

UNE COMBINAISON DES METHODES ELECTROMAGNETIQUES
A CADRES HORIZONTAUX "SLINGRAM" ET TURAM

par

Clermont Lavoie

Thèse soumise à la faculté des études graduées
de l'université McGill comme condition partielle à
l'obtention du diplôme de docteur en philosophie.

Département de génie minier
et de géophysique appliquée,
Université McGill,
Montréal.

Mars 1972

COMBINATION OF SLINGRAM AND TURAM
ELECTROMAGNETIC METHODS

by
Clermont Lavoie

A thesis submitted to the Faculty of Graduate
Studies and Research of McGill University in partial
fulfilment of the requirements for the degree of
Doctor of Philosophy.

Department of Mining Engineering
and Applied Geophysics
McGill University,
Montreal.

March, 1972.

REMERCIEMENTS

Nous remercions le directeur de nos travaux, le professeur Murray Telford de l'Université McGill, pour les précieux conseils qu'il nous a professés.

Nous aimerions citer monsieur Marcel St-Amant qui a participé à la mise au point du montage électronique utilisé en laboratoire.

Les compagnies minières McIntyre Porcupine Ltd., Groupe Minier Sullivan et Vendome Mines ont fourni des renseignements géophysiques et géologiques et ont permis l'étude de conducteurs situés sur leur terrain. La compagnie d'exploration minière SOQUEM, la compagnie géophysique Geosearch, l'Ecole Polytechnique et l'Université McGill ont contribué à nos travaux en nous prêtant des instruments géophysiques lors de nos essais.

A tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail, nous les remercions sincèrement de leur coopération.

R E S U M E

Le présent ouvrage a pour but d'étudier une nouvelle méthode électromagnétique en combinant les avantages de la méthode électromagnétique à cadres horizontaux et le Turam. Elle consiste à placer sur une même ligne, une bobine émettrice située à des distances fixes L et M de deux bobines réceptrice reliées entre elles par un câble. Ce câble permet de comparer la composante du signal en phase et en quadrature de l'une des bobines par rapport à l'autre.

La solution mathématique de l'induction électromagnétique est ardue sinon impossible dans certains cas à moins d'utiliser des méthodes numériques. On a calculé mathématiquement l'effet électromagnétique au-dessus: de demi-plans infiniment conducteurs, de couches horizontales, et de demi-espaces de conductivités finies et infinie, ainsi que des demi-espaces magnétiques. A l'aide d'un modèle réduit en laboratoire, nous avons étudié des conducteurs ayant la forme d'un demi-plan et représentés par des plaques métalliques. Le pendage, la profondeur et la résistivité-épaisseur des conducteurs ont été variés pour différents rapports des distances des bobines M/L .

Le modèle en laboratoire, complètement automatique, a permis d'obtenir environ 2,500 courbes d'anomalies dont les maxima servent à établir des abaques qui facilitent l'interprétation de la profondeur et de la résistivité-épaisseur d'un conducteur décelé sur le terrain.

Des essais supplémentaires en laboratoire ont été faits en variant les paramètres géométriques tels que l'azimut, la longueur et les dimensions des conducteurs. On a aussi vérifié l'effet d'une zone magnétique, l'effet de deux conducteurs parallèles, et l'effet d'une couche de morts-terrains conducteurs au-dessus d'un demi-plan vertical conducteur.

Des anomalies obtenues sur le terrain au-dessus de zones conductrices reconnues par sondages sont comparées à des anomalies simulées en laboratoire. Ceci permet de confirmer qu'il est possible de faire une interprétation adéquate et assez près de la réalité.

Cette méthode de deux récepteurs horizontaux semble prometteuse, mais nous entrevoyons qu'il y a beaucoup à faire encore sur le genre d'émetteur à utiliser et sur la géométrie des deux récepteurs.



A B S T R A C T

The aim of the present study consists in establishing a new electromagnetic method by combining the advantages of the horizontal loop and Turam electromagnetic systems. An isolated transmitter coil was placed at fixed distances L and M from two receiver coils from which the phase and quadrature components were compared using a short cable.

The electromagnetic effects above half-planes of infinite conductivity, horizontal layers and half-spaces of finite and infinite conductivities and magnetic half-spaces were calculated. A laboratory reduced model was used to study half-plane conductors represented by metallic plates. The dip, depth and resistivity-thickness product of conductors were varied for different distance ratios (M/L) of the coils.

The fully automatic laboratory model provided 2,500 curves of anomalies. The maxima of these anomalies were used to facilitate the interpretation of the depth and resistivity-thickness product of a field survey conductor.

Supplementary laboratory tests were done by varying the induction parameter and the geometric parameters such as azimuth, and conductor dimensions. The effects of a magnetic zone, of two parallel conductors and of an overburden layer over a half-plane vertical conductor were also verified.

A good and realistic interpretation is possible by comparing field results taken over known conductors to those obtained over simulated laboratory ones.

Although this experimental method of two horizontal receivers seems promising, a great deal of research is still required on the kinds of transmitters and receivers to be used.

TABLE DES MATIERES

	Pages
RESUME	I
ABSTRACT	III
TABLE DES MATIERES	V
TABLE DES FIGURES	IX
1. INTRODUCTION	1
2. MODELE REDUIT EN LABORATOIRE	4
2.1 Paramètre d'induction	8
2.2 Choix de l'échelle en laboratoire	13
2.3 Résistivité-épaisseur	14
2.4 Choix des matériaux utilisés	14
2.5 Résistivité des plaques métalliques	15
Tableau 2.5-1	17
2.6 Dimension des plaques métalliques	17
2.7 Construction du modèle en laboratoire	17
3. CONSIDERATIONS ELECTRONIQUES	20
3.1 Oscillateur et amplificateur à l'émetteur	23
3.2 Pré-amplificateur à fréquences sélectives	23
3.3 Amplificateur "Phase Lock-in"	23
3.4 Diviseurs électroniques et convertisseur	24
3.5 Source d'alimentation de courant continu	24
3.6 Enregistreuse	26



	Pages
3.7 Calibration et précision du modèle en laboratoire ..	27
3.8 Calibration des diviseurs électroniques	27
4. CALCULS THEORIQUES	31
4.1 Demi-espaces de conductivités finies et infinie	33
4.2 Couches horizontales de conductivité infinie	36
4.3 Demi-espaces magnétiques	37
4.4 Couches horizontales ou demi-plans horizontaux de conductivités finies	38
4.5 Demi-plans (dykes) de conductivité infinie	42
5. DESCRIPTION DES TRAVAUX EN LABORATOIRE	46
5.1 Présentation et discussion des résultats	49
5.2 Pendage	50
5.3 Profondeur	58
5.4 Résistivité-épaisseur	59
5.5 Déplacement du maximum par rapport à la position du conducteur	59
5.6 Abaques de demi-plans (dykes)	59
6. ESSAIS SUPPLEMENTAIRES EN LABORATOIRE	69
6.1 Comparaisons	69
6.2 Effet de l'azimut	71
6.3 Effet de l'extrémité d'un conducteur vertical	73
6.4 Effet géométrique d'un conducteur	73
6.41 Effet de la longueur	73

	Pages
6.42 Effet de l'extension en profondeur	77
6.43 Effet de l'épaisseur	79
6.5 Effet de la configuration M/L	81
6.6 Effet de deux conducteurs parallèles	85
6.7 Effet d'un amas magnétique	88
6.8 Effet d'une couche horizontale conductrice placée au-dessus d'un conducteur vertical,.....	90
7. ESSAIS SUR LE TERRAIN	94
7.1 Essais sur une zone de sulfures très conductrice et peu profonde, canton Bartouille, P. Qué.	96
7.2 Essais sur une zone de sulfures moyennement conduc- trice et peu profonde, canton Clinton, P. Qué.	99
7.3 Essais sur une zone de graphite peu conductrice et assez profonde, canton Clermont, P. Qué.	102
7.4 Essais sur une zone de sulfures très peu conduc- trice et assez profonde, canton Barraute, P. Qué. ...	104
7.5 Essais sur une zone de graphite peu conductrice et profonde, canton Tully, P. Ont.	106
8. CONCLUSIONS	111
8.1 Modèle	111
8.2 Interprétation	111
8.3 Nouvelle méthode d'exploration	113
8.4 Suggestions pour des travaux futurs	114

	Pages
9. CONTRIBUTION A LA SCIENCE	115
10. OUVRAGES CONSULTES	117
ANNEXES I, II, III, IV	
Programme en langage FORTRAN pour calculer les anomalies au-dessus:	
I de demi-espaces conducteurs	121
II de demi-espaces magnétiques	122
III des couches horizontales de conductivités finies	123
IV de demi-plans de conductivité infinie	126

TABLE DES FIGURES

Figures	Pages
1.1 Représentation schématique d'un conducteur induit	2
2.1 Disposition géométrique des bobines au-dessus d'un demi-plan de paramètre d'induction λ	9
2.2 Diagramme des vecteurs aux deux récepteurs L et M	12
2.3 Vérification en laboratoire du rapport normal des champs primaires aux deux bobines réceptrices	19
3.1 Schéma du montage électronique utilisé en laboratoire ..	21
3.2 Connexions schématisées des diviseurs électroniques et du convertisseur	25
3.3 Diagramme électronique des diviseurs et du convertisseur	25
3.4 Diagramme électronique d'une source d'alimentation de courant continu	26
4.1 a) Représentation d'un demi-espace	35
b) Abaque d'interprétation du paramètre d'induction d'un demi-espace pour différents rapports M/L	35
4.2 a) Représentation d'une couche horizontale	35
b) Abaque d'interprétation de la profondeur d'une couche horizontale de conductivité infinie	35
4.3 Abaque calculé pour différents rapports M/L au-dessus d'un demi-espace de susceptibilités magnétiques variables (K_1)	
a) M/L = 1.1	
b) M/L = 1.2	
c) M/L = 1.33	39

Figures	Pages
4.3 d) M/L = 1.4 e) M/L = 1.5	40
4.4 Maximum de la composante en phase pour différents rapports M/L obtenus au-dessus de demi-plans de conduc- tivité infinie ayant des pentages variables	44
a) = 0° b) = 30° c) = 60° d) = 90°	44
e) = 120° f) = 150° g) = 180°	45
5.1 Disposition géométrique des bobines au-dessus d'un demi-plan de paramètre d'induction λ	50
5.2 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profon- deurs H/L et rapport M/L = 1.2	

	Profondeurs H/L	Paramètres d'induction	Pentages	
a)	0.1, 0.2, 0.4	infinie	90°	
b)	" " "	26	"	
c)	" " "	6.6	"	
d)	" " "	2.7	"	51
e)	" " "	infinie	60°	
f)	" " "	6.6	"	
g)	" " "	infinie	30°	
h)	" " "	6.6	"	52
i)	" " "	infinie	120°	
j)	" " "	6.6	"	
k)	" " "	infinie	150°	
l)	" " "	6.6	"	53

Figures				Pages
5.2 m)	0.2, 0.4	infinie	180°	54
n)	" "	"	0°	
o)	" "	6.6	180°	
p)	" "	6.6	0°	

5.3 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L et rapport M/L = 1.1

	Profondeurs H/L	Paramètres d'induction	Pendages	
a)	0.1, 0.2, 0.4	infinie	90°	55
b)	" " "	26	90°	
c)	" "	infinie	180°	
d)	" "	infinie	0°	

5.4 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L et rapport M/L = 1.33

	Profondeurs H/L	Paramètres d'induction	Pendages	
a)	0.1, 0.2, 0.4	infinie	90°	56
b)	" " "	6.0	90°	
c)	" "	infinie	180°	
d)	" "	"	0°	

5.5 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L et rapport M/L = 1.5

	Profondeurs H/L	Paramètres d'induction	Pendages	
a)	0.1, 0.2, 0.4	infinie	90°	57
b)	" " "	3.9	90°	
c)	" "	infinie	180°	
d)	" "	"	0°	

Figures	Pages	
5.6	Déplacement du maximum d'une anomalie par rapport à la position d'un demi-plan infiniment conducteur pour des profondeurs, pendages et rapports M/L variables	
a)	M/L = 1.1	
b)	M/L = 1.2	
c)	M/L = 1.33	
d)	M/L = 1.5	60
5.7	Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport M/L = 1.2	
a)	Abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale	62
	Abaques obtenus à l'aide de modèle	
b)	= 0° ou extrémité	
c)	= 30°	
d)	= 60°	62
e)	= 90°	
f)	= 120°	
g)	= 150°	
h)	= 180° ou extrémité	63
5.8	Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport M/L = 1.1	
a)	Abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale	64
	Abaques obtenus à l'aide de modèle	
b)	= 0° ou extrémité	
c)	= 30°	
d)	= 60°	
e)	= 90°	
f)	= 120°	
g)	= 150°	
h)	= 180° ou extrémité	64

Figures	Pages
5.9	
Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.33$	
a)	Abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale 65
Abaques obtenus à l'aide de modèle	
b)	= 0° ou extrémité
c)	= 30°
d)	= 60° 65
e)	= 90°
f)	= 120°
g)	= 150°
h)	= 180° ou extrémité 66
5.10	
Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.5$	
a)	Abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale 67
Abaques obtenus à l'aide de modèle	
b)	= 0° ou extrémité
c)	= 30°
d)	= 60° 67
e)	= 90°
f)	= 120°
g)	= 150°
h)	= 180° ou extrémité 68
6.1	Comparaison d'anomalies calculées et simulées en labora- toire au-dessus d'un demi-plan de conductivité infinie . 70
6.2	Effet de l'azimut d'un demi-plan sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature observé à l'aide de modèle 72

Figures	Pages	
6.3	Effet de l'extrémité d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature	74
6.4	Effet de la longueur d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature	76
6.5	Effet de l'extension en profondeur d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature	78
6.6	Anomalies obtenues au-dessus d'une plaque métallique mince comparées pour différentes profondeurs à celles d'un conducteur large	80
6.7	Effet de la configuration M/L sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature d'anomalies mesurées par modèle	82
6.8	Effet de la configuration M/L sur l'intensité de la composante en phase d'anomalies calculées	83
6.9	Anomalies au-dessus de deux plaques métalliques parallèles de conductivité semblables ou différentes et distantes l'une de l'autre de S	
	a) $S = 0.1L$, $M/L = 1.2$	
	b) $S = 0.2L$, $M/L = 1.2$	86
	c) $S = 0.4L$, $M/L = 1.2$	
	d) $S = 0.8L$, $M/L = 1.2$	87
6.10	Anomalies au-dessus d'un dyke magnétique simulé, non conducteur	89

Figures	Pages
6.11 Effet d'une couche horizontale conductrice superposée à un conducteur vertical	91
6.12 Abaques d'interprétation du paramètre d'induction d'un conducteur vertical recouvert d'une couche horizontale conductrice de paramètre d'induction	93
7.1 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures très conductrice et peu profonde (30 pieds) située dans le canton Bartouille, Abitibi-Est, P. Qué.	98
7.2 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures moyennement conductrice et peu profonde (30 pieds) située dans le canton Clinton, Cantons de l'Est, P. Qué.	101
7.3 Anomalies obtenues sur une zone de graphite peu conduc- trice et d'une profondeur de 90 pieds, située dans le canton Clermont, Abitibi-Ouest, P. Qué.	103
7.4 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures très peu conductrice et d'une profondeur de 87 pieds, située dans le canton Barraute, Abitibi-Est, P. Qué.	105
7.5 Anomalies obtenues sur une zone de graphite peu conduc- trice et profonde de 100 pieds, située dans le canton Tully, P. Ont.	109
7.6 Anomalies obtenues sur une zone de graphite peu conduc- trice et profonde de 220 pieds, située dans le canton Tully, P. Ont.	110

1. INTRODUCTION

Depuis déjà plusieurs années la méthode électromagnétique à cadres horizontaux, du type "Slingram", et la méthode Turam sont utilisées avec beaucoup de succès pour la découverte de gîtes de métaux de base. La méthode électromagnétique à cadres horizontaux "Slingram" est avantagée principalement par sa maniabilité lorsque le câble de référence reliant l'émetteur au récepteur est court ou inférieur à 300 pieds. Ce système permet en général d'investiguer les premiers 100 à 150 pieds. Lorsqu'il est nécessaire d'obtenir une plus grande pénétration, on doit alors utiliser un câble de référence de longueur telle qu'il devient encombrant en forêt. L'élimination du câble est théoriquement possible en se servant comme référence soit d'une onde de radio ou de vibrateurs synchronisés à l'émetteur et au récepteur. Certaines compagnies géophysiques font des travaux dans ce sens avec peu de succès pour le moment.

Par contre, la méthode électromagnétique Turam nous permet d'investiguer des profondeurs beaucoup plus grandes de l'ordre de 300 à 400 pieds. Elle comporte certains désavantages puisqu'il faut sacrifier sur la maniabilité en se servant d'un émetteur de grande dimension, et qu'elle requiert un à deux hommes supplémentaires. De même, certains conducteurs ne sont pas induits lorsque la direction des lignes de force du champ primaire est parallèle au conducteur.

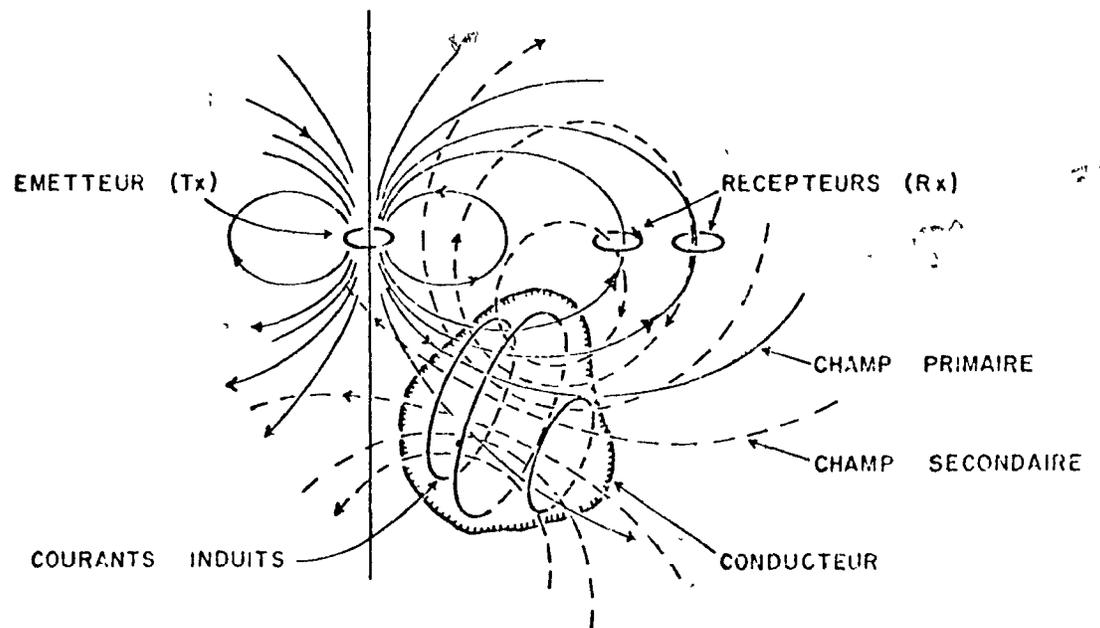


Fig. 1.1 Représentation schématique d'un conducteur induit.

A l'issue d'une rencontre avec monsieur M.J. Moreau de la compagnie Geosearch, nous avons discuté de la possibilité de combiner les avantages de la méthode électromagnétique à cadres horizontaux et du Turam, tout en tentant d'éliminer les désavantages.

Il fut proposé d'étudier une méthode utilisant deux bobines réceptrices horizontales distantes de 600 et 500 pieds d'une bobine émettrice. Les deux bobines réceptrices sont reliées par un câble court se déplaçant avec l'émetteur à intervalle régulier sur la ligne (Fig. 1.1). On décompose le champ induit qui traverse le récepteur le plus éloigné de l'émetteur en des composantes en phase et en quadrature par rapport au champ induit dans le récepteur le plus près qui sert de référence.

A première vue, la méthode suggérée semble valable et rentable. Il existe une limite pratique du champ électromagnétique que l'on peut produire dans une bobine émettrice et il faut aux récepteurs un système électronique précis apte à reconnaître un faible signal. Les problèmes électroniques en détail ne sont pas discutés dans le présent ouvrage. Nous nous sommes arrêtés à étudier l'effet électromagnétique et l'interprétation des courbes obtenues au-dessus de conducteurs de formes géométriques caractérisant celles observées normalement sur le terrain.

Il est évident que le calcul de l'effet électromagnétique au-dessus de certaines formes géométriques est hasardeux, sinon impossible, à moins d'utiliser des méthodes numériques. Nous avons opté de calculer ces effets pour des formes géométriques simples et de construire un modèle en laboratoire pour d'autres formes nécessitant une méthode numérique. Les travaux théoriques et de laboratoire ont débuté durant l'été 1968.

2. MODELE REDUIT EN LABORATOIRE

Les conditions de similitude d'un phénomène électromagnétique dans la nature et dans le laboratoire se basent à partir des relations mathématiques communément appelées "les équations de Maxwell". En variant la dimension des paramètres, on peut étudier en laboratoire le même phénomène à une échelle réduite. Il y a possibilité de démontrer, d'une manière très simple, les relations requises pour obtenir similitude. Définissant les paramètres électromagnétiques par les symboles suivants:

\vec{H} = intensité et direction du champ magnétique , ampère/mètre ,

\vec{E} = intensité et direction du champ électrique , volt/mètre ,

\vec{B} = induction magnétique , (volt-seconde)/mètre carré ,

\vec{D} = déplacement électrique , (ampère-seconde)/mètre carré ,

\vec{J} = densité des courants électriques , ampère/mètre ,

ρ = densité des charges électriques , coulomb/mètre cube ,

ρ = résistivité , ohm-mètre

σ = conductivité = $1/\rho$, mhos/mètre ,

μ = perméabilité , henry/mètre ,

ϵ = permittivité , farad/mètre ,

l, x, y, z = dimensions linéaires , mètre , ou pied ,

t = temps , seconde ,

w = fréquence angulaire = $2\pi f$, radian/seconde ,

f = fréquence , hertz

Les équations de Maxwell peuvent s'écrire:

$$\text{rot. } \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J} \quad \text{Div. } \bar{B} = 0$$

$$\text{rot. } \bar{E} = - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad \text{Div. } \bar{D} = \bar{J}$$

Dans un milieu isotrope sans apport ou perte de charges électriques, les relations suivantes sont linéaires:

$$\rho \bar{J} = \bar{E}, \quad \bar{D} = \epsilon \bar{E}, \quad \mu \bar{H} = \bar{B}.$$

Les charges libres n'entrant pas en action et considérant que le champ qui varie suivant le temps peut aussi s'exprimer par $\bar{H}(t) = H(\omega)e^{i\omega t}$ où ω est la fréquence angulaire du champ, les équations deviennent:

$$\text{rot. } \bar{H} = \left(\frac{1}{\rho} + i\omega\epsilon \right) \bar{E} \quad \text{Div. } \bar{H} = 0$$

$$\text{rot. } \bar{E} = -i\omega\mu \bar{H} \quad \text{Div. } \bar{E} = 0$$

En prenant la rotationnelle de la première équation et substituant pour E, nous obtenons une troisième équation:

$$\nabla^2 \bar{H} = \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial z^2} = -k^2 \bar{H}$$

Dans cette équation, le facteur $K = \sqrt{\epsilon\mu\omega^2 - (i\omega/\rho)}$ est appelé la constante de propagation des ondes. Le premier terme $\epsilon\mu\omega^2$ réfère au déplacement de courant et le second $i\omega/\rho$ au courant de conduction. Lorsque l'on examine ces paramètres pour les différentes formations géologiques, on constate que (Ward, S.H., 1959

et West, G.F., 1960) pour les fréquences normales de prospection (fréquences audibles) le terme $\epsilon\mu\omega^2$ est beaucoup plus petit que le terme $i\mu\omega/\rho$ et en présence d'une très forte résistivité, il aura une induction trop faible pour être mesurée lors des levés électromagnétiques.

Nous pouvons donc définir l'équation du champ par:

$$\nabla^2 \bar{H} = i\mu\omega\bar{H}/\rho$$

En dénotant les paramètres utilisés en laboratoire et sur le terrain respectivement par 1 et 2, l'échelle géométrique du modèle se définit par $l = l_2/l_1$, x_2/x_1 , y_2/y_1 , z_2/z_1 , et l'échelle du temps par $K = t_2/t_1$, w_1/w_2 ; nous avons alors

$$\left(\nabla_1^2 - \frac{i\mu_1\omega}{\rho_1} \frac{\partial}{\partial t_1} \right) \frac{\bar{H}_1}{\bar{E}_1} = 0 \text{ en laboratoire et}$$

$$\left(\nabla_2^2 - \frac{i\mu_2\omega}{\rho_2} \frac{\partial}{\partial t_2} \right) \frac{\bar{H}_2}{\bar{E}_2} = 0 \text{ dans la nature.}$$

En un même temps, si le système en laboratoire est un modèle du terrain, les vecteurs \bar{H} et \bar{E} doivent satisfaire les deux équations à la condition de réduire à l'échelle les dimensions géométriques temporelles:

$$\nabla_2^2 = \frac{\partial^2}{\partial(lx_1)^2} + \frac{\partial^2}{\partial(ly_1)^2} + \frac{\partial^2}{\partial(lz_1)^2} = \frac{1}{l^2} \nabla_1^2$$

$$\frac{\partial}{\partial t_2} = \frac{\partial}{\partial(Kt_1)} = \frac{1}{K} \frac{\partial}{\partial t_1}$$

En conséquence

$$\frac{\nabla_2^2}{\nabla_1^2} = \frac{P_1 M_2 \partial / \partial t_2}{P_2 M_1 \partial / \partial t_1} = \frac{P_1 M_2}{P_2 M_1 K}$$

et $l^2 = \frac{P_2 M_1 K}{P_1 M_2}$ où $\frac{l_2^2}{l_1^2} = \frac{P_2 M_1 \omega_1}{P_1 M_2 \omega_2} = \frac{G_1 M_1 \omega_1}{G_2 M_2 \omega_2}$. 2.0-1

2.1 Paramètre d'induction λ

Considérant ce qui précède et l'équation 2.0-1, pour passer d'un système électromagnétique quasi-stationnaire à un autre, il faut conserver le paramètre d'induction constant

$$\lambda = \sigma_2 \mu_2 \omega_2 l_2^2 = \sigma_1 \mu_1 \omega_1 l_1^2$$

2.1-1

(Stratton, 1941). Les valeurs de l_1 et l_2 sont les dimensions géométriques les plus caractéristiques du système électromagnétique étudié. Lorsque l'on se sert d'un système utilisant deux bobines séparées par une distance fixe L et que l'on étudie un conducteur mince ayant deux dimensions infinie et l'autre finie, le paramètre d'induction le plus représentatif de cette forme géométrique se résume à $\lambda = \sigma \mu \omega e L = \mu \omega \frac{e}{\rho} L$, où e est l'épaisseur du conducteur et L la séparation entre les deux bobines (Hedstrom, E.H. et Parasnis, D.S., 1958), (Figure 2.1).

En utilisant un modèle de laboratoire, on ne tient pas compte de la perméabilité μ dû à son faible écart de variabilité. Afin d'éviter de nouvelles calibrations à chaque passe et de sorte à enregistrer des lectures continues et rapides, nous avons opté de varier uniquement la résistivité-épaisseur. La fréquence et la perméabilité ont été maintenues constantes et analogues à celles d'un levé sur le terrain.

$$\text{Donc: } l_2^2 = \frac{\sigma_1 \mu_1 \omega_1}{\sigma_2 \mu_2 \omega_2} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}$$

2.1-2

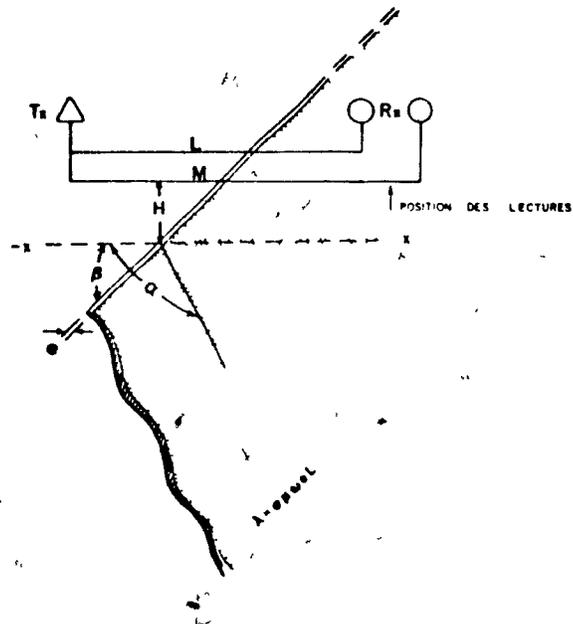


Fig. 2.1 Disposition géométrique des bobines au-dessus d'un demi-plan de paramètre d'induction λ .

Dans ce système, nous utilisons trois bobines, soit un émetteur et deux récepteurs. Il intervient donc une variable supplémentaire dans le paramètre d'induction. Le paramètre d'induction avec la première bobine s'exprime par $\lambda = \sigma \mu \omega e L$ et celui de la deuxième par $\lambda = \sigma \mu \omega e M$. L et M sont respectivement les distances de l'émetteur à la première et à la deuxième bobine. On maintient ces deux paramètres constants pour obtenir la similitude entre le système dans la nature et celui du modèle. En d'autres termes, la condition est satisfaite si les valeurs $\lambda = \sigma \mu \omega e L$ et M/L sont identiques à celles utilisées sur le terrain. On peut calculer les composantes en phase et en quadrature du champ électromagnétique qui traverse la bobine la plus éloignée M par rapport au champ qui traverse la bobine la plus rapprochée L . Il s'agit pour une même

position de l'émetteur de comparer les valeurs des signaux en phase et en quadrature obtenues avec la méthode électromagnétique à cadres horizontaux pour les deux paramètres respectifs.

$$\lambda = \sigma \mu \omega e L \quad \text{et} \quad \lambda = \sigma \mu \omega e M \quad 2.1-3$$

Le champ primaire \bar{H}_p produit par l'émetteur se manifeste aux bobines réceptrices M et L par des intensités de champs primaires verticaux respectifs de \bar{H}_p^M et \bar{H}_p^L , appelés champs normaux verticaux. En l'absence d'induction secondaire, la comparaison de l'intensité du champ primaire vertical à la bobine M par rapport à celle de la bobine L donne donc un rapport de $\bar{H}_p^M / \bar{H}_p^L = \left(\frac{L}{M}\right)^3$ puisque le champ vertical d'une bobine horizontale dipôle varie suivant l'inverse de la distance au cube. Ceci est vrai dans notre cas puisque les distances L et M sont beaucoup plus grandes que 4 à 5 fois le diamètre de la bobine émettrice. A des distances inférieures, le rapport se situerait entre l'inverse de la distance au carré et au cube.

Afin de lire 100%, il faut compenser le rapport du champ primaire par $\left(\frac{M}{L}\right)^3$,

$$\text{soit } 100 \cdot \frac{\bar{H}_p^M}{\bar{H}_p^L} \cdot \left(\frac{M}{L}\right)^3 = 100\%.$$

2.1-4

En présence d'un champ secondaire vertical \bar{H}_s , le rapport

s'exprime par:

$$100 \times \left(\frac{M}{L}\right)^3 \frac{\bar{H}_P^M + \bar{H}_S^M}{\bar{H}_P^L + \bar{H}_S^L}, \quad 2.1-5$$

où \bar{H}_P et \bar{H}_S sont considérés vectoriellement puisqu'ils ne sont pas nécessairement en phase.

Pour comparer les champs verticaux aux deux bobines, on doit décomposer le champ électromagnétique à la bobine M en deux composantes, l'une en phase, l'autre en quadrature par rapport au champ total qui traverse la bobine L. On exprime vectoriellement les champs primaires et secondaires verticaux comme suit:

$$\bar{H}_P^M = H_P^M e^{i\omega t} \quad \text{et} \quad \bar{H}_S^M = H_S^M e^{i(\omega + \varphi_M)t},$$

$$\bar{H}_P^L = H_P^L e^{i\omega t} \quad \text{et} \quad \bar{H}_S^L = H_S^L e^{i(\omega + \varphi_L)t}, \quad 2.1-6$$

où φ_M et φ_L représentent respectivement la différence de phase entre le champ secondaire \bar{H}_S^M et \bar{H}_S^L par rapport au champ primaire.

Le rapport des champs totaux verticaux corrigé par le rapport normal s'écrit alors:

$$100 \cdot \left(\frac{M}{L}\right)^3 \cdot \frac{H_P^M e^{i\omega t} + H_S^M e^{i(\omega + \varphi_M)t}}{H_P^L e^{i\omega t} + H_S^L e^{i(\omega + \varphi_L)t}}, \quad 2.1-7$$

ou par: $\left(\frac{M}{L}\right)^3 \cdot \frac{H_T^M e^{i\alpha_M t}}{H_T^L e^{i\alpha_L t}}$ où $H_T^{M,L}$ et $\alpha_{M,L}$ 2.1-8

DIAGRAMME DES VECTEURS
AUX DEUX RECEPTEURS (L et M)

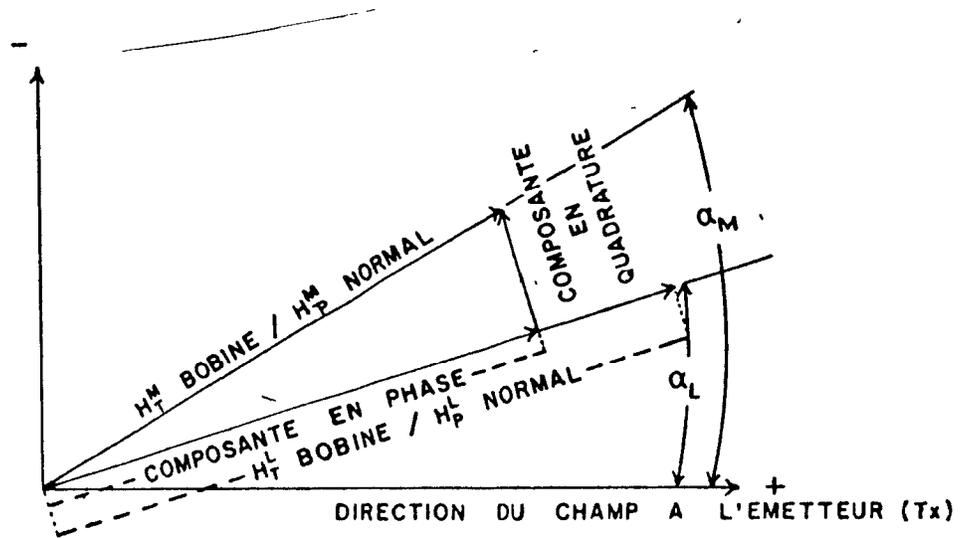


Fig. 2.2 Diagramme des vecteurs aux deux récepteurs L et M.

représentent les intensités et les directions des composantes verticales des champs électromagnétiques totaux qui traversent les bobines M et L (Fig. 2.2).

Les composantes en phase et en quadrature du champ vertical qui traverse la bobine la plus éloignée M de l'émetteur par rapport au champ vertical qui traverse la bobine la plus rapprochée L sont exprimées par:

$$R^M = H_T^M \cos(\alpha_M - \alpha_L) \quad Q^M = H_T^M \sin(\alpha_M - \alpha_L)$$

et les pourcentages des composantes en phase et en quadrature du champ vertical sont alors:

$$R = 100. \left(\frac{M}{L}\right)^3 \cdot \frac{H_T^M}{H_T^L} \cdot \cos(\alpha_M - \alpha_L) - 100. ; \quad 2.1-10$$

$$Q = 100. \left(\frac{M}{L}\right)^3 \cdot \frac{H_T^M}{H_T^L} \cdot \sin(\alpha_M - \alpha_L) . \quad 2.1-11$$

Dans l'équation 2.1-10, le pourcentage de la composante en phase R n'est pas donnée par rapport à un niveau de 100%, mais par rapport à zéro. Le -100% à la fin de l'équation tient compte de cette correction.

En connaissant les résultats de deux relevés électromagnétiques à cadres horizontaux du type "Slingram" exécutés au même endroit avec la même fréquence et avec des séparations différentes L et M, il est donc possible de calculer les résultats que l'on doit obtenir avec notre instrument. Ce procédé qui utilise deux relevés a simplifié les calculs mathématiques de notre méthode.

2.2 Choix de l'échelle en laboratoire

La résistivité des masses de sulfures de chalcopryrite, pyrite et pyrrhotine rencontrées dans la nature se situe entre 10^{-3} et 10^{-2} ohm-mètre (Parasnis, 1956 et G.V. Keller, 1966), tandis que les métaux purs tels que le cuivre, l'aluminium, le plomb, le zinc et le graphite ont des résistivités variant de 1.7 à 1000×10^{-8} ohm-mètre.

En employant un modèle à une échelle réduite de 1/1000, les métaux usuels permettent de satisfaire la relation $\ell = \sigma_1 / \sigma_2$. Avec cette échelle, on dispose de 4 à 5 plaques de métaux communs; ceci ne permet pas de simuler une grande variété de conducteurs.

2.3 Résistivité-épaisseur

On se sert de la conductance des plaques métalliques ou du produit résistivité-épaisseur pour simuler différentes qualités de conducteurs. Ceci est valable en autant que l'épaisseur de la plaque est conservée plus petite que la profondeur de l'effet de peau "skin depth". L'effet de peau de l'aluminium est d'environ 2 mm en laboratoire, pour une fréquence de 1,000 hertz. Dans ce cas particulier, le paramètre d'induction dépend principalement du produit résistivité-épaisseur de la plaque (Keller, 1966 et Bosschart, 1961). Il est impossible dans la nature d'obtenir indépendamment l'une de l'autre la résistivité et l'épaisseur d'un conducteur mince. C'est pourquoi il est préférable d'utiliser leur effet combiné en laboratoire.

2.4 Choix des matériaux utilisés

Le paramètre d'induction $\lambda = \sigma \mu \omega e L$ d'un conducteur mince varie dans la nature de 1 à 100 (Grant & West, 1965). Utilisant une fréquence de 1,000 hertz et une séparation entre l'émetteur et les récepteurs de 200 à 600 pieds, il faut pour couvrir

la majorité des conducteurs sur le terrain prendre des plaques métalliques ayant une résistivité-épaisseur d'environ 1 à 150×10^{-5} ohm. Des plaques de cuivre, d'aluminium, de plomb et d'acier inoxydable furent utilisées puisqu'il était facile de les obtenir chez les fabricants. Quoique les résistivités de ces plaques sont en général fournies par eux, elles furent vérifiées en laboratoire.

2.5 Résistivité des plaques métalliques

Pour vérifier la résistivité des plaques d'aluminium et d'acier inoxydable, on a découpé une bande mince dans chacune des plaques pour en fabriquer un fil long de section uniforme. La résistivité a été mesurée indirectement en faisant passer un courant électrique et en mesurant le potentiel entre deux points sur le fil.

$$\rho = \frac{VA}{Il}$$

où ρ est la résistivité, ohm-mètre,

V est le potentiel, volt,

I est le courant, ampère,

l est la longueur entre les deux points de mesure du potentiel, pouce ou cm,

et A est la section moyenne du fil, pouce ou cm carré.

Les mesures électriques de courant et de potentiel ont été prises au moyen d'un pont universel 4260 A de Hewlett Packard. Voici

deux exemples de données obtenues lors de la vérification en laboratoire.

Aluminium Al. 1100-H14

Section moyenne du fil: 7.93×10^{-4} pouce carré

Longueur: 35.50 pouces

Courant électrique: 7.4 milliampères

Voltage: 0.42 millivolt

Résistivité mesurée: 3.22×10^{-6} ohm-cm

Résistivité donnée par le fabricant: 3.02×10^{-6} ohm-cm

Résistivité moyenne utilisée: 3.12×10^{-6} ohm-cm.

Acier inoxydable 304

Section moyenne du fil: 55.82×10^{-4} pouce carré

Longueur: 35.50 pouces

Courant électrique: 7.35 milliampères

Voltage: 13.8 millivolts

Résistivité mesurée: 72.3×10^{-6} ohm-cm

Résistivité donnée par le fabricant: 70×10^{-6} ohm-cm

Résistivité moyenne utilisée: 71.1×10^{-6} ohm-cm.

De la même façon, la mesure de la résistivité des plaques de cuivre et de plomb a donné respectivement 2.01 et 22.9×10^{-6} ohm-cm. Malheureusement, il nous a été impossible de comparer ces valeurs à celles des fabricants puisque ces dernières n'étaient pas fournies par eux. Les épaisseurs et résistivités des plaques sont données au

tableau suivant.

TABLEAU 2.5-T

Plaque	Résistivité (ρ) ohm-cm	Epaisseur (e) mm	ρ/e ohm
Aluminium 1100-H14	3.12×10^{-6}	0.66	04.7×10^{-5}
Aluminium 6061-T651	3.12×10^{-6}	6.14	00.7×10^{-5}
Acier inoxydable 304	71.1×10^{-6}	0.45	$158. \times 10^{-5}$
Acier inoxydable	71.1×10^{-6}	1.59	44.7×10^{-5}
Plomb	22.9×10^{-6}	0.61	36.5×10^{-5}
Plomb	22.9×10^{-6}	1.22	18.2×10^{-5}
Plomb	22.9×10^{-6}	1.83	12.1×10^{-5}
Cuivre	2.01×10^{-6}	1.57	1.28×10^{-5}

2.6 Dimension des plaques métalliques

La dimension des plaques était de 1.5 pied par 2 pieds de long. Nous verrons plus loin qu'avec ces dimensions, nous avons simulé des conducteurs infiniment longs et profonds tout en ayant une manipulation facile.

2.7 Construction du modèle en laboratoire

Le modèle a été construit par l'auteur dans l'atelier de menuiserie du département de géophysique de l'Université McGill. Il comprend deux pièces principales: l'une pour permettre d'incliner

les plaques métalliques, l'autre pour déplacer les bobines verticalement et horizontalement. Les bobines sont déplacées horizontalement par un moteur synchrone de quatre révolutions à la minute.

Toutes les bobines utilisées sont construites de 2000 tours de fil no. 38. Elles ont une épaisseur de 0.18 pouce, et des diamètres intérieur et extérieur de 0.143 et 0.5 pouce.

La résistance de chacune des bobines est de 95 ohms avec une induction de 12.5 milli-Henrys, soit un $Q = 0.8$ pour une fréquence de 1,000 hertz.

Un cylindre ferrique est placé au centre de chacune des bobines afin de concentrer le plus possible les lignes de force du champ électromagnétique induit.

Dans ce but, on a donné à l'extrémité des cylindres la forme d'un cône tronqué.

L'effet dipôle des bobines a été vérifié en laboratoire. La figure 2.3 permet de comparer le rapport des champs primaires calculé (ligne pleine) avec le rapport mesuré (ligne pointillée). Il confirme l'effet dipôle des bobines lorsque le rapport des distances L/S est supérieur à 2.0.

VERIFICATION DU RAPPORT NORMAL EN LABORATOIRE

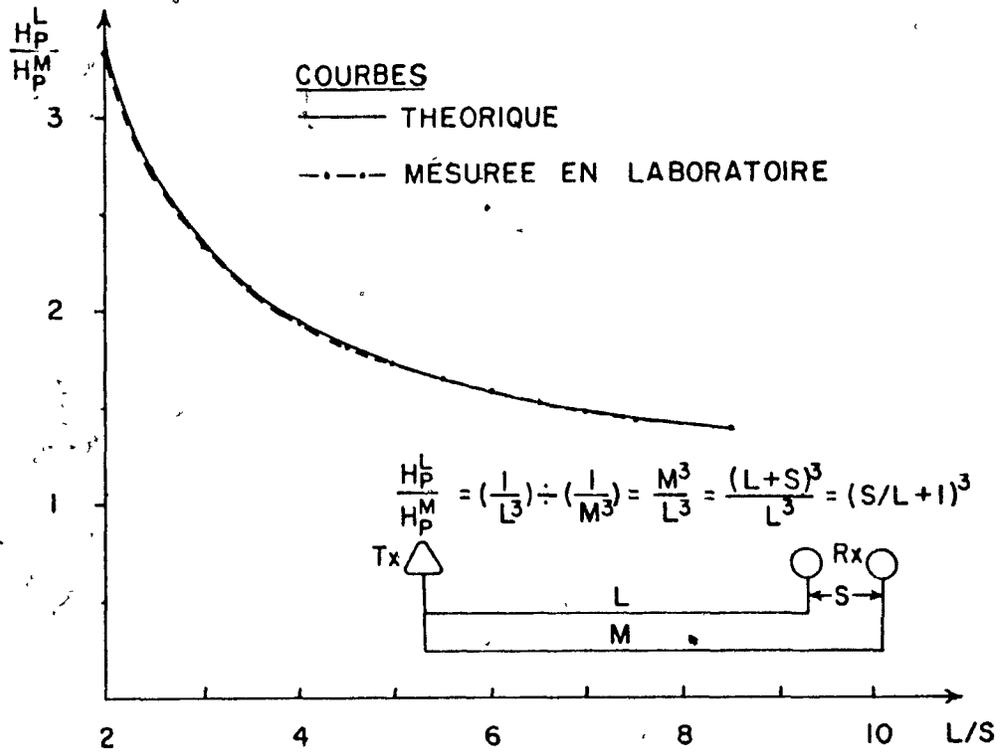


Fig. 2.3 Vérification en laboratoire du rapport normal des champs primaires aux deux bobines réceptrices.

3. CONSIDERATIONS ELECTRONIQUES

Tel que décrit auparavant, un des procédés mathématiques servant à comparer le signal électromagnétique induit dans une bobine par rapport à une autre consiste à séparer le signal perçu à la première bobine en deux composantes. L'une d'elles est en phase et l'autre en quadrature par rapport au signal induit dans une deuxième bobine qui sert de référence. En laboratoire, on matérialise ces calculs en utilisant un "Phase Lock-in Amplifier" lequel permet justement de faire cette opération (Fig. 3.1). Pour donner l'intensité du signal en phase et celui en quadrature en pourcentage par rapport au signal de référence, on se sert de diviseurs électroniques. Le pourcentage de la composante en phase et en quadrature est par la suite schématisé sur une enregistreuse à deux canaux où l'échelle de la courbe est calibrée suivant le besoin. Le modèle comprend les appareils électroniques suivants:

- un oscillateur et un amplificateur pour produire le signal dans l'émetteur;
- deux pré-amplificateurs à fréquences sélectives afin d'amplifier le signal aux deux récepteurs;
- un amplificateur du type "Phase Lock-in" servant à séparer les composantes en phase et en quadrature du signal par rapport à une référence;

SCHEMA DU SYSTEME ELECTRONIQUE

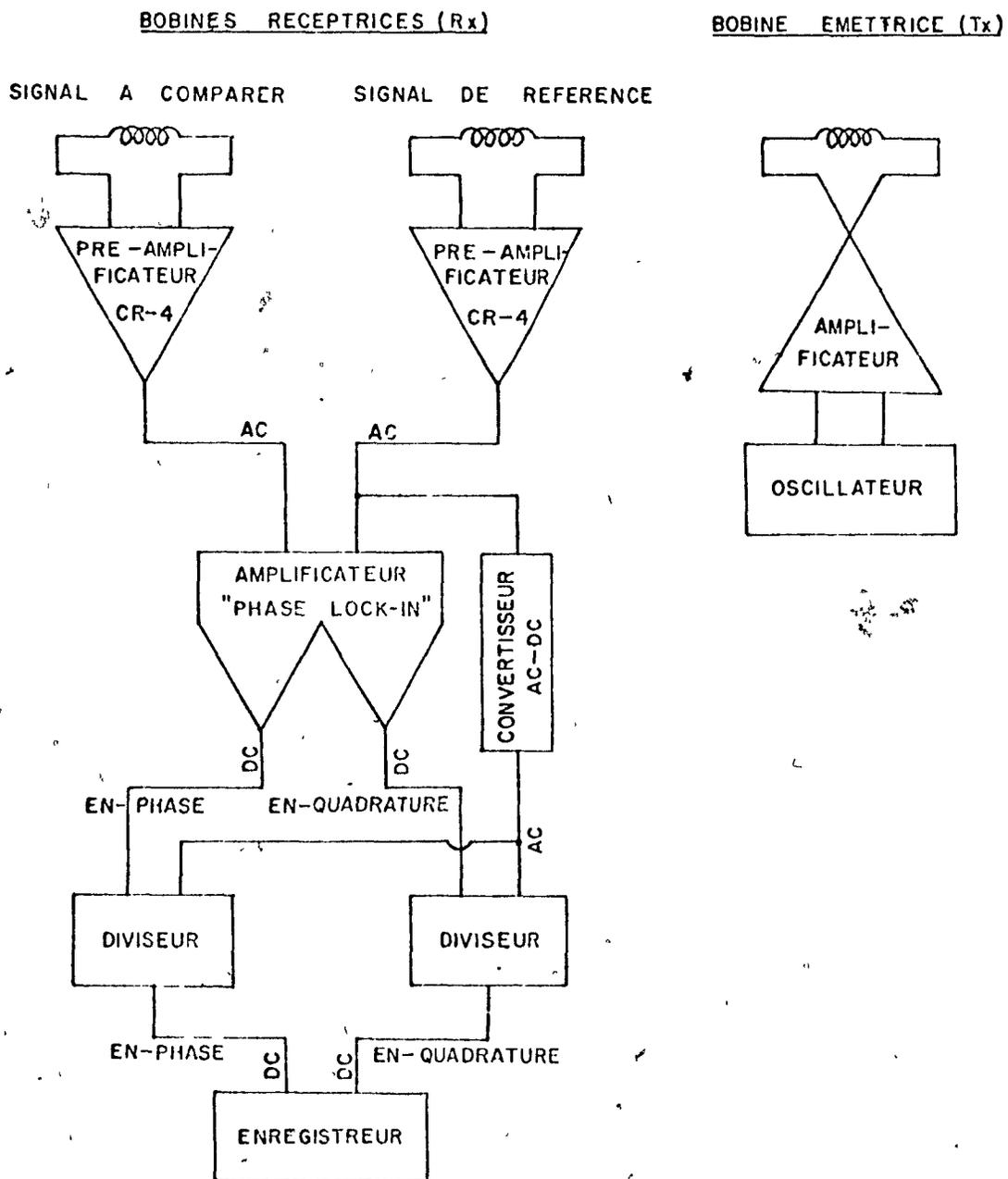


Fig. 3.1 Schéma du montage électronique utilisé en laboratoire.

- deux diviseurs électroniques permettant de diviser l'intensité des signaux en phase et en quadrature par le signal de référence;
- une enregistreuse qui représente les données sur deux canaux;
- des câbles coaxiaux entre toutes les connexions afin de minimiser les inductions parasites.

Ces différents appareils sont décrits sommairement dans les pages suivantes. Pour plus de détails, nous vous référons aux manuels des fabricants.

3.1 Oscillateur et amplificateur à l'émetteur

Un oscillateur General Radio no 1210-B et un amplificateur no 1206-B fournissent à l'émetteur un signal sinusoïdal à une fréquence de 1,000 hertz et à une puissance d'environ 5 watts.

3.2 Pré-amplificateur à fréquences sélectives

A la sortie des bobines, le signal est amplifié environ 1,000 fois par un amplificateur du type Cr-4 de la compagnie Princeton Applied Research. Ce genre d'appareil permet de diminuer le bruit, en atténuant les fréquences inférieures ou supérieures à la fréquence désirée, et en calibrant les impédances d'entrée et de sortie. Le signal est alors dirigé dans un amplificateur du type "Phase Lock-in".

3.3 Amplificateur "Phase Lock-in"

L'amplificateur "Phase Lock-in" JB-6 de la compagnie Princeton Applied Research est très versatile. Dans notre cas, nous l'utilisons généralement à une fréquence de 1,000 hertz pour séparer les composantes en phase et en quadrature (90 degrés) du signal de la première bobine par rapport au signal de référence. Le signal en phase et en quadrature, sous forme de courant continu à la sortie de l'amplificateur, est alors dirigé aux diviseurs.

3.4 Diviseurs électroniques et convertisseur

Les signaux de la composante en phase et en quadrature de la première bobine à la sortie de l'amplificateur "Phase Lock-in" sont représentés par un courant continu flottant (Fig. 3.3). Le signal de référence de la deuxième bobine est un courant alternatif considéré comme mis à la masse. Un convertisseur sert à transformer proportionnellement le signal alternatif de référence en courant continu, et ceci avant de le diriger dans le multiplicateur 420. Ayant deux signaux, l'opération du multiplicateur est basée sur l'utilisation de l'un des signaux pour varier la transconductance, ce qui augmente le gain à l'entrée d'un étage transistorisé qui amplifie l'autre signal. Le système électronique avant le diviseur prend le signal à courant continu flottant à la sortie du "Phase Lock-in" pour le transformer en signal mis à la masse. Ce dernier signal est dirigé dans l'amplificateur opérationnel ayant comme rétroaction (feedback) le multiplicateur (Wideband Model 420A). Ce système permet de diviser le signal en phase et en quadrature de la première bobine par le signal de référence avec une précision de l'ordre de un pour cent. La figure 3.2 montre le schéma de la position des fils.

3.5 Source d'alimentation de courant continu

La source d'alimentation en courant continu +15 et -15 volts est produite par un transformateur suivi de quatre diodes ser-

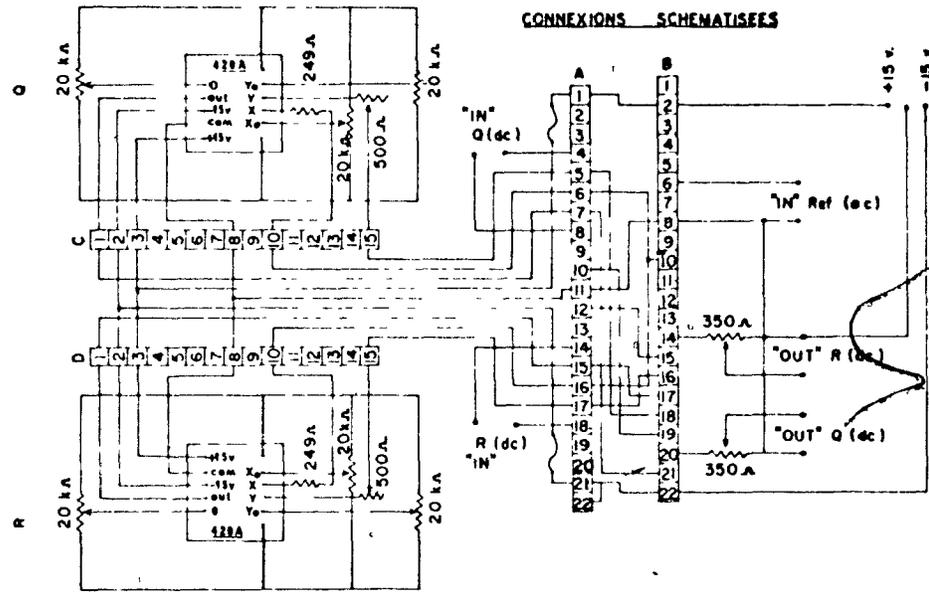


Fig. 3.2 Connexions schématisées des diviseurs électroniques et du convertisseur.

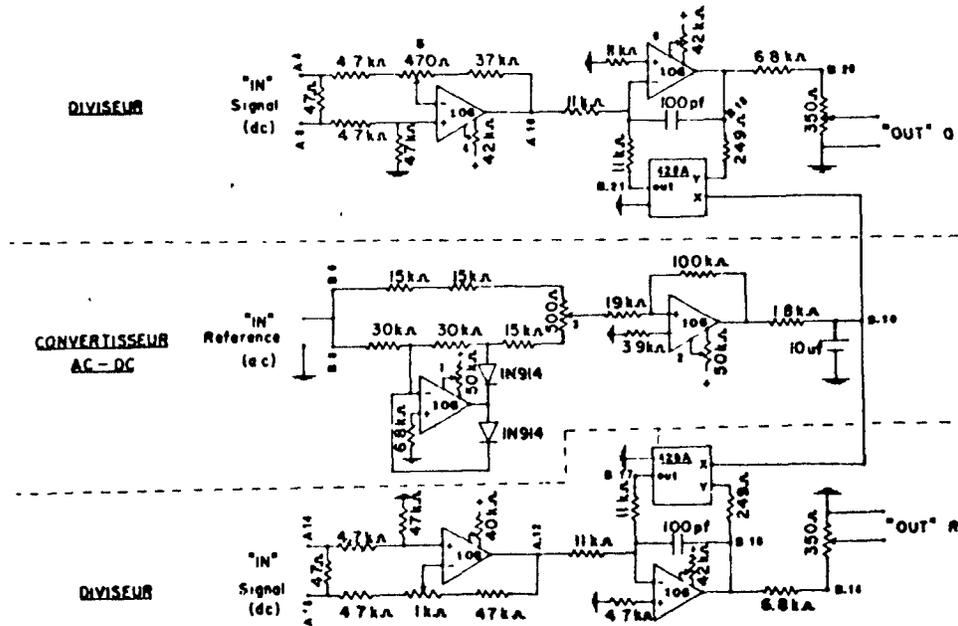


Fig. 3.3 Diagramme électronique des diviseurs et du convertisseur.

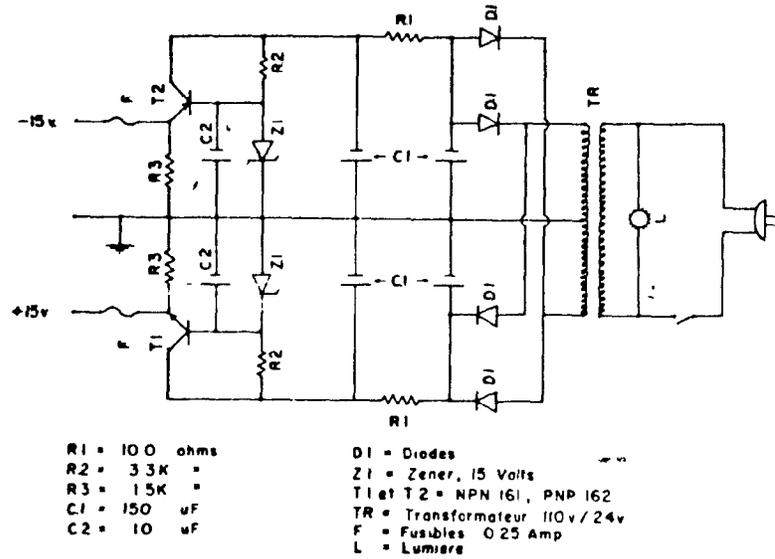


Fig. 3.4 Diagramme électronique d'une source d'alimentation de courant continu.

avant à rectifier le courant. Le courant est régularisé par un système RC, tandis que l'intensité du voltage dépend d'une diode "Zener" qui contrôle des transistors à grande puissance.

3.6 Enregistreuse

Une enregistreuse du type Westronics (modèle D5B-U, numéro de série D5B1161) avec deux plumes fut utilisée. La déviation complète nécessite 10 mA et l'enregistreuse est calibrée de manière à ce que 20% en phase ou 20% en quadrature corresponde à un pouce. En certains cas, pour plus de précision, on fixe la calibration à 10% au pouce.



L'échelle longitudinale des anomalies dessinées sur l'enregistreuse est calibrée de sorte que la distance L égale deux pouces sur le graphique.

3.7 Calibration et précision du modèle en laboratoire

La calibration se fait à l'aide de deux sources de courant continu, lesquelles servent à varier l'intensité des anomalies sur l'enregistreuse. La répétition des anomalies a été obtenue avec une précision d'environ 2 à 3%. L'amplitude des anomalies obtenues au-dessus de plaques métalliques infiniment conductrices diffère seulement de 4% des anomalies calculées mathématiquement.

3.8 Calibration des diviseurs électroniques

Tous les amplificateurs utilisés dans le circuit électronique fonctionnent avec deux sources de courant continu de - 15 et +15 volts qui doivent être stables à ± 10 millivolts.

La calibration des diviseurs se fait dans les étapes suivantes (Fig. 3.3).

1. On remplace les multiplicateurs 420A par des résistances de 120 kilo-ohms en parallèle avec les condensateurs de 100 pf.
2. Chaque multiplicateur du circuit est relié à

trois potentiomètres externes (Fig. 3.2) qui servent à ajuster le X_0 , Y_0 et la "sortie zéro".

- a) X_0 : On met à la masse l'entrée de X et on applique un signal sinusoïdal de basse fréquence (10 hertz, 5 volts) à l'entrée de Y. On ajuste alors le potentiomètre de X_0 afin d'avoir le minimum de courant alternatif à la sortie "out".
- b) Y_0 : On répète l'étape 2a mais en mettant à la masse l'entrée de Y. Le courant alternatif est appliqué à l'entrée de X. Le potentiomètre Y_0 est alors ajusté afin d'obtenir le minimum de courant alternatif à la sortie.
- c) Sortie zéro: En mettant à la masse l'entrée de X et Y, on ajuste le potentiomètre de la "sortie zéro" de sorte qu'à la sortie, on ait le minimum de courant alternatif.

3. On calibre le convertisseur "Ac-dc" en ajustant les potentiomètres externes 1 et 2 "Trim" des amplificateurs 106 de sorte que lorsque le voltage à l'entrée B.6 est zéro, on ait un voltage zéro à la sortie B.10. Par la suite, la résistance variable de 500 ohms (no 3) est ajustée afin qu'un voltage "dc"

de -3 ou de +3 volts à l'entrée B.6 soit représenté à la sortie B.10 par un voltage de +3 volts.

4. On court-circuite les entrées A.4 et A.8 et on ajuste le potentiomètre externe (no 4) de l'amplificateur 106 afin d'obtenir à la sortie A.10 un voltage nul.
5. On connecte les entrées A.4 et A.8 à la sortie de l'amplificateur "Phase Lock-in" qui a un voltage flottant "dc" de -6 volts. Il faut s'assurer qu'il n'y a aucun signal à la sortie de l'amplificateur "Phase Lock-in". On ajuste alors la résistance variable (no 5) pour obtenir un voltage nul à la sortie A.10. Le potentiomètre externe (no 6) de l'amplificateur 106 permet par la suite d'obtenir un voltage nul à la sortie B.20.
6. La calibration de l'autre diviseur se fait en suivant la même procédure.

Après cette dernière étape, la calibration est considérée comme terminée et on replace les multiplicateurs au lieu des résistances de 120 kilo-ohms.

Normalement, on devrait avoir à la sortie des diviseurs B.20 et B.14 un voltage nul lorsque chacune des entrées est court-

circuitée ou a un voltage flottant "dc" sans signal alternatif.

Dans le cas contraire, il faut vérifier de nouveau sur le diviseur en question l'ajustement de la résistance variable (no 5) et celle du potentiomètre externe de la "sortie zéro" du multiplicateur 420A.

4. CALCULS THEORIQUES

Les anomalies perçues au-dessus de certaines formes géométriques furent calculées au moyen d'un ordinateur I.B.M. de modèles 360-50 et 360-75. Ces formes sont des demi-plans (dykes) infiniment conducteurs, des couches horizontales de conductivités finies et infinie, des demi-espaces de conductivités finies et infinie et des demi-espaces magnétiques.

Ces formules mathématiques ont déjà été utilisées pour le calcul d'anomalies détectées par le système électromagnétique à cadres horizontaux (type "Slingram"). Tel qu'expliqué dans la description électronique, il est possible de connaître le genre d'anomalies obtenues avec notre système en comparant deux levés électromagnétiques à cadres horizontaux identiques mais ayant des séparations différentes entre les bobines.

Connaissant R^L , Q^L et R^M , Q^M , on calcule l'intensité et la direction vectorielle du champ vertical.

$$\frac{H_T^L}{H_P^L} = R_T^L = \left((R^L)^2 + (Q^L)^2 \right)^{1/2} \cdot 100 \quad \alpha_L = \arctg \frac{Q^L}{R^L} \quad 4.0-1$$

$$\frac{H_T^M}{H_P^M} = R_T^M = \left((R^M)^2 + (Q^M)^2 \right)^{1/2} \cdot 100 \quad \alpha_M = \arctg \frac{Q^M}{R^M} \quad 4.0-2$$

Les composantes en phase R et en quadrature Q de notre système s'expriment alors par:

$$R = \frac{R_T^M}{R_T^L} \cdot \cos(\alpha_M - \alpha_L) \cdot 100 - 100 \quad 4.0-3$$

et

$$Q = \frac{R_T^M}{R_T^L} \cdot \sin(\alpha_M - \alpha_L) \cdot 100 \quad 4.0-4$$

R^L, R^M = pourcentage de la composante en phase aux bobines L et M par rapport au champ normal à chacune des bobines.

Q^L, Q^M = pourcentage de la composante en quadrature aux bobines L et M par rapport au champ normal à chacune des bobines.

R_T^L, R_T^M = pourcentage de l'intensité totale du champ aux bobines M et L par rapport au champ normal à chacune des bobines.

α_L, α_M = différence de phase entre les champs totaux aux bobines L et M et les champs normaux.

Les abaques ainsi obtenus par calculs mathématiques ont permis maintes fois de vérifier les anomalies mesurées du modèle. Nous avons cru bon de donner une description sommaire des formules mathématiques utilisées et, afin de faciliter les futurs travaux dans ce domaine, les programmes en langage Fortran sont insérés en annexe à la fin de cet ouvrage.

4.1 Demi-espaces de conductivités finies et infinie

Avec cette forme géométrique, nous voulons représenter des morts-terrains conducteurs, c'est-à-dire que l'émetteur et les récepteurs sont immédiatement placés au-dessus d'un demi-espace.

Dans un relevé électromagnétique utilisant deux bobines horizontales dans un même plan (Wait, 1955), l'une comme émetteur, l'autre comme récepteur, le champ au récepteur par rapport à l'émetteur s'exprime par:

$$\frac{H_s + H_p}{H_p} = \frac{2}{k_1^2 L^2} \left[9 - (9 + 9k_1 L + 4k_1^2 L^2 + k_1^3 L^3) e^{-k_1 L} \right], \quad 4.1-1$$

ou $k_1^2 = \sigma \mu \omega = \epsilon k^2,$

et $k^2 = \sigma \mu \omega$

Donc $\frac{H_s + H_p}{H_p} = \frac{2}{\epsilon k^2 L^2} \left[9 - (9 + 9\sqrt{\epsilon} k L + 4\epsilon k^2 L^2 + \sqrt{\epsilon} k^3 L^3) e^{-\sqrt{\epsilon} k L} \right], \quad 4.1-2$

En utilisant les équivalents

$$\sqrt{\epsilon} = \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + i \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{i}{\sqrt{2}}, \quad 4.1-3$$

et $e^{-\sqrt{\epsilon} k L} = e^{-\frac{kL}{\sqrt{2}}} \left[\cos\left(\frac{kL}{\sqrt{2}}\right) - i \sin\left(\frac{kL}{\sqrt{2}}\right) \right], \quad 4.1-4$

on peut séparer la composante réelle de la composante en quadrature en substituant $\sqrt{\epsilon}$ et $e^{-\sqrt{\epsilon} k L}$ des équations 4.1-3 et 4.1-4 dans

l'équation principale 4.1-2 .

L'équation se simplifie en posant:

$$A = e^{-\frac{kL}{\sqrt{2}}} \cos\left(\frac{kL}{\sqrt{2}}\right), \quad 4.1-5$$

$$B = e^{-\frac{kL}{\sqrt{2}}} \sin\left(\frac{kL}{\sqrt{2}}\right), \quad 4.1-6$$

$$C = 9 + 9 \frac{kL}{\sqrt{2}} - \frac{k^3 L^3}{\sqrt{2}}, \quad 4.1-7$$

et

$$D = 9 \frac{kL}{\sqrt{2}} + 4k^2 L^2 + \frac{k^3 L^3}{\sqrt{2}} \quad 4.1-8$$

Les composantes réelles (R^L) et en quadrature (Q^L) peuvent alors s'énoncer comme suit:

$$R^L = \left(2 / k^2 L^2\right) \cdot (C \cdot B - D \cdot A), \quad 4.1-9$$

et

$$Q^L = \left(2 / k^2 L^2\right) \cdot (D \cdot B + A \cdot C - 9). \quad 4.1-10$$

On fait de même pour le calcul de R^M et Q^M .

En substituant les valeurs de R^M , R^L et Q^M , Q^L de ces deux levés dans les équations 4.0-1 et 4.0-2, on détermine les valeurs de R_T^L , R_T^M et de α_L^L , α_M^L . A l'aide des équations 4.0-3 et 4.0-4, on trouve alors les composantes en phase R et en quadrature Q de notre système.

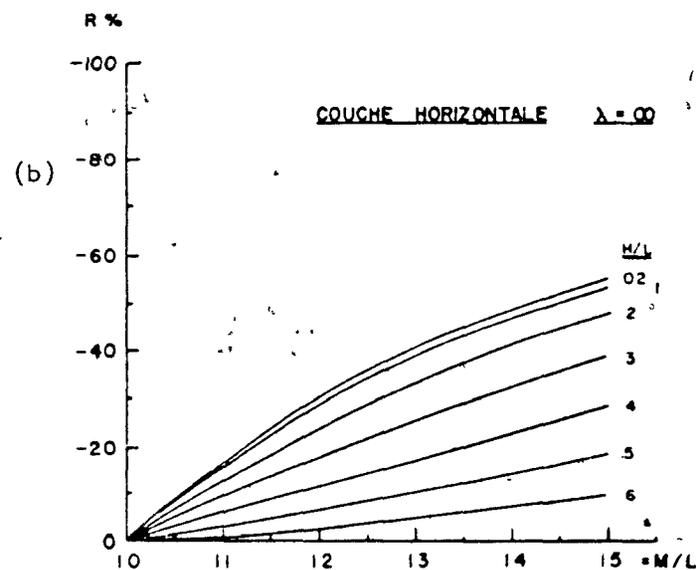
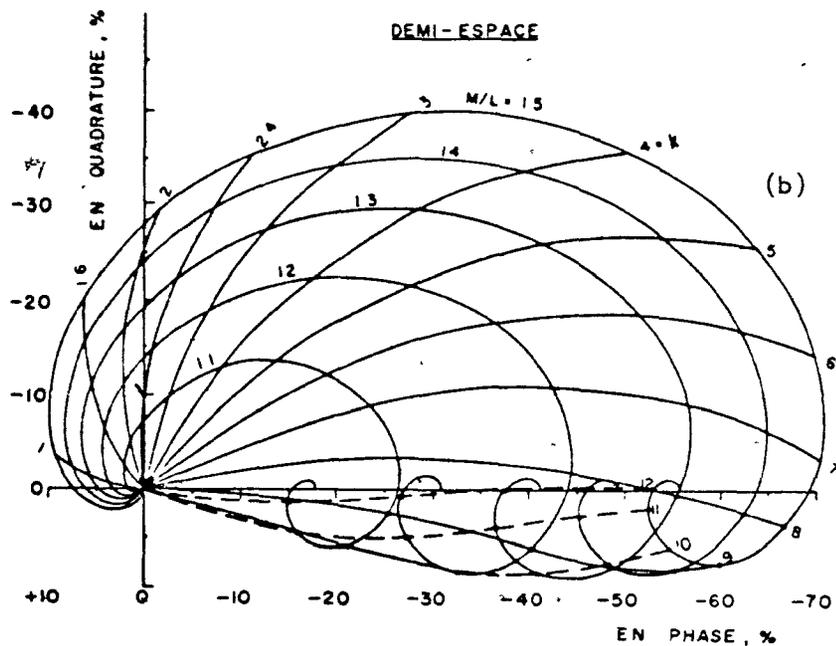
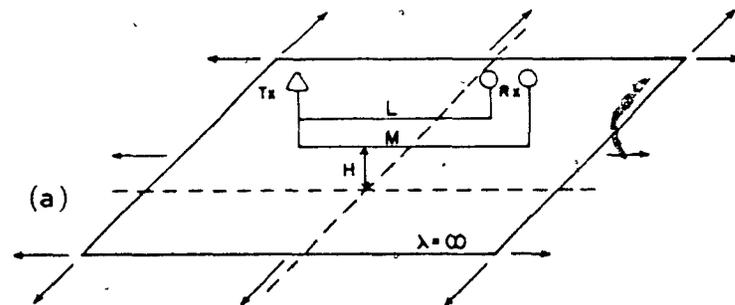
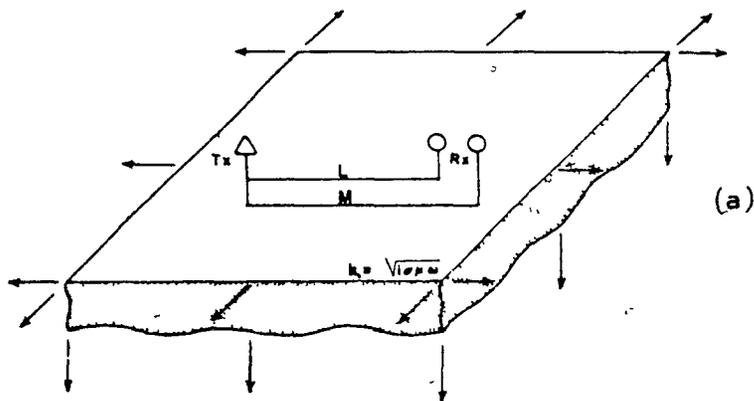


Fig. 4.1a Représentation d'un demi-espace.

Fig. 4.2a Représentation d'une couche horizontale.

Fig. 4.1b Abaque d'interprétation du paramètre d'induction d'un demi-espace pour différents rapports M/L.

Fig. 4.2b Abaque d'interprétation de la profondeur d'une couche horizontale de conductivité infinie.

Dans le cas d'un demi-espace de conductivité infinie et de profondeur zéro, les anomalies sont proportionnelles au carré de la distance respective des récepteurs à l'émetteur $\left(\frac{L}{M}\right)^2$.

L'abaque à la figure 4.) représente en abscisse les lectures en phase et, en ordonnée, les lectures en quadrature. Les lignes radiales sur l'abaque correspondent aux différents paramètres $k = (\sigma\mu\omega)^{1/2}$. Les lignes de demi-cercle sont les différents rapports entre les distances respectives des récepteurs à l'émetteur M/L .

Le programme fourni à l'ordinateur est donné à l'annexe 1.

4.2 Couches horizontales de conductivité infinie

Les anomalies au-dessus de couches horizontales de conductivité infinie sont calculées à l'aide de la formule décrite dans le volume de Grant et West (1965, p. 500).

$$\bar{H}_p = - \frac{1}{4\pi} \left(\nabla \left[\bar{m} \cdot \nabla_0 \left[(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2 \right]^{-1/2} \right] \right)_{\substack{x_0=y_0=0, \\ z_0=H}} \quad 4.2-1$$

$$\text{et } \bar{H}_s = - \frac{1}{4\pi} \left(\nabla \left\{ \bar{m} \cdot \nabla_0 \left[(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2 \right]^{-1/2} \right\} \right)_{\substack{x_0=y_0=0, \\ z_0=H}} \quad 4.2-2$$

ou $\bar{m} = m_x L_x + m_y L_y + m_z L_z$, \bar{m} étant le moment magnétique du dipôle.

Utilisant des bobines horizontales, le rapport du champ total au champ primaire se résume à:

$$R = \frac{H_p + H_s}{H_p} = \left(1 + \frac{8\left(\frac{H}{X}\right)^2 - 1}{\left[1 + 4\left(\frac{H}{X}\right)^2\right]^{5/2}} \right) \cdot 100. \quad 4.2-3$$

Pour $x = M$ ou L , nous calculons respectivement le pourcentage des composantes en phase R^M et R^L . Puisqu'il y a absence de composante en quadrature, R^M et R^L sont aussi égaux à R_T^M et R_T^L . La composante en phase de notre système est obtenue en substituant R_T^M et R_T^L dans l'équation 4.0-3 où le cosinus ($\alpha_M - \alpha_L$) est égal à 1.

$$\text{Donc } R = \frac{R_T^M}{R_T^L} \cdot 100 = 100 \quad 4.2-4$$

La formule 4.2-3 sert à vérifier celle de Graf utilisée pour les couches horizontales lorsque la conductivité est grande. L'abaque de la figure 4.2 résume les résultats obtenus.

4.3 Demi-espaces magnétiques

Les essais au-dessus de cette forme géométrique ont pour but de connaître l'effet électromagnétique de formations géologiques magnétiques et très larges.

Le calcul de l'effet d'un demi-espace magnétique se fait à l'aide de la formule de Keller (1966, p. 329).

$$\frac{H_p + H_s}{H_p} = 1 + \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} \left\{ \frac{1}{\left(4\left(\frac{H}{X}\right)^2 + 1\right)^{3/2}} - \frac{12\left(\frac{H}{X}\right)^2}{\left(4\left(\frac{H}{X}\right)^2 + 1\right)^{5/2}} \right\}, \quad 4.3-1$$

$$\text{et } \frac{\mu}{\mu_0} = 4\pi K_1 + 1,$$

où μ, μ_0 sont les perméabilités du milieu étudié et du vide,

K_1 la susceptibilité magnétique, e.m.u/cm³

H la profondeur du sommet du demi-plan, pied,

et x la distance horizontale, pied.

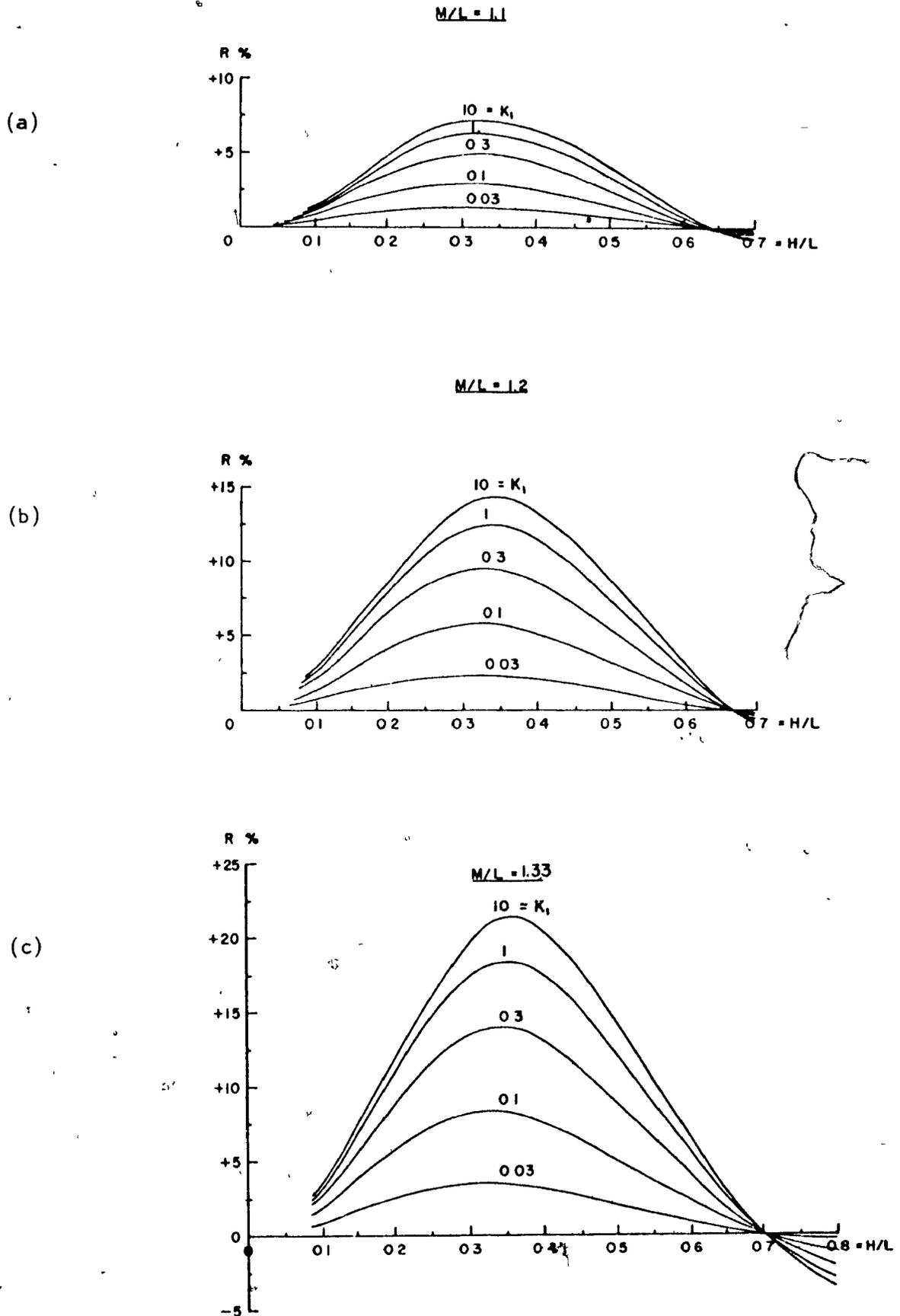
Pour $x = M$ ou L , nous calculons respectivement le pourcentage des composantes en phase R^M et R^L . En absence de composante en quadrature, R^M et R^L sont égaux à R_T^M et R_T^L . Pour obtenir la composante en phase de notre système, on substitue R_T^M et R_T^L dans l'équation 4.0-3 où le cosinus ($\alpha_M - \alpha_L$) est égal à 1.

Les abaques des figures 4.3a à 4.3e représentent l'intensité de la composante en phase en fonction de la profondeur des demi-espaces pour différents rapports M/L , et susceptibilités magnétiques (K_1).

Le programme en langage Fortran est fourni à l'annexe II.

4.4 Couches horizontales ou demi-plans horizontaux de conductivités finies

L'étude de cette forme géométrique sert à connaître l'effet de conducteurs horizontaux. En utilisant la formule de Graf (1934), et révisée par Ketola (1967), les composantes en phase et en quadrature d'un système électromagnétique à cadres horizontaux du type "Slingram" s'expriment par:



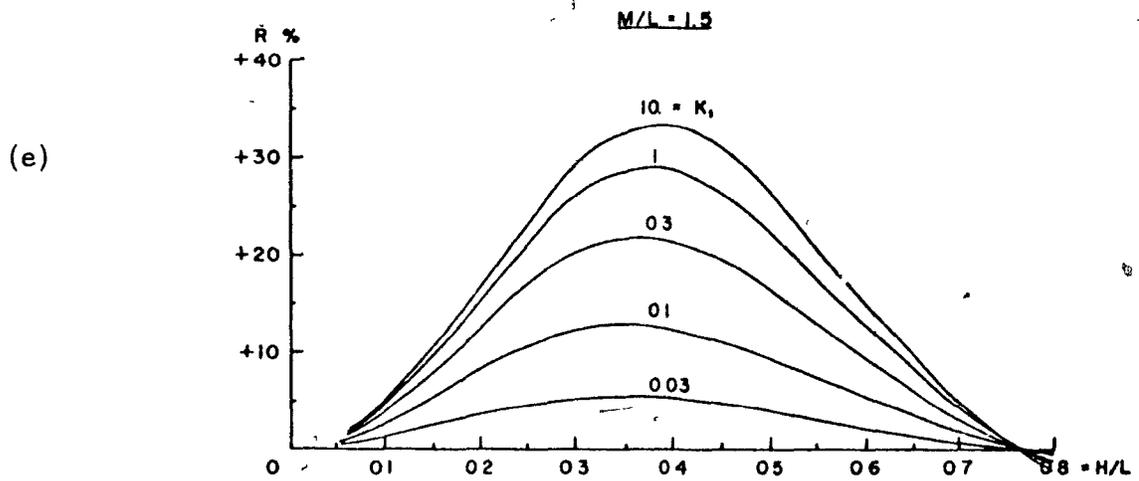
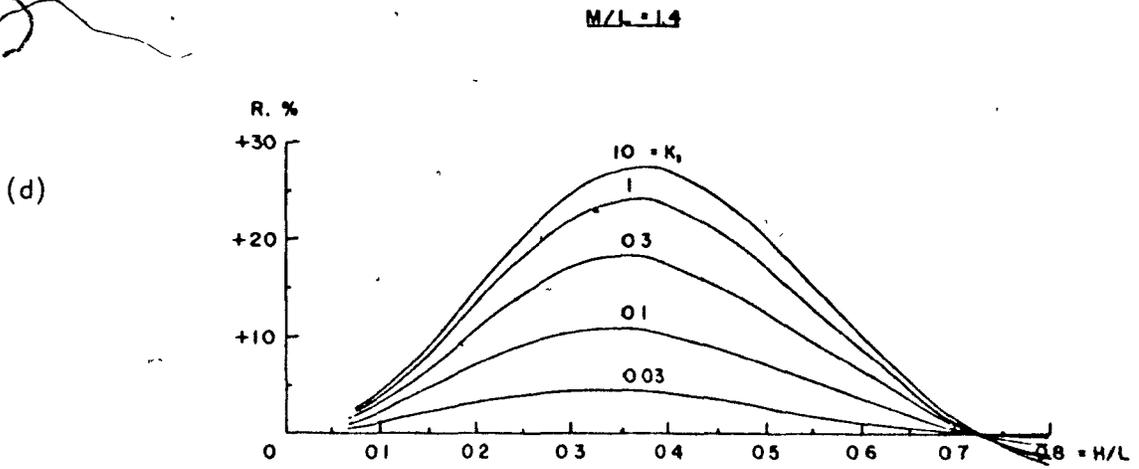


Fig. 4.3 Abaques calculés pour différents rapports M/L au-dessus d'un demi-espace de susceptibilités magnétiques variables (K_1):
d) $M/L = 1.4$; e) $M/L = 1.5$.

$$R = 50 \lambda \int_0^{\infty} e^{-0.5 \lambda u} R(u) du \quad 4.4-1$$

$$Q = 50 \lambda \int_0^{\infty} e^{-0.5 \lambda u} Q(u) du \quad 4.4-2$$

$$R(u) = 2a_3 - 3a_5$$

$$Q(u) = 2b_3 - 3b_5$$

$$\text{où } a_3 = r^{-3/2} \cos(-3 \varphi/2),$$

$$b_3 = r^{-3/2} \sin(-3 \varphi/2),$$

$$a_5 = r^{-5/2} \cos(-5 \varphi/2),$$

$$b_5 = r^{-5/2} \sin(-5 \varphi/2),$$

$$r = a_1 / \cos \varphi,$$

$$\tan \varphi = b_1 / a_1,$$

$$a_1 = 1 + 4(H/\lambda)^2 - u^2,$$

$$\text{et } b_1 = -4(H/\lambda) u.$$

L'intégral est calculé en évaluant la surface sous la courbe par ordinateur. Les éléments d'intégration sont variés suivant les valeurs du paramètre d'induction λ et la profondeur H/L .

Avec les composantes en phase R^L , R^M et en quadrature Q^L , Q^M de deux relevés, on peut compiler la réponse de notre système.

En substituant les valeurs de R^M , R^L et Q^M , Q^L dans les équations 4.0-1 et 4.0-2, on détermine les valeurs de R_T^L , R_T^M et de α_L , α_M . A l'aide des équations 4.0-3 et 4.0-4, on trouve alors les composantes en phase R et en quadrature Q de notre système.

Les abaques des différents rapports de M/L sont présentés avec les abaques de laboratoire (figures 5.7a, 5.8a, 5.9a et 5.10a). Nous avons cru bon d'insérer les abaques à cet endroit afin de faciliter la comparaison avec ceux du demi-plan. L'abscisse et l'ordonnée représentent respectivement la composante en phase et en quadrature. Les lignes radiales correspondent au paramètre d'induction λ et les lignes en demi-cercles indiquent différentes profondeurs de la couche.

Le programme en langage Fortran est fourni à l'annexe III.

4.5 Demi-plans (dykes) de conductivité infinie

La forme géométrique des demi-plans représente les conducteurs rencontrés sur le terrain, mais généralement ces derniers ne

sont pas de conductivité infinie. On a tout de même calculé les anomalies causées par des demi-plans de conductivité infinie afin de les comparer à celles observées au-dessus de très bons conducteurs en laboratoire.

On se sert de la formule décrite dans le livre de Grant & West (1965, p. 522), laquelle est dérivée de la fonction de Green.

Cette formule nous permet ainsi que dans les calculs précédents, de trouver les composantes en phase R^M et R^L lesquelles sont égaux à R_T^M et R_T^L puisqu'il n'y a aucune composante en quadrature. Par la suite, on calcule la composante en phase de notre système en utilisant l'équation 4.0-3 où le $\cos(\alpha_M - \alpha_L)$ est égal à 1.

Les abaques de la figure 4.4a à 4.4g correspondent à différents pendages (0° à 180°) et profondeurs de demi-plans. On appelle ici l'angle de pendage, l'angle formé entre la ligne horizontale et perpendiculaire à l'axe du conducteur et le plan de celui-ci. Chaque figure illustre différentes configurations et le maximum de la composante en phase est exprimé en fonction de la profondeur.

Le programme en langage Fortran est fourni à l'annexe IV.

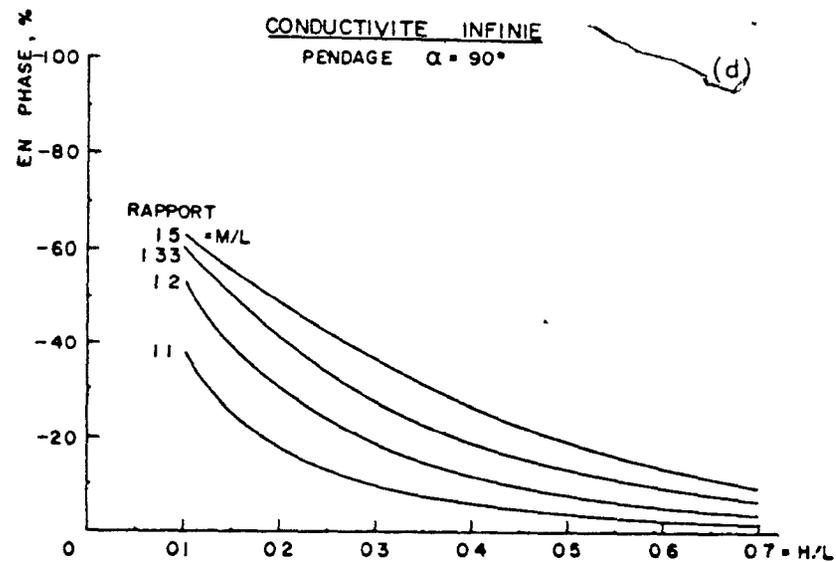
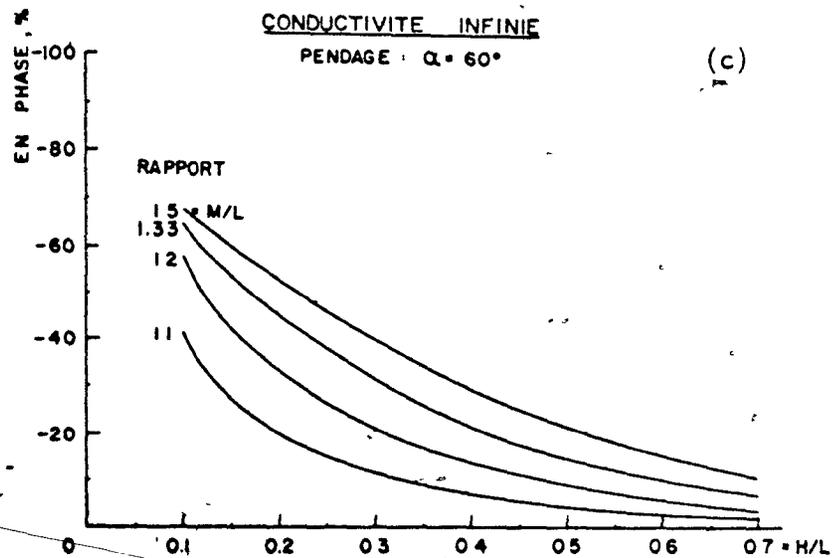
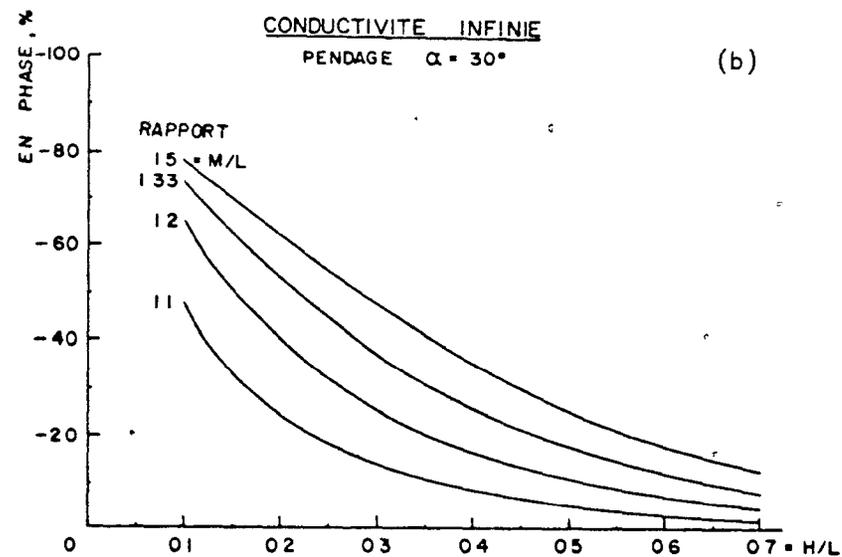
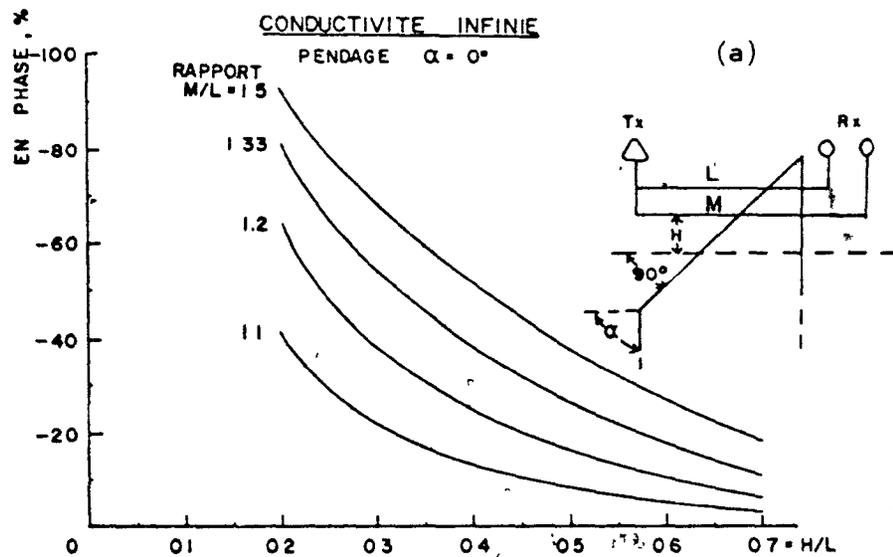


Fig. 4.4 Maximum de la composante en phase pour différents rapports M/L, obtenus au-dessus de demi-plans de conductivité infinie ayant des pentages variables: a) $\alpha = 0^\circ$; b) $\alpha = 30^\circ$; c) $\alpha = 60^\circ$; d) $\alpha = 90^\circ$.

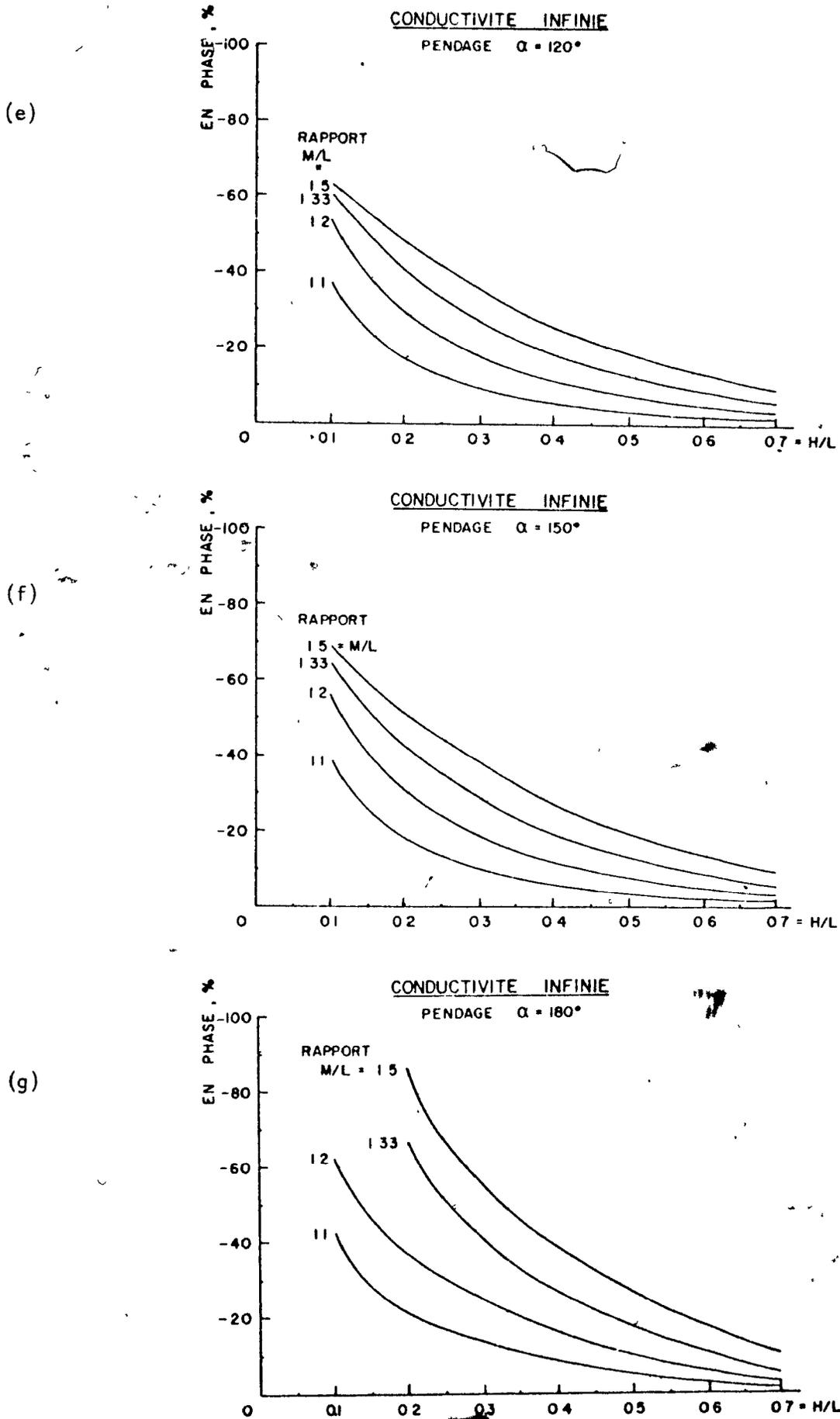


Fig. 4.4 Maximum de la composante en phase pour différents rapports M/L, obtenus au-dessus de demi-plans de conductivité infinie ayant des pendages variables: e) $\alpha = 120^\circ$; f) $\alpha = 150^\circ$; g) $\alpha = 180^\circ$.

5. DESCRIPTION DES TRAVAUX EN LABORATOIRE

Nous avons utilisé en laboratoire des plaques métalliques ayant la forme du demi-plan communément appelé forme géométrique du dyke. Dans la nature, les masses conductrices ont fréquemment cette forme.

Grâce à la dimension des plaques métalliques (24" x 18") et à notre modèle automatique, ceci permet une manipulation en laboratoire facile et rapide. Il s'agit, pour le manipulateur, de varier la profondeur et le pendage (inclinaison) d'une mince plaque métallique

Ainsi que mentionné précédemment, on calibre l'échelle sur le ruban enregistreur de sorte que les intensités des composantes en phase et en quadrature soient d'un pouce pour 10 ou 20%, et la séparation L soit d'une longueur de deux pouces. Une courbe complète au-dessus d'un demi-plan est obtenue à l'échelle et prête à être dessinée au propre en l'espace de 2 minutes. Ce système très pratique permettra à l'avenir d'établir des abaques pour d'autres systèmes électromagnétiques.

Nous avons exécuté en laboratoire environ 2,500 passes au-dessus de plaques métalliques. Il n'est pas de notre intention d'inclure toutes ces courbes dans cet ouvrage. La majorité des courbes présentées dans cette thèse ont été obtenues en utilisant comme rap-

port de séparation entre l'émetteur et les deux récepteurs $M/L = 1.2$

Puisque l'étude en laboratoire n'est possible que pour des paramètres d'induction finis, nous incluons certaines courbes de paramètre d'induction infini calculé au moyen de l'ordinateur.

Nous comparons un conducteur de paramètre d'induction pratiquement infini en laboratoire à celui calculé de conductivité infinie. Nous vérifions l'effet de l'angle entre un demi-plan et la direction du relevé (azimut), ainsi que les effets de largeur, longueur et profondeur des plaques.

Pour simuler les effets de morts-terrains conducteurs, nous plaçons un conducteur vertical sous une couche horizontale légèrement conductrice.

Toutes les anomalies et abaques se référant à un demi-plan sont caractérisés par le rapport des séparations M/L , le pendage α , le paramètre d'induction $\lambda = \sigma \mu_w e L$, et la profondeur H .

où L = distance entre l'émetteur et le récepteur le plus près, pied ou mètre,

M = distance entre l'émetteur et le récepteur le plus loin, pied ou mètre,

H = profondeur du sommet du demi-plan, pied ou mètre,

α = pendage du demi-plan, degré,

e = épaisseur du demi-plan, mètre,

μ = perméabilité du vide lorsqu'on ne le mentionne pas autrement , henry/m ,

w = fréquence angulaire

et σ = conductivité de la plaque , $(\text{ohm-m})^{-1}$.

Lors du relevé en laboratoire, les lectures servant à matérialiser les courbes sont placées au centre des deux récepteurs. L'abscisse caractérise la position du centre des récepteurs en fonction de L , tandis que le point zéro est l'emplacement du centre du conducteur. L'ordonnée représente le pourcentage des composantes en phase et en quadrature. Lorsque non mentionné différemment, les courbes en trait plein sont la composante en phase tandis que les courbes en tiret sont la composante en quadrature.

5.1 Présentation et discussion des résultats

Nous présentons principalement la configuration $M/L = 600/500 = 1.2$; mais les remarques énumérées s'appliquent aussi aux autres configurations. A l'exception des courbes de paramètre d'induction infini, les courbes des figures 5.2a à 5.2p ont toutes été obtenues en laboratoire en employant des plaques métalliques comme conducteurs.

L'utilisation d'une fréquence de 1,000 hertz et des produits résistivité-épaisseur de $\rho/e = 4.7, 18.3$ et 44×10^{-5} ohm ont permis avec une configuration $M/L = 1.2$ de fournir des paramètres d'induction de $\lambda = 26, 6.6$ et 2.7 .

Les passes au-dessus des plaques métalliques sont faites de gauche à droite avec l'émetteur à gauche des deux récepteurs (figure 5.1).

La courbe de la figure 5.2b produite par un conducteur vertical ressemble dans son ensemble à une courbe obtenue par la méthode électromagnétique à cadres horizontaux 'Slingram'. Avant l'arrivée des récepteurs au-dessus du conducteur, le signal est positif, soit plus grand que 100%. Lorsque le premier récepteur traverse de l'autre côté du conducteur, le signal devient rapidement négatif pour s'atténuer à mesure que le deuxième récepteur traverse le conducteur, la partie positive de l'anomalie n'est pas aussi accentuée. On constate l'apparition de 2 maxima quand la profondeur

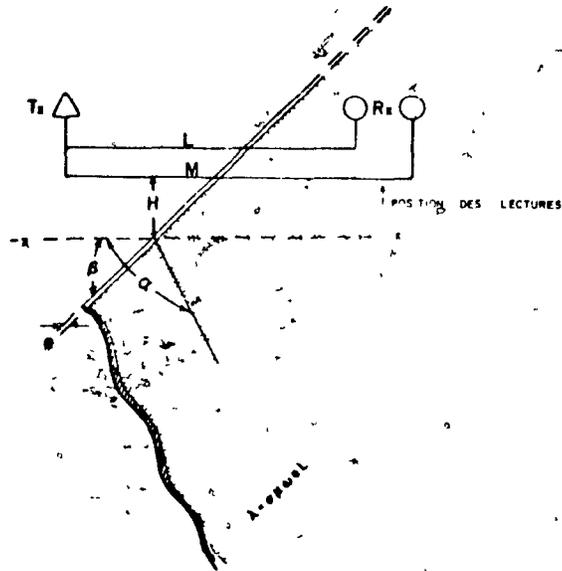


Fig. 5.1 Disposition géométrique des bobines au-dessus d'un demi-plan de paramètre d'induction λ .

est de l'ordre de $0.1L$. Les récepteurs étant en avant dans la direction du relevé, le premier maximum rencontré, situé approximativement le conducteur. Le second, d'intensité nettement inférieure au premier, est produit lorsque l'émetteur est près du conducteur. Ce dernier maximum ne sert pas dans notre interprétation.

Les courbes des figures 5.3 à 5.5 représentent respectivement des configurations de $M/L = 1.1$, 1.33 et 1.5 . Les mêmes caractéristiques décrites pour la configuration $M/L = 1.2$ s'appliquent ici.

5.2 Pendage

Il existe un déplacement entre le maximum principal de la composante en phase et celui de la composante en quadrature. Cette

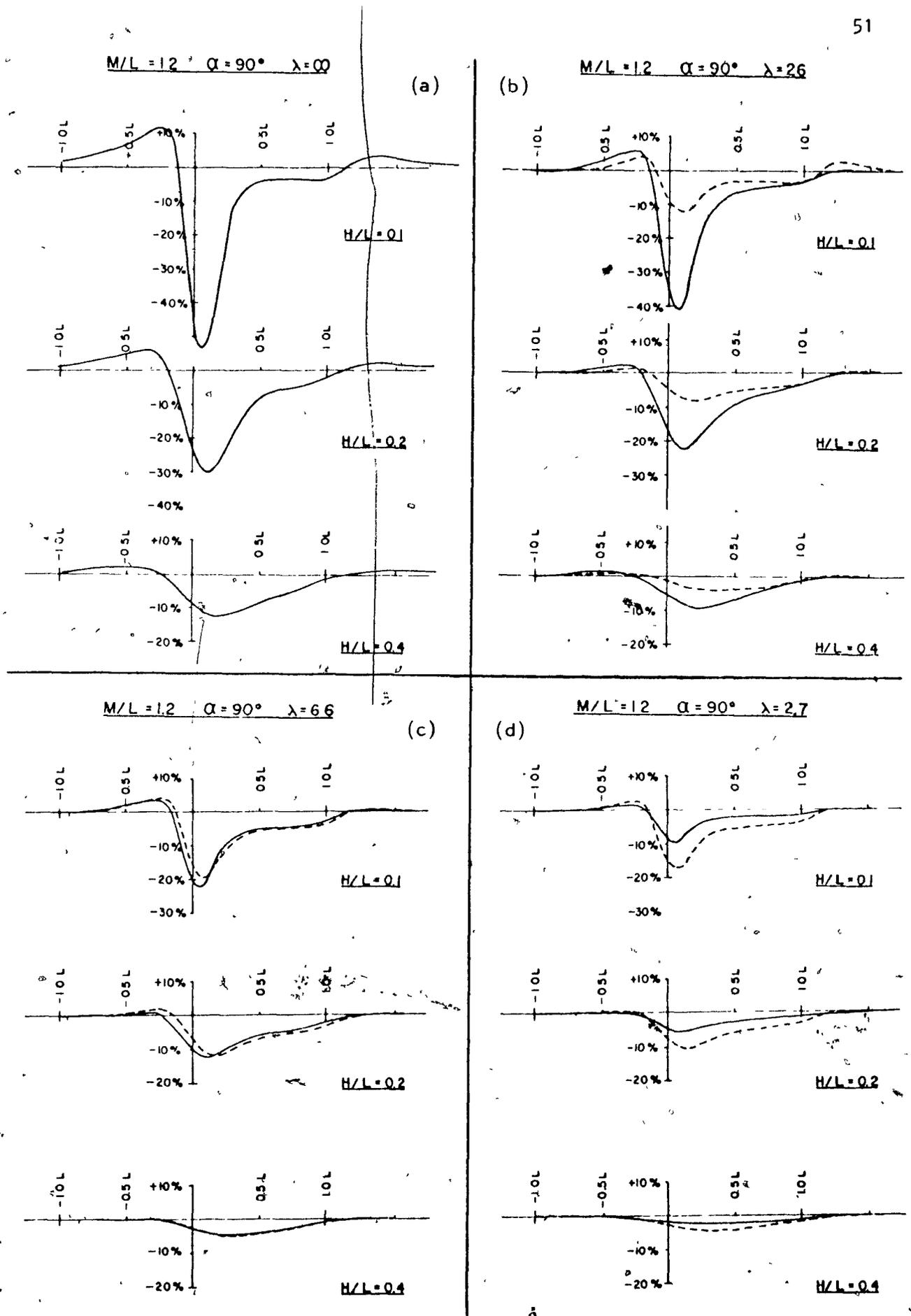


Fig. 5.2 Anomalies au-dessus de demi-plans verticaux, à différentes profondeurs H/L et de conductivités: a) infinie; et finies: b) $\lambda = 26$; c) $\lambda = 6.6$; d) $\lambda = 2.7$; rapport $M/L = 1.2$.

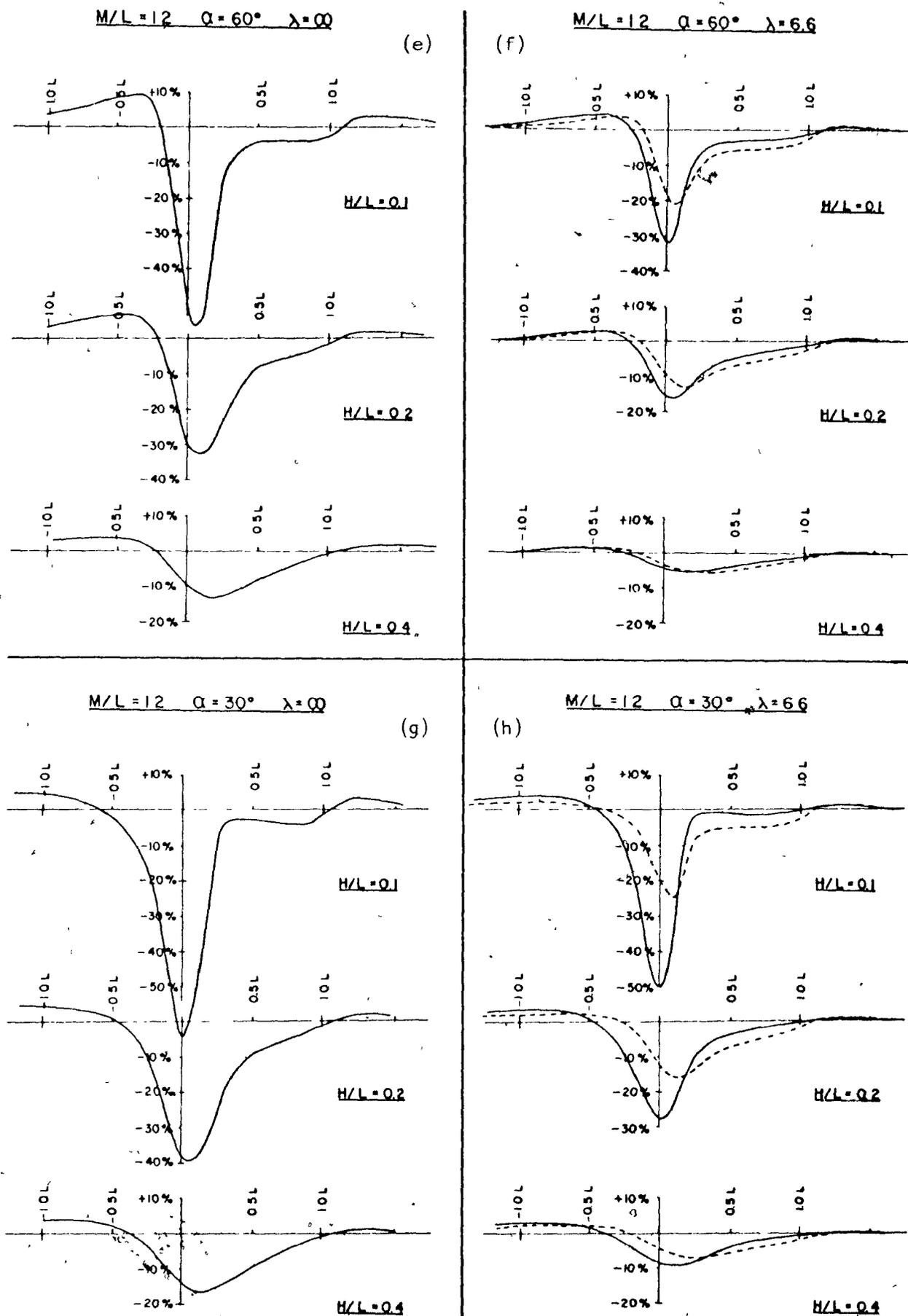


Fig. 5.2 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pendages: e) $\alpha = 60^\circ$; g) $\alpha = 30^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 6.6$ et de pendages: f) $\alpha = 60^\circ$; h) $\alpha = 30^\circ$, rapport $M/L = 1.2$.

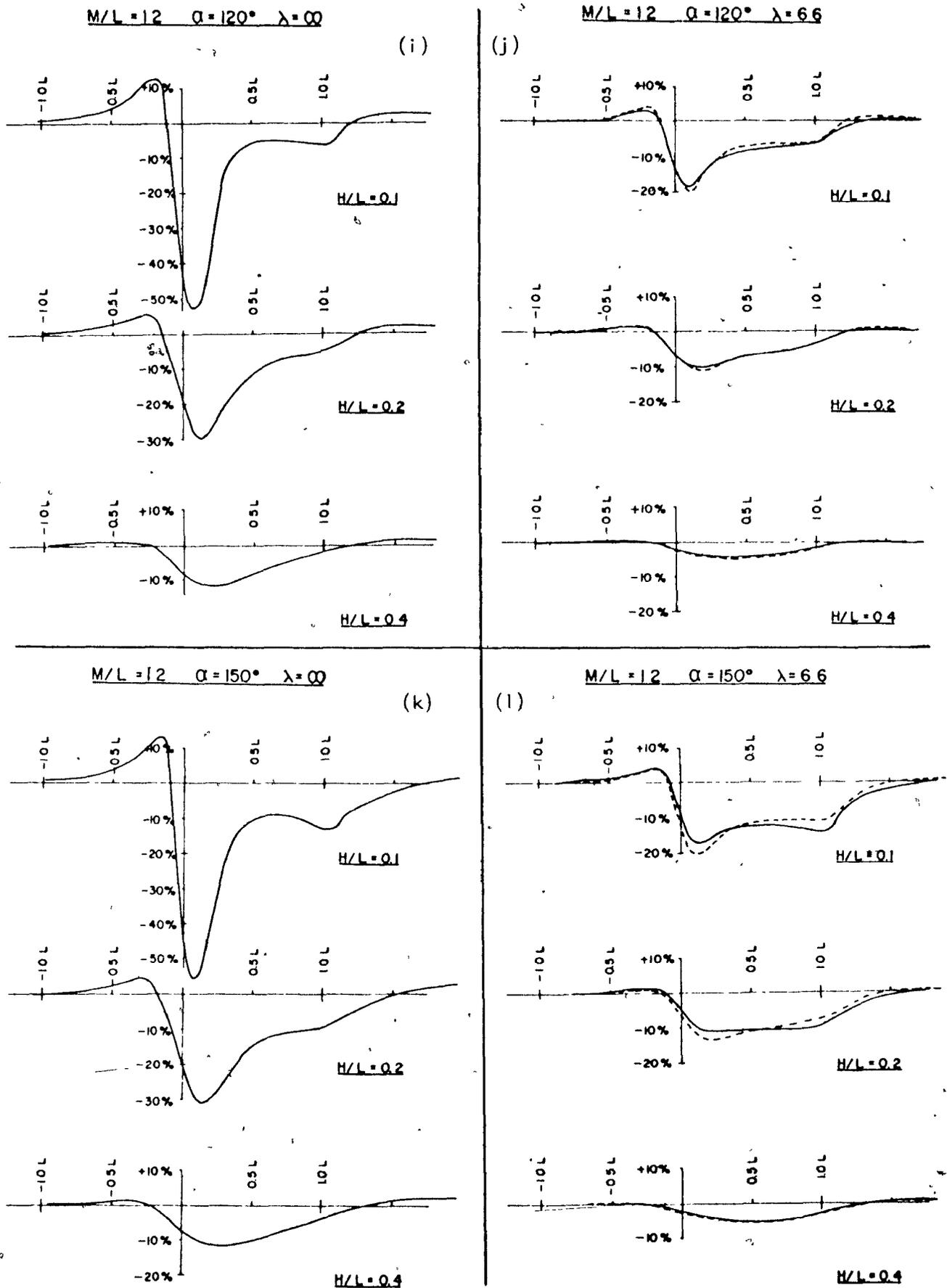


Fig. 5.2 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pentages: i) $\alpha = 120^\circ$; k) $\alpha = 150^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 6.6$ et de pentages: j) $\alpha = 120^\circ$; l) $\alpha = 150^\circ$; rapport $M/L = 1.2$.

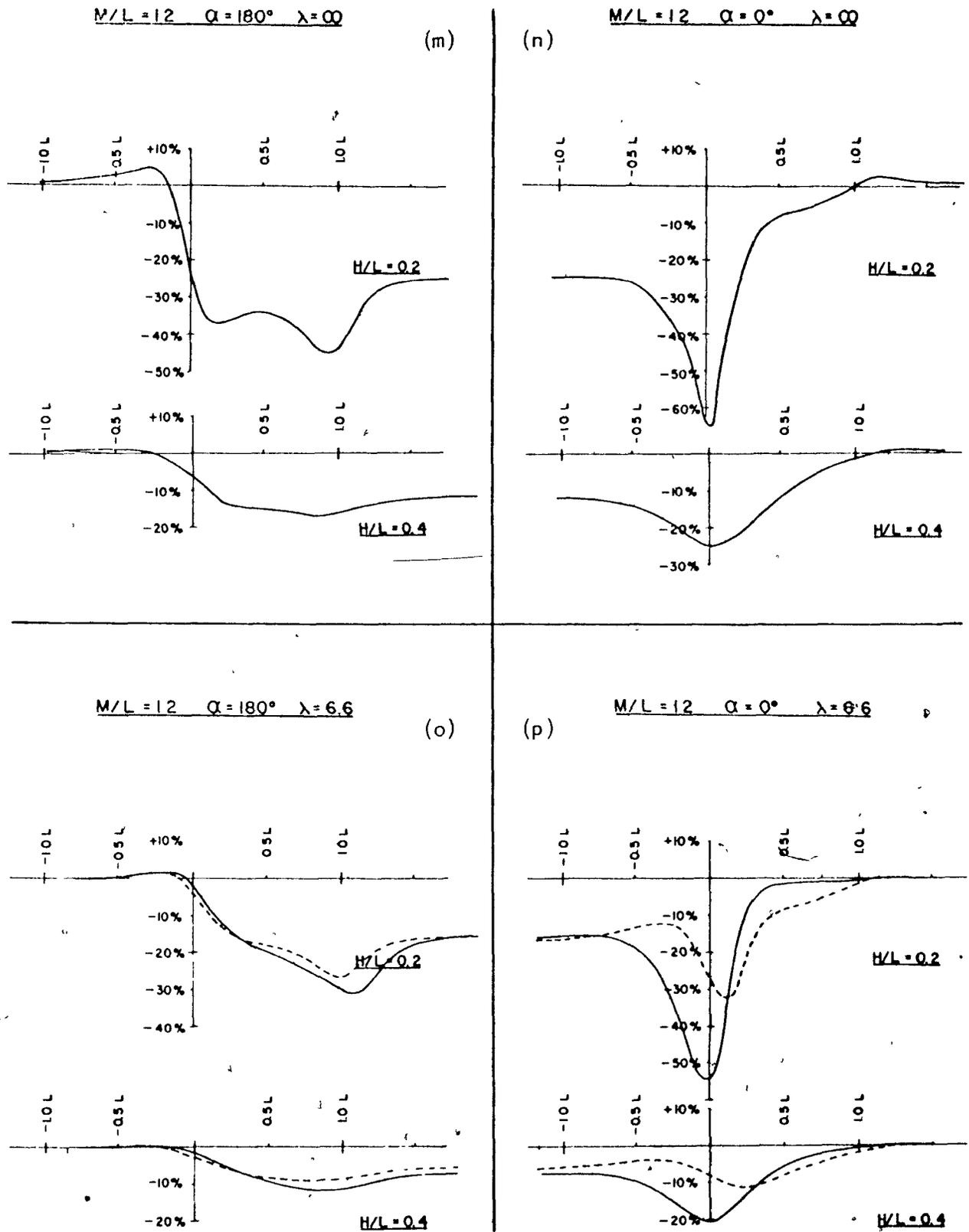


Fig. 5.2 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pendages: m) $\alpha = 180^\circ$; n) $\alpha = 0^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 6.6$ et de pendages: o) $\alpha = 180^\circ$; p) $\alpha = 0^\circ$; rapport $M/L = 1.2$.

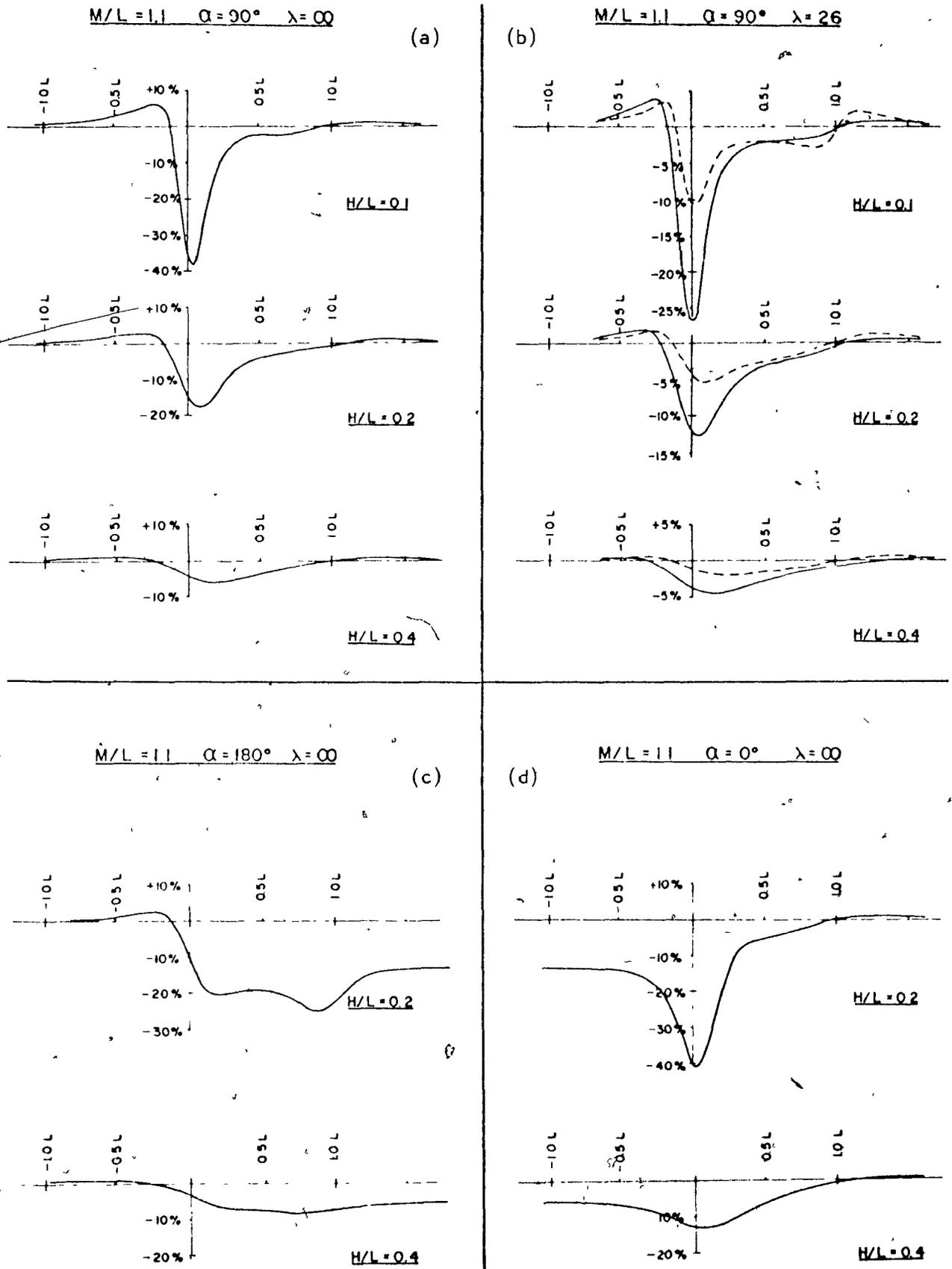


Fig. 5.3 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pentages: a) $\alpha = 90^\circ$; c) $\alpha = 180^\circ$; d) $\alpha = 0^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 26$ et de pentages: b) $\alpha = 90^\circ$; rapport $M/L = 1.1$.

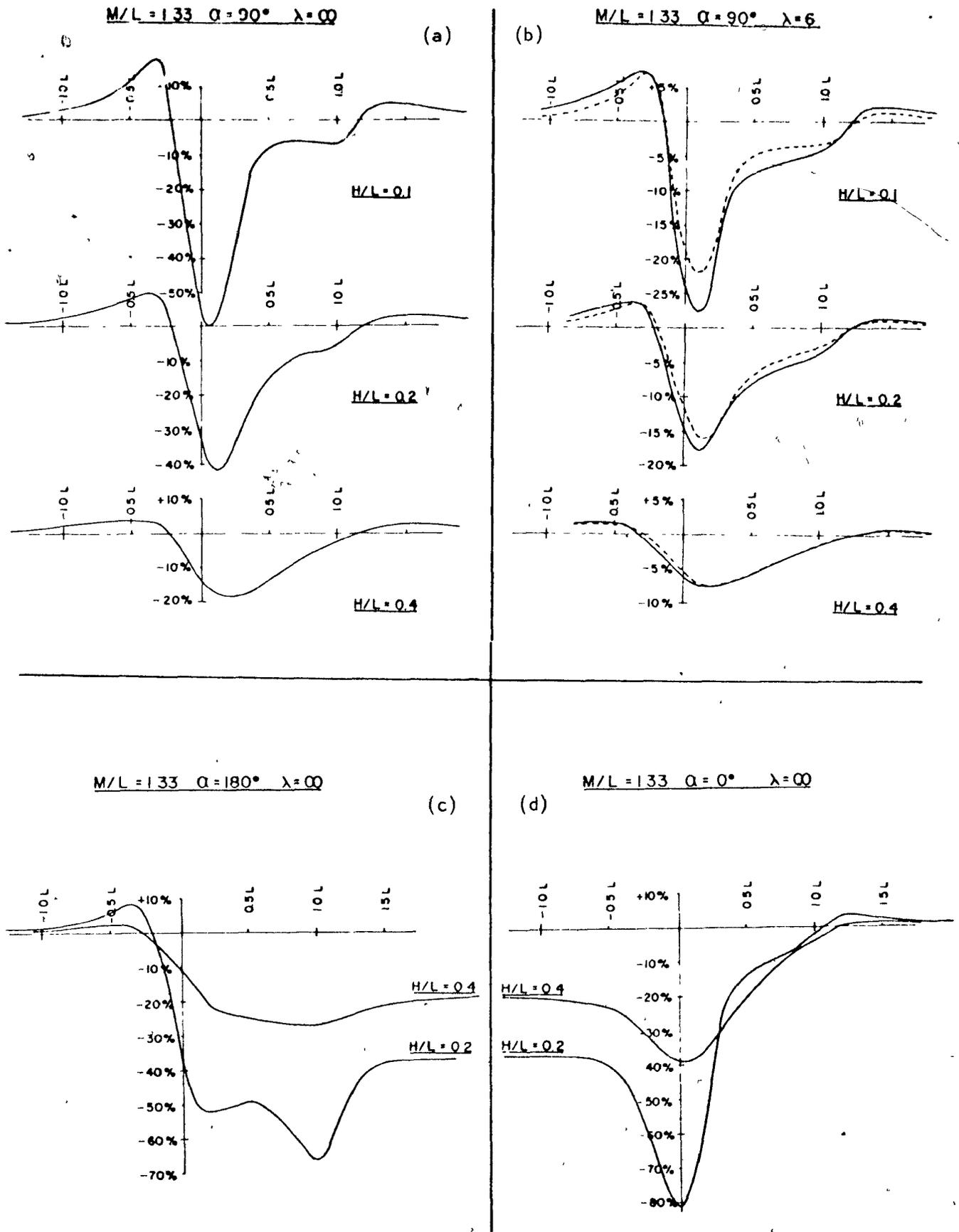


Fig. 5.4 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pendages: a) $\alpha = 90^\circ$; c) $\alpha = 180^\circ$; d) $\alpha = 0^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 6.0$ et de pendages: b) $\alpha = 90^\circ$; rapport $M/L = 1.33$.

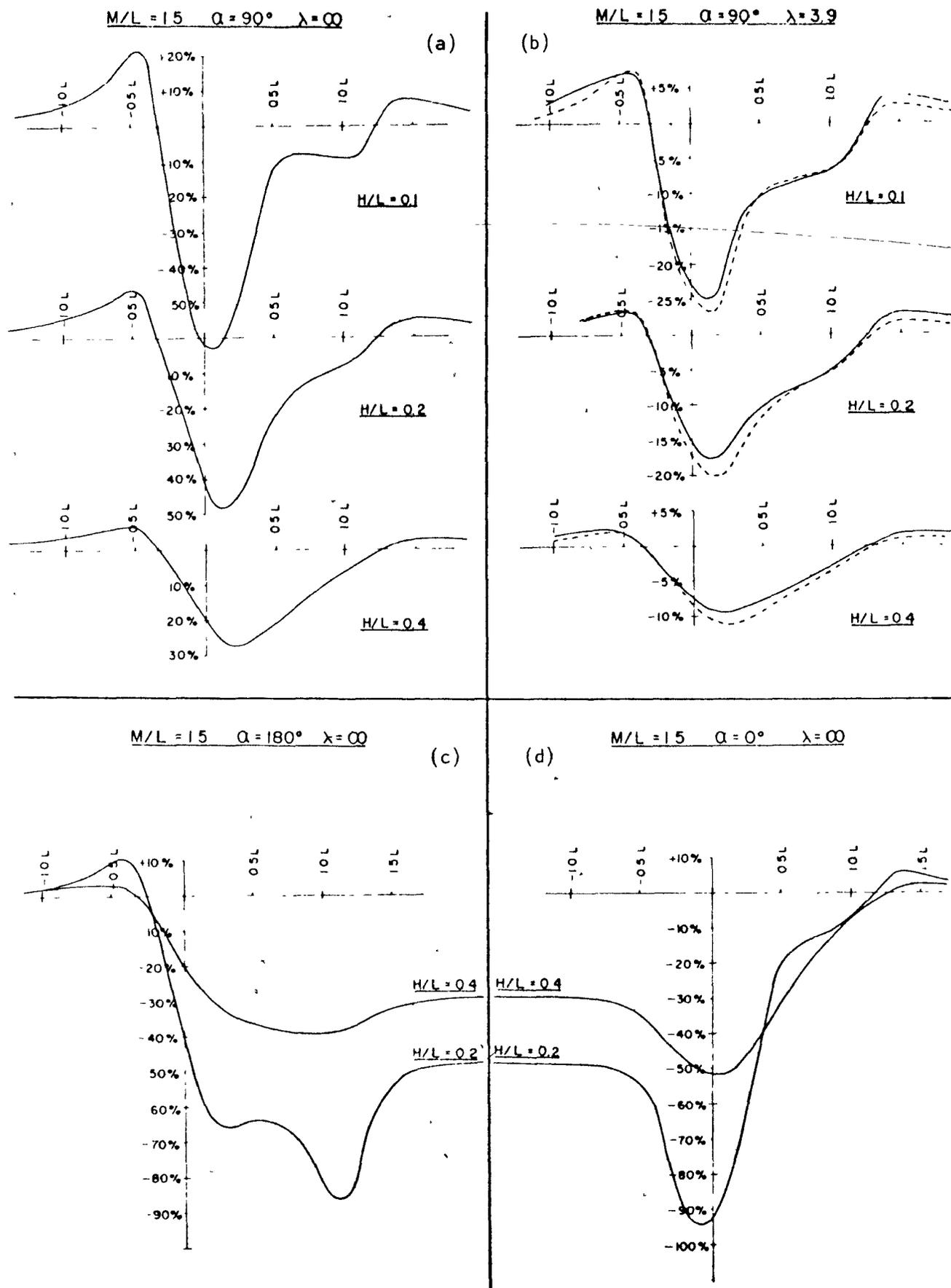


Fig. 5.5 Anomalies au-dessus de demi-plans à différentes profondeurs H/L de conductivité infinie et de pendages: a) $\alpha = 90^\circ$; c) $\alpha = 180^\circ$; d) $\alpha = 0^\circ$; de conductivité finie $\lambda = 3.9$ et de pendages: b) $\alpha = 90^\circ$; rapport $M/L = 1.5$.

caractéristique est proportionnelle au pendage. Quoique ceci soit évident en laboratoire, la précision des levés terrestres rend illusoire l'utilisation de ces faibles déplacements pour évaluer le pendage de demi-plans. Par contre, une des méthodes qui nous permet de déterminer plus ou moins le pendage consiste à vérifier l'intensité de deux passes au-dessus des plaques conductrices. La première passe est faite avec l'émetteur à gauche, l'autre avec l'émetteur à droite, soit de la même façon qu'avec la méthode Turam.

On remarquera qu'aux figures 5.2 m à p, 5.3, 5.4 et 5.5c et d que nous n'avons pas dessiné les courbes de profondeur 0.1L pour un pendage de 0° ou 180° . Les courbes obtenues au-dessus de l'extrémité d'un conducteur horizontal montrent de très grandes variations, particulièrement si c'est un bon conducteur. Ceci est évident sur les exemples des figures 5.2o et 5.2p. Dans ces exemples, les courbes se stabilisent à un certain niveau qui caractérise une couche horizontale et non plus l'extrémité.

5.3 Profondeur

L'intensité des maxima diminue à mesure que l'on augmente la profondeur des plaques métalliques. Sur les abaques, la profondeur d'un conducteur peut être déterminée en utilisant le rapport des composantes en phase et en quadrature. Ceci est vrai en autant que l'on assume le pendage de celui-ci et une forme géométrique de demi-plan.

5.4 Résistivité-épaisseur

On ne peut pas séparer les effets de la résistivité de l'épaisseur d'un demi-plan. Le produit résistivité-épaisseur peut être déterminé en supposant une forme géométrique de demi-plan et en assumant le pendage.

5.5 Déplacement du maximum par rapport à la position du conducteur

Considérant une passe de gauche à droite au-dessus d'un conducteur avec l'émetteur à gauche et les deux récepteurs à droite, le déplacement du maximum de la courbe est à une distance x/L à droite du conducteur. Nous vous référons à l'exemple de la figure 5.2b pour constater cette caractéristique.

Le déplacement du maximum est étudié sur des demi-plans de conductivité infinie calculés par ordinateur. Le déplacement du maximum par rapport à la position du conducteur est fonction de la configuration, du pendage et de la profondeur du conducteur. Les figures 5.6a, b, c et d illustrent bien ce déplacement dans le cas de conducteurs de conductivité infinie.

5.6 Abaques de demi-plans (dykes)

Les quelque deux mille cinq cents courbes mesurées en laboratoire sont résumées sur les abaques des figures 5.7 à 5.10. Ces abaques sont construits avec les maxima des courbes des compo-

DEPLACEMENT DU MAXIMUM DE L'ANOMALIE PAR RAPPORT A

LA POSITION DU CONDUCTEUR

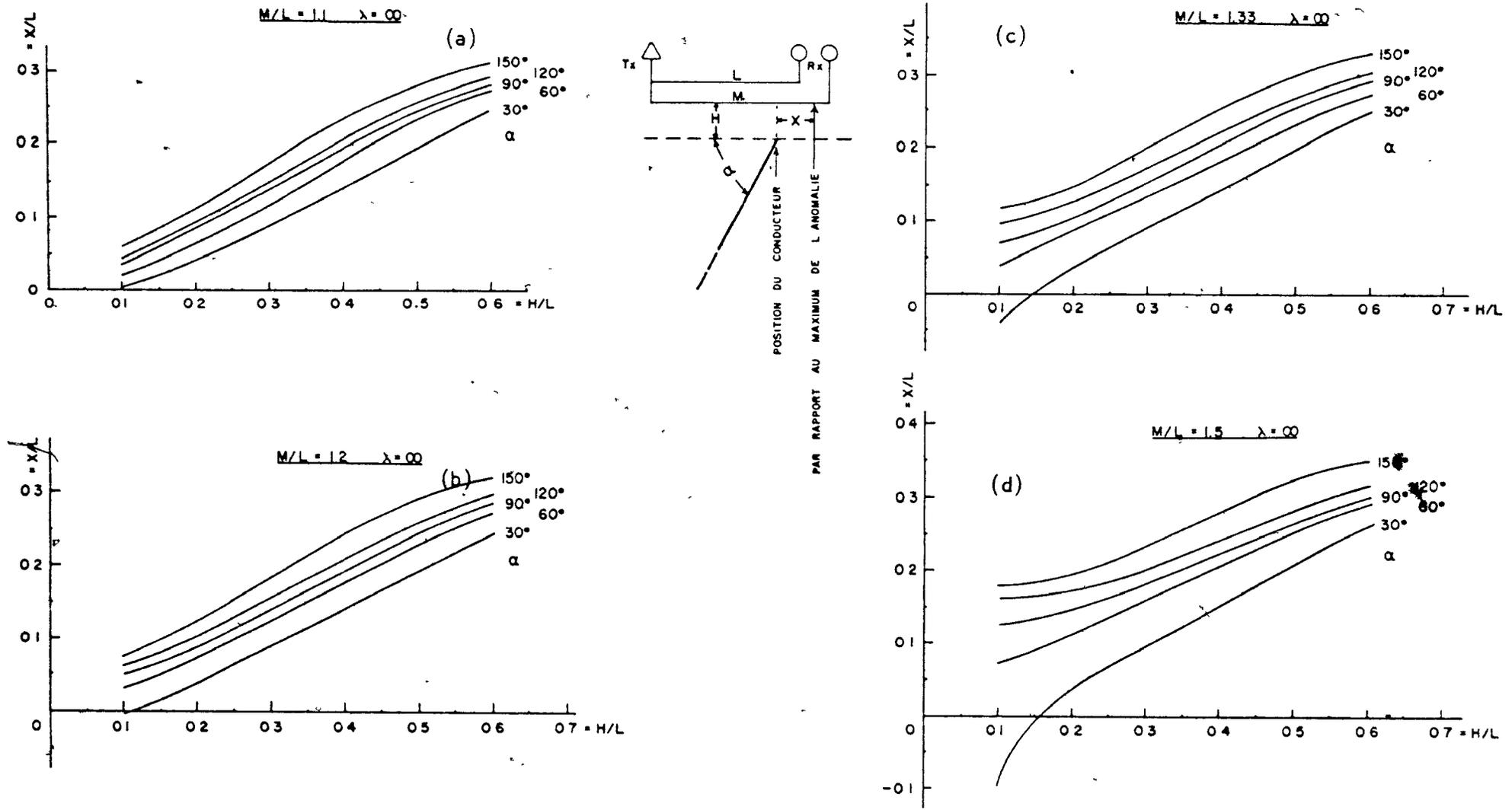
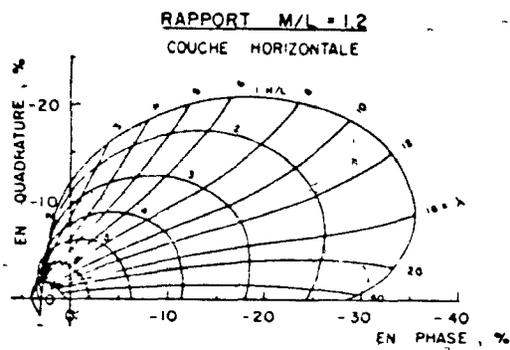


Fig. 5.6 Déplacement du maximum d'une anomalie par rapport à la position d'un demi-plan infiniment conducteur pour des profondeurs, pendages et rapports M/L variables: a) $M/L = 1.1$; b) $M/L = 1.2$; c) $M/L = 1.33$; d) $M/L = 1.5$.

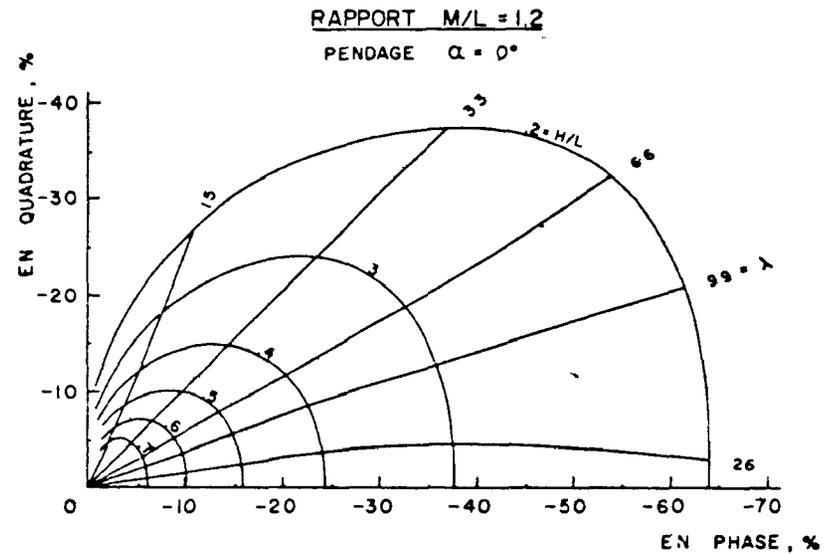
santes en phase et en quadrature. Ces dernières sont obtenues avec des passes perpendiculaires à des conducteurs ayant une forme géométrique de demi-plans.

Les configurations $M/L = 1.1, 1.2, 1.33$ et 1.5 sont présentées dans ces figures, et chacun des abaques correspond à des couches horizontales ou à des demi-plans de différents pendages.

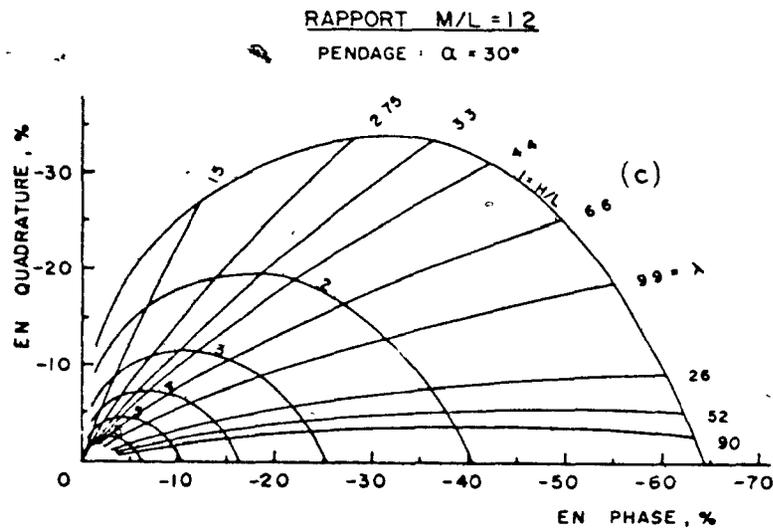
La composante en phase coïncide à l'abscisse tandis que l'axe de l'ordonnée représente la composante en quadrature. Les lignes radiales montrent les variations du paramètre d'induction $\lambda = \sigma \mu \omega e L$, et les autres lignes en arcs de cercle tiennent compte de la profondeur des conducteurs.



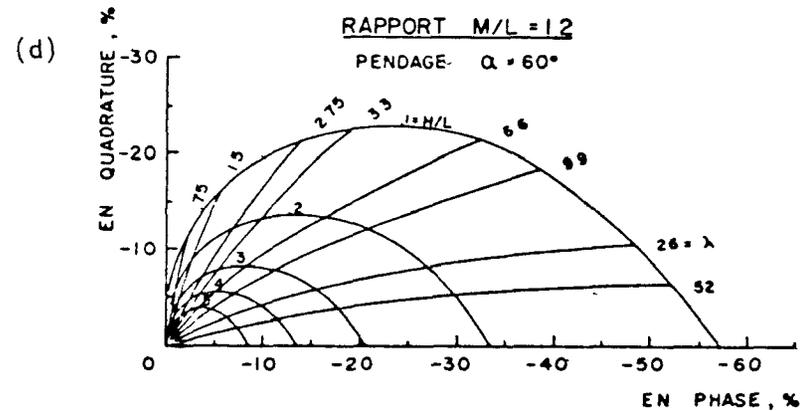
(a)



(b)

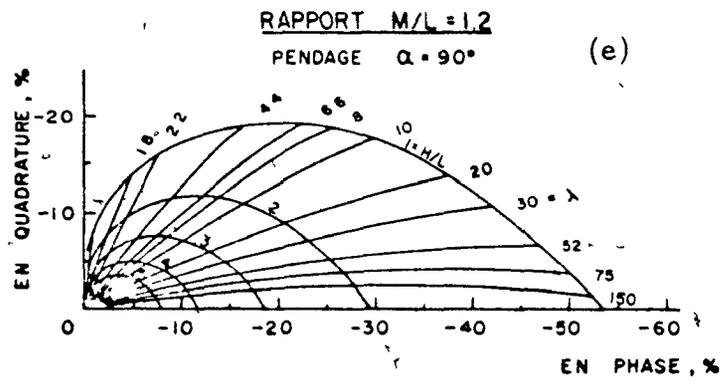


(c)

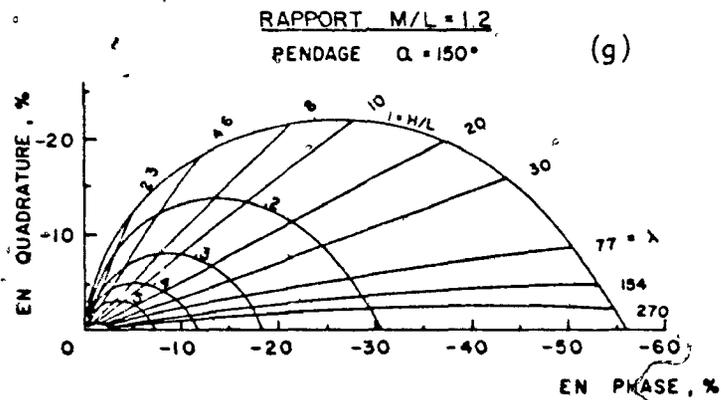
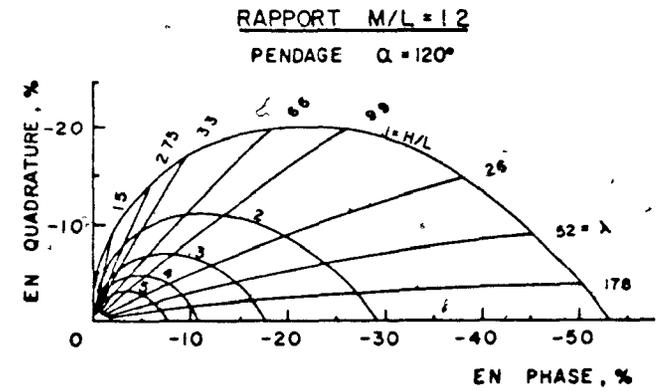


(d)

Fig. 5.7 Abaqués d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.2$: a) abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale; b, c, d) abaqués obtenus à l'aide de modèle, $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$.



(f)



(h)

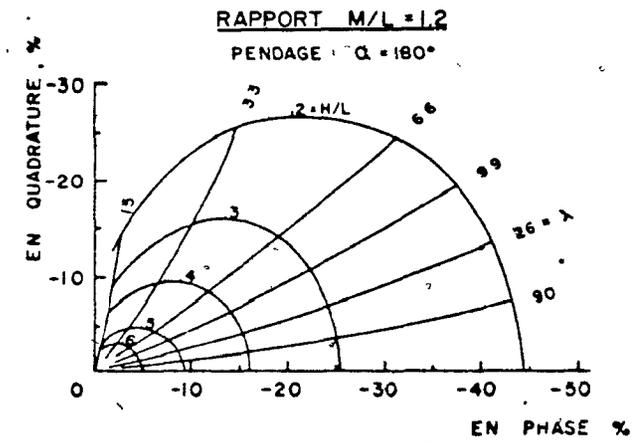


Fig. 5.7 Abaqués d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.2$: e, f, g, h) $\alpha = 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$.

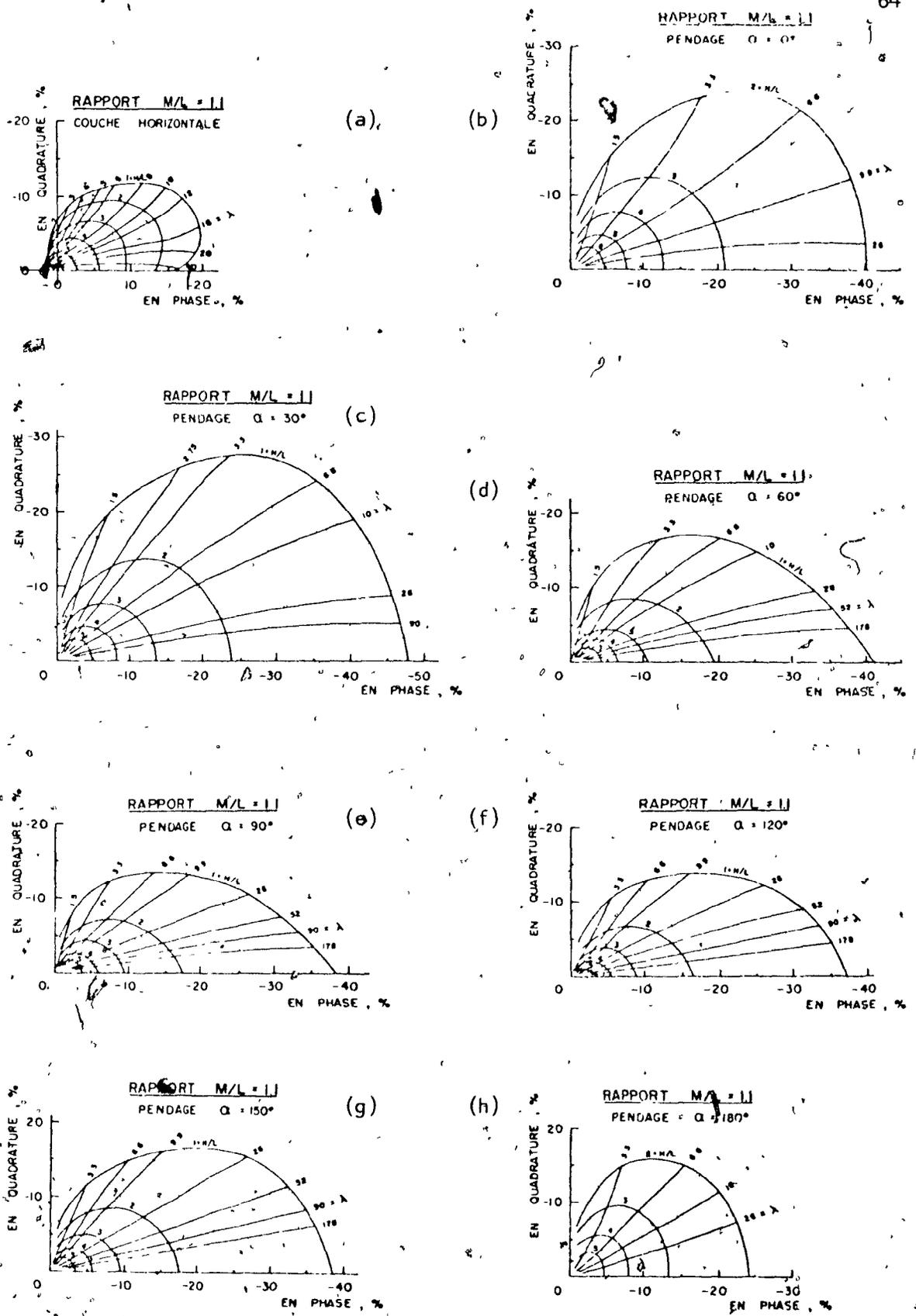


Fig. 5.8 Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plaies ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1$; a) abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale; b, c, d, e, f, g, h) abaques obtenus à l'aide de modèle $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$.

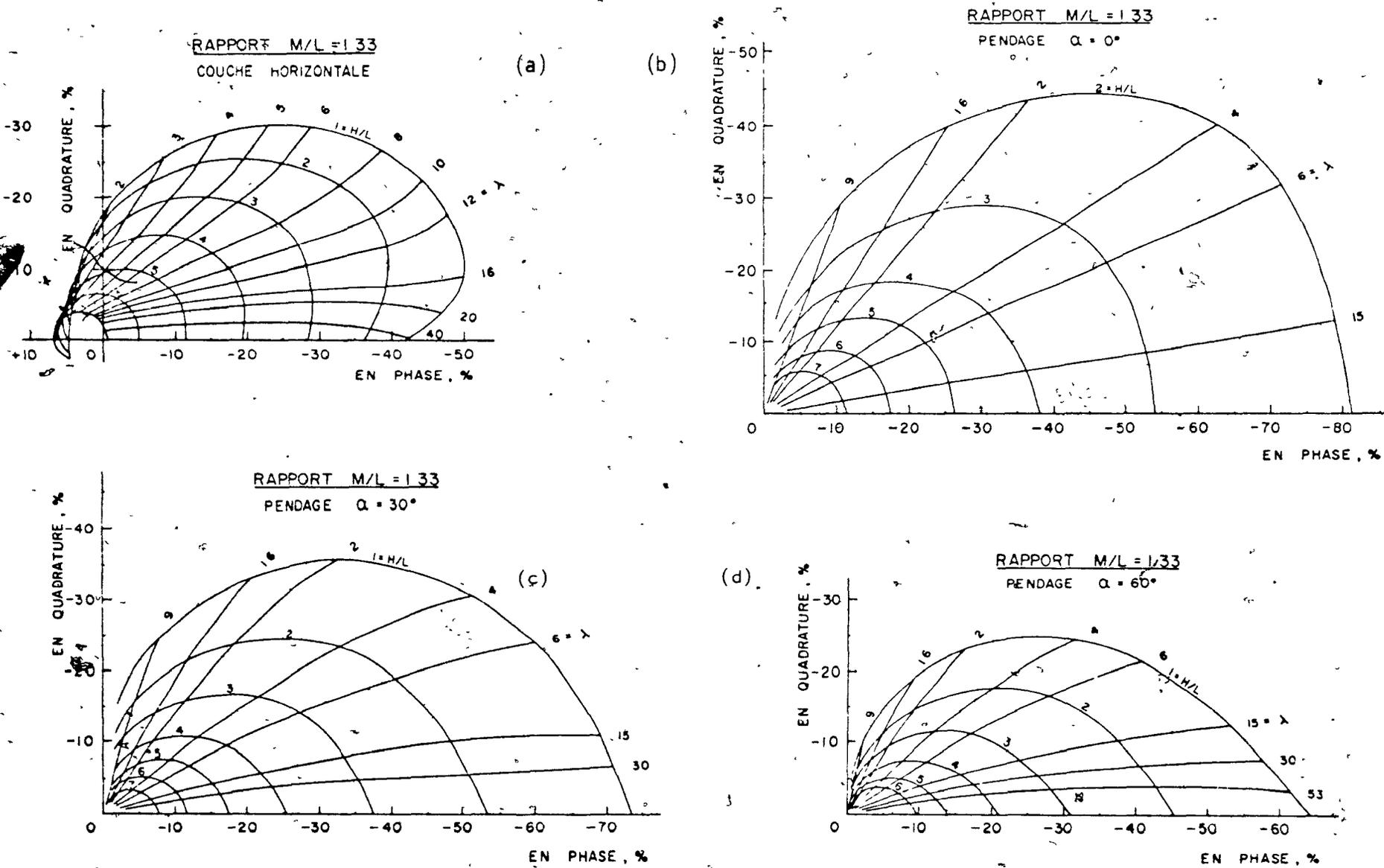


Fig. 5.9 Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et penda- ges variables et pour un rapport $M/L = 1.33$: a) abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale, b, c, d) abaqes obtenus à l'aide de modèle, $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$.

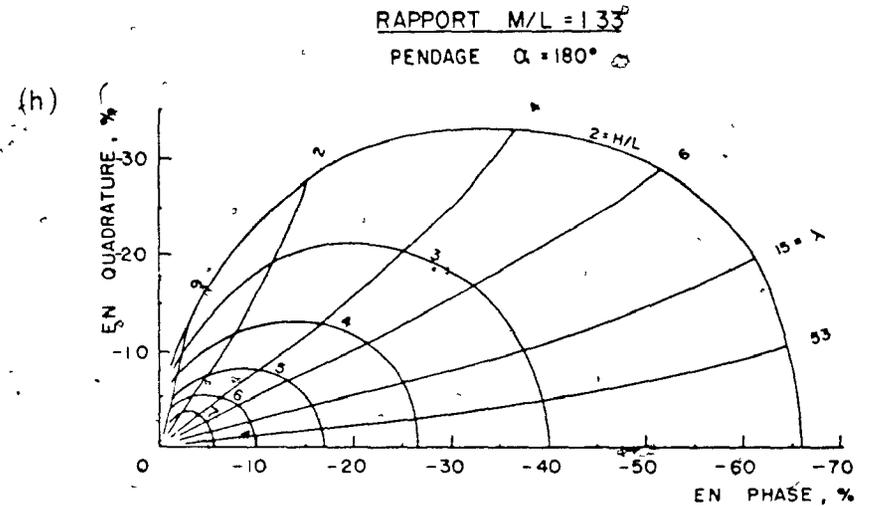
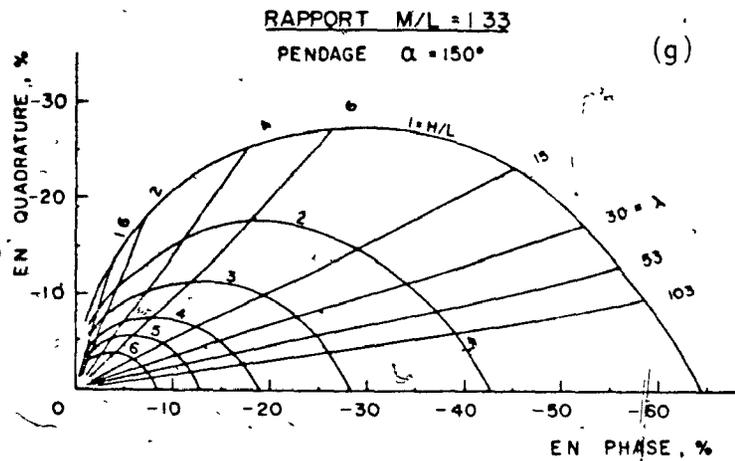
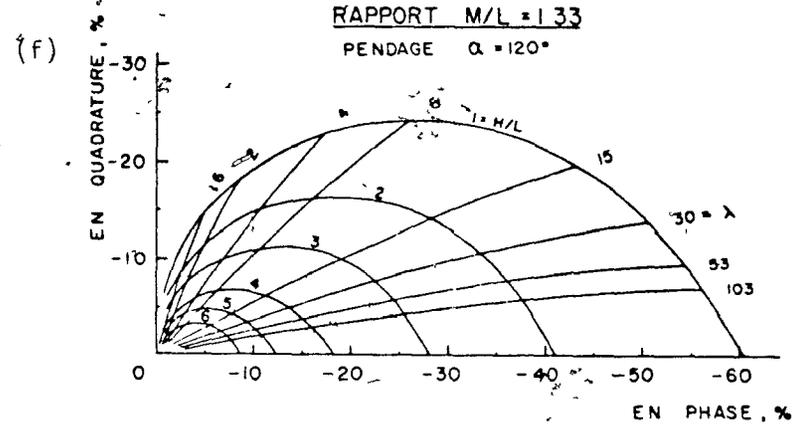
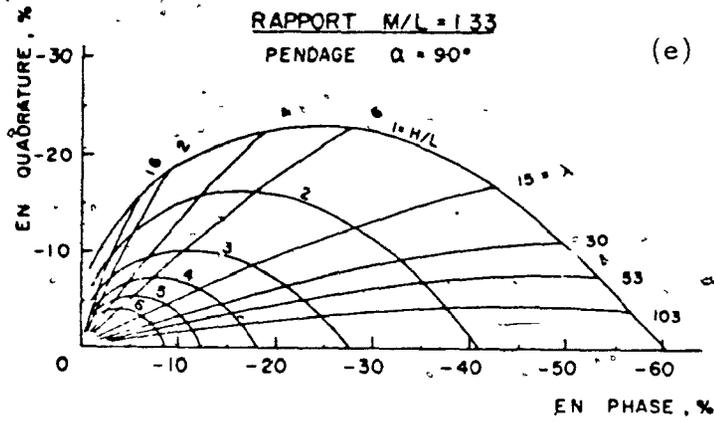


Fig. 5.9 Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.33$: e, f, g, h) abaques obtenus à l'aide de modèle, $\alpha = 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$.

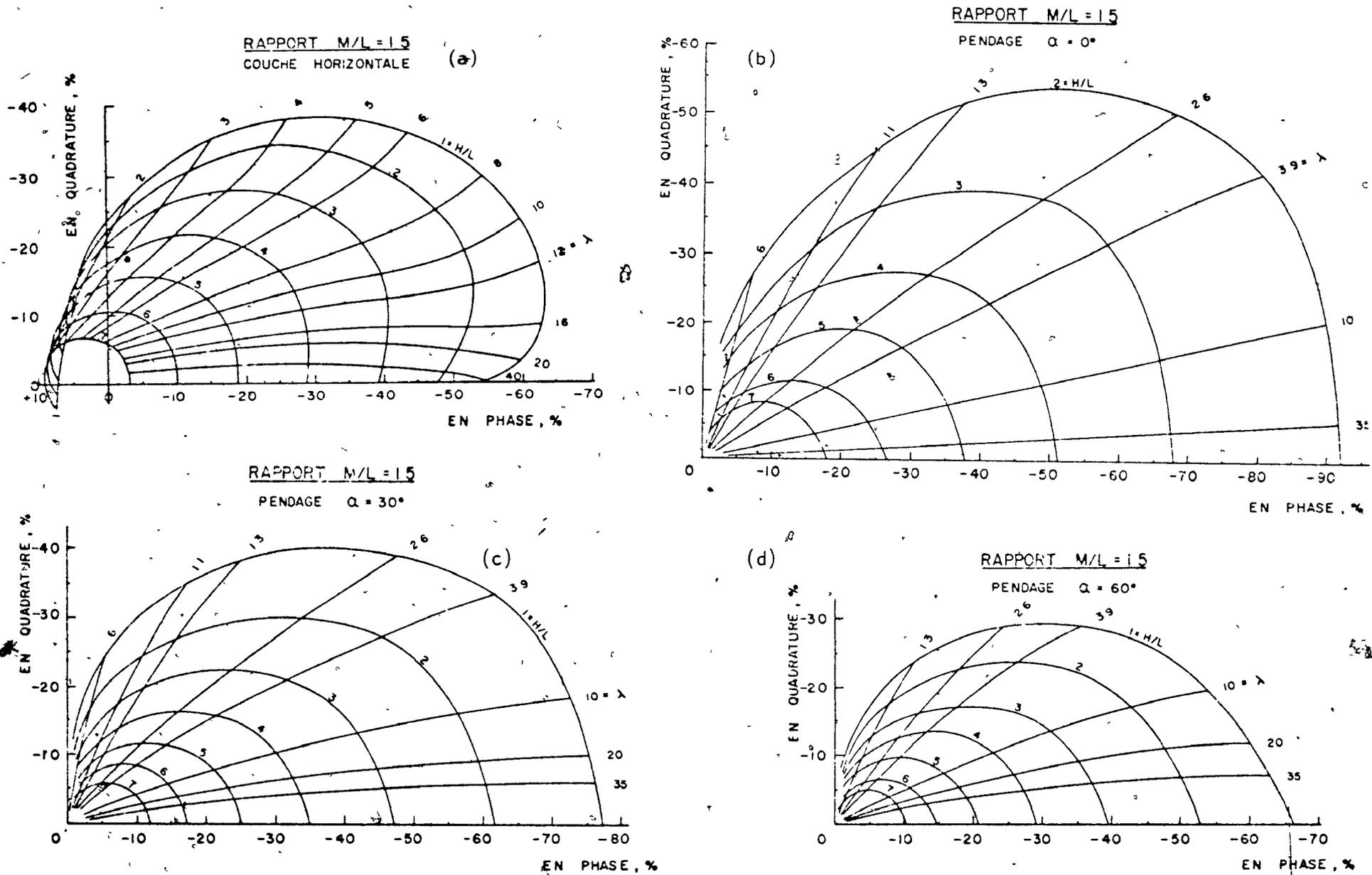


Fig. 5.10. Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et des pentages variables et pour un rapport $M/L = 1.5$: a) abaque calculé au-dessus d'une couche horizontale; b, c, d) abaques obtenus à l'aide de modèle, $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$.

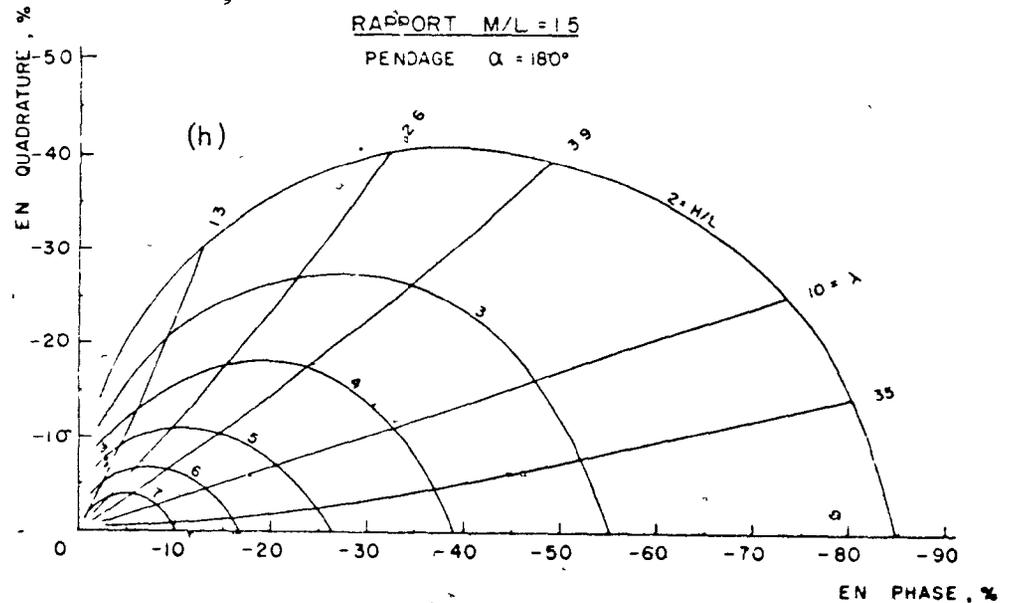
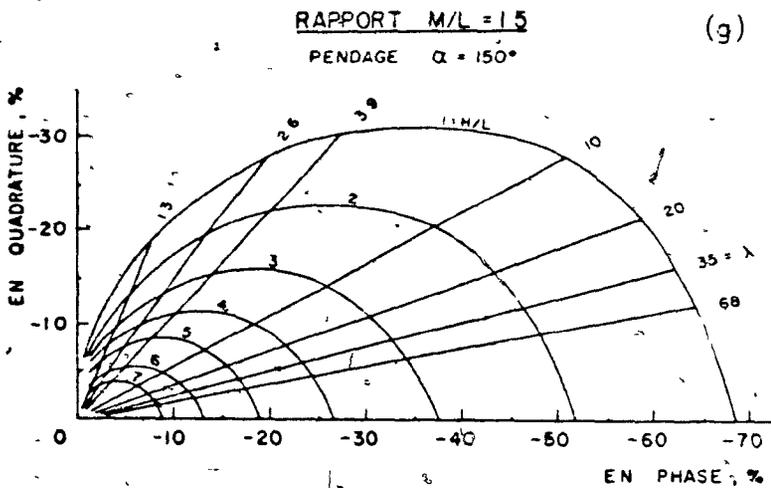
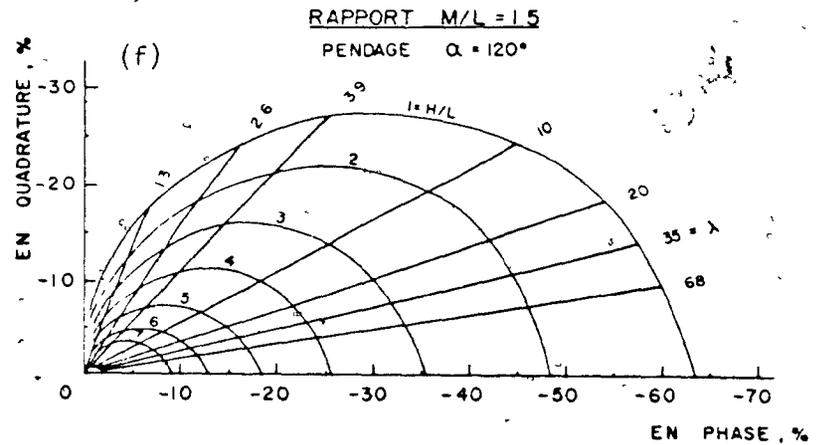
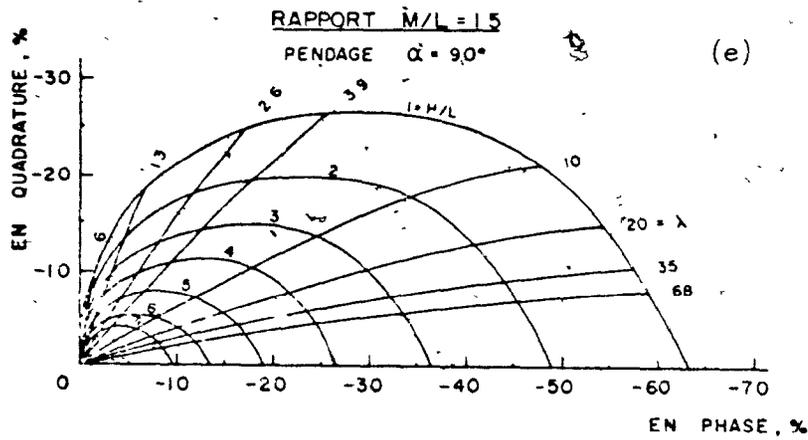


Fig. 5.10 Abaques d'interprétation du paramètre d'induction pour des demi-plans ayant des profondeurs et pendages variables et pour un rapport $M/L = 1.5$: e, f, g, h) abaques obtenus à l'aide de modèle, $\alpha = 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$.

6. ESSAIS SUPPLEMENTAIRES EN LABORATOIRE

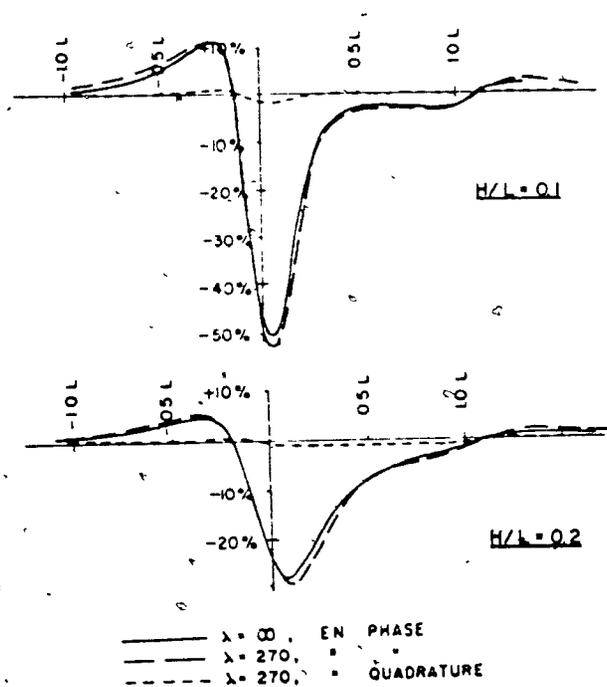
Dans les prochaines figures, nous présentons quelques essais exécutés en laboratoire dans le but de montrer la validité des résultats. Nous vérifions aussi le genre d'anomalie obtenue dans les cas suivants: un demi-plan vertical magnétique, deux conducteurs parallèles, un conducteur vertical large et un conducteur vertical situé sous une couche horizontale conductrice.

6.1 Comparaisons

Des courbes obtenues au-dessus de plaques métalliques de produit résistivité-épaisseur très fort et à des profondeurs de 0.1 et $0.2L$ sont comparées aux figures 6.1a et 6.1b à une courbe calculée pour un demi-plan infiniment conducteur. La composante en phase de la courbe calculée est représentée par un trait continu, tandis que les composantes en phase et en quadrature obtenues en laboratoire sont représentées respectivement par un trait discontinu et un tiret.

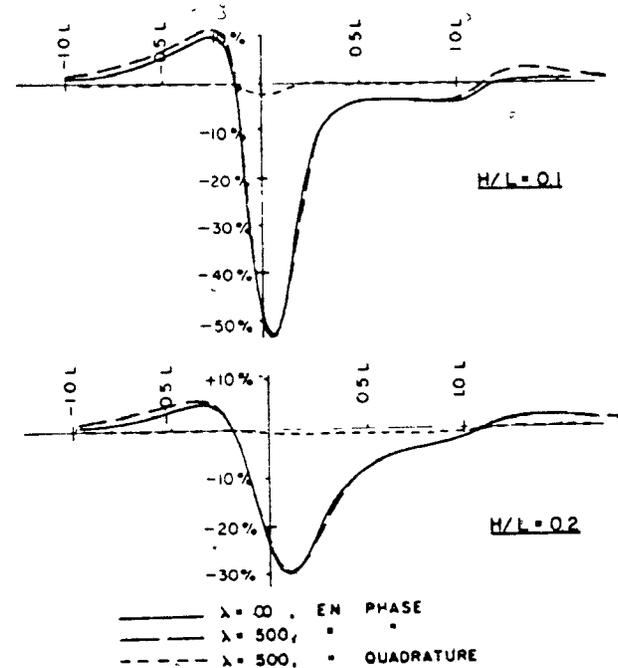
Nous constatons que l'intensité ainsi que la forme et la largeur des courbes coïncident très bien. A la figure 6.1a, l'erreur sur une intensité de 50% est de l'ordre de 2.5%, soit une erreur relative d'environ 5%. A la figure 6.1b, l'erreur sur la largeur est de $0.04L$, soit de 4%, tandis que l'intensité se compare très bien. Les paramètres d'induction en laboratoire n'étaient pas exac-

$M/L = 12$ $\alpha = 90^\circ$ $\lambda = 270$ et $\lambda = \infty$



(a)

$M/L = 12$ $\alpha = 90^\circ$ $\lambda = 500$ et $\lambda = \infty$



(b)

Fig. 6.1 Comparaison d'anomalies calculées et simulées en laboratoire au-dessus d'un demi-plan de conductivité infinie.

tement infini, mais bien de $\lambda = 270$ et 500. Ceci pourrait expliquer la présence d'une faible composante en quadrature aux figures 6.1a et 6.1b. Une partie de cette composante en quadrature peut aussi être imputée à la calibration de nos instruments de laboratoire.

6.2 Effet de l'azimut

Nous avons étudié en laboratoire l'effet de l'azimut ou la variation de l'angle entre la direction du levé et celui du demi-plan.

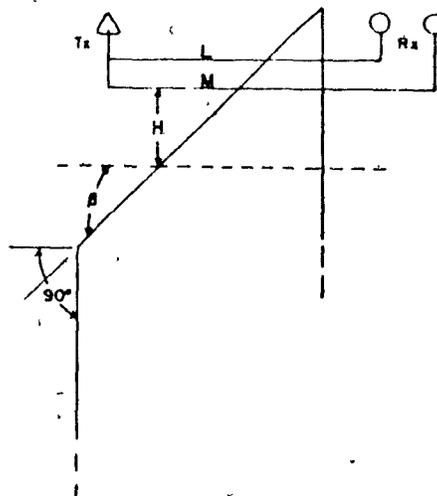
Les résultats à la figure 6.2b sont obtenus avec une configuration $M/L = 1.2$ au-dessus d'une plaque métallique de paramètre d'induction $\lambda = 9$ et à une profondeur de $0.1L$. A la figure 6.2c, on présente l'effet en utilisant une configuration $M/L = 1.5$ au-dessus d'une plaque métallique ayant un paramètre d'induction $\lambda = 10$ et à une profondeur de $0.2L$.

On remarque que pour un angle de 45° à 90° les variations sont pratiquement nulles. Par contre, pour un angle inférieur à 45° , l'effet se fait sentir de plus en plus à mesure que l'angle diminue. Cette diminution est moins prononcée sur la composante en quadrature que sur la composante en phase.

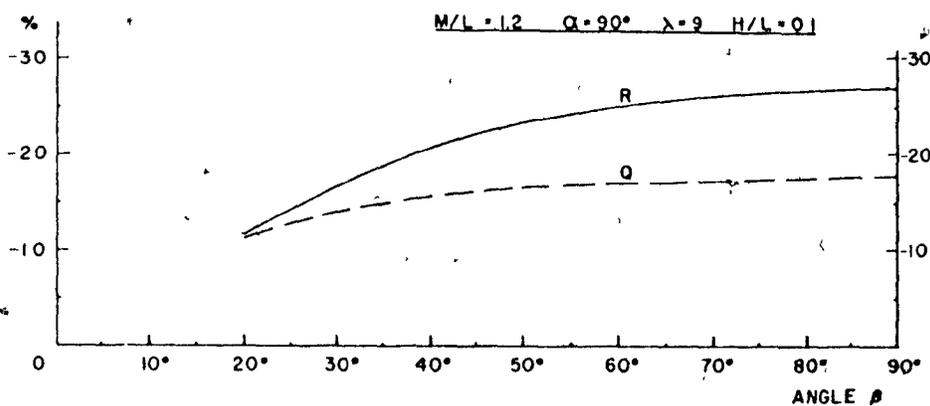
Il faut retirer de cet essai que l'azimut n'est pas important en autant que le plus petit angle entre la direction du conducteur et la ligne levée est supérieur à 45° .

EFFET DE L'AZIMUT

(a)



(b)



(c)

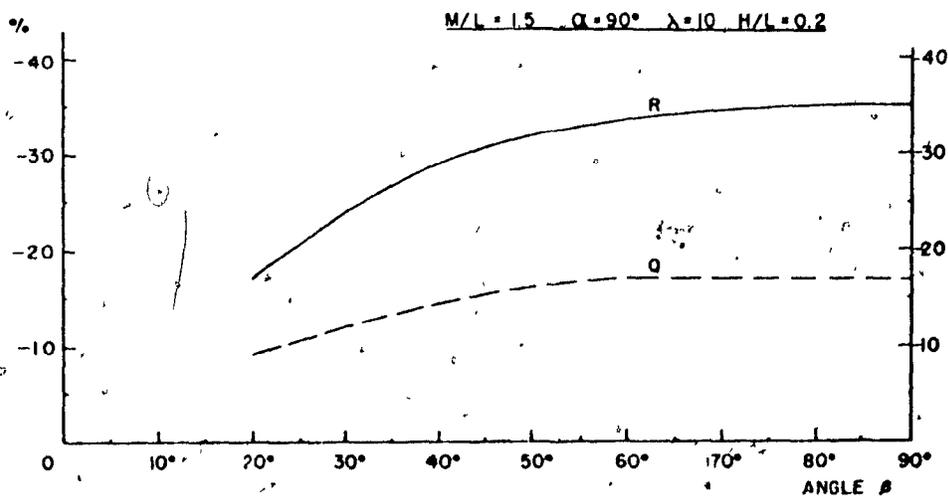


Fig. 6.2 Effet de l'azimut d'un demi-plan sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature observé à l'aide de modèle.

6.3 Effet de l'extrémité d'un conducteur vertical

Des plaques métalliques de paramètre d'induction $\lambda = 26$ et 10, et d'une longueur de $4L$ et $10L$, ont été utilisées pour vérifier l'effet de l'extrémité. Nous avons exécuté plusieurs passes perpendiculaires avec une configuration de $M/L = 1.2$ et 1.5 . Les résultats sont présentés respectivement aux figures 6.3b et 6.3c.

Les passes, en partant du centre, se rapprochaient de plus en plus de l'extrémité du conducteur. On remarque qu'à une distance plus grande que L de l'extrémité du conducteur, l'intensité de la composante en phase et en quadrature de l'anomalie est assez stable. Par contre, le fait de se rapprocher de l'extrémité de plus de L diminue rapidement l'intensité de la composante en phase et en quadrature de l'anomalie.

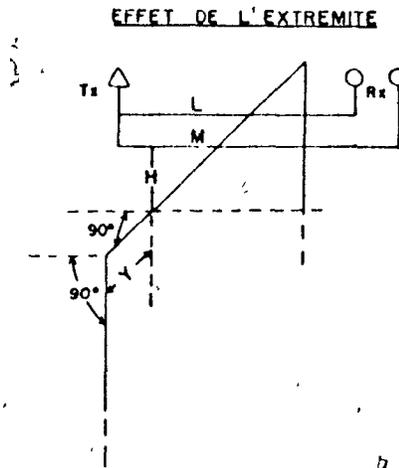
6.4 Effet géométