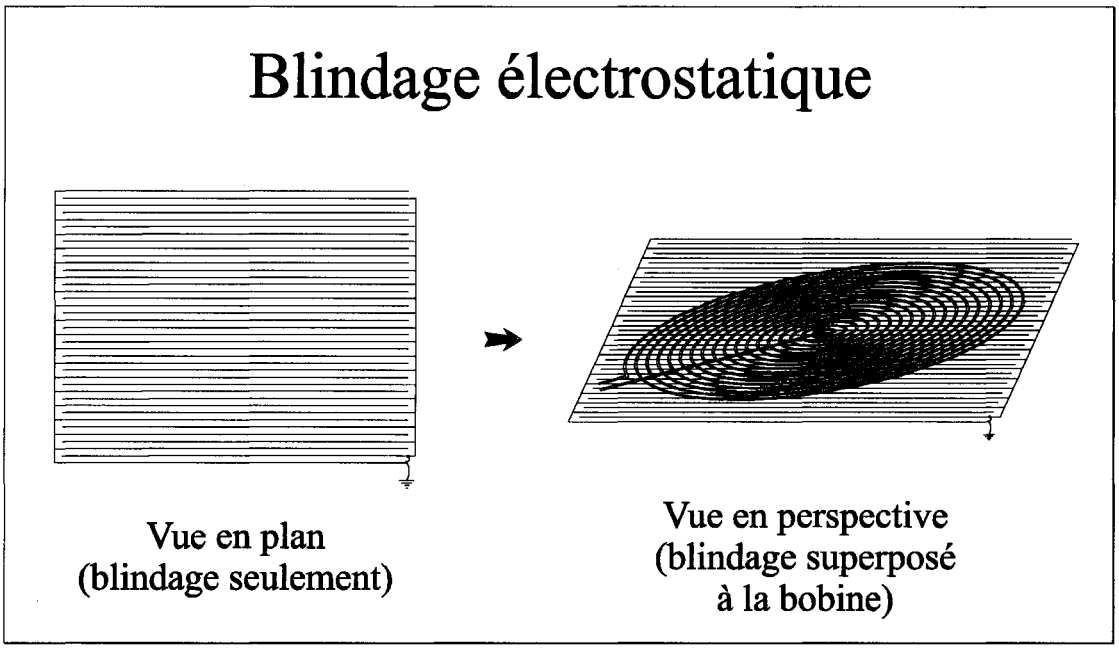


Figure 3.7 : Représentation du blindage électrostatique. La vue en perspective ne montre que le blindage situé au-dessus de la bobine afin d'alléger la représentation.

Le blindage représenté sur cette dernière figure n'est qu'un schéma, car une réelle représentation serait beaucoup trop lourde. En effet, ce blindage est en fait un circuit imprimé avec chacune des lignes de cuivre ayant une épaisseur de moins de 1mm. Chacun des espacements entre ces lignes est d'environ 0,5mm, ne laissant aucune place pour des lignes médianes. Par conséquent, les deux « peignes » sont en fait deux circuits distincts imprimés de chaque cotés de la plaque. Un deuxième blindage complet est ajouté en dessous de la bobine afin de protéger celle-ci des champs électriques qui proviendraient de cette direction. Tous ces détails ne sont pas représentés sur la figure 3.7.

Un dernier détail suggéré par monsieur Gary Black, est d'entrelacer les fils conducteurs reliant la bobine au système électronique. Pour ce faire, les électrodes des deux fils conducteurs ont été insérées dans le mandrin d'une perceuse électrique, alors que la bobine fut gardée immobile. La rotation de la perceuse a ensuite été activée, créant ainsi

un tressage serré et uniforme. De cette manière, les fils sont gardés les plus près possible l'un de l'autre en formant des boucles de petites tailles. Donc au lieu de produire une grande boucle, il se crée des dizaines de ces petites boucles à induction inverse entre deux boucles consécutives (figure 3.8). Leur effet d'induction s'annule donc les unes par rapport aux autres, diminuant ainsi le bruit.

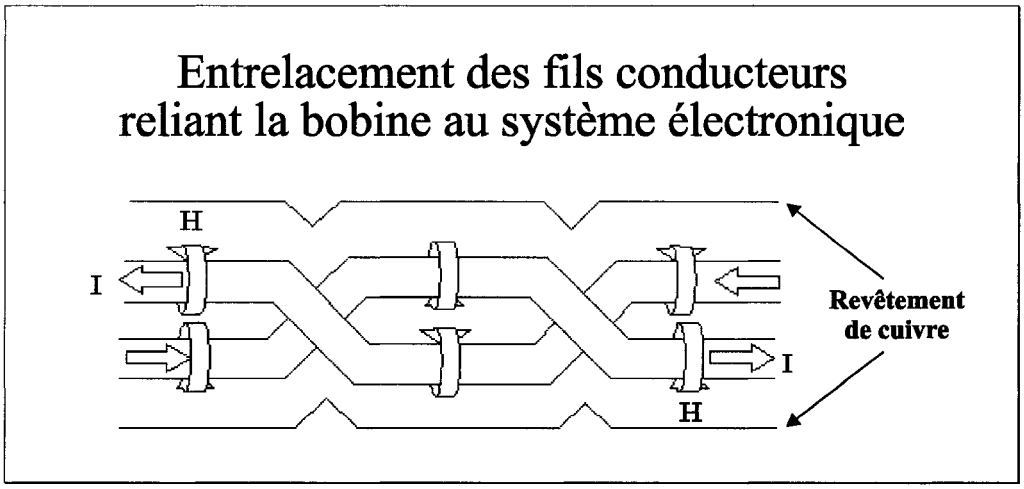


Figure 3.8 : Entrelacement des fils conducteurs reliant la bobine au système électronique (Rioux, 2001).

Le fil conducteur utilisé pour relier la bobine au système de mesure est le même fil utilisé pour la bobine elle-même, soit le fil de type Litz. Une fois tressés, ces deux fils conducteurs ont ensuite été collés ensemble, puis recouvert d'un conducteur de cuivre qui agit comme un blindage électrostatique et électromagnétique, tel qu'illustré à la figure 3.8. Ce blindage de cuivre relie le blindage électrostatique de la bobine et la mise à la terre. Le gain associé à l'implémentation de tels blindages en termes de rapport signal/bruit et de stabilité des mesures est non négligeable. Par contre, comme il n'y a pas de roses sans épines, la valeur de la capacité de la bobine se verra grandement augmentée, réduisant ainsi la valeur de fréquence de résonance. Il a été remarqué que pour une bobine spirale typique, la valeur de capacité a été augmentée de 11.4 pF à 115.6 pF suite à la mise en place d'un tel blindage, une augmentation de 10 fois! La fréquence de résonance s'est vue diminuée de 8.9 MHz à 2.763 MHz. Il faudra donc considérer

l'influence de ce blindage dans le design final de bobine afin s'assurer du respect de la fréquence de résonance.

3.3 Création et utilisation d'un échantillon conducteur synthétique

Afin de simuler une roche conductrice, un circuit fermé impliquant une bobine et une résistance variable a été créé, et est représenté à la figure 3.9 suivante.

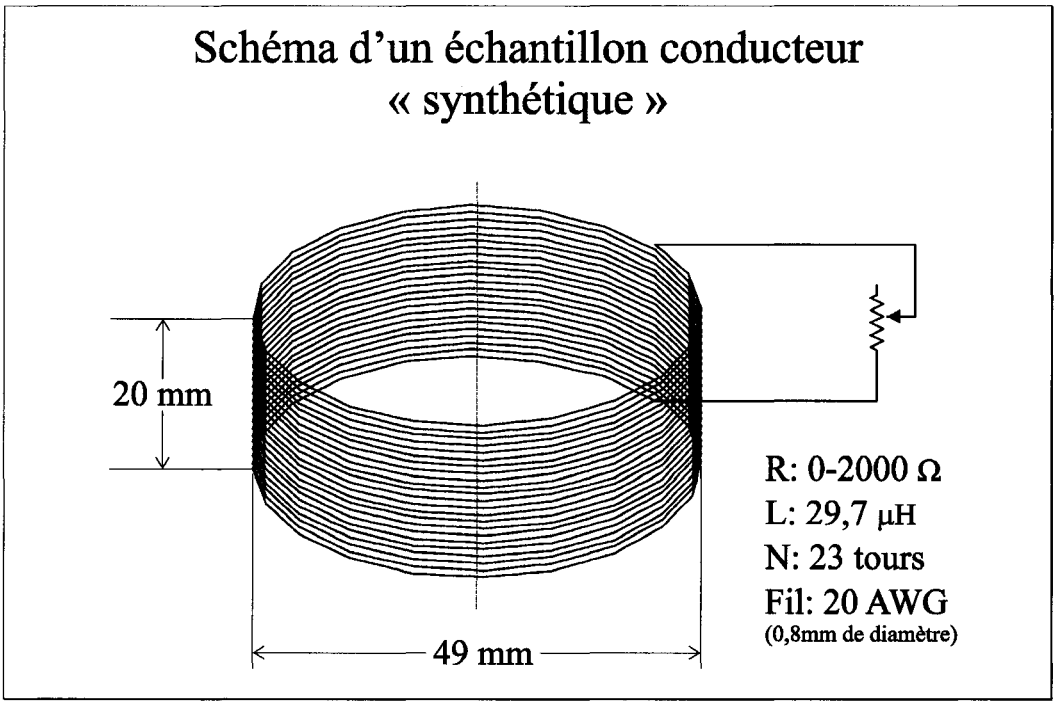


Figure 3.9: Représentation du conducteur synthétique construit pour les essais de laboratoire.

La bobine est en fait un petit solénoïde de 23 tours, mesurant 20mm de longueur par 49mm de diamètre. Le fil conducteur utilisé est un fil de cuivre unibrin ayant un diamètre de 0.8mm (calibre 20 AWG). Une résistance variable (valeur ajustable de zéro à 2000Ω), a été connectée en série avec cette bobine qui possède une inductance de 29,7µH.

Un tel conducteur synthétique est très utile dans la familiarisation avec les phénomènes électromagnétiques, telle que la fonction de réponse (phase et quadrature) d'un conducteur qui est expliquée à la section 2.3. En effet, on peut calculer une valeur de paramètre d'induction afin d'obtenir la fonction de réponse à un endroit désiré dans le spectre de fréquences. Par exemple, si l'on désire obtenir cette fonction de réponse centrée à 100kHz, il faudra alors calculer la résistance variable requise pour que le paramètre d'induction 'α' (où $\alpha=\omega L_c/R_c$) soit égal à l'unité pour cette fréquence, c'est-à-dire :

$$R_c= \omega L_c/\alpha \quad (3.03)$$

$R_c=(2*\pi*10^5)*(29,7*10^{-6})/(1)$, ce qui donne $R_c=18,7\Omega$.

Une vérification expérimentale de cette théorie est illustrée à la figure 3.10 suivante.

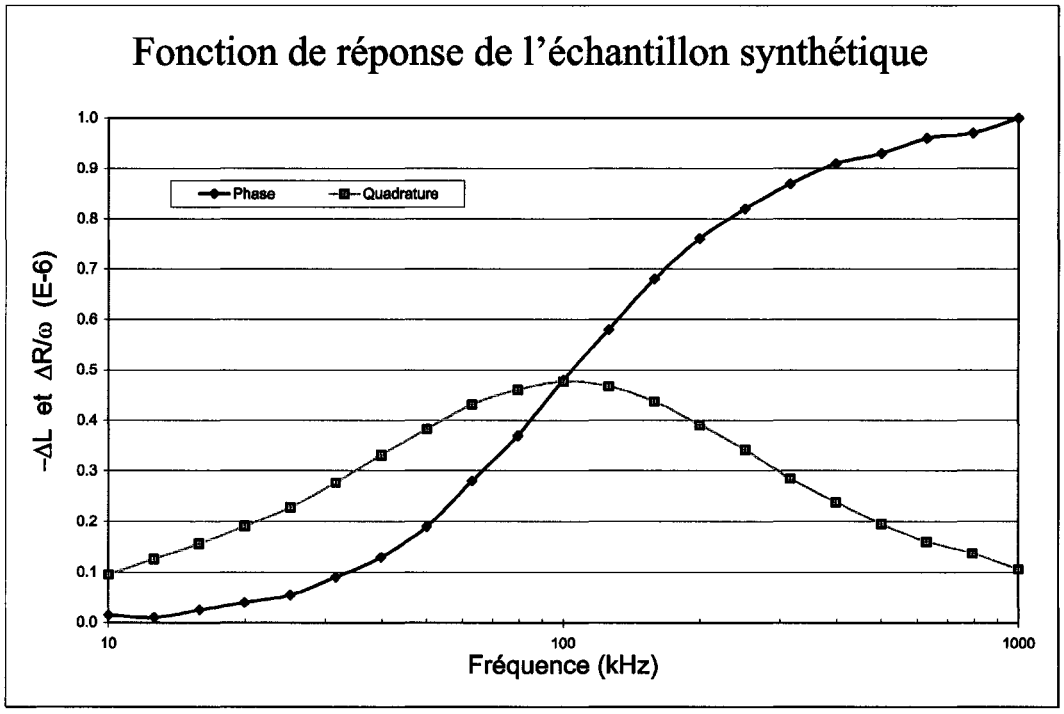


Figure 3.10: Représentation de la fonction de réponse obtenue avec l'échantillon synthétique. La résistance variable de celui-ci a été ajustée à 18.7Ω.

Pour les besoins de cette expérimentation, une bobine de type spirale a été utilisée comme bobine inductrice. Celle-ci comporte 18 tours, possède une inductance de 28μH et

une résistance de 0,059Ω. Le centre du modèle conducteur utilisé a été placé au-dessus du centre de la bobine inductrice (induction coaxiale) à une distance de 17,5mm, tel qu'illustré à la figure 3.11. Cette même configuration bobine/échantillon (synthétique ou roche conductrice) a été utilisée pour toutes les expérimentations du présent ouvrage.

Différentes mesures d'impédance, avec (Z_{roche}) et sans ($Z_{initial}$) la présence de l'échantillon, ont été obtenues à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4192A. Celles-ci sont nécessaires afin de calculer les variations d'impédances ($\Delta Z = Z_{roche} - Z_{initial}$) nécessaires aux calculs des parties réelle et imaginaire, tel que démontré à la section 2.3. De cette manière, un total de 84 mesures d'impédance a été obtenu sur une gamme de fréquences allant de 10kHz à 1MHz. Les résultats de cette expérimentation coïncident, avec une marge d'erreur raisonnable, avec ce que stipule la théorie et ce qui a été établi par Yang (1995), plus particulièrement le lien entre la fonction de réponse et les variations d'impédances de la bobine tel que donné par l'équation 2.08.

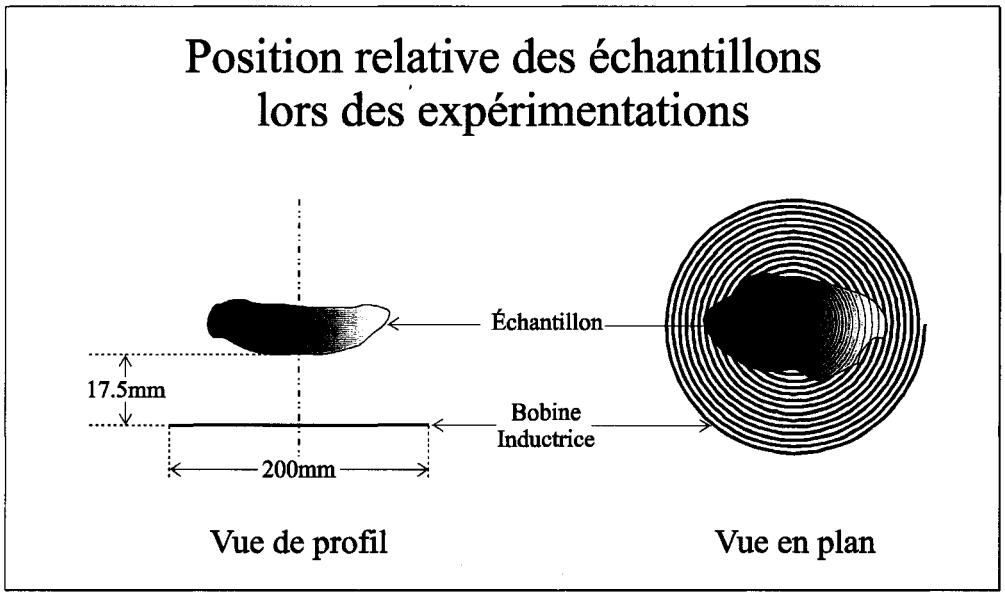


Figure 3.11: Représentation de la position relative des échantillons lors des expérimentations. L'échantillon est centré avec l'axe de la bobine.

À titre indicatif, le temps requis pour acquérir toutes ces données d'impédance a été d'environ 30 minutes. À ceci, il faut ajouter un temps de 15 minutes pour insérer ces données dans un chiffrier et obtenir une représentation graphique semblable à la figure 3.10. Il sera intéressant de comparer ce temps à celui du logiciel d'acquisition de données (discuté à la section 3.6) afin d'illustrer la rapidité d'exécution de celui-ci.

Il sera pratique d'utiliser ce modèle d'échantillon synthétique, dont la réponse coïncide étroitement avec la théorie, afin de pouvoir comparer la résolution des différentes bobines inductrices construites et d'illustrer les effets de certains paramètres de design. Un choix éclairé pourra alors se faire quant à la sélection de la bobine finale.

3.4 Comparaison entre les bobines pour fins de sélection finale

Une série d'expérimentations a été effectuée avec neuf bobines de type spirale. Les différents paramètres de ces bobines sont décrits au tableau 3.1 suivant.

Tableau 3.1 : Description sommaire des bobines de type spirale expérimentées

Nom de la bobine	Nombre de tours	Diamètre extérieur (mm)	Type de fil conducteur	Inductance à 1kHz (µH)	Résistance à DC (Ω)	Fréq. de résonance (MHz)	Capacité (pF)
AWG14-5T	5	200	AWG14 unibrin	2,5	0,015	>13	N/A
AWG14-9T	9	200	AWG14 unibrin	7,6	0,028	>13	N/A
AWG14-18T	18	200	AWG14 unibrin	27,5	0,053	10,5	8,4
AWG14-36T	36	162	AWG14 unibrin	92,1	0,089	4,4	14,3
Orange-33T	33	180?	AWG16 multibrins	65,9	0,132	7,0	7,8
Litz-16T	16	200	Litz-1675 conducteurs	22,5	0,055	9,9	11,5
Litz-18T	18	200	Litz-1675 conducteurs	28,0	0,059	8,9	11,4
Litz-20T	20	200	Litz-1675 conducteurs	34,5	0,071	7,8	12,1
Litz-24T	24	200	Litz-1675 conducteurs	49,4	0,077	6,85	10,9

Dans ce dernier tableau, on peut remarquer que trois différents types de fil conducteur ont été utilisés pour concevoir les bobines. Tous sont fait de cuivre, mais le « AWG14

unibrin » est en fait un fil solide à conducteur unique de calibre 14, revêtu d'un vernis isolant, couramment utilisé dans les levés d'exploration électromagnétiques à grande boucle horizontale. Le « AWG16 multibrins » est un fil conducteur tout-usage revêtu d'un caoutchouc orange. Finalement, le « Litz-1675 conducteurs » est un fil de type Litz tel que décrit à la section 3.2.3. On peut également remarquer que pour les deux premières bobines, comptant 5 et 9 tours, la fréquence de résonance est supérieure à la fréquence limite permise avec l'analyseur d'impédance HP4192A, soit 13MHz. C'est pour cette raison que la capacité de celles-ci n'a pu être calculée (voir exemple de calcul à l'Annexe 5).

Ces bobines ont toutes été soumises à la même expérience de résolution afin de déterminer la meilleure bobine possible à utiliser pour le design final du système électromagnétique de tri du minerai. Cette expérience a été réalisée à l'aide de l'échantillon synthétique décrit précédemment, et la résistance variable de celui-ci a été conservée à 18,7Ω, afin d'obtenir une fonction de réponse centrée à 100kHz. Des mesures d'impédance ont été acquises afin de pouvoir calculer la phase et la quadrature de chacune des neuf bobines, faisant toutes face au même échantillon (voir tableau 3.2).

Tableau 3.2 : Résultats des tests avec l'utilisation de l'échantillon synthétique avec (R_{VAR}=18.7Ω), à une fréquence de 100kHz

Nom de la bobine	L_0 (μH)	L' (μH)	-ΔL (P en ppm)	$\Delta L/L_0$ (%)	R_0 (Ω)	R' (Ω)	$\Delta R/\omega$ (Q en ppm)	$\Delta R/R_0$ (%)
AWG14-5T	2,42	2,39	0,030	-1,2%	0,040	0,060	0,032	50%
AWG14-9T	7,44	7,32	0,122	-1,6%	0,074	0,149	0,120	103%
AWG14-18T	26,92	26,46	0,460	-1,7%	0,180	0,470	0,462	161%
AWG14-36T	88,67	86,89	1,780	-2,0%	0,965	2,030	1,695	110%
Orange-33T	65,35	63,96	1,390	-2,1%	0,325	1,190	1,377	266%
Litz-16T	22,19	21,81	0,380	-1,7%	0,080	0,310	0,366	288%
Litz-18T	27,73	27,25	0,475	-1,7%	0,090	0,390	0,477	333%
Litz-20T	34,12	33,53	0,590	-1,7%	0,100	0,460	0,573	360%
Litz-24T	48,81	47,88	0,930	-1,9%	0,120	0,700	0,923	483%

Les expériences citées dans le tableau 3.2 on toutes été effectuées avec la même configuration bobine/échantillon montrée à la figure 3.11, et une seule fréquence

d'excitation a été utilisée. La fréquence choisie a été de 100kHz où la réponse en quadrature est à son maximum afin de porter un jugement sur l'habileté de la bobine à fournir des renseignements sur la conductivité de la roche. En effet, pour des valeurs de conductivité très faible, il est possible que seules des valeurs de quadrature puissent être enregistrées à haute fréquence, d'où l'importance d'avoir une bonne résolution sur la quadrature. Des mesures de résolution d'inductance et de résistance, correspondant à la phase et à la quadrature respectivement, sont montrées au tableau 3.2 sous forme de variation relatives ($\Delta L/L_0$ et $\Delta R/R_0$).

On peut remarquer des variations plutôt uniformes pour l'inductance, car en augmentant le nombre de tours on augmente à la fois l'inductance propre, l'inductance mutuelle, l'induction des courants de Foucault et la réponse du conducteur qui sera enregistrée. Par contre, avec une augmentation de l'inductance propre, les variations nécessaires de celle-ci devront être de plus en plus grandes pour obtenir la même variation relative. Évidemment ces effets s'annulent avec les mêmes proportions et c'est ce qui explique l'indifférence des valeurs de résolution de l'inductance pour des nombres de tours croissants.

L'étude de la résolution de la résistance (directement reliée à la quadrature) constituera un critère important de sélection. Généralement, on remarque une nette amélioration de la résolution avec une augmentation du nombre de tours. En effet, en augmentant ceux-ci, on augmente proportionnellement l'inductance mais très peu la résistance. Conséquemment, pour la présente situation, une meilleure résolution est obtenue avec une augmentation du nombre de tours.

Il est important de noter la différence apportée par le fil conducteur de type Litz dans cette gamme de fréquence. Deux bobines de 18 tours ont été construites de la même manière en changeant seulement le type de fil conducteur. On remarquera une augmentation de plus du double de résolution pour la bobine construite avec le fil de type

Litz (Litz-18T avec 333%) comparé à celle construite avec le fil unibrin de calibre 14 (AWG14-18T avec 161%). Une telle différence de résolution est causée par la plus grande résistance de cette dernière bobine, soit en fait le double par rapport à la bobine utilisant le fil de type Litz. Il est évident à ce point-ci que l'usage du fil Litz joue un rôle capital dans la sélection de la bobine inductrice finale.

Finalement, la sélection de la bobine qui sera utilisée devra comporter le plus de tours possible, tout en respectant la fréquence de résonance. Or, il a été démontré à la section 3.2.4 que l'introduction d'un blindage électrostatique, qui est nécessaire à la stabilité du système électromagnétique, augmentera la capacité significativement, et par conséquent, diminuera la fréquence de résonance. En tenant compte de cette augmentation de capacité, il a été décidé que le nombre de tour maximal acceptable pour la bobine spirale finale sera de 18 tours. Munie d'un blindage électrostatique, cette bobine aura une fréquence de résonance de 2,763MHz, qui est à 4% près de la valeur de 2,88MHz qui correspond à trois fois la plus haute fréquence d'excitation qui sera utilisée par le système d'acquisition de données, soit 960kHz. Sur une échelle logarithmique, la fréquence de résonance de la bobine finale est à moins de 0,3% près de la limite idéale. Dorénavant, toutes les expérimentations se feront avec cette configuration de bobine inductrice, soit une bobine de type spirale, comptant 18 tours de fil de type Litz et munie de blindages électrostatique et électromagnétique.

3.5 Description du pont d'impédance utilisé

Le pont d'impédance sera composé de 4 bobines, où chacune d'elles prendra une position de Z_1 à Z_4, comme l'indique la figure 2.5. Une première paire (Z_3 et Z_4) sera en fait deux bobines identiques de type spirale, tel que décrit à la section précédente. La deuxième paire de bobine (Z_1 et Z_2) a été créée de façon à reproduire le plus fidèlement possible les caractéristiques d'impédance des bobines inductrices de type spirale. Pour ce faire, deux bobines toroïdales ont été enroulées avec un nombre exact de 22 tours, à l'aide d'un fil

conducteur unibrin de 0,8mm de diamètre (20 AWG). Les caractéristiques des quatre éléments d'impédance Z_1 à Z_4 sont résumées dans le tableau 3.3 suivant.

Tableau 3.3 : Caractéristiques des éléments utilisés dans le pont d'impédance

Élément d'impédance	Type de Bobine	Inductance À 1kHz (µH)	Résistance à DC (Ω)
Z_1 et Z_2	Toroïdale	27,9	0,035
Z_3 et Z_4	Spirale Litz-18	28,0	0,059

Un avantage certain en utilisant une bobine toroïdale vient du fait qu'il n'y a pratiquement aucun champ magnétique produit à l'extérieur de celle-ci. En effet, ces bobines peuvent être vues comme des solénoïdes sans fond où le champ magnétique sera gardé captif à l'intérieur du noyau de ferrite, tel qu'illustré à la figure 3.12. Par conséquent, ces bobines toroïdales pourront être librement utilisées relativement près de composantes électroniques sans toutefois risquer de créer des interférences.

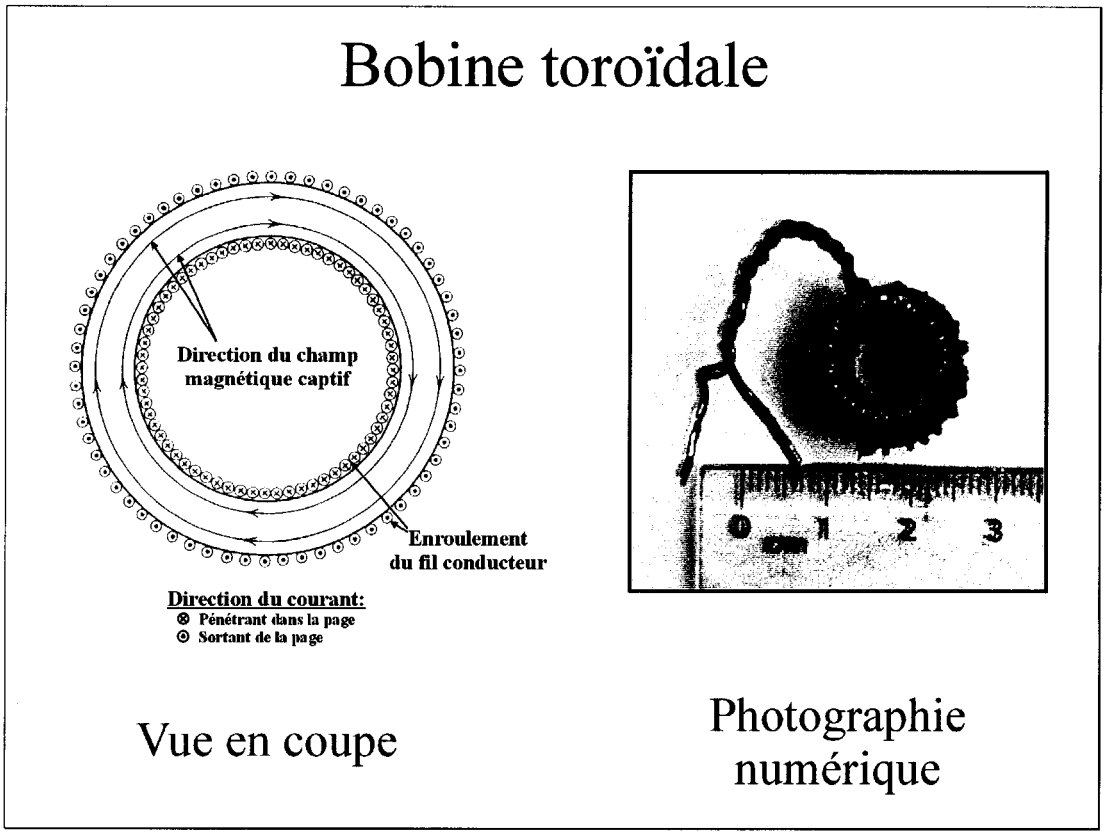


Figure 3.12 : Schéma représentatif d'une bobine toroïdale et photographie numérique montrant la bobine utilisée ainsi que sa taille réelle.

Sur cette dernière figure, on peut réaliser la taille réelle de ces bobines, qui est en fait très petite (diamètre hors tout d'environ 1,9 cm). Ceci constitue un second avantage puisque celles-ci pourront être disposées directement sur le circuit imprimé, évitant ainsi un transport de signal qui pourrait introduire du bruit.

3.6 Système d'acquisition de données

La prise de mesures à partir d'un analyseur d'impédance peut devenir longue et laborieuse. Afin d'accélérer ce processus, un système d'acquisition de données a été mis en place. Ce système consiste essentiellement d'une carte périphérique PCI (*Peripheral Component Interconnect*) que l'on insère directement dans un logement de la carte mère,

à l'intérieur de l'ordinateur de contrôle. Les caractéristiques de cette carte d'acquisition de données sont présentées à l'Annexe 6.

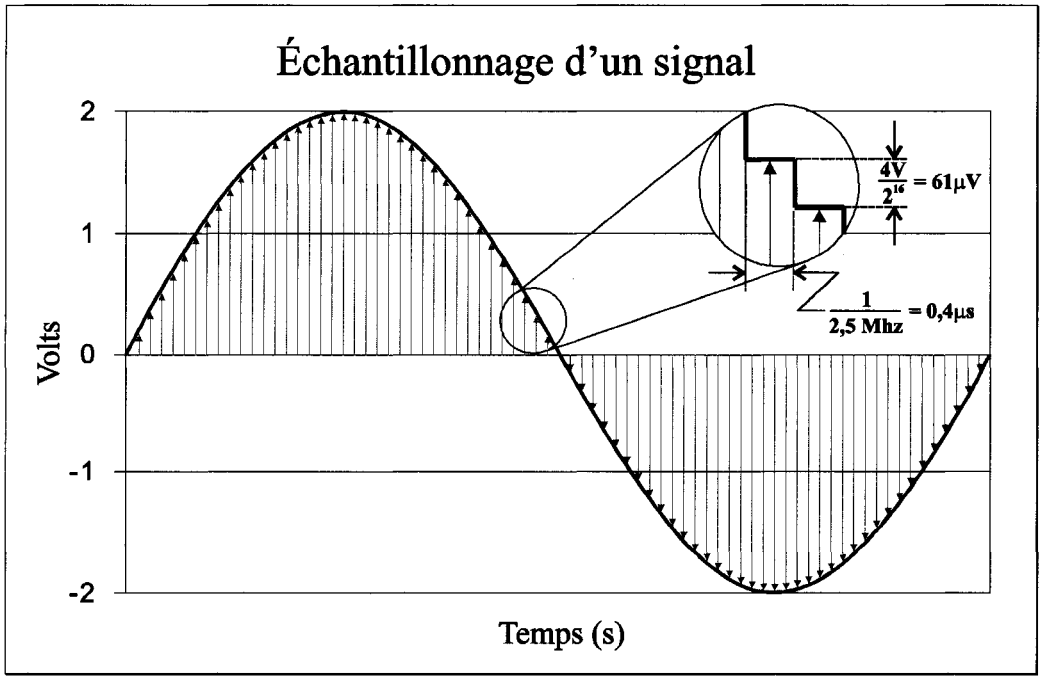


Figure 3.13 : Échantillonnage d'un signal à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique. La résolution verticale de ce convertisseur est de 16 bits. Pour une gamme d'entrée de -2 à +2 volts, ceci représente une résolution de 61 microvolt. La durée minimale nécessaire pour la prise d'un échantillon est de 0,4 microseconde.

Grâce à ce système d'acquisition de données, il est possible d'échantillonner simultanément jusqu'à 4 différents signaux. Un convertisseur analogique/numérique prend 2,5 millions d'échantillons du signal par seconde. Comme son appellation le suggère, il convertit une différence de potentiel analogique en un message digital de 16 bits. Cette résolution se traduit par l'usage de fragments de 61μV pour convertir un signal restreint entre -2 et +2 volts, tel que démontré à la figure 3.13.

Ce système sera utilisé pour échantillonner les signaux V_{AB} et V_G du pont d'impédance tel qu'illustré à la figure 3.14. Des modules préprogrammés ont été achetés du fournisseur de la carte d'acquisition de données. Ces modules ont facilité la

programmation du logiciel de contrôle en fournissant une structure générale pour le transport des données acquises du point d'entrée jusqu'à la mémoire vive de l'ordinateur. Un ordinateur de contrôle (Pentium-IV 2,0 GHz) a été acheté et a été choisi assez puissant afin d'éliminer toute limitation possible dans le processus de transfert des données.

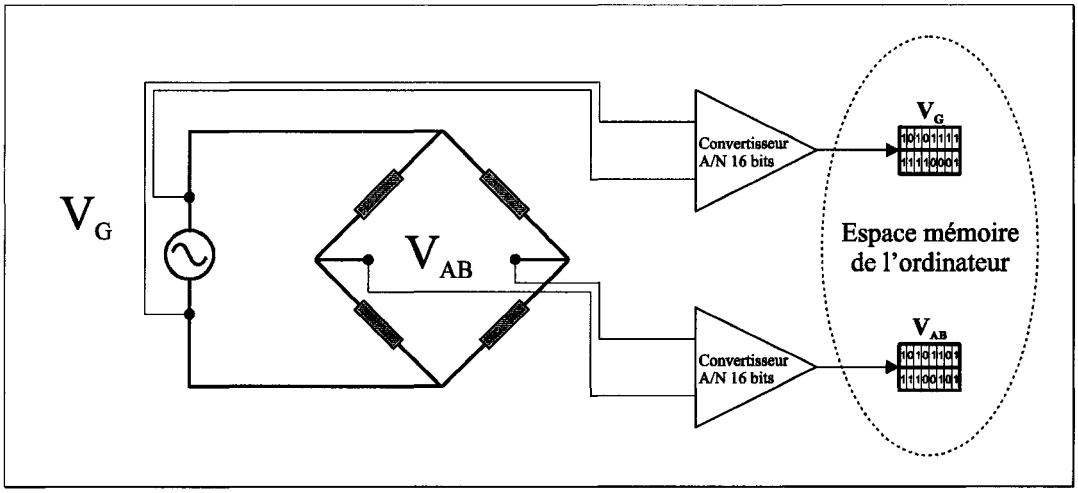


Figure 3.14 : Utilisation du système d'acquisition de données pour l'échantillonnage des signaux V_G et V_{AB} du pont d'impédance. Une fois dans la mémoire vive de l'ordinateur, chacun de ces échantillons utilisent un espace de 2 octets.

3.7 Logiciel de contrôle

Une fois les échantillons dans l'espace mémoire de l'ordinateur, il est libre à l'utilisateur d'en obtenir copie afin d'exécuter les manipulations mathématiques désirées, telles que transformée de Fourier, calcul d'impédance, calculs de phase et de quadrature, calcul de corrélation et une mise en graphique. Un schéma explicatif des différentes opérations mathématiques importantes nécessaire à une lecture de conductivité est montré à la figure 3.15.

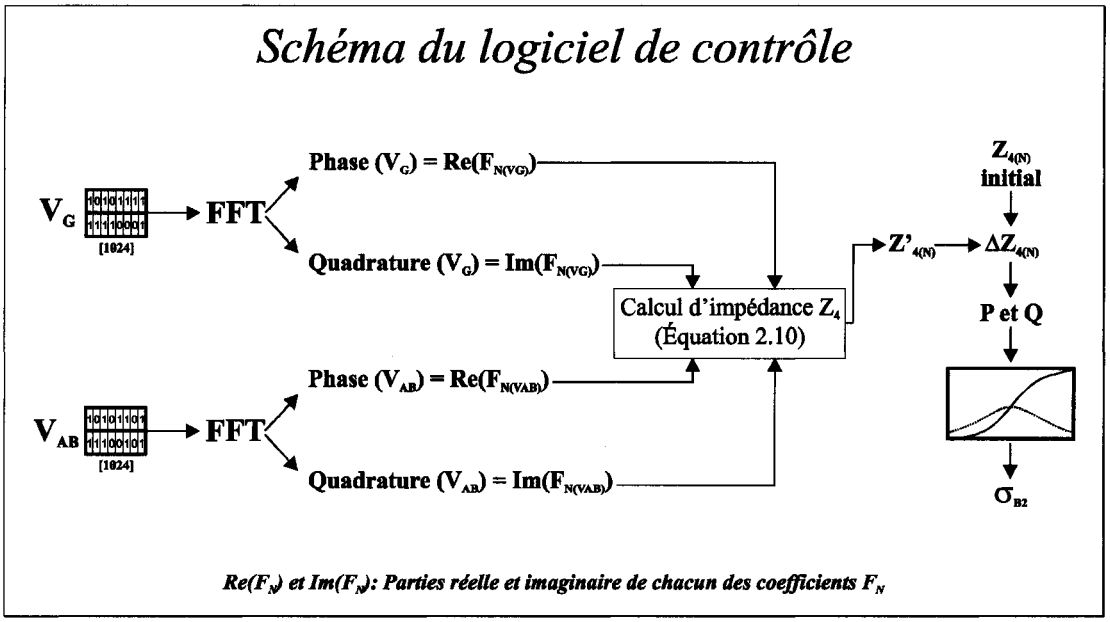


Figure 3.15 : Schéma du logiciel de contrôle. Diverses opérations sont nécessaires pour l'obtention d'une lecture de conductivité.

3.7.1 Fréquence d'échantillonnage et transformée de Fourier (FFT)

La fréquence d'échantillonnage a été fixée à 2,4576MHz qui correspond à un multiple entier de (2400 x 1024) échantillons. Ce choix permettra une résolution de la transformée de Fourier sur des coefficients F_N entiers qui seront tous des multiples de 2400Hz. La sélection des fréquences d'excitation devra se faire exactement sur ces 512 multiples, correspondant à une gamme allant de 2400Hz à 1,2288MHz. Ceci est nécessaire afin d'assurer la périodicité de l'onde qui serait générée à partir de la séquence de 1024 échantillons recueillis. En pratique, il n'est pas conseillé de travailler sur des coefficients trop près de la fréquence de Nyquist (1,2288MHz), car ils sont plutôt instables. La série de coefficients obtenus de la FFT sera caractéristique des différentes fréquences contenues dans le signal multi-fréquentiel, ainsi que de leur phase et de leur quadrature respectives.

3.7.2 Onde multi-fréquentielle utilisée

Afin de bien représenter le spectre de fréquence sur une gamme allant d'environ 10kHz à 1MHz, huit fréquences d'excitation ont été choisies avec des espacement quasi-réguliers sur une échelle logarithmique. Celles-ci sont énumérées dans le tableau 3.4 suivant.

Tableau 3.4 : Correspondance entre les fréquences d'excitation et leurs coefficients F_N respectifs

Fréquence d'excitation (F_X)	9.6 kHz	19.2 kHz	38.4 kHz	76.8 kHz	153.6 kHz	307.2 kHz	614.4 kHz	960 kHz
Coefficient de la FFT (F_N)	4	8	16	32	64	128	256	400

Un signal composé de chacune de ces 8 fréquences d'excitation, toutes superposées afin d'obtenir un signal multi-fréquentiel simultané, a été créé à l'aide d'un générateur d'onde numérique (voir la fiche descriptive donnée à l'Annexe 7).

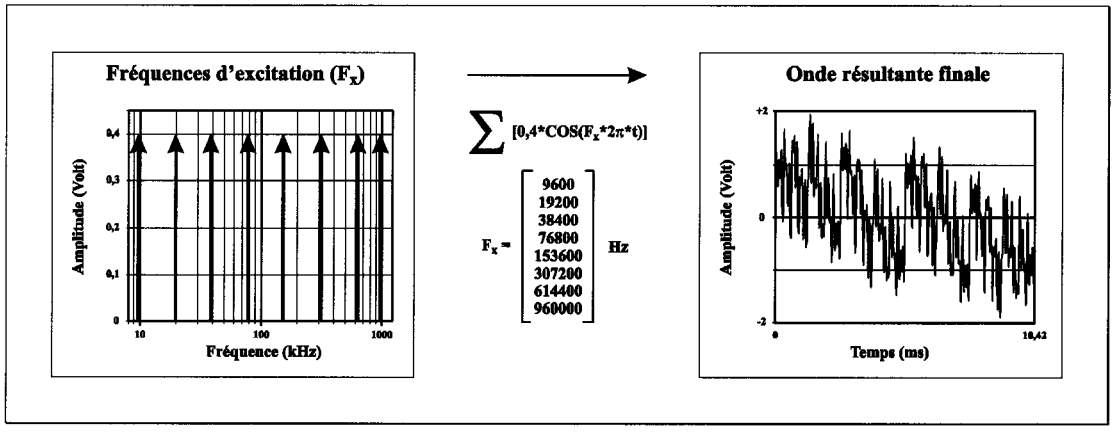


Figure 3.16 : Obtention de l'onde multi-fréquentielle finale.

Il a donc été relativement facile d'obtenir l'onde résultante représentée à la figure 3.16 par une simple programmation de ce générateur d'onde. C'est ce signal multi-fréquentiel, compris entre -2 et +2 volts, qui sera dorénavant utilisé sous forme de différence de potentiel V_G pour exciter le pont d'impédance de la figure 3.14. En résumé, le système d'acquisition de données échantillonnera ce signal V_G et le signal résultant V_{AB}. Une transformée de Fourier sera calculée à partir de chacune des séries de 1024 échantillons

obtenues. Les différents coefficients F_N de la FFT, correspondant aux différentes fréquences d'excitation, sont en fait des nombres complexes comportant des parties réelle et imaginaire. Ils seront alors utilisés un à un dans l'équation 2.10 afin d'obtenir une mesure d'impédance pour une fréquence d'excitation donnée.

3.7.3 Variation d'impédance ΔZ_4 et fonction de réponse

Une mesure d'impédance initiale sera préalablement obtenue afin de pouvoir calculer une variation éventuelle de celle-ci. Cette mesure tiendra compte des imperfections du pont d'impédance et des conditions initiales interagissant avec les bobines. Les variations calculées se feront par $\Delta Z_4=Z_{4(roche)}-Z_{4(initial)}$. Une réponse en phase et en quadrature, pour chacune des 8 fréquences d'excitation, sera calculée à partir de ces variations afin de permettre la construction graphique d'une fonction de réponse, telle que présentée à la figure 2.2 et qui sera continuellement mise à jour. Ce processus de calcul se répétera à tous les 1024 échantillons, ce qui correspond à moins de 0,42ms d'intervalle entre deux séries de mesures distinctes, menant à deux fonctions de réponse distinctes.

3.7.4 Lecture de conductivité à partir d'une fonction de corrélation

L'obtention rapide d'une fonction de réponse est très utile pour la qualification d'un conducteur. Toutefois, afin d'automatiser le processus de décision du logiciel, il serait préférable d'attribuer une valeur unique de conductivité, sur une échelle arbitraire, qui sera représentative de la position de cette fonction de réponse dans le spectre de fréquences.

Pour ce faire, une série de fonctions de réponse a été obtenue à partir de l'échantillon synthétique décrit à la section 3.3. La résistance variable de celui-ci a été changée de façon à enregistrer 21 fonctions de réponse, appelées fonctions de réponse de base. Régulièrement espacées sur une échelle logarithmique, ces fonctions sont centrées (i.e. paramètre d'induction 'α' égal à 1) sur des fréquences allant de 1kHz à 10MHz.Les

valeurs de résistance imposées à l'échantillon synthétique ont été calculées à partir de l'équation 3.03 et les résultats sont énumérés dans le tableau 3.5 suivant.

Tableau 3.5 : Calculs des différentes valeurs de résistance de l'échantillon synthétique afin d'obtenir les fonctions de réponse de base désirées

Numéro de la fonction de réponse de base (N_B)	Fréquence F_B (kHz) où le paramètre d'induction (α) égale 1	Résistance variable calculée (Ω) de l'échantillon synthétique
1	1,00	0,2
2	1,58	0,3
3	2,51	0,5
4	3,98	0,7
5	6,31	1,2
6	10,00	1,9
7	15,85	3,0
8	25,12	4,7
9	39,81	7,4
10	63,10	11,8
11	100,00	18,7
12	158,49	29,6
13	251,19	46,9
14	398,11	74,3
15	630,96	117,7
16	1000,00	186,6
17	1584,89	295,8
18	2511,89	468,7
19	3981,07	742,9
20	6309,57	1177,4
21	10000,00	1866,1

Pour chacune de ces valeurs de résistance, une fonction de réponse a été mesurée, c'est-à dire 8 paires de données de phase et de quadrature, correspondant aux 8 fréquences d'excitation.

Toutes ces données ont été enregistrées dans le logiciel de contrôle afin de pouvoir calculer une fonction de corrélation entre chacune des 21 fonctions de réponse de base (indice '$_B$') et la fonction de réponse (indice '$_R$') qui sera obtenue. Cette fonction de corrélation est essentiellement composée de 21 coefficients de corrélation qui sont

calculés à partir de l'équation 3.04, notés « $\rho_{RB\ [N_B]}$ » où N_B représente le numéro de la fonction de base (valeurs possibles de 1 à 21).

$$\rho_{\substack{RB[N_B] \\ N_B=1}}^{21} = \frac{\sigma_{RB\ [N_B]}}{(\sigma_R) * (\sigma_{B\ [N_B]})} \qquad (3.04)$$

où « $\sigma_{RB\ [N_B]}$ » sont les 21 calculs de covariance entre la fonction de réponse obtenue et les fonctions de base préenregistrées; « σ_R » et « $\sigma_{B\ [N_B]}$ » sont les écarts-type de la fonction de réponse 'R' et de chacune des fonction de base 'B' tel que suit :

$$\sigma_{\substack{RB\ [N_B] \\ N_B=1}}^{21} = \frac{\sum_{F_X=1}^{8} \left(R_{[F_X]} - \overline{R}\right) * \left(B_{[N_B][F_X]} - \overline{B}_{[N_B]}\right)}{\left(N_{F_X} - 1\right)} \qquad (3.05)$$

$$\sigma_R = \left(\frac{\sum_{F_X=1}^{8} \left(R_{[F_X]} - \overline{R}\right)^2}{\left(N_{F_X} - 1\right)} \right)^{1/2} \qquad (3.06)$$

$$\sigma_{\substack{B\ [N_B] \\ N_B=1}}^{21} = \left(\frac{\sum_{F_X=1}^{8} \left(B_{[N_B][F_X]} - \overline{B}_{[N_B]}\right)^2}{\left(N_{F_X} - 1\right)} \right)^{1/2} \qquad (3.07)$$

Où N_{Fx} est égal à 8, soit le nombre total des fréquences d'excitation F_x. Les coefficients de corrélation calculés prendront des valeurs possibles de -1 à +1. Un maximum sera observé pour une des ces 21 valeurs indiquant quelle fonction de base s'apparente le plus de la fonction de réponse obtenue. Un exemple est illustré à la figure 3.17 où l'on observe une construction graphique à partir de 21 valeurs de corrélation croisée avec la fonction de réponse mesurée.

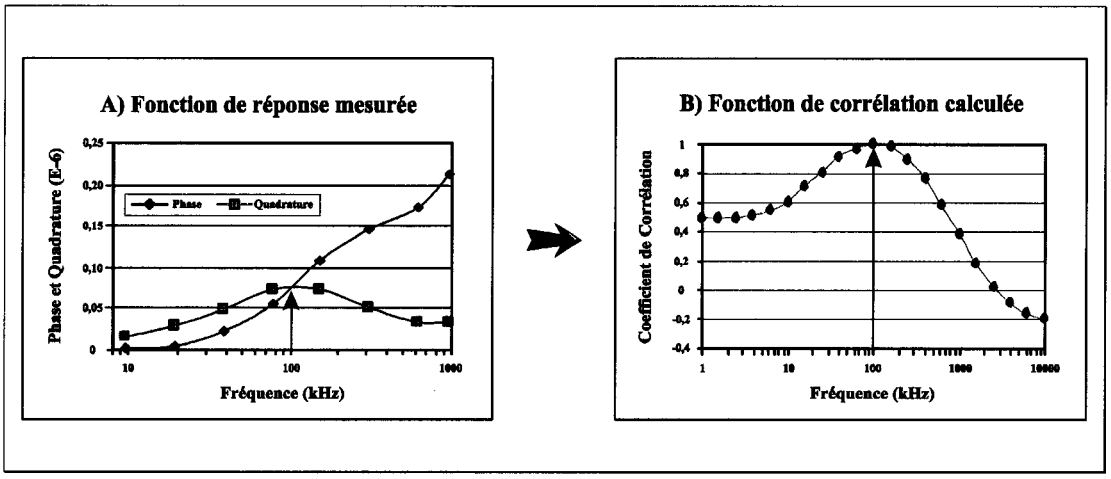


Figure 3.17 : Obtention d'une fonction de corrélation à partir de la fonction de réponse mesurée. Cette dernière a été obtenue avec l'échantillon synthétique (R=18,7 Ohms). Une valeur unique pourra alors être déduite de la fonction de corrélation obtenue.

Ces données ont une fois de plus été acquises à l'aide de l'échantillon synthétique ayant une résistance ajustée à 18,7Ω, correspondant ainsi à une fonction de réponse centrée à 100kHz. C'est ce qui explique que le maximum de la fonction de corrélation de la figure 3.17B est situé directement sur F_B=100kHz. La valeur de conductivité qui sera finalement enregistrée, est notée σ_{B2}, et est calculée par:

$$\sigma_{B2} = \frac{1}{F_B} * 10^4 \qquad (3.08)$$

où F_B est la fréquence en kHz correspondant à la position du maximum sur le graphe de corrélation, et un facteur de 10^4 est appliqué afin de rendre les lectures de conductivité dans des unités pratiques. La valeur ainsi obtenue sera proportionnelle à la conductivité du matériel observé. C'est cette valeur unique, sur une échelle plutôt arbitraire, qui servira à qualifier la roche conductrice observée afin de déterminer si elle doit être rejetée ou conservée.

La précision de cette lecture peut être raffinée en interpolant la fonction de corrélation, spécialement lorsque le maximum est situé entre deux valeurs de paramètre d'induction.

L'interpolation se fera à l'aide d'une spline cubique, car cette méthode d'interpolation assurera une meilleure régularité de la courbure (par l'usage des dérivées première et seconde) qu'une simple interpolation linéaire (Fortin, 1995). Cette spline est représentée à la figure 3.17B où elle relie les points obtenus par la fonction de corrélation.

En présence de roche conductrice et magnétique, la fonction de corrélation ne sera pas grandement affectée. Ceci se traduira par une baisse généralisée en amplitude des 21 valeurs des coefficients de corrélation, toutefois la position du maximum ne sera dépendante que de la conductivité de la roche investiguée. Cette baisse peut être expliquée par l'absence de composante magnétique de l'échantillon synthétique et que la covariance ne peut expliquer cette composante, faute de modèle. Cette composante magnétique se traduit habituellement par un plateau négatif de la phase à basse fréquence, en absence d'effet de peau (section 2.5).

Afin de permettre une évaluation quantitative de conductivité de la roche, il faudrait connaître les dimensions de celle-ci. Par contre, pour déterminer un critère de tri il n'est pas capital de déterminer la conductivité absolue du minéral ou roche. La lecture de conductivité σ_{B2} obtenue sera suffisante pour appliquer un critère de tri.

3.8 Construction et design du système électronique

Une connaissance de base de circuits électroniques a été nécessaire à l'accomplissement du système électromagnétique final. Tous les détails de conception électronique ne seront pas discutés ici, car cela dépasse le cadre du contexte géophysique. Toutefois, une revue des principales notions acquises pouvant être utiles dans d'autres conceptions d'appareillage géophysique sera présentée. Des photos numériques montrant le système électronique depuis le banc d'essais jusqu'à la production d'un prototype par un entrepreneur sont illustrées à l'Annexe 8, témoignant ainsi des diverses étapes du design.

3.8.1 Amplificateur de puissance

Un amplificateur de puissance, situé entre le générateur d'onde et le pont d'impédance, a été conçu afin de créer les courants qui seront responsables de l'induction électromagnétique. Une détermination de la valeur de ceux-ci est nécessaire à la sélection de l'amplificateur. Pour ce faire, il faut d'abord identifier les valeurs d'impédance Z_G, pour chacune des différentes fréquences d'excitation (F_x), du pont tel que vu par la différence de potentiel V_G. Ces valeurs d'impédances sont données par :

$$Z_{G[F_X]}^{8}{}_{F_X=1} = \frac{1}{\left(\frac{1}{(Z_{2[F_x]} + Z_{3[F_x]})} + \frac{1}{(Z_{1[F_x]} + Z_{4[F_x]})}\right)} \qquad (3.09)$$

D'après l'onde multi-fréquentielle finale, l'amplitude de chacune des fréquences d'excitation est de 0,4 Volts. La loi d'Ohm adaptée à la situation présente est donnée par :

$$V_{G[F_X]}^{8}{}_{F_X=1} = Z_{G[F_x]} * I_{G[F_x]} \qquad (3.10)$$

La sommation des courants associés à chacune des fréquences sera alors :

$$\sum_{F_X=1}^{8} I_{G[F_x]} = \frac{V_{G[F_x]}}{Z_{G[F_x]}} = 0.47\,\text{A} \qquad (3.11)$$

Un circuit électronique a été conçu suivant cette exigence de courant à partir d'un circuit intégré appelé « amplificateur opérationnel LT-1795», qui est manufacturé par Linear Technology Corporation. Cet amplificateur a été choisi de façon à dépasser différentes caractéristiques minimales requises par quelques ordres de grandeur. Par exemple, une appréciation de la rapidité d'exécution de cet amplificateur, notée en termes de « *Slew*

Rate » est de 900 Volt/µs. Dans la présente situation, on ne pourrait imaginer un saut de plus de 4 volts (-2 à +2 Volts) en l'espace de 1 µs (période correspondant à une fréquence de 1MHz). Un autre exemple faisant référence à la fidélité de l'amplification limite ce circuit intégré à des fréquences de 50 MHz (pour un gain unitaire), alors que la situation présente se limite à des fréquences en deçà de 1 MHz. Les caractéristiques générales de cet amplificateur sont données à l'annexe 9.

Une pratique courante en design électronique, suggérée par monsieur Gary Black, est de « cloner » le signal V_G et de l'inverser. Le signal original sera appliqué au haut du pont et le signal inversé au bas du pont d'impédance. Donc, deux amplificateurs distincts ont été utilisés et conséquemment, le pont sera alors excité par le double de l'énergie originale, sans toutefois perturber le contenu fréquentiel. Cette variation porte habituellement le nom d'amplificateur différentiel. De cette manière dite équilibrée (de l'anglais : « *balanced signal* »), les composantes électroniques sont plus stables réduisant ainsi les risques d'interférences.

3.8.2 Préamplification des signaux V_{AB} et V_G

Il est préférable de préamplifier les signaux V_{AB} et V_G avant de les échantillonner au lieu d'utiliser directement les quatre entrées de la carte d'acquisition de données. Cette préamplification réduira les signaux différentiels en signaux unipolaires comme l'indique la figure 3.18. Ceci a été réalisé à partir d'amplificateur opérationnels OPA4650, décrits à l'annexe 9.

Un avantage significatif, particulièrement pour le signal V_{AB}, est qu'on pourra s'assurer d'obtenir la plus grande résolution possible, qui est fournie par la carte d'acquisition de données, en préamplifiant ce signal dans une fenêtre de -2 à +2 Volts. De cette manière, le faible résultat d'une différentiation analogique sera d'abord amplifié et ensuite échantillonné.

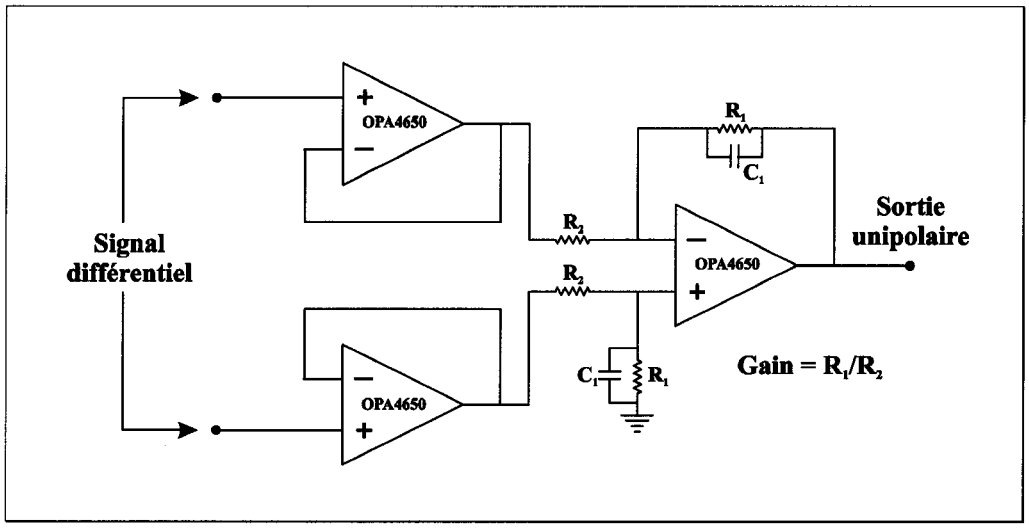


Figure 3.18 : Montage d'un amplificateur différentiel à partir de 3 amplificateurs opérationnels « OPA4650 ». Ce circuit est utilisé pour la préamplification des signaux V_G et V_{AB} différentiels.

Quelques expérimentations ont été suffisantes pour dicter le gain du préamplificateur du signal V_{AB} à 4,7, en utilisant des valeurs de R_1=2200Ω et de R_2=470Ω. Pour le signal V_G, un gain de 0,5 a été dicté par l'introduction même des amplificateurs de puissance différentiels, qui ont eu pour effet de doubler le signal original. En pratique, un gain de 0.49 a été obtenu à partir de valeurs de R_1=230Ω et de R_2=470Ω. Il peut parfois s'avérer nécessaire d'amplifier un signal d'excitation à un niveau supérieur et ensuite le réduire avant de l'échantillonner. Le gain global obtenu sera alors donné par le rapport Gain(V_{AB})/Gain(V_G), et sera de 9,6, soit une augmentation de près de un ordre de grandeur. Il sera facile, une fois rendu dans l'espace mémoire de l'ordinateur, de réajuster ces signaux à leurs valeurs originales par une simple manipulation mathématique.

Suite à l'obtention du signal unipolaire, il faut s'assurer que la dernière étape d'amplification pourra fournir assez de courant afin de stimuler la carte d'acquisition de données. Il est recommandé d'utiliser un amplificateur à gain unique qui sera totalement consacré à faire suivre le signal, avec un maximum de fidélité, tout en assurant une capacité à fournir le courant nécessaire à l'échantillonnage. Ceci sera fait par l'introduction d'un amplificateur tampon OPA682, qui est décrit à l'annexe 9. De cette

manière, on aura la certitude que la faible impédance d'entrée de la carte d'acquisition de données (50Ω) n'interagira pas avec le système mesuré.

Un dernier détail important est l'introduction de filtres passe-bas dans la conduite d'amplification. Ceci est fait en ajoutant des condensateurs qui seront branchés en parallèle avec les résistances R_1 (figure 3.18), de façon à obtenir une fréquence de coin 'F_c' (fréquence à laquelle il se produit une atténuation de -3dB ou 50%) à près de 5 fois la plus haute fréquence utilisée, soit environ 5MHz. Ceci se traduit par des valeurs de capacité calculées à partir de l'équation 3.12 suivante :

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * F_c * R_1} \qquad (3.12)$$

$C_1 = 14$ pF pour V_{AB}, et

$C_1 = 138$ pF pour V_G.

Même si la carte d'acquisition de données possède des filtres passe-bas internes, il est préférable d'éviter de générer et de transporter des hautes fréquences, qui peuvent mener à l'introduction de bruit.

CHAPITRE 4 : PRÉSENTATION DES RÉSULTATS

Afin de construire une base de données servant à faire l'étude de corrélations entre des lectures de conductivité et des teneurs réelles, une série de 211 échantillons a été assemblée. La provenance de ces échantillons doit être gardée confidentielle, mais pour les besoins de cet ouvrage, les deux mines seront nommées Alpha et Bêta. Ainsi, 113 échantillons proviennent de la mine Alpha et 98 de la mine Bêta. Les lectures de conductivité des échantillons ont été obtenues à partir du système électromagnétique de tri du minerai, tel que décrit au chapitre 3. La position relative des échantillons par rapport à la bobine inductrice est montrée à la figure 3.11. Les détails d'analyses chimiques et de lectures de conductivité pour chacun des échantillons sont donnés à l'annexe 10 pour des fins de consultation.

Les résultats de cette étude de corrélations ont permis d'identifier la mine où la mise en application d'un tel système électromagnétique de tri serait le plus favorable. Un test à grande échelle impliquant un échantillon typique de quelques tonnes de minerai a ensuite été mené. Afin de réaliser ce test, le système électromagnétique a été installé sur un convoyeur en mouvement, avec la bobine inductrice centrée sur l'axe de circulation des roches, directement sous le caoutchouc du convoyeur. Un mécanisme de déflection a été installé à l'extrémité du convoyeur afin de faire dévier les roches désirées. Ce déflecteur consiste d'une plaque métallique activée par un piston à air comprimé. Ce mécanisme est activé à retardement par l'ordinateur de contrôle suite à la détection d'une roche en mouvement ayant obtenue une lecture de conductivité supérieure à une certaine limite prédéterminée. De cette manière, deux piles ont été générées, soient composées de roches acceptées et rejetées.

4.1 Étude de corrélations pour les échantillons de deux mines

Environ 230 échantillons recueillis ont été coupés en deux moitiés jumelles, à l'aide d'une scie au diamant. Des lectures de conductivité ont ensuite été prises sur chaque moitié, suivant différentes orientations, afin d'assurer leur similitude. Des variations de

lectures de conductivité de plus de 5% entre les deux moitiés ont menés à un rejet de près de 10% des échantillons. Pour chacun des 211 échantillons finalement sélectionnés, une moitié « témoin » a été conservée et l'autre moitié a été envoyée au laboratoire pour une identification des éléments par analyse chimique, suite à l'obtention d'une moyenne de lectures de conductivité, notée $\overline{\sigma_{B2}}$. Celle-ci a été obtenue par une moyenne arithmétique de quelques lectures de conductivité individuelles, prises suivant différentes orientations stables de l'échantillon. Pour simplifier l'interprétation des mesures, tous les échantillons ont été choisis dans une gamme de 13cm à 18cm (5" à 7") approximativement. Une représentation des lectures de conductivité obtenues en fonction du contenu en sulfures est donnée à la figure 4.1 suivante.

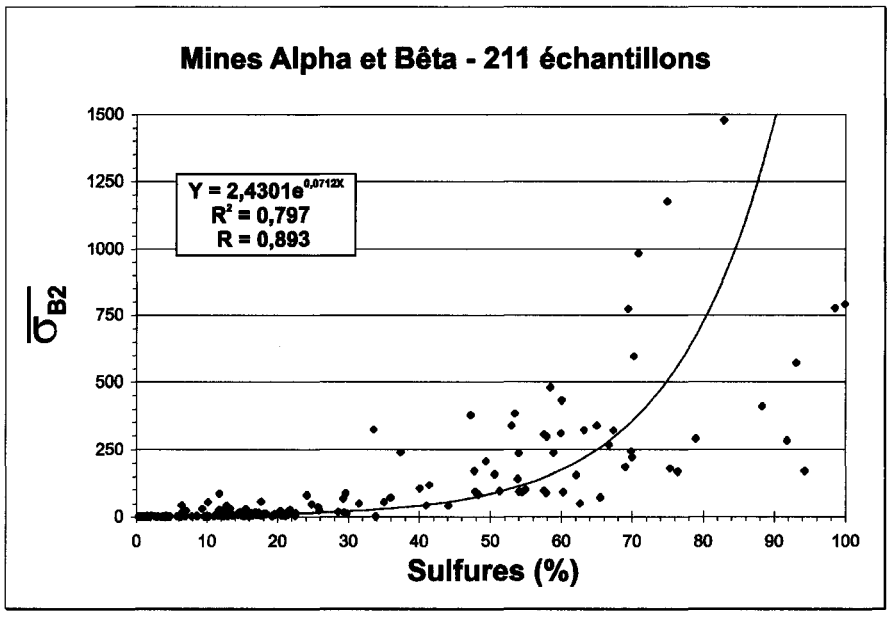


Figure 4.1 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenues pour chacun des 211 échantillons des mines Alpha et Bêta, en fonction du contenu en sulfures. La corrélation obtenue suit une loi exponentielle.

On peut remarquer une corrélation exponentielle entre la conductivité mesurée et le contenu en sulfures calculé. Ce contenu en sulfures est obtenu par une équation empirique couramment utilisée par Inco dans les mines de la région de Sudbury. Cette équation fait intervenir la proportion des éléments Ni, Cu et S mesurés par les analyses

chimiques afin d'évaluer le contenu total de pyrrhotite, pentlandite et chalcopyrite, qui sont tous des sulfures conducteurs.

Cette corrélation exponentielle obtenue est en fait une croissance plus rapide de la réponse électromagnétique par rapport à l'augmentation de la concentration en minéraux conducteurs. Ces minéraux peuvent généralement être représentés par des fragments de différentes tailles à l'intérieur d'une matrice représentative de la roche en place. Au fur et à mesure que l'on augmente la proportion de ces fragments conducteurs, il se forme des connections électriques entre ceux-ci, menant à la création de boucles de courants de Foucault de plus grande tailles à l'intérieur de la roche. C'est en partie pour cette raison que l'on observe une corrélation qui n'est pas linéaire. Il serait intéressant d'effectuer une étude détaillée de l'impact des variations de concentration en minéraux conducteurs sur la réponse électromagnétique des échantillons. De plus, une telle étude pourrait faire intervenir des échantillons ayant différentes textures (i.e. sulfures disséminés par rapport aux sulfures en veinules).

Dorénavant, les représentations graphiques feront intervenir les lectures de conductivité sur une échelle logarithmique. Ce type de représentation est en fait plus approprié pour les corrélations exponentielles et permettra une meilleure visualisation des fluctuations à basse échelle. Les résultats obtenus seront présentés séparément suivant chaque mine étudiée.

4.1.1 Mine Bêta

Un échantillon typique de la mine Bêta est présenté sous forme d'image numérique à la figure 4.2 suivante.

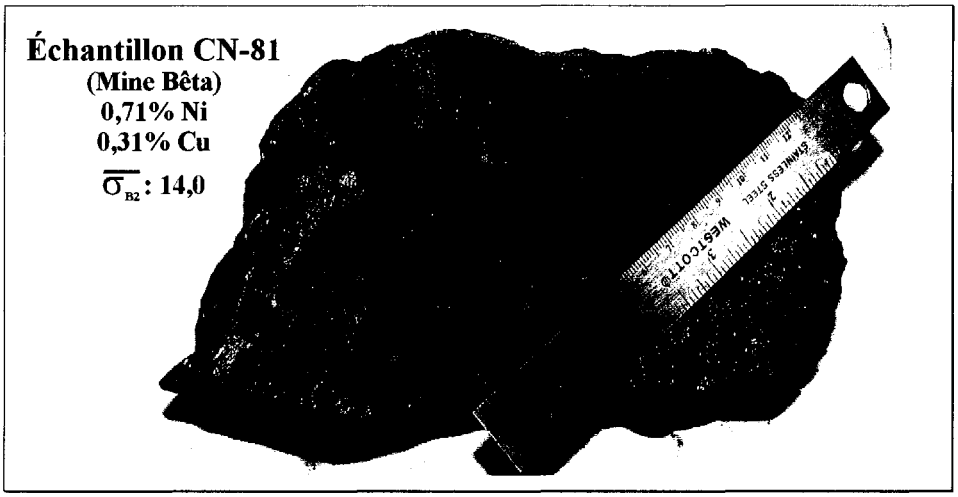


Figure 4.2 : Image numérique d'un échantillon typique à teneur modérée de la mine Bêta. Une analyse de composition a révélé des teneurs de 0,71%Ni et 0,31%Cu. La moyenne des lectures de conductivité obtenue est de 14 unités. Une règle métallique de 15cm a été déposée sur l'échantillon.

En observant cette image, on peut noter l'irrégularité de la minéralisation (de couleur gris pâle) à l'intérieur de l'échantillon. En effet, la partie gauche contient des sulfures disséminés de forme plutôt allongée, tandis que la partie inférieure droite (en dessous de la règle métallique) est essentiellement une région constituée de sulfures massifs. Il y aura alors une très grande variation entre les différentes lectures de conductivité obtenues selon diverses orientations.

Une représentation de la moyenne des lectures de conductivité en fonction de la teneur en nickel est donnée à la figure 4.3. En observant celle-ci, on remarque un comportement plutôt chaotique des lectures de conductivité pour les échantillons ayant des teneurs en nickel d'environ 1% et moins. Même si le coefficient de corrélation obtenu est de R=0.798, ce système ne pourra pas être appliqué à cette mine, étant donnée sa piètre fiabilité pour les échantillons à faible teneur. Par exemple, en prenant un seuil

économique de 0,3% nickel, qui équivaut à une limite de lecture de conductivité d'environ 5 unités, ceci entraînerait une réjection erronée de matériel à trop forte teneur en nickel. Le coefficient de corrélation peut être augmenté à R=0,835 en calculant une corrélation multiple, faisant intervenir 19% du contenu en cuivre et 81% du contenu en nickel. Toutefois, cette légère hausse du coefficient de corrélation n'améliore pas l'imprécision reliée aux échantillons de faible teneur. Il est en effet important de pouvoir différencier ceux-ci, sinon le matériel rejeté par le système électromagnétique aura un trop fort contenu en minéraux économiques et son implantation ne verra jamais le jour.

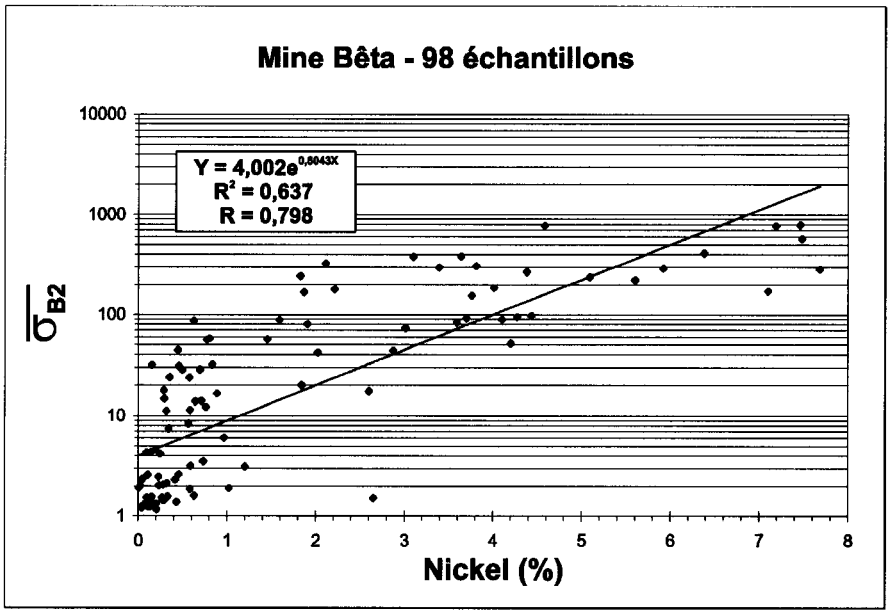


Figure 4.3 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenue pour chacun des 98 échantillons de la mine Bêta, en fonction de la teneur en nickel.

Un exemple de la variabilité observée à la mine Bêta peut être démontrée par deux échantillons ayant des teneurs en nickel de 0,63%, qui sont représentés aux figures 4.4 et 4.5. On peut remarquer que l'échantillon CN-74 a obtenue une moyenne des lectures de conductivité de 86,3 unités par rapport à l'échantillon CN-97 qui a récolté seulement 1,6 unités. La différence texturale joue un rôle important sur les courant de Foucault induits, car les 2 échantillons possèdent des concentrations similaires en minéraux conducteurs.

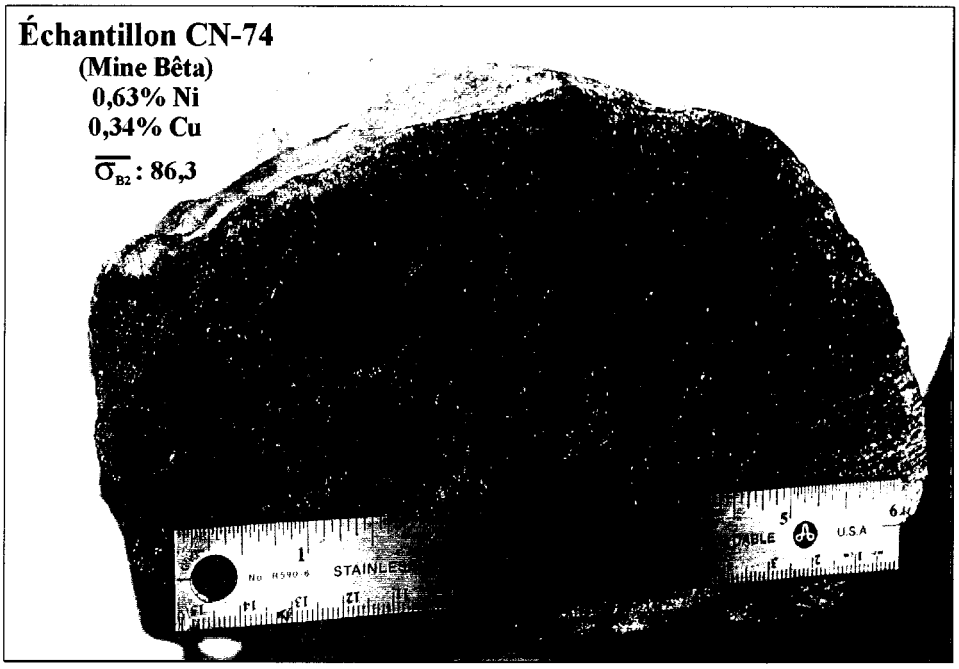


Figure 4.4 : Image numérique de l'échantillon CN-74 de la mine Bêta. Cette roche présente une texture où la minéralisation est disséminée au travers toute la matrice rocheuse. Cet échantillon a une faible teneur en nickel, mais a obtenu une forte moyenne des lectures de conductivité.

La même quantité de minéraux conducteurs répartie avec une texture plutôt fibreuse dans la matrice rocheuse créera des connections électrique entre les grains. Ceci entraînera des courants de Foucault plus importants que s'ils étaient regroupés en quelques grosses billes électriquement isolées. C'est ce qui explique cette forte variabilité de la réponse électromagnétique entre deux échantillons à teneurs semblables.

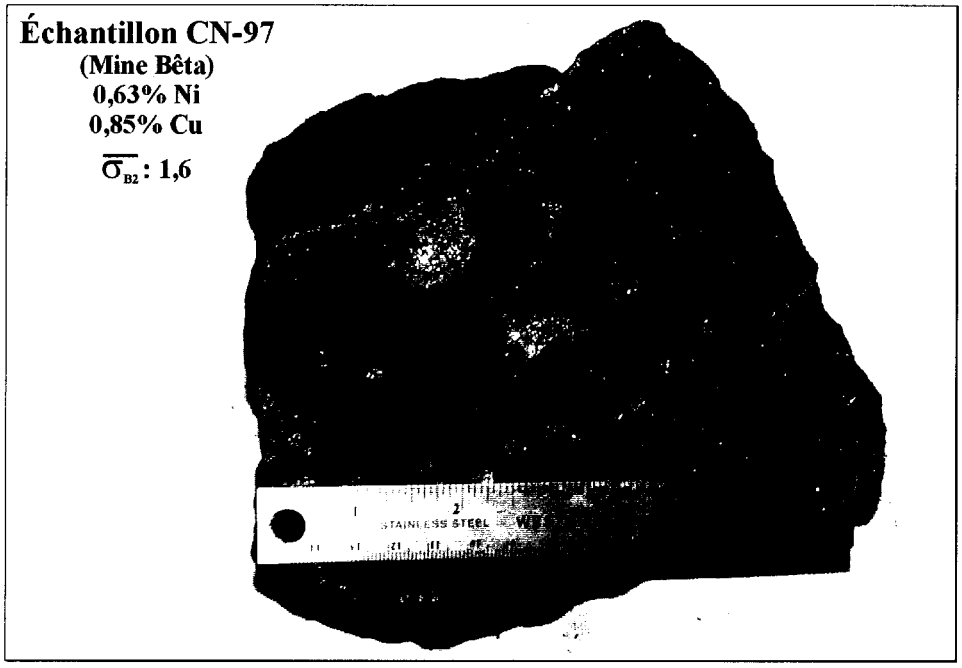


Figure 4.5 : Image numérique de l'échantillon CN-97. Cette roche présente une texture où la minéralisation est regroupée en quelques billes d'une taille de l'ordre du centimètre. La matrice est composée d'une phase presque pure de roche stérile. Cet échantillon a une faible teneur en nickel, et a obtenu une faible moyenne des lectures de conductivité.

Une autre cause de variabilité peut venir de l'apport de la pyrrhotite en minéraux conducteurs. Cette pyrrhotite est en effet très conductrice, mais ne contribue pas à la teneur en nickel ou en cuivre. Elle peut souvent être associée à la présence de pentlandite et de chalcopyrite dans l'échantillon, et ce sont ceux-ci qui sont responsables de l'apport en minéraux économiques. La proportion de la pyrrhotite sur le contenu total en sulfures pouvant être variable pour les différentes roches de cette mine, la réponse électromagnétique sera alors fortement influencée par cet apport de conductivité sans valeur économique. Une investigation plus approfondie sur les causes de la variabilité des lectures de conductivité observée serait souhaitable avant de procéder à un test de plus grande envergure.

4.1.2 Mine Alpha

Deux images numériques représentant un échantillon typique et un échantillon à faible teneur de la mine Alpha, sont données aux figures 4.6 et 4.7. En observant ces deux figures, on peut observer des fragments de minéralisation de la taille d'environ un demi centimètre pour l'échantillon de la figure 4.6, et de l'ordre du millimètre pour la figure 4.7. On peut alors noter l'évidence d'une distribution plus homogène de la minéralisation dans ces échantillons. Les lectures de conductivité prises selon différentes orientations ne devraient donc pas présenter de trop fortes variations. C'est généralement le cas pour les roches étudiées en provenance de la mine Alpha.

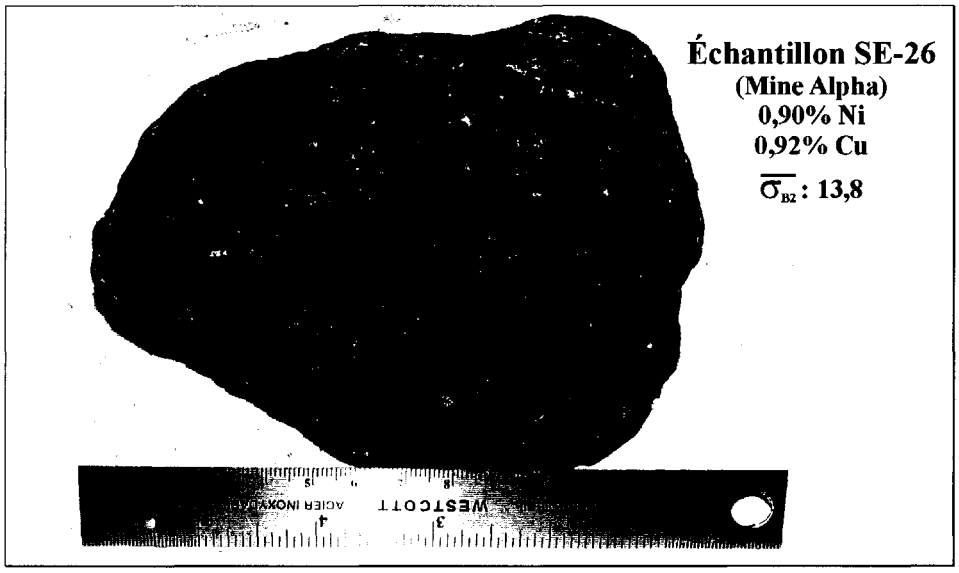


Figure 4.6 : Image numérique d'un échantillon typique de la mine Alpha.

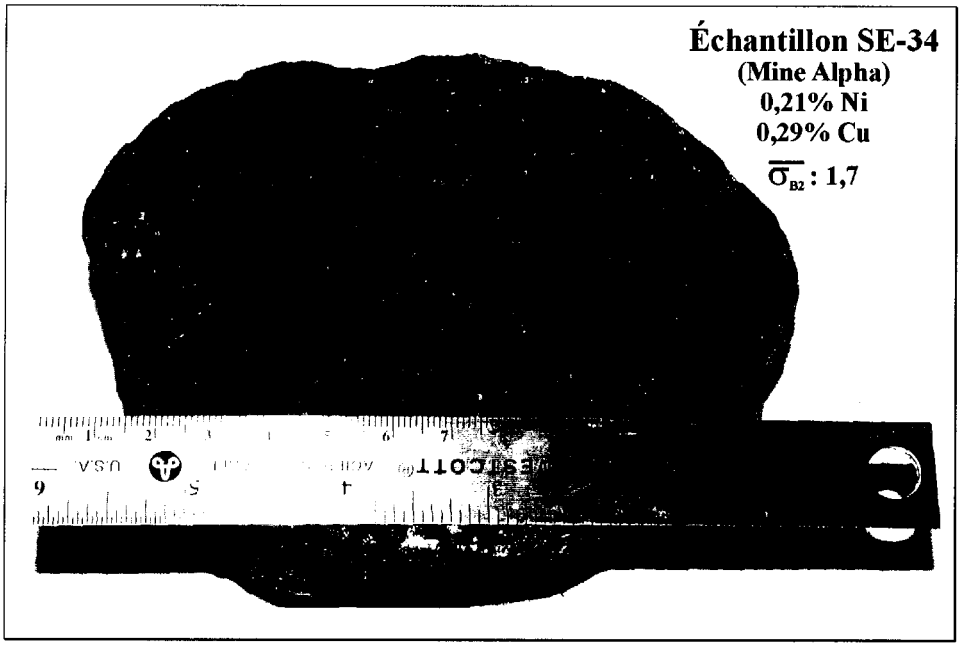


Figure 4.7 : Image numérique d'un échantillon de faible teneur de la mine Alpha. On peut observer les grains de sulfure de l'ordre du millimètre.

Des représentations graphiques des lectures de conductivité obtenues, en fonction de la teneur en nickel, pour les 113 échantillons de la mine Alpha, sont données aux figure 4.8 et 4.9 suivantes.

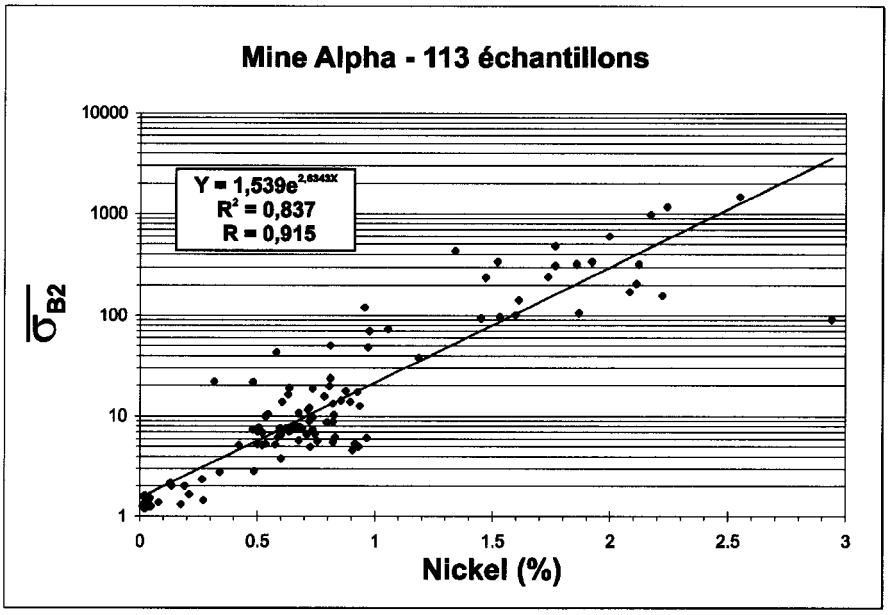


Figure 4.8 : Représentation de la moyenne des lectures de conductivité obtenue pour chacun des 113 échantillons de la mine Alpha, en fonction de la teneur en nickel.

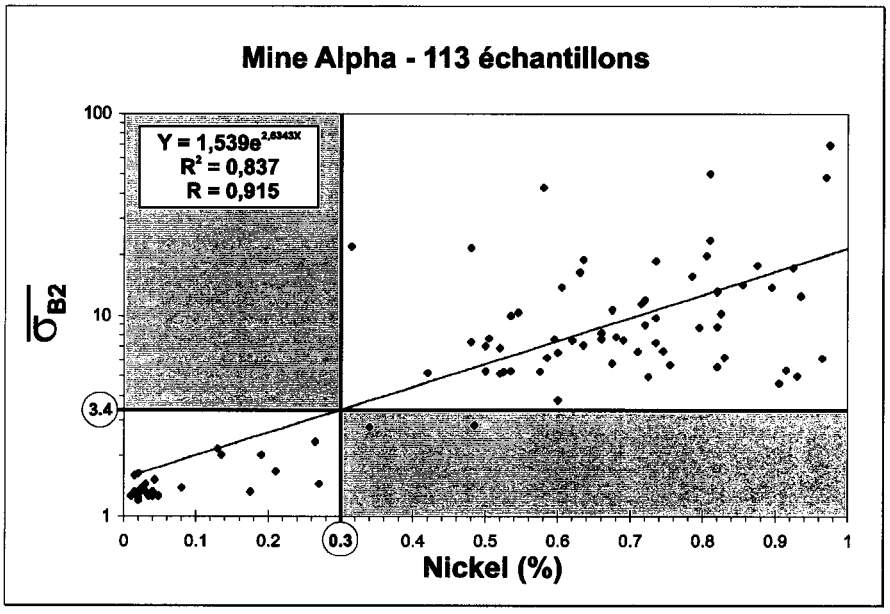


Figure 4.9 : Représentation détaillée des lectures de conductivité obtenues pour les 113 échantillons de la mine Alpha en fonction du contenu en nickel. Un critère de tri a été appliqué, basé sur la corrélation exponentielle.

Un agrandissement de la portion inférieure gauche de la figure 4.8 est représenté à la figure 4.9. On peut observer une meilleure définition du système électromagnétique sur les échantillons à faible teneur de cette mine, comparativement à la mine Bêta. C'est en fait une caractéristique nécessaire pour l'implémentation d'un tel système, car les enjeux du tri se feront sur des roches à faible contenu en minéraux économiques.

À la figure 4.9, une limite de 0,3%Ni a été sélectionnée arbitrairement, à titre d'exemple, correspondant à une lecture de conductivité de 3,4 unités, suivant la courbe de corrélation exponentielle. Règle générale, cette limite devra être suffisamment basse afin de minimiser le contenu en nickel du matériel rejeté. Une simulation a été effectuée suivant cette limite. Les roches ayant une lecture de conductivité supérieure ou égale à 3,4 unités ont été considérées comme acceptées, et celles ayant obtenues des lectures inférieures à cette limite ont été considérées comme rejetées. Les zones ombragées de la figure 4.9 représentent les endroits où le système électromagnétique a échoué, c'est-à-dire une bonne lecture de conductivité pour un échantillon à faible teneur et une mauvaise lecture pour un échantillon à forte teneur. Un calcul simple d'efficacité peut se faire par la somme du nombre de points inclus dans les zones blanches sur le total des points, qui est de 111/113 ou 98,2% d'efficacité.

Une autre mesure d'appréciation pour un tel test de calibration est d'obtenir les teneurs moyennes des roches rejetées, acceptées ainsi que la teneur moyenne de toutes les roches. Ceci se traduit par 27 roches rejetées ayant une teneur moyenne de 0,1%Ni, 86 roches acceptées ayant une teneur moyenne de 1,0%Ni, prises à partir d'un échantillon de 113 roches ayant une teneur globale moyenne de 0,8%Ni. Cette teneur a donc été augmentée de 25%, créant un rejet de 23,9% (27/113) du matériel. Il est à noter qu'aucune pondération n'a été effectuée sur les moyennes de teneurs étant donnée l'étroite similitude de la taille des roches échantillonnées.

Il est également important de noter que cet échantillonnage est biaisé, car il n'a pas été fait de façon représentative. Le but de ce test préliminaire est d'identifier à priori si le type de gisement sera favorable pour y effectuer un test de tri à grande échelle. En ce qui concerne la mine Alpha, le gisement soumis au test préliminaire est effectivement favorable à un test de tri à grande échelle, qui est présenté dans la section suivante.

4.2 Test de tri à grande échelle pour la mine Alpha

La première étape de ce test final consiste à recueillir un échantillon représentatif de la mine Alpha par échantillonnage à intervalles réguliers de sections complètes de convoyeur, où circule le minerai. De plus, cet échantillon devra être d'une masse suffisante afin que le test soit statistiquement valide. Suivant cette méthodologie, un échantillon de 3774kg a été ramassé par le personnel minier de la mine Alpha et a ensuite été séparé en différentes classes granulométriques tel que présenté dans le tableau 4.1 suivant.

Tableau 4.1 : Description détaillée de l'échantillon de départ utilisé pour le test à grande échelle

Échantillon de départ					
Classe Granulométrique	Masse (kg)	Proportion	Ni (%)	Cu (%)	Limite σ_{B2}
+15,2cm	226	6,0%	0,44	0,38	3,4
+10,8cm -15,2cm	318	8,4%	0,59	0,56	3,2
+6,4cm -10,8cm	457	12,1%	0,68	0,48	3,0
+3,8cm -6,4cm	419	11,1%	0,60	0,70	2,8
+1,9cm -3,8cm	501	13,3%	0,64	0,54	2,6
< 1,9cm	1853	49,1%	0,81	0,80	N/A
Total	**3774**	**100%**	**0,71**	**0,67**	-

Ce test à grande échelle a été fait de façon dynamique sur un convoyeur ayant une vitesse approximative de 1,5 m/s (300 pi/min). Les particules ont été libérées individuellement sur le convoyeur en mouvement afin d'obtenir une maximisation de la performance du tri. La séparation initiale en différentes classes granulométriques est nécessaire, car la lecture de conductivité obtenue par le système électromagnétique de tri sera évidemment

plus faible pour des particules de plus petite taille. Les différentes limites de conductivité appliquées aux différentes classes granulométriques ont été obtenues à partir d'un test préliminaire. Celui-ci a été fait à partir d'un échantillon supplémentaire de faible teneur mesurant approximativement 15 cm de diamètre, ayant une lecture de conductivité égale à 3,4. Cet échantillon a ensuite été fracturé selon les différentes classes granulométriques citées dans le tableau 4.1, et les lectures de conductivité correspondantes sont énumérées sous la colonne intitulée « Limite σ_{B2} ». On peut remarquer qu'en deçà d'une taille limite de 1,9cm, aucune valeur de conductivité n'est citée. Ceci est dû à des lectures de conductivité faibles et très bruitées présentant ainsi un risque plus élevé d'effectuer un triage erroné. Par conséquent, les particules de plus petite taille que cette limite pratique ne subiront pas de triage et seront automatiquement acceptées.

Toutes les classes granulométriques supérieures à 1,9cm ont subit le même triage électromagnétique selon un critère limite qui leur sont propres. Les résultats de ce triage sont regroupés dans les tableaux 4.2 et 4.3, intitulées : « Matériel accepté » et « Matériel rejeté ».

Tableau 4.2 : Description du matériel accepté suite à l'application d'un critère de tri

Matériel accepté				
Classe Granulométrique	Masse (kg)	Proportion	Ni (%)	Cu (%)
+15,2cm	127	3.4%	0.77	0.67
+10,8cm -15,2cm	221	5.9%	0.79	0.76
+6,4cm -10,8cm	343	9.1%	0.87	0.62
+3,8cm -6,4cm	250	6.6%	0.95	1.04
+1,9cm -3,8cm	159	4.2%	1.24	0.90
Total	**1100**	**29.2%**	**0.91**	**0.79**

Tableau 4.3 : Description du matériel rejeté suite à l'application d'un critère de tri

Matériel rejeté				
Classe Granulométrique	Masse (kg)	Proportion	Ni (%)	Cu (%)
+15,2cm	99	2.6%	0.02	0.01
+10,8cm -15,2cm	97	2.5%	0.11	0.09
+6,4cm -10,8cm	113	3.0%	0.10	0.08
+3,8cm -6,4cm	169	4.5%	0.08	0.19
+1,9cm -3,8cm	342	9.1%	0.36	0.38
Total	**820**	**21.7%**	**0.20**	**0.22**

On remarque une augmentation significative de la teneur pour la classe granulométrique « +1,9cm -3,8cm » dans le tableau du matériel rejeté. Ceci est causé par une détérioration des lectures de conductivité pour le matériel de petite taille. Toutefois, une teneur globale de 0,20% de nickel pour tout le matériel rejeté est très acceptable. Une recombinaison du matériel accepté avec le matériel trop petit pour être trié est ensuite donnée dans le tableau 4.4 suivant, afin de calculer la teneur du produit final qui serait envoyé au moulin.

Tableau 4.4 : Description du produit final qui serait envoyé au moulin

Produit final				
Classe Granulométrique	Masse (kg)	Proportion	Ni (%)	Cu (%)
+15,2cm	127	3.4%	0.77	0.67
+10,8cm -15,2cm	221	5.9%	0.79	0.76
+6,4cm -10,8cm	343	9.1%	0.87	0.62
+3,8cm -6,4cm	250	6.6%	0.95	1.04
+1,9cm -3,8cm	159	4.2%	1.24	0.90
-1,9cm	1853	49.1%	0.81	0.80
Total	**2954**	**78.3%**	**0.85**	**0.79**

Une représentation résumant les diverses étapes de ce procédé ainsi que les principaux résultats est donnée à la figure 4.10. On y observe un produit final qui aura une teneur 19,7% supérieure à l'échantillon initial, avec une réduction de masse de 21,7%. Les pertes en termes de contenu en nickel dans le matériel rejeté représentent seulement 6,3% de tout le nickel présent dans l'échantillon de départ.

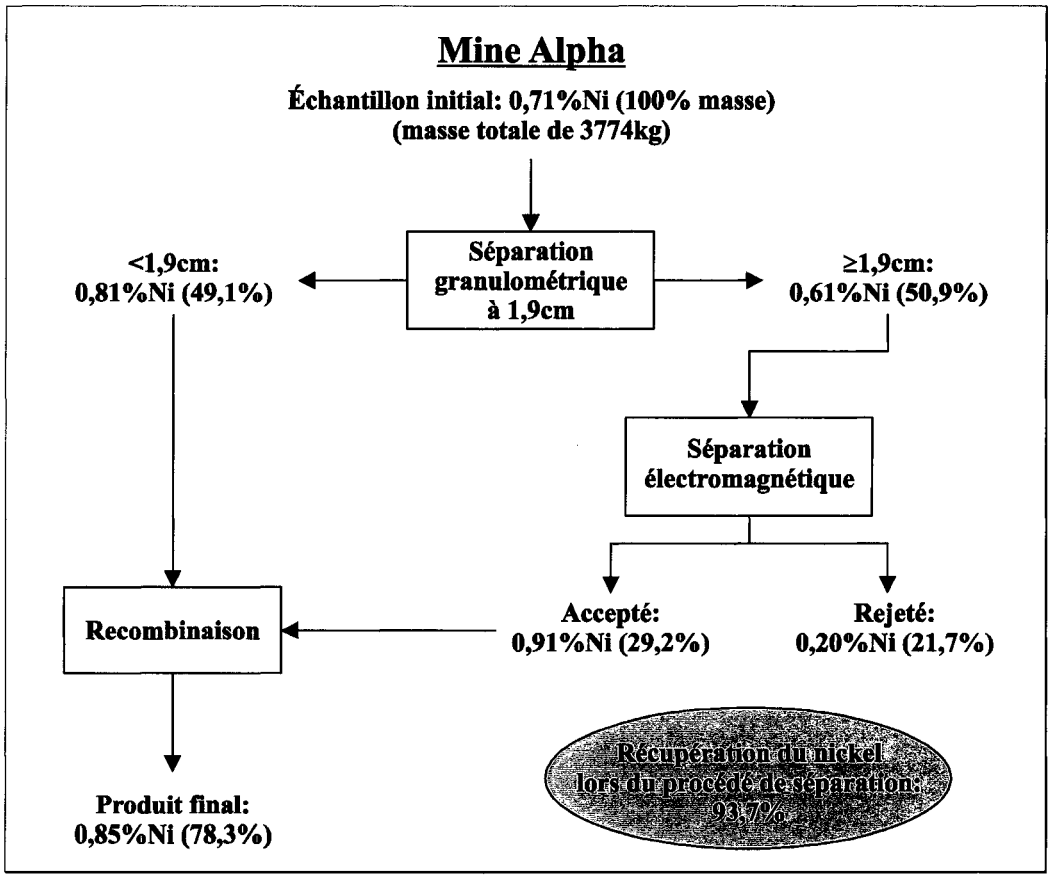


Figure 4.10 : Diagramme résumant le triage appliqué à un échantillon typique de la mine Alpha. Ce procédé a rejeté 21,7% de la masse totale de 3774kg, tout en conservant 93,7% du nickel présent. Une hausse de près de 20% de concentration de nickel entre l'échantillon initial et le produit final.

Les analyses économiques de faisabilité sont évidemment hautement confidentielles et ne pourront être présentée ici. Toutefois, un principe de base permettant une compréhension de certains enjeux économiques sera évoqué. Les économies brutes seront réalisées à partir des coûts de manipulation, hissage, temps, transport et de traitement engendré par cet excès de masse de très faible valeur économique. Des économies supplémentaires se feront par l'usage des rejets pour des fins de remplissage de galeries souterraines, permettant ainsi d'acheter moins de matériel de remblai. Il faut que le total de ces économies soit suffisamment supérieur à la somme des coûts reliés au triage et de la perte de nickel contenu dans le matériel rejeté, afin de justifier une dépense en capital pour

acheter un équipement capable de trier quelques milliers de tonnes par jour. La décision finale se fera par une analyse de valeur actuelle nette (Smith, 2002) sur toute la durée de vie du projet concerné.

Finalement, une étude pour la mise en application dans les mines opérationnelles doit se faire individuellement pour chaque mine. Des essais préliminaires doivent être effectués afin de déterminer si le minerai se prête au procédé de triage électromagnétique. Ensuite, une analyse granulométrique détaillée sera faite afin d'identifier la proportion de matériel qui ne peut être triée, et de mesurer l'efficacité du triage sur le reste du matériel. Ces résultats sont essentiels à une analyse de faisabilité, qui est requise au moment de l'évaluation économique pour l'implantation d'une nouvelle technologie.

CHAPITRE 5 : CONCLUSION

Il a été démontré qu'une portion significative de la dilution peut être enlevée grâce à un système électromagnétique de tri du minerai. La particularité qui fait de ce système une nouvelle technologie est principalement une combinaison particulière de plusieurs éléments déjà bien connus. Cette combinaison est en effet l'usage d'un signal multi-fréquentiel pour exciter un pont d'impédance où se trouve une bobine inductrice de type spirale. De plus, un algorithme de traitement de signal a dûment été développé afin de pouvoir extraire les parties en phase et en quadrature de chacune des fréquences utilisées. Le temps requis pour obtenir une décision est extrêmement rapide, ce qui permet une évaluation quasi-instantanée de la conductivité du minerai circulant sur un convoyeur

La principale limitation du système développé dans cet ouvrage est l'imposition d'une taille minimale pour qu'une particule soit triée. Il a été observé qu'une forte proportion de matériel se retrouve en deçà de cette taille minimale, réduisant ainsi l'efficacité globale du système de tri. Les lectures de conductivité observées sous cette limite pratique sont en effet très faibles et un triage éventuel de ces particules mènerait à trop d'erreurs de classement. L'application d'une telle limite devrait cependant être réévaluée pour l'application à une différente mine, plus particulièrement pour des gisements de sulfures massifs.

Différentes spécialités devraient être impliquées dans le développement d'un système automatisé de tri du minerai. Par exemple le domaine du génie électrique pourrait certainement améliorer la robustesse des circuits électriques et perfectionner la réduction de bruit. Le génie mécanique pourrait aussi intervenir dans la conception d'un mécanisme d'alignement des particules en mouvement avec le centre de la bobine inductrice. Un mauvais alignement peut affaiblir les lectures de conductivité obtenues. Un mécanisme de retardement des particules pourrait également être conçu afin d'éviter que plusieurs particules se retrouvent au-dessus de la bobine inductrice au même moment. Une augmentation de l'efficacité de séparation pourrait ainsi être obtenue. Le génie minier

devra bien sûr être impliqué afin d'assurer la coordination de l'implantation d'une telle technologie avec la logistique minière.

Il serait aussi intéressant de concevoir une méthode rapide d'évaluation de la taille de l'échantillon qui passe au-dessus de la bobine inductrice, telle qu'une technologie impliquant l'utilisation de lasers optiques. Ceci permettrait de normaliser les différentes valeurs de conductivité observées pour les différentes tailles de particules sur une base commune. Un triage individuel des différentes classes granulométriques serait évité, supprimant ainsi de la manipulation inutile de matériel. Cette innovation permettrait également l'utilisation de la susceptibilité magnétique, qui doit se faire conjointement avec une évaluation de la masse présente sur la bobine inductrice. Une appréciation de la susceptibilité magnétique de la roche investiguée peut facilement être mesurée à partir de la partie en phase de la réponse à basse fréquence. Une combinaison de propriétés physiques serait ainsi obtenue, pouvant mener à des analyses de régressions multiples afin de renforcer le critère de tri.

Une partie de la technologie développée ici pourrait servir à d'autres méthodes électromagnétiques de production. Par exemple, plusieurs fréquences d'excitation pourraient être utilisées par une sonde électromagnétique destinée à la délimitation de la minéralisation dans les trous de forage de production. Une meilleure caractérisation de cette minéralisation pourrait être obtenue à partir de l'information additionnelle fournie par l'usage de fréquences multiples.

Une évaluation d'applicabilité de cette technologie de triage devrait être faite sur des gisements ayant des teneurs globales légèrement trop faibles pour être mis en production. Un système de triage efficace combiné à des méthodes de minage moins sélectives et plus économiques (de l'anglais : « *Bulk Mining* ») pourrait convertir certains pauvres gisements en mines lucratives.

CHAPITRE 6 : RÉFÉRENCES

AMBARDAR, Ashok. 1995. *Analog and digital signal processing.* Boston, MA : PWS Publishing Company. 700p.

BURR-BROWN. 2003. OPA682 : Wideband, fixed gain buffer amplifier with disable. In *Site de Texas Instruments.* [En ligne]. http://www-s.ti.com/sc/ds/opa682.pdf (page consultée le 20 janvier 2003)

BURR-BROWN. 2003. OPA4650 : Wideband, low power, quad voltage feedback operational amplifier. In *Site de Texas Instruments.* [En ligne]. http://www-s.ti.com/sc/ds/opa4650.pdf (page consultée le 20 janvier 2003)

CHOUTEAU, Michel. 1998. « Géophysique appliquée II – La prospection électromagnétique ». Cours 7.449 - Géophysique appliquée II (été 1998). 46p.

EDMINISTER, Joseph A. 1965. « Thevenin's and Norton's Theorems ». *Schaum's outline series - Theory and problems of electric circuits.* New York : McGraw Hill. P. 139-154.

FENLON, Kevin E. 1999. *Nickel grade estimation using inductive conductivity logging: site specific conductivity responses.* 73p. Projet de fin d'études (PFE) au département de génie géologique, Université de Waterloo.

FLOYD, Thomas L. 1999. « Operational Amplifiers ». *Electronic devices.* 5^{e} édition. Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall. P. 632-685.

FORTIN, André. 1995. « Section 5.6 – Splines cubiques ». *Analyse numérique pour ingénieurs.* Montréal : Éditions de l'École Polytechnique de Montréal. P. 251-262.

INNOVATIVE INTEGRATION. 2003. AIX : High speed / high resolution analog input module. In *Site de Innovative Integration.* [En ligne]. http://www.innovative-dsp.com/products/aix.htm (page consultée le 20 janvier 2003)

LINEAR TECHNOLOGIES. 2003. LT1795 : Dual 500mA/50MHz current feedback line driver amplifier. In *Site de Linear Technologies.* http://www.linear-tech.com/prod/datasheet.html?datasheet=510 (page consultée le 20 janvier 2003)

RICHTER, A.N. 1987. « Litz wire use in high-frequency power conversion magnetics ». Powertechnics Magazine. No avril 1987. P. 31-33.

RIOUX, Benoît. 2001. *Protection du Ore-Sorting Project contre l'électrostatique.* Rapport de stage coopératif à Inco Technical Services Limitée (été 2001). Sudbury : ITSL. 22p.

TELFORD, W.M. 1990. « Electromagnetic Methods ». *Applied Geophysics.* L.P. Geldart et R.E. Sheriff. 2e édition. New York : Cambridge University Press. P. 343-521.

TEKTRONIX. 2003. AFG320 : 16 MHz arbitrary function generator. In *Site de Tektronix.* [En ligne]. http://www.tek.com/site/ps/76-12019/pdfs/76W_12019.pdf (page consultée le 20 janvier 2003)

SALTER, J.D. et WYATT, N.P.G. 1991. « Sorting in the Mineral Industry: Past, Present and Future. » *Minerals Engineering 1991.* Oxford : Pergamon. Volume 4 (No.7-11), 779-796.

SMITH, Larry D. 2002. « Discounted cash flow analysis – Methodology and discount rates ». *CIM Bulletin.* 95:1062. 101-108.

VATCHA, Mehernosh T. 1996. *Grade distribution at the Whistle mine (Sudbury, Ontario) with applications to ore sorting.* 102p. Mémoire de maîtrise au département des sciences de la Terre, Université Laurentienne (Sudbury).

WARD, Stanley H. 1967. « Electromagnetic theory for geophysical applications ». *Mining geophysics volume II theory.* Tulsa, Ok. : The Society of Exploration Geophysicists. P. 10-196.

YANG, Ying Ping. 1995. *Electromagnetic characteristics of synthetic rocks, and sulphide and oxide mineral assemblages.* 315p. Thèse de doctorat au département de géologie et de géophysique, Université de Sydney (Australie).

Annexe 1 : Développement pour exprimer la variation d'impédance de la bobine en termes de ΔR et ΔL

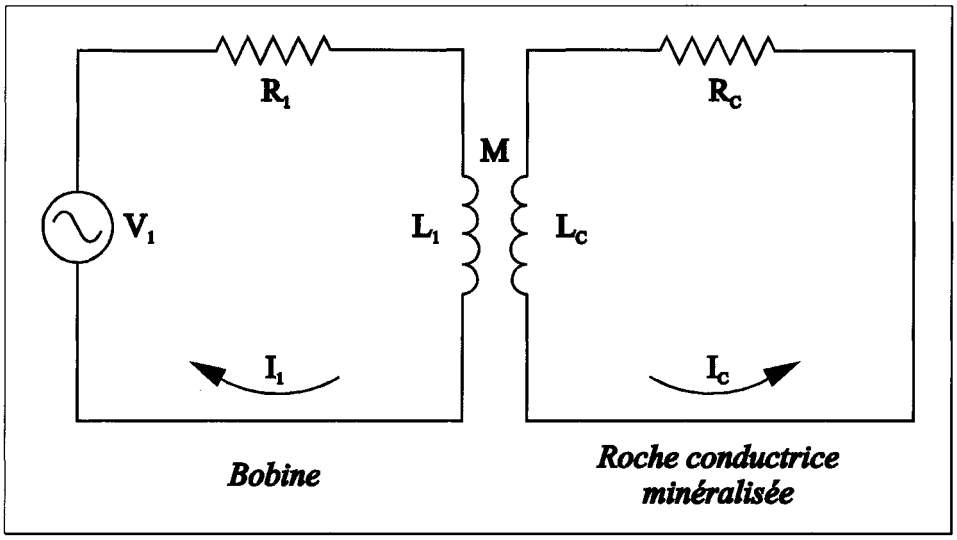


Figure A1 : Modèle simplifié d'induction mutuelle (M) entre une bobine et une roche conductrice minéralisée

L'impédance de la bobine inductrice peut-être exprimée par :

$$Z_1 = (R_1 + \Delta R) + j\omega(L_1 + \Delta L) \qquad (1)$$

En appliquant la loi d'ohm V = ZI, et sachant que Z = R + jωL, on peut établir les égalités suivantes :

$$R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_c = V_1 \quad (2)$$

$$R_c I_c + j\omega L_c I_c + j\omega M I_1 = 0 \quad (3)$$

En exprimant (3) en termes de I_c afin d'enlever le terme contenant I_c dans (2) :

$$I_C = \left[\frac{-j\omega M I_1}{R_C + j\omega L_C} \right] \quad (4)$$

En remplaçant la valeur de I_c dans (2) par la valeur établie par (4) :

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1)I_1 + \left[\frac{(-j)(j)\omega^2 M^2 I_1}{R_C + j\omega L_C}\right]$$

$$\frac{V_1}{I_1} = (R_1 + j\omega L_1) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right]$$

$$Z_1 = (R_1 + j\omega L_1) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right] \quad (5)$$

En multipliant le terme entre crochet dans (5) par le conjugué, on peut enlever la partie imaginaire du dénominateur :

$$Z_1 = (R_1 + j\omega L_1) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right] * \left[\frac{R_C - j\omega L_C}{R_C - j\omega L_C}\right]$$

$$Z_1 = (R_1 + j\omega L_1) + \left[\frac{\omega^2 M^2 R_C - j\omega^2 M^2 \omega L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] \quad (6)$$

En représentant (6) sous une forme telle qu'établie par (1), on obtient finalement :

$$Z_1 = \left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] + j\omega\left[L_1 + \frac{-\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] \quad (7)$$

Où ΔR et ΔL sont :

$$\therefore \Delta R = +\frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}$$

$$\therefore \Delta L = -\frac{\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}$$

Annexe 2 : Développement pour isoler la variable Z_4

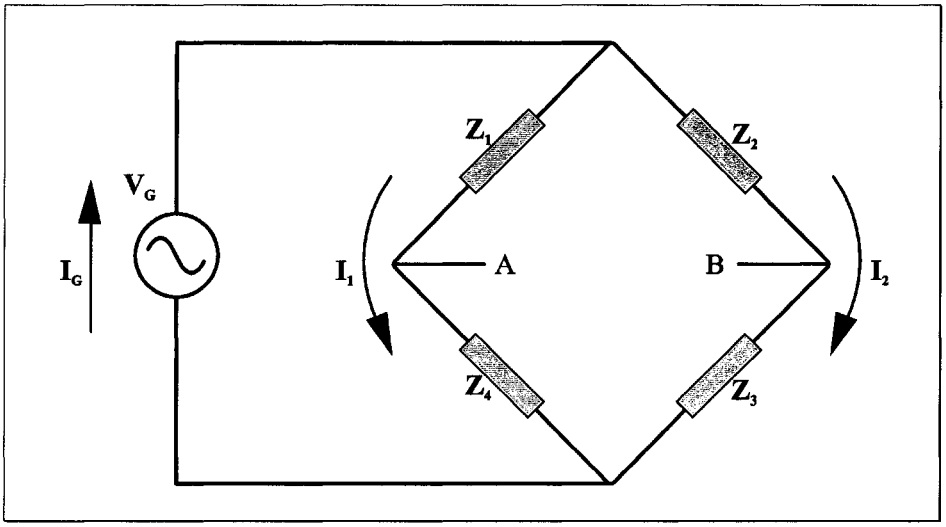


Figure A2: Schéma du pont d'impédance utilisé pour mesurer la variation d'impédance ΔZ

En utilisant la loi d'Ohm V=ZI, on peut établir les valeurs de courant I_1 et I_2 suivantes (Edminister, 1965):

$$I_1 = \left[\frac{V_G}{Z_1 + Z_4}\right] \qquad I_2 = \left[\frac{V_G}{Z_2 + Z_3}\right]$$

On peut décrire le voltage entre les points A et B en supposant un potentiel plus grand en A qu'en B par:

$$V_{AB} = I_1 Z_1 - I_2 Z_2$$

En substituant les valeurs de I_1 et I_2, on obtient :

$$V_{AB} = V_G \left[\frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}\right]$$

En isolant le terme qui inclut la variable Z_4 recherchée :

$$\frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} = \frac{V_{AB}}{V_G} + \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

$$\frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} = \frac{V_{AB}(Z_2 + Z_3) + Z_2 V_G}{(Z_2 + Z_3)V_G}$$

En inversant les deux parties de l'égalité :

$$\frac{Z_1 + Z_4}{Z_1} = \frac{(Z_2 + Z_3)V_G}{V_{AB}(Z_2 + Z_3) + Z_2 V_G}$$

En isolant Z_4, on obtient finalement :

$$\therefore Z_4 = \frac{(Z_2 + Z_3)V_G Z_1}{V_{AB}(Z_2 + Z_3) + Z_2 V_G} - Z_1$$

Annexe 3 : Développement pour exprimer la variation d'impédance de la bobine en termes de ΔR et ΔL, dans le cas d'un pont

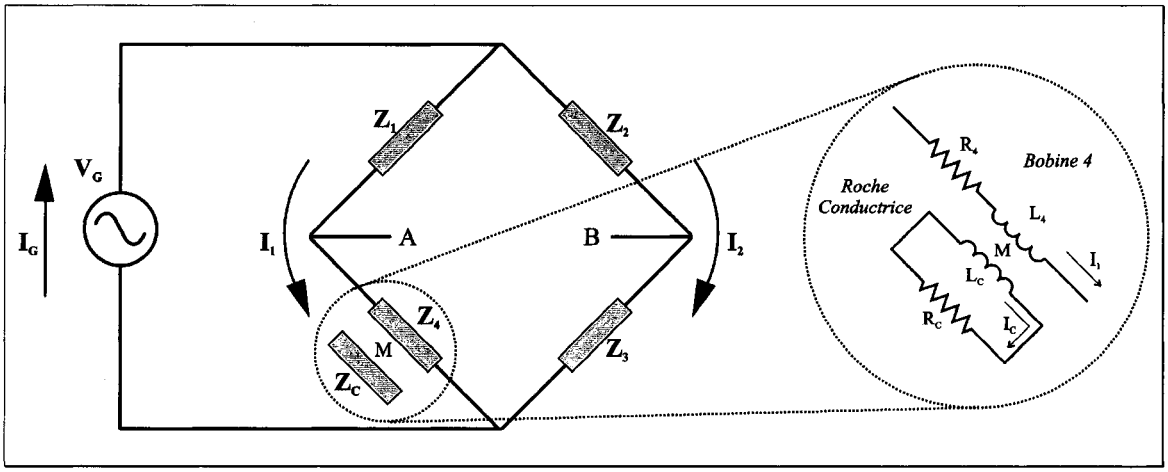


Figure A3 : Modèle d'induction mutuelle (M) entre une roche conductrice et une bobine située à l'intérieur d'un pont d'impédance

L'impédance de la bobine inductrice située à l'intérieur d'un pont peut-être exprimée par :

$$Z_4 = (R_4 + \Delta R_4) + j\omega(L_4 + \Delta L_4) \qquad (1)$$

En appliquant la loi d'ohm $V = ZI$, et sachant que $Z = R + j\omega L$, on peut établir les égalités suivantes :

$$I_1 (Z_1 + Z_4) + j\omega M I_c = V_G \qquad (2)$$

$$R_c I_c + j\omega L_c I_c + j\omega M I_1 = 0 \qquad (3)$$

En exprimant (3) en termes de I_c afin d'enlever le terme contenant I_c dans (2) :

$$I_C = \left[\frac{-j\omega M I_1}{R_C + j\omega L_C} \right] \quad (4)$$

En remplaçant la valeur de I_c dans (2) par la valeur établie par (4) :

$$V_G = Z_1 I_1 + (R_4 + j\omega L_4) I_1 + \left[\frac{(-j)(j)\omega^2 M^2 I_1}{R_C + j\omega L_C} \right]$$

$$Z_4 = \frac{V_G}{I_1} - Z_1 = (R_4 + j\omega L_4) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right]$$

$$Z_4 = (R_4 + j\omega L_4) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right] \quad (5)$$

En multipliant le terme entre crochet dans (5) par le conjugué, on peut enlever la partie imaginaire du dénominateur :

$$Z_4 = (R_4 + j\omega L_4) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_C + j\omega L_C}\right] * \left[\frac{R_C - j\omega L_C}{R_C - j\omega L_C}\right]$$

$$Z_4 = (R_4 + j\omega L_4) + \left[\frac{\omega^2 M^2 R_C - \omega^2 M^2 j\omega L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] \quad (6)$$

En représentant (6) sous une forme telle qu'établie par (1), on obtient finalement :

$$Z_4 = \left[R_4 + \frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] + j\omega\left[L_4 + \frac{-\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}\right] \quad (7)$$

Où ΔR_4 et ΔL_4 sont :

$$\therefore \Delta R_4 = +\frac{\omega^2 M^2 R_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}$$

$$\therefore \Delta L_4 = -\frac{\omega^2 M^2 L_C}{R_C^2 + j\omega L_C^2}$$

Ce résultat est similaire à celui de l'annexe 1.

Annexe 4 : Fiche descriptive de l'analyseur d'impédance HP4192a utilisé pour les premières expérimentations et pour la conception de bobines inductrices.

Tableau A4.1: Caractéristiques de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A

MEASURING SIGNAL (23° ± 5°C)	
Frequency Range	*5 Hz to 13 MHz*
Frequency Step	*0.001 Hz (5 Hz to 10 kHz), 0.01 Hz (10 kHz to 100 kHz), 0.1 Hz (100 kHz to 1 MHz), 1 Hz (1 MHz to 13 MHz)*
Frequency Accuracy	*± 50 ppm*
OSC Level	*5mV to 1.1V rms variable into 50W (amplitude-phase measurement) or open circuit (impedance measurement)*
Level Monitor (impedance measurement)	*Current-through or voltage-across sample can be monitored*
Control	*Spot and sweep via front panel or HP-IB*

MEASURING MODE	
Spot Measurement	*At specific frequency (or dc bias)*
Swept Measurement	*Manual or automatic sweep from START to STOP frequency (or dc bias) at selected STEP frequency (or dc bias) rate*
Sweep Mode	*Linear or logarithmic (frequency only)*
Recorder Outputs	*Output dc voltage proportional to each measured value, and frequency or dc bias*
Maximum Output Voltage	*± 1 V*
Key Status Memory	*Five sets of measuring conditions can be stored and recalled at any time*
HP-IB Data Output and Remote Control	*Standard*
Self-Test	*Automatic introspective testing*
Trigger	*Internal, external, manual, or HP-IB*

Tableau A4.1: Caractéristiques de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A (suite)

IMPEDANCE MEASUREMENT		
Parameter Measured	*|Z|, -q, R-X, G-B, L-D, Q, R, G, C-D, Q, R, G and deviation (D, D%) of all parameters*	
Display	*4 1/2 digits, max. display 12999 counts, 19999 for L and C*	
Circuit Mode	*Series equivalent circuit ( ) and parallel equivalent circuit ( ). Automatic .*	
Auto ZERO Adjustment	*Automatic normalization of the readout offset due to residuals of the test fixture by pushbutton operation (at spot frequency)*	
Measuring Range and Accuracy (23° ± 5°C)	*Specified at BNC unknown terminals after 30 minute warmup when OSC level is more than 0.1 V and when auto ZERO adjust is performed*	
|Z|-q, R-X, |Y|-q, G-B Measurement		
Parameters	*Measurement Range*	*Basic Accuracy*
|Z|, R, X	*1.0000 W to 1.000 MW*	*0.15%*
|Y|, G, B	*10.000 µS to 10.00 S*	*0.15%*
q	*-180.00° to +180.00°*	*0.08°*
R accuracy (D ³ 10); X accuracy (D < 1)		
G accuracy (D > 1); B accuracy (D £ 0.1)		
L-D · Q, C-D · Q Measurement (automatically calculated from measured Z/Y values)		
Parameters	*Measurement Range**	*Basic Accuracy*
L	*0.01 nH to 1000 H*	*0.27%*
C	*1.0000pF to 199**mF*	*0.15%*
D (1/Q)	*0.0001 to 19.999*	*0.001 (C-measurement)* *0.003 (L-measurement)*
**Varies with measuring frequency except for D (1/Q)*		
***Accuracy of C ranges over 100 mF is not specified)*		
INTERNAL DC BIAS : Standard (Impedance measurement only)		
Voltage Range	*-35V to +35V, 10 mV step*	

Tableau A4.1: Caractéristiques de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A (suite)

AMPLITUDE-PHASE MEASUREMENT	
Parameter Measured	*Relative amplitude B-A (dB) and phase q (degrees or radians, B-A and group delay, absolute amplitude A (dBm or dBV) or B (dBm or dBV), and deviation (D, D%) of all parameters*
Reference Amplitude	*0 dBV = 1 V rms, 0 dBm = 1 mW (with 50W termination)*
OSC Output Resistance	*50W*
Channels A and B	*Input Impedance: 1 MW ± 2%* *Shunt Capacitance: 25 pF ± 5 pF*
Measurement Accuracy (23 ± 5°C)	*Specified at BNC unknown terminals after 30-minute warm-up (test speed: normal or average)*
B-A (realative amplitude) and q (phase) measurement	*± 0.01 dB, ±0.05° (at -20 to 0.8 dB V input, freq. = 100 to 10 kHz)*
A, B (absolute amplitude) measurement	*± 0.4 dB (at -50 to 0.8 dB V input. freq. = 100 to 1 MHz)*

GENERAL SPECIFICATIONS	
Measuring Time (high-speed mode)	
B-A and q, A or B	*88 to 127 ms (³ 400 Hz)*
Impedance Parameters	*58 to 91 ms (³ 1 kHz)*
Test Level Monitor Range (impedance measurement)	
Voltage	*5 mV to 1.1 V*
Current	*1 µA to 11 mA*
Operating Temperature	*0° to 55°C, £ 95% R/H at 40°C*
Power	*100, 120, 220 V ± 10%, 240 V +5% to -10%, 48 to 66 Hz, 150 VA max.*
Size	*425.5 mm W X 235 mm H X 615 mm D (16.5 in X 9 in X 22.6 in)*
Weight	*Approximately 19 kg (41.9 lb)*
Furnished Accessories and Parts	*HP 16047A test fixture* *HP 11048C 50W feed thru terminations (2 ea.), power splitter* *HP 11170A BNC cables (2 ea.), BNC adapter*

Annexe 5 : Exemple de calcul de la capacité d'une bobine à partir de mesures d'inductance et de fréquence de résonance.

L'impédance d'une bobine de type spirale comportant 18 tours et munie d'un blindage électrostatique a été mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance HP4192A.

Une première mesure d'inductance et de résistance à 3kHz donne :

Inductance (L) = 28.7 μH

Résistance (R) = 0.061Ω

Une deuxième mesure, de fréquence de résonance donne :

$F_R = 2.763$ MHz

Avec une valeur de résistance très faible, la fréquence de résonance (F_R) sera alors décrite par :

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

On peut alors isoler la capacité (C), qui nous donnera :

$$C = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 L}$$

En substituant les valeurs appropriées, la capacité de la bobine sera alors :

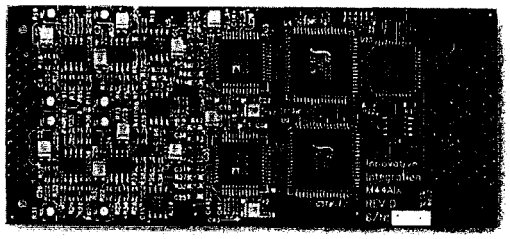
Capacité (C) = 115.6 pF

Annexe 6 : Fiche descriptive de la carte d'acquisition de données utilisée

4 A/D, 16-bit, 2.5 MHz

AIX

Interface	Compatible with all OMNIBUS host products Consumes one interrupt to host
Physicals	OMNIBUS mezzanine card; 2.000" X 4.600"
A/D Converters	4 Analog Devices AD9260 converters
Resolution	16-bit
Update Rate	125 Hz - 2.5 MHz
External Clock	N/A
Settling Time	15 us max to 0.0007% (no external filtering)
Analog Input Range	± 2 V, custom ranges may be special ordered
S/N Ratio	80 dB @ 2.5 MHz
THD	-80 dB
Dynamic Range	95 dB
Gain Error	Trimmable on each channel - factory calibrated
Differential Linearity Error	0.5 LSB typical
Offset Error	Trimmable on each channel - factory calibrated
Aperature Jitter	2 ps
Input Type	single-ended
Input Impedance	50 Ohms || 390 pF
Analog Filter Characteristics	Single pole filter; -3 dB set at 30 MHz
Digital Filter Characteristics	Passband Ripple 0.004 dB; Passband Attenuation; 85.5 dB; Passband 1.01 x (fclock/20 MHz) MHz; -0.1 dB transition; 1.074 x (fclock/20 MHz) MHz; -3 dB transition; 1.2 x (fclock/20 MHz) MHz; Stopband; 1.49 x (fclock/20 MHz) MHz min; 18.51 x (fclock/20 MHz) MHz max
Group Delay	
Conversion	384/Fclock or 48/Fsamp
Trigger Sources	Host timers @ 8x sample rate
Sample FIFO	8 K samples/ch.; Memory-mapped to host, A/Ds are paired on bus as 32-bit numbers - each 16-bit half is one A/D



AIX - High Speed / High Resolution Analog Input Module

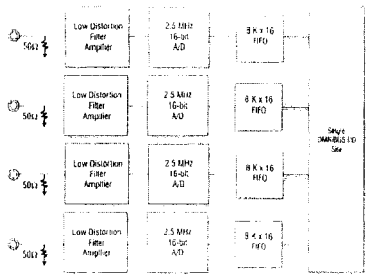
The AIX module delivers four channels of 2.5 MHz, 16 bit A/D conversion, making it ideal for high-speed precision data acquisition and transient capture. The AIX uses the revolutionary AD9260 from Analog Devices, delivering high performance 16-bit precision at an affordable price. The A/D uses a unique pipelined architecture that samples the input at up to 20 MHz and digitally filters the output for accurate results. The A/D delivers 2.5 MHz data from a 48-sample filter pipeline, resulting in lower data latency than standard sigma-delta converters while still providing digital anti-alias filtering.

Each A/D channel has an 8K-sample FIFO to allow efficient data collection and transport to the host card. This allows data collection as single points, or as a data set of up to 8K samples, reducing the interrupt rate to the host. Full speed, continuous data acquisition is supported.

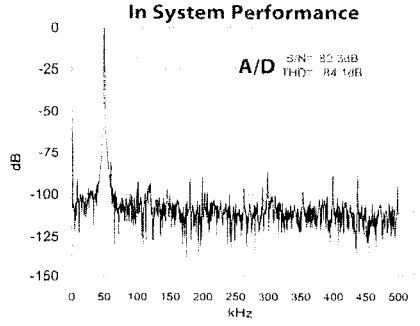
The AIX has been used in a variety of applications including disk drive testing, CCD camera digitizing for process control, and transient capture for aerodynamic testing.

Software examples demonstrating module operation and communication are included in the Zuma/Armada Toolsets. A full calibration report ships with every module.

OMNIBUS Modules



In System Performance



Ordering Information

AIX	80020-4

Figure A6.1 : Fiche descriptive de la carte d'acquisition de données (innovative Integration, 2003)

Informations additionnelles : http://www.innovative-dsp.com/products/aix.htm

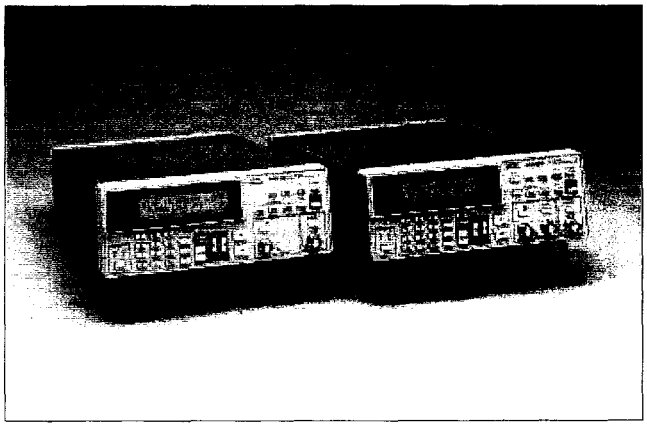
Annexe 7 : Fiche descriptive du générateur d'onde utilisé pour obtenir le signal multi-fréquentiel

16 MHz Arbitrary Function Generator

AFG310 • AFG320

Features and Benefits

- Two Functions in One Instrument
  - Function Generator
  - Arbitrary Waveform Generator
- AFG320 Offers Two Independent Channels
- Load Waveforms Directly from any Tektronix Digital Oscilloscope via the GPIB Interface
- Windows-based WaveWriter™ Waveform Editing Software Package Included for Convenient Creation and Editing of Arbitrary Waveforms
- All Functions Including Waveform Creation and Editing Accessible via the Front Panel
- Optional Rack Mount Kit for System Applications



Applications

- Design and Test
- Automotive
- Industrial
- Biomedical
- Sensor Simulation
- Manufacturing Test

AFG310/320

FUNCTION GENERATOR

The AFG300 Series is an excellent 16 MHz function generator with built-in arbitrary waveform capabilities. The instruments support standard waveforms including sine, square, triangle, ramp, pulse, DC, and noise. In addition, it has a frequency sweep function and three operating modes: Continuous, Triggered, and Burst.

ARBITRARY WAVEFORM GENERATION

With a sampling rate of 16 MS/s, 12-bits vertical resolution, and a non-volatile memory that holds four 16,384-point waveforms, the AFG300 Series are powerful tools for simulating complex waveforms. Waveshapes can be downloaded directly from a Tektronix DSO, created with the included WaveWriter™ for Windows waveform editing software package, or entered via the front panel.

WAVEFORM IMPORT FUNCTION

The AFG300 Series supports waveform import function to receive waveforms from Tektronix DSOs (TDS Series and 2400 Series) and arbitrary waveform generators (AWG 2000 Series and AFG 2000 Series) via GPIB. This capability makes the AFG300 Series perfect accessories for Tektronix DSOs.

CHARACTERISTICS

Output Channels –
AFG310: 1.
AFG320: 2.

Standard Waveforms – Sine, square, triangle, ramp, pulse, DC, and Noise.

Arbitrary Waveforms –
Waveform Length: 10 to 16384 points.
Vertical Resolution: 12 bits.
Sample Rate: 16 MS/s.
Non-volatile Memory: Four 16 K waveforms.

Output Frequency –
Sine, Square: 0.01Hz to 16 MHz.
Triangle, Ramp, Pulse: 0.01Hz to 100 kHz.
Noise (Gaussian): Maximum 8 MHz bandwidth

Arbitrary Waveform:
Repetition rate: 0.01 Hz to 1.6 MHz.
Resolution: 7 digits.
Accuracy: 50 ppm

Output Characteristics –
Amplitude (into 50 Ω): 50 mV_{p-p} to 10 V_{p-p}.
Accuracy: ±(1% of setting + 5 mV) at 1 kHz, no offset.
Flatness (at 1 V amplitude relative to 1 kHz):
<100 kHz: ±1%.
100 kHz to 1 MHz: ±1.5%.
1 MHz to 16 MHz: ±3%.
Offset (into 50 Ω):
505 mV_{p-p} to 10 V_{p-p} amplitude: peak amplitude + offset is limited to +5V or -5V.
50 mV_{p-p} to 500 mV_{p-p} amplitude: –0.75 V to+0.75 V.
Accuracy: ±(1% of setting +5 mV).
Resolution: 5 mV.
Output Impedance: 50 Ω.
Isolation: 42 V peak maximum relative to earth ground.
Phase:
Range: ±360 degrees.
Resolution: 1 degree.

CE *Certified for CE Marking.*

GPIB IEEE-488 *Product(s) complies with IEEE Standard 488.1 1987, and with Tektronix Standard Codes and Formats.*

See Tektronix on the World Wide Web: http://www.tek.com

ISO 9001 *Tektronix Measurement products are manufactured in ISO registered facilities.*

Tektronix

Figure A7.1 : Fiche descriptive du générateur d'onde utilisé pour obtenir le signal multi-fréquentiel. Première de deux pages tirées du catalogue Internet (Tektronix, 2003).

Le reste du document et plus de détails peuvent être trouvés à l'adresse Web suivante:

http://www.tek.com/site/ps/76-12019/pdfs/76W_12019.pdf

Annexe 8 : Images numériques témoignant des différentes expérimentations

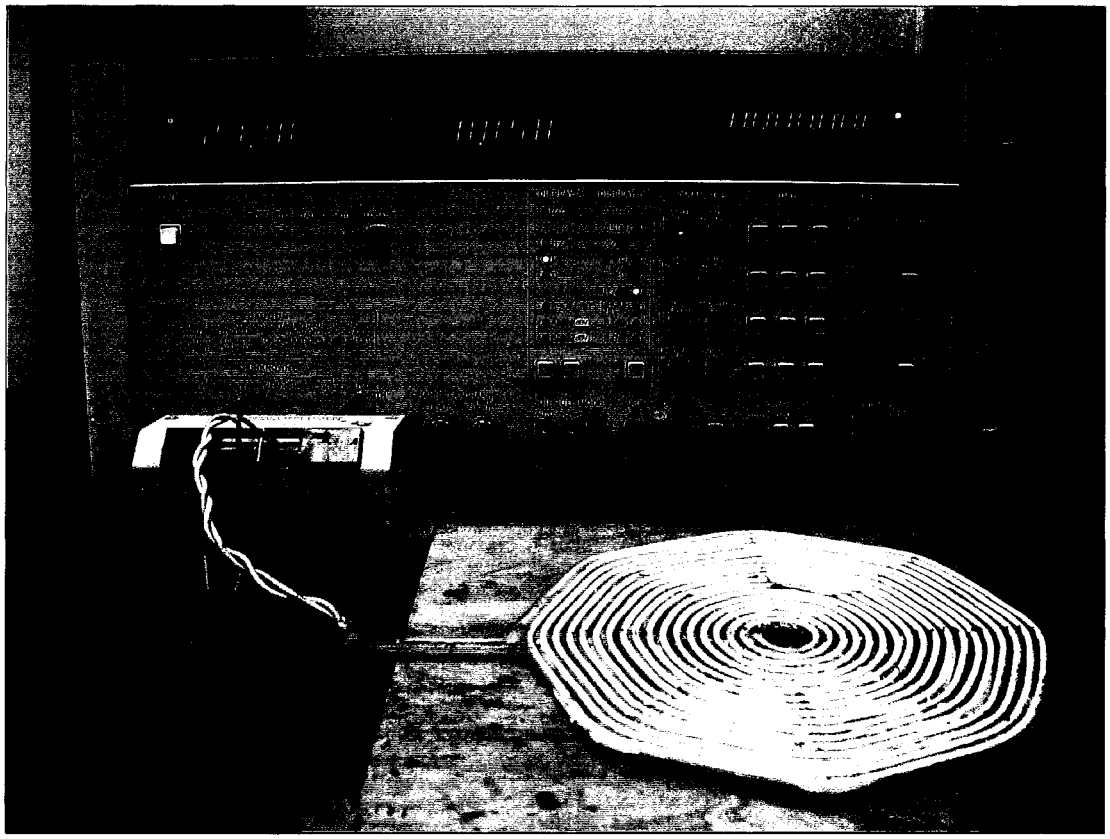


Figure A8.1 : Détermination de l'impédance détaillée d'une bobine spirale à partir de l'analyseur d'impédance Hewlett Packard HP4192A

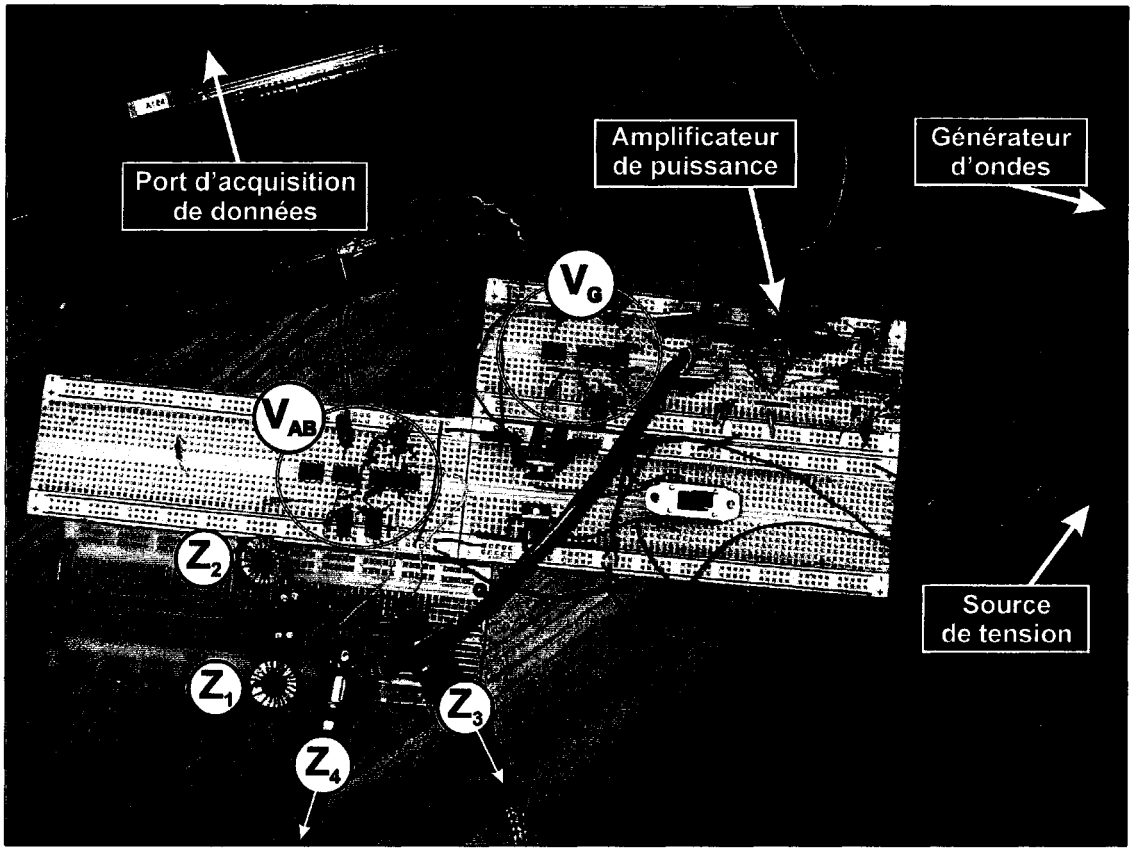


Figure A8.2 : Banc d'essai pour les différents amplificateurs utilisés

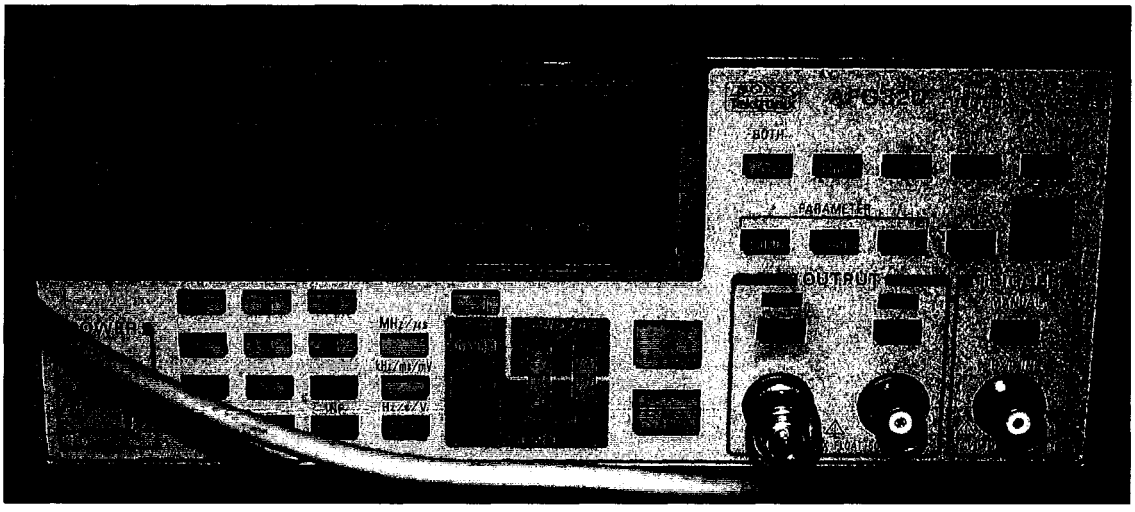


Figure A8.3 : Générateur d'ondes utilisé pour reproduire le signal multi-fréquentiel

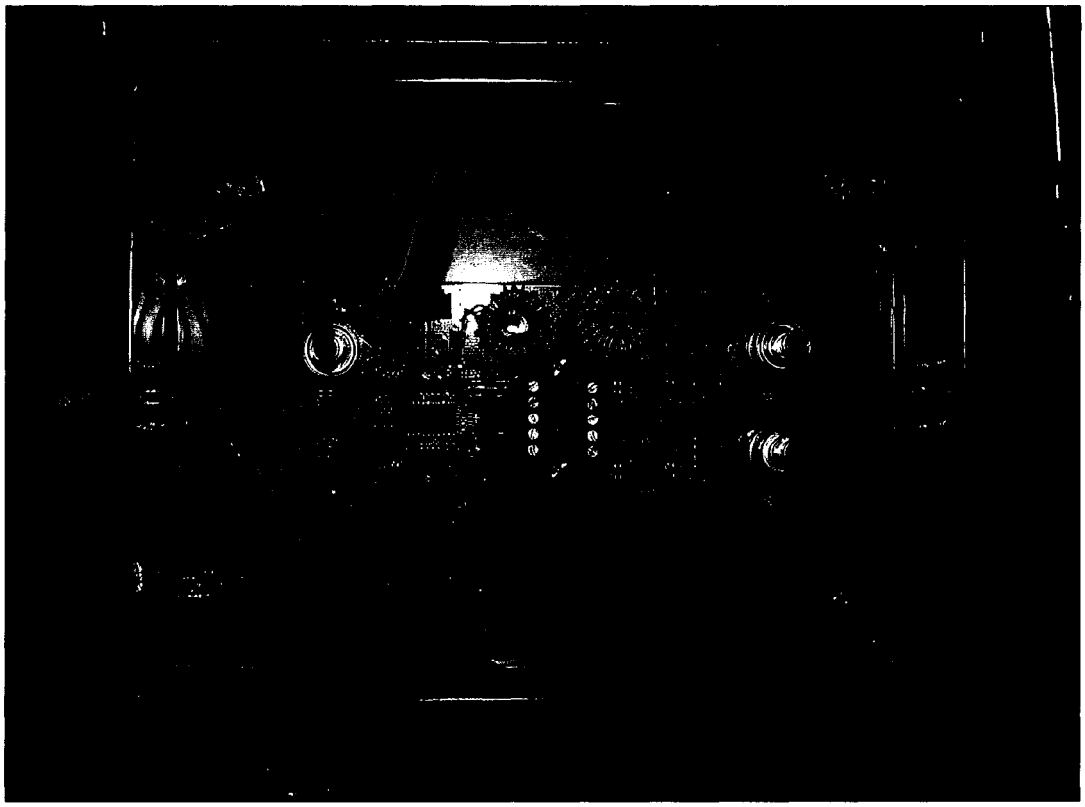


Figure A8.4 : Prototype final du système électromagnétique de tri du minerai

Annexe 9 : Fiches descriptives des différents amplificateurs utilisés dans le système électronique

LINEAR TECHNOLOGY

LT1795

Dual 500mA/50MHz Current Feedback Line Driver Amplifier

FEATURES

- **500mA Output Drive Current**
- **50MHz Bandwidth, A_V = 2, R_L = 25Ω**
- **900V/µs Slew Rate, A_V = 2, R_L = 25Ω**
- **Low Distortion: –75dBc at 1MHz**
- High Input Impedance, 10MΩ
- Wide Supply Range, ±5V to ±15V
- Full Rate, Downstream ADSL Supported
- Power Enhanced Small Footprint Packages TSSOP-20, SO-20 Wide
- Low Power Shutdown Mode
- Power Saving Adjustable Supply Current
- Stable with C_L = 10,000pF

APPLICATIONS

- **ADSL HDSL2, G.lite Drivers**
- Buffers
- Test Equipment Amplifiers
- Video Amplifiers
- Cable Drivers

DESCRIPTION

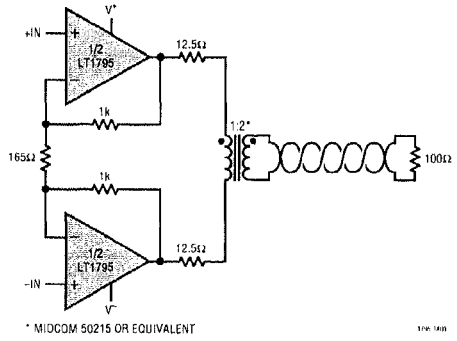
The LT®1795 is a dual current feedback amplifier with high output current and excellent large signal characteristics. The combination of high slew rate, 500mA output drive and up to ±15V operation enables the device to deliver significant power at frequencies in the 1MHz to 2MHz range. Short-circuit protection and thermal shutdown insure the device's ruggedness. The LT1795 is stable with large capacitive loads and can easily supply the large currents required by the capacitive loading. A shutdown feature switches the device into a high impedance, low current mode, reducing power dissipation when the device is not in use. For lower bandwidth applications, the supply current can be reduced with a single external resistor.

The LT1795 comes in the very small, thermally enhanced, 20-lead TSSOP package for maximum port density in line driver applications.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

Low Loss, High Power Central Office ADSL Line Driver



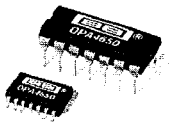
* MIDCOM 50215 OR EQUIVALENT

Figure A9.1 : Fiche descriptive de l'amplificateur de puissance utilisé. Première page du feuillet de 12 pages servant d'aide technique (Linear Technologies, 2003).

Le reste du document et plus de détails peuvent être trouvés à l'adresse Web suivante:

http://www.linear-tech.com/prod/datasheet.html?datasheet=510

BURR - BROWN®



OPA4650

DEMO BOARD AVAILABLE

Wideband, Low Power, Quad Voltage Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- LOW POWER: 50mW/channel
- UNITY GAIN STABLE BANDWIDTH: 360MHz
- FAST SETTLING TIME: 20ns to 0.01%
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 5μA
- DIFFERENTIAL GAIN/PHASE ERROR: 0.01%/0.025°
- 14-PIN DIP and SO-14 SURFACE MOUNT PACKAGES AVAILABLE

APPLICATIONS

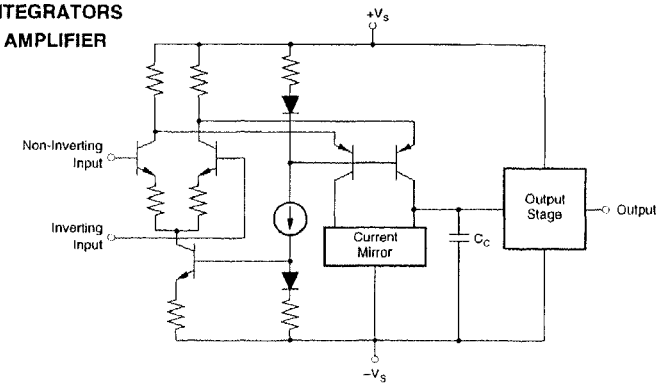
- HIGH RESOLUTION VIDEO
- MONITOR PREAMPLIFIER
- CCD IMAGING AMPLIFIER
- ULTRASOUND SIGNAL PROCESSING
- ADC/DAC BUFFER AMPLIFIER
- ACTIVE FILTERS
- HIGH SPEED INTEGRATORS
- DIFFERENTIAL AMPLIFIER

DESCRIPTION

The OPA4650 is a quad, low power, wideband voltage feedback operational amplifier. It features a high bandwidth of 360MHz as well as a 12-bit settling time of only 20ns. The low input bias current allows its use in high speed integrator applications, while the wide bandwidth and true differential input stage make it suitable for use in a variety of active filter applications. Its low distortion gives exceptional performance for telecommunications, medical imaging and video applications.

The OPA4650 is internally compensated for unity-gain stability. This amplifier has a fully symmetrical differential input due to its "classical" operational amplifier circuit architecture. Its unusual combination of speed, accuracy and low power make it an outstanding choice for many portable, multi-channel and other high speed applications, where power is at a premium.

The OPA4650 is also available in single (OPA650) and dual (OPA2650) configurations.



Simplified Schematic
1 of 4 Channels

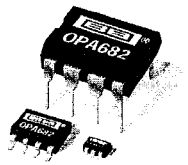
International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: http://www.burr-brown.com/ • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

Figure A9.2 : Fiche descriptive de l'amplificateur différentiel utilisé. Première page du feuillet de 13 pages servant d'aide technique (Texas Instruments, 2003)

Le reste du document et plus de détails peuvent être trouvés à l'adresse Web suivante:

http://www-s.ti.com/sc/ds/opa4650.pdf

BURR-BROWN®



OPA682

SpeedPlus™ Wideband, Fixed Gain BUFFER AMPLIFIER With Disable

FEATURES

- INTERNALLY FIXED GAIN: +2 OR ±1
- HIGH BANDWIDTH (G = +2): 240MHz
- LOW SUPPLY CURRENT: 6mA
- LOW DISABLED CURRENT: 320µA
- HIGH OUTPUT CURRENT: 150mA
- OUTPUT VOLTAGE SWING: ±4.0V
- ±5V OR SINGLE +5V OPERATION
- SOT23-6 AVAILABLE

APPLICATIONS

- BROADBAND VIDEO LINE DRIVERS
- VIDEO MULTIPLEXERS
- MULTIPLE LINE VIDEO DA
- PORTABLE INSTRUMENTS
- ADC BUFFERS
- ACTIVE FILTERS

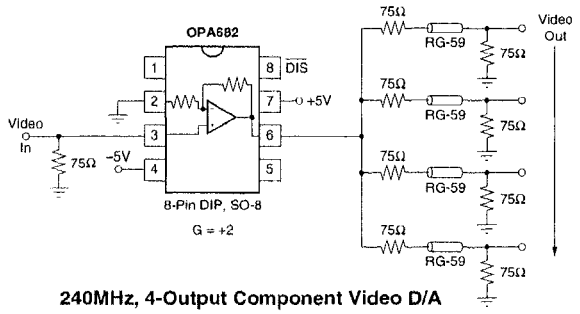
DESCRIPTION

The OPA682 provides an easy to use, broadband fixed gain buffer amplifier. Depending on the external connections, the internal resistor network may be used to provide either a fixed gain of +2 video buffer or a gain of +1 or –1 voltage buffer. Operating on a very low 6mA supply current, the OPA682 offers a slew rate and output power normally associated with a much higher supply current. A new output stage architecture delivers high output current with a minimal headroom and crossover distortion. This gives exceptional single supply operation. Using a single +5V supply, the OPA682 can deliver a 1V to 4V output swing with over 100mA drive current and 200MHz bandwidth. This combination of features makes the OPA682 an ideal RGB line driver or single supply ADC input driver.

The OPA682's low 6mA supply current is precisely trimmed at 25°C. This trim, along with low drift over temperature, guarantees lower maximum supply current than competing products that report only a room temperature nominal supply current. System power may be further reduced by using the optional disable control pin. Leaving this disable pin open, or holding it high, gives normal operation. If pulled low, the OPA682 supply current drops to less than 320µA while the output goes into a high impedance state. This feature may be used for either power savings or for video MUX applications.

OPA682 RELATED PRODUCTS

	SINGLES	DUALS	TRIPLES
Voltage Feedback	OPA680	OPA2680	OPA3680
Current Feedback	OPA681	OPA2681	OPA3681
Fixed Gain	OPA682	OPA2682	OPA3682



240MHz, 4-Output Component Video D/A

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111
Twx: 910-952-1111 • Internet: http://www.burr-brown.com/ • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

Figure A9.3 : Fiche descriptive de l'amplificateur tampon utilisé. Première page du feuillet de 21 pages servant d'aide technique (Texas Instruments, 2003).

Le reste du document et plus de détails peuvent être trouvés à l'adresse Web suivante:

http://www-s.ti.com/sc/ds/opa682.pdf

Annexe 10 : Résultats des analyses chimiques et des lectures de conductivité obtenues pour les 211 échantillons en provenance des mines Alpha et Bêta

Tableau A10.1 : Détails des 98 échantillons de la mine Bêta

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
CN-1	0.375	0.430	0.012	<.02	0.01	14.0	2.41	6.3	1.4
CN-2	3.900	7.460	0.180	<.02	0.02	51.8	38.50	99.9	791.4
CN-3	1.575	0.290	0.012	<.02	0.03	9.9	3.62	9.6	1.5
CN-4	3.650	5.090	0.102	<.02	0.03	34.9	22.40	58.9	237.9
CN-5	2.890	2.870	0.076	<.02	0.02	21.1	15.65	41.0	44.0
CN-6	0.540	4.380	0.120	<.02	<.01	39.8	26.10	66.7	267.6
CN-7	0.580	0.965	0.026	<.02	0.01	14.9	5.20	13.5	6.0
CN-8	3.650	2.020	0.044	<.02	0.02	23.5	16.95	44.0	42.0
CN-9	0.210	0.045	0.006	<.02	0.03	12.3	0.41	1.1	2.3
CN-10	7.900	4.430	0.098	<.02	0.06	24.1	21.40	57.5	97.3
CN-11	0.670	0.205	0.006	<.02	0.01	4.8	1.00	2.8	1.2
CN-12	0.230	0.330	0.016	<.02	0.01	10.6	1.59	4.2	1.6
CN-13	1.700	0.245	0.008	0.02	0.01	10.9	3.18	8.5	4.2
CN-14	2.310	3.390	0.070	<.02	0.03	33.8	22.50	57.9	297.3
CN-15	0.710	0.320	0.010	<.02	0.02	13.2	2.65	6.9	2.1
CN-16	0.675	3.700	0.080	<.02	0.01	35.8	23.60	60.3	91.4
CN-17	0.155	7.190	0.136	<.02	<.01	51.5	38.50	98.5	775.2
CN-18	0.040	0.185	0.004	<.02	<.01	6.4	0.32	0.9	1.2
CN-19	8.510	3.010	0.054	<.02	0.04	34.1	24.80	65.5	73.1
CN-20	5.360	3.760	0.078	<.02	0.04	34.3	23.70	62.1	155.1
CN-21	2.150	0.350	0.012	<.02	0.03	15.6	4.53	12.1	24.0
CN-22	1.810	4.100	0.080	<.02	0.01	36.6	22.40	57.8	88.9
CN-23	0.050	0.145	0.008	<.02	0.01	11.8	0.54	1.4	4.4
CN-24	0.605	2.650	0.064	<.02	0.01	22.4	13.10	33.8	1.5
CN-25	0.445	3.640	0.082	<.02	0.01	31.3	20.90	53.5	383.0
CN-26	1.810	5.920	0.098	<.02	0.01	42.7	30.60	78.9	289.5
CN-27	1.185	3.590	0.086	<.02	0.01	29.9	18.70	48.3	83.0
CN-28	5.450	7.100	0.172	<.02	0.03	47.7	36.10	94.3	170.4
CN-29	0.180	0.125	0.006	0.02	0.03	11.9	0.70	1.8	1.3
CN-30	1.245	4.270	0.088	<.02	0.01	36.2	20.90	54.0	94.0
CN-31	0.545	0.695	0.030	<.02	0.01	15.1	4.53	11.7	28.4
CN-32	0.705	0.885	0.032	<.02	0.01	15.4	6.14	15.8	16.6
CN-33	0.350	0.200	0.004	<.02	0.01	9.3	0.53	1.5	1.3
CN-34	4.160	0.150	0.006	<.02	0.03	12.9	4.77	13.2	31.6
CN-35	0.030	0.020	0.006	<.02	0.01	10.8	0.29	0.7	2.0
CN-36	4.100	0.290	0.014	<.02	0.05	16.4	5.97	16.3	14.8
CN-37	0.080	0.030	0.004	<.02	0.01	6.5	0.26	0.7	1.2
CN-38	0.295	0.415	0.020	<.02	0.01	11.8	2.64	6.8	2.3
CN-39	0.105	0.090	0.006	<.02	0.02	10.4	0.43	1.1	1.5
CN-40	0.135	0.225	0.012	<.02	0.01	9.1	1.57	4.0	2.5

Tableau A10.1 : Détails des 98 échantillons de la mine Bêta (suite)

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
CN-41	6.060	0.575	0.012	<.02	0.05	17.9	9.54	25.9	23.8
CN-42	0.335	6.380	0.138	<.02	<.01	51.8	34.50	88.3	409.8
CN-43	0.320	0.275	0.010	<.02	0.02	15.3	1.63	4.3	1.5
CN-44	1.545	7.680	0.144	<.02	<.01	53.4	35.50	91.8	283.3
CN-45	15.350	2.210	0.048	<.02	0.09	36.7	28.00	75.3	178.7
CN-46	4.630	2.600	0.058	<.02	0.05	20.5	10.75	29.3	17.5
CN-47	0.030	0.035	0.006	<.02	0.01	9.6	0.18	0.5	1.2
CN-48	5.240	1.450	0.034	<.02	0.06	23.8	13.20	35.0	56.5
CN-49	0.185	0.445	0.024	<.02	0.01	14.6	2.47	6.4	44.6
CN-50	4.200	4.200	0.082	<.02	0.04	52.1	24.00	62.6	51.6
CN-51	0.470	0.585	0.016	<.02	0.01	12.9	3.30	8.6	3.2
CN-52	2.740	1.585	0.036	<.02	0.03	22.6	11.30	29.6	87.8
CN-53	0.850	0.285	0.012	<.02	0.01	13.0	2.47	6.5	17.9
CN-54	0.685	0.190	0.008	<.02	0.01	5.4	1.56	4.2	4.6
CN-55	0.470	1.840	0.046	<.02	0.01	18.3	8.24	21.4	19.9
CN-56	0.560	3.810	0.108	<.02	0.01	40.0	22.50	57.6	305.5
CN-57	16.050	1.865	0.044	<.02	0.13	36.3	28.40	76.4	167.1
CN-58	0.990	3.100	0.090	<.02	0.01	31.0	18.40	47.2	376.7
CN-59	2.760	0.105	0.012	<.02	0.04	14.3	3.73	10.2	2.6
CN-60	0.030	0.005	<.002	<.02	<.01	2.9	0.12	0.3	1.9
CN-61	0.625	7.480	0.180	<.02	<.01	50.9	36.20	93.1	571.6
CN-62	0.025	0.060	0.006	<.02	0.01	9.8	0.36	0.9	1.3
CN-63	1.005	0.830	0.028	<.02	0.02	18.5	5.96	15.4	31.7
CN-64	0.935	2.110	0.072	<.02	0.02	24.3	13.05	33.5	323.3
CN-65	0.260	0.195	0.004	<.02	<.01	3.5	0.50	1.4	1.3
CN-66	0.395	0.150	0.008	<.02	0.01	8.6	1.12	3.0	1.6
CN-67	1.770	0.730	0.024	<.02	0.01	17.5	6.06	15.9	3.5
CN-68	0.565	1.200	0.040	<.02	0.01	16.2	7.47	19.2	3.1
CN-69	0.255	1.020	0.028	<.02	0.01	16.0	4.76	12.3	1.9
CN-70	1.940	0.455	0.012	0.02	0.02	9.4	3.14	8.6	2.6
CN-71	4.270	5.600	0.108	<.02	0.04	49.0	26.70	70.0	221.4
CN-72	14.250	1.825	0.038	<.02	0.11	35.9	26.00	69.9	242.8
CN-73	0.295	0.090	0.004	0.02	0.01	5.8	0.77	2.0	4.3
CN-74	0.335	0.625	0.030	<.02	0.01	11.2	4.60	11.8	86.3
CN-75	1.950	0.800	0.028	<.02	0.02	15.7	6.73	17.7	58.0
CN-76	0.155	0.140	0.010	<.02	0.01	10.3	0.40	1.1	1.3
CN-77	4.440	0.495	0.022	<.02	0.06	18.6	8.10	21.7	28.2
CN-78	2.990	0.340	0.016	<.02	0.03	13.4	5.01	13.5	7.5
CN-79	0.285	0.280	0.012	<.02	0.02	12.5	1.60	4.2	2.1
CN-80	0.425	0.770	0.020	<.02	0.01	15.0	3.90	10.1	56.0

Tableau A10.1 : Détails des 98 échantillons de la mine Bêta (suite)

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
CN-81	0.310	0.710	0.028	<.02	0.01	13.7	4.49	11.5	14.0
CN-82	0.830	0.170	0.004	<.02	0.02	5.6	1.23	3.4	1.3
CN-83	0.285	0.265	0.010	<.02	0.01	8.6	1.78	4.6	1.5
CN-84	1.295	0.455	0.012	<.02	0.010	18.1	3.50	9.3	30.8
CN-85	4.300	0.760	0.016	<.02	0.040	18.8	11.30	29.7	12.2
CN-86	7.930	4.010	0.082	<.02	0.060	41.0	26.10	69.0	184.7
CN-87	0.205	0.120	0.008	<.02	0.010	9.3	0.74	2.0	1.5
CN-88	0.465	1.900	0.048	<.02	0.010	25.4	9.34	24.1	80.0
CN-89	1.075	4.580	0.136	<.02	0.010	44.3	27.10	69.4	773.5
CN-90	0.895	0.565	0.022	<.02	0.020	13.5	4.41	11.5	8.3
CN-91	0.240	0.230	0.010	<.02	0.020	13.5	1.42	3.7	2.0
CN-92	0.495	0.580	0.020	<.02	0.010	12.3	3.96	10.2	1.9
CN-93	2.720	0.315	0.016	<.02	0.030	13.3	4.69	12.6	11.2
CN-94	1.985	0.580	0.016	<.02	0.010	17.2	5.00	13.3	11.4
CN-95	0.045	0.115	0.010	<.02	0.010	10.1	0.22	0.6	1.3
CN-96	0.555	0.640	0.022	<.02	0.010	11.6	4.41	11.4	13.9
CN-97	0.845	0.630	0.018	<.02	0.020	13.0	3.76	9.9	1.6
CN-98	0.025	0.100	0.012	<.02	0.010	10.2	0.23	0.6	1.3

Tableau A10.2 : Détails des 113 échantillons de la mine Alpha

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
SE-1	0.095	0.270	0.014	<.02	0.040	14.3	1.71	4.4	1.5
SE-2	0.835	1.865	0.070	<.02	0.010	28.8	15.75	40.1	105.6
SE-3	0.175	0.315	0.016	<.02	0.010	12.6	2.76	7.0	21.9
SE-4	0.600	0.905	0.042	<.02	0.010	19.1	8.82	22.4	4.6
SE-5	0.590	0.720	0.034	<.02	0.010	16.5	7.23	18.4	12.0
SE-6	0.015	0.048	0.004	<.02	0.010	12.5	0.19	0.5	1.3
SE-7	0.125	0.520	0.024	<.02	0.010	13.7	4.62	11.7	5.2
SE-8	0.415	0.500	0.022	<.02	0.010	14.2	4.84	12.3	7.1
SE-9	0.555	0.690	0.032	<.02	0.010	16.4	6.78	17.3	7.6
SE-10	1.625	1.920	0.096	<.02	0.030	41.9	25.70	65.0	338.6
SE-11	0.415	2.550	0.126	<.02	0.010	56.1	33.00	82.9	1477.7
SE-12	1.375	2.080	0.080	<.02	0.020	31.3	18.75	47.8	170.3
SE-13	0.330	0.805	0.040	<.02	0.010	19.0	8.45	21.4	19.8
SE-14	0.285	0.735	0.032	<.02	0.010	16.1	6.62	16.8	18.6
SE-15	1.290	2.110	0.082	<.02	0.020	32.0	19.40	49.4	205.1
SE-16	0.065	0.135	0.010	<.02	0.010	7.8	1.52	3.8	2.0
SE-17	1.120	1.530	0.076	<.02	0.020	34.0	20.30	51.3	96.6
SE-18	0.020	0.020	0.002	<.02	<.01	1.5	0.12	0.3	1.2
SE-19	0.025	0.020	0.002	<.02	0.010	4.6	0.35	0.9	1.6
SE-20	0.265	0.935	0.042	<.02	0.010	17.7	8.70	22.0	12.5
SE-21	0.295	0.820	0.032	<.02	0.010	15.7	6.97	17.7	5.6
SE-22	2.490	1.995	0.098	<.02	0.030	41.9	27.70	70.2	597.1
SE-23	0.715	0.810	0.036	<.02	0.010	17.6	7.97	20.3	23.5
SE-24	0.045	0.020	0.002	<.02	0.010	6.2	0.25	0.6	1.2
SE-25	0.530	0.575	0.028	<.02	0.010	14.8	5.81	14.8	5.3
SE-26	0.915	0.895	0.036	<.02	0.020	18.8	8.27	21.2	13.8
SE-27	0.565	0.675	0.034	<.02	0.010	15.8	7.02	17.9	10.7
SE-28	1.535	1.450	0.072	<.02	0.020	31.1	18.85	47.8	93.5
SE-29	0.035	0.130	0.008	<.02	0.010	9.3	0.99	2.5	2.2
SE-30	1.860	1.520	0.076	<.02	0.030	34.9	20.90	53.0	337.4
SE-31	2.750	0.875	0.044	<.02	0.030	20.4	11.00	28.5	17.7
SE-32	0.580	0.715	0.034	<.02	0.010	16.5	7.14	18.2	11.4
SE-33	0.060	0.025	0.006	<.02	<.01	7.6	2.50	6.2	1.4
SE-34	0.285	0.210	0.012	<.02	0.020	12.8	1.83	4.7	1.7
SE-35	0.095	0.710	0.032	<.02	0.010	15.7	6.43	16.3	6.6
SE-36	0.850	0.825	0.034	<.02	0.020	17.2	7.64	19.6	10.2
SE-37	1.430	1.595	0.080	<.02	0.020	34.7	21.70	54.9	100.9
SE-38	0.020	0.020	0.004	<.02	0.010	5.8	0.25	0.6	1.3
SE-39	0.735	0.735	0.030	<.02	0.010	16.7	6.66	17.0	9.8
SE-40	0.090	0.080	0.008	<.02	0.020	11.6	0.32	0.9	1.4

Tableau A10.2 : Détails des 113 échantillons de la mine Alpha (suite)

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
SE-41	0.280	0.505	0.022	<.02	0.010	14.6	4.65	11.8	7.7
SE-42	0.685	0.795	0.034	<.02	0.010	18.0	7.69	19.6	8.7
SE-43	0.750	0.925	0.038	<.02	0.020	19.9	8.62	22.0	17.2
SE-44	0.435	0.535	0.026	<.02	0.010	14.4	5.42	13.8	5.3
SE-45	0.860	0.340	0.022	<.02	0.030	13.8	5.06	13.0	2.8
SE-46	0.760	0.265	0.016	<.02	0.020	12.9	3.02	7.8	2.3
SE-47	0.125	0.190	0.010	<.02	0.010	12.2	2.27	5.7	2.0
SE-48	0.660	0.585	0.028	<.02	0.020	14.8	5.95	15.2	6.2
SE-49	0.045	0.015	0.004	<.02	0.010	7.6	0.29	0.7	1.6
SE-50	1.570	2.220	0.082	<.02	0.020	34.6	19.85	50.6	156.4
SE-59	0.060	0.030	0.004	<.02	0.010	10.7	0.29	0.8	1.3
SE-60	0.745	0.660	0.028	<.02	0.030	19.1	5.58	14.3	8.2
SE-61	0.020	0.040	0.002	<.02	<.01	3.4	0.37	0.9	1.3
SE-62	0.985	2.120	0.104	<.02	0.010	41.6	26.70	67.3	319.7
SE-63	7.230	0.955	0.038	<.02	0.070	24.9	15.60	41.4	119.6
SE-64	0.070	0.040	0.004	<.02	0.010	10.9	0.30	0.8	1.3
SE-65	0.025	0.010	<.002	<.02	0.010	4.5	0.11	0.3	1.3
SE-66	0.385	0.660	0.028	<.02	0.010	14.6	5.94	15.1	7.6
SE-67	2.260	1.855	0.090	<.02	0.080	42.4	24.90	63.2	321.1
SE-68	0.405	0.830	0.036	<.02	0.010	16.7	7.59	19.3	6.2
SE-69	0.055	0.030	0.006	<.02	0.010	11.3	0.27	0.7	1.5
SE-70	1.235	0.535	0.026	<.02	0.030	14.9	6.07	15.7	10.0
SE-71	0.490	2.940	0.106	<.02	0.010	36.7	21.40	54.4	91.4
SE-72	0.340	0.480	0.024	<.02	0.010	12.7	4.89	12.4	21.6
SE-73	0.340	0.620	0.030	<.02	0.010	15.0	6.10	15.5	7.5
SE-74	0.485	0.600	0.030	<.02	0.010	14.0	5.94	15.1	3.8
SE-75	0.630	0.820	0.036	<.02	0.010	17.4	7.97	20.3	13.2
SE-76	0.200	0.965	0.038	<.02	0.010	18.3	8.07	20.5	6.1
SE-77	0.550	0.680	0.030	<.02	0.010	15.4	6.64	16.9	7.8
SE-78	0.110	0.525	0.024	<.02	0.010	13.4	4.54	11.5	5.3
SE-79	0.020	0.015	0.002	<.02	<.01	3.3	0.19	0.5	1.3
SE-80	0.215	0.635	0.030	<.02	0.010	14.9	5.76	14.6	18.9
SE-81	0.450	0.630	0.030	0.020	0.070	15.1	6.02	15.3	16.3
SE-82	0.985	0.755	0.030	<.02	0.020	16.8	6.96	17.9	5.7
SE-83	2.540	0.810	0.040	<.02	0.040	22.4	12.25	31.5	50.3
SE-84	0.630	0.600	0.028	<.02	0.010	14.9	6.03	15.4	6.6
SE-85	2.140	0.420	0.020	<.02	0.030	12.9	5.95	15.6	5.2
SE-86	3.510	1.470	0.068	<.02	0.040	32.8	21.10	54.0	236.5
SE-87	0.385	0.520	0.026	<.02	0.010	13.9	5.04	12.8	6.9
SE-88	0.060	0.025	0.002	<.02	<.01	3.0	0.24	0.6	1.4

Tableau A10.2 : Détails des 113 échantillons de la mine Alpha (suite)

# Échantillon	Cu (%)	Ni (%)	Co (%)	Pb (%)	Zn (%)	Fe (%)	S (%)	Sulfures (%)	Lecture B2
SE-89	0.920	0.820	0.036	<.02	0.010	18.4	8.40	21.5	8.8
SE-90	1.040	1.735	0.066	<.02	0.010	26.3	14.65	37.4	239.9
SE-91	0.565	0.675	0.032	<.02	0.010	15.5	6.47	16.5	5.8
SE-92	0.315	0.480	0.022	<.02	0.010	13.4	4.60	11.7	7.4
SE-93	0.265	0.725	0.028	<.02	0.010	15.4	6.03	15.3	5.0
SE-94	0.225	0.500	0.022	<.02	0.010	13.2	4.54	11.5	5.3
SE-95	0.935	0.855	0.038	<.02	0.010	18.9	8.82	22.5	14.2
SE-96	0.095	0.580	0.026	<.02	0.010	14.8	5.03	12.7	42.9
SE-97	0.480	0.545	0.024	<.02	0.010	14.2	5.25	13.4	10.4
SE-98	1.805	0.975	0.046	<.02	0.030	18.8	11.40	29.2	69.6
SE-99	0.485	0.785	0.034	<.02	0.010	16.2	6.79	17.3	15.7
SE-100	0.115	0.175	0.008	<.02	0.010	8.5	1.47	3.8	1.3
SE-101	0.715	0.930	0.038	<.02	0.010	17.3	8.26	21.1	5.0
SE-102	0.745	0.745	0.030	<.02	0.010	15.9	6.87	17.6	6.7
SE-103	0.510	0.485	0.022	<.02	0.020	14.0	4.27	10.9	2.8
SE-104	0.305	0.735	0.032	<.02	0.010	16.2	6.91	17.5	7.3
SE-105	6.290	1.340	0.064	<.02	0.070	37.0	23.20	60.1	431.0
SE-106	0.055	0.020	0.006	<.02	0.060	10.2	0.63	1.6	1.3
SE-107	1.455	2.240	0.112	<.02	0.020	50.0	29.70	75.0	1175.0
SE-108	0.140	0.720	0.032	<.02	0.010	15.8	6.58	16.6	9.0
SE-109	0.030	0.035	0.002	<.02	0.010	10.3	0.19	0.5	1.3
SE-110	0.270	2.170	0.104	<.02	0.010	46.1	28.20	70.8	982.2
SE-111	0.405	0.635	0.028	<.02	0.010	15.6	6.23	15.8	7.1
SE-112	0.235	0.915	0.040	<.02	0.010	18.3	8.15	20.7	5.4
SE-113	1.220	0.595	0.024	<.02	0.020	16.8	6.15	15.9	7.6
SE-114	1.445	1.765	0.084	<.02	0.020	36.5	23.10	58.4	480.6
SE-115	1.410	1.055	0.052	<.02	0.030	28.0	14.15	35.9	72.9
SE-116	0.820	0.605	0.028	<.02	0.010	15.4	6.52	16.7	13.8
SE-117	0.015	0.043	0.002	<.02	0.010	9.2	0.15	0.4	1.5
SE-118	0.115	1.185	0.052	<.02	0.010	21.4	10.15	25.7	38.1
SE-119	1.490	0.970	0.042	<.02	0.030	20.4	9.63	24.8	48.2
SE-120	1.270	1.610	0.078	<.02	0.020	35.1	21.30	53.8	141.7
SE-121	2.230	1.765	0.086	<.02	0.040	40.3	23.60	59.9	309.2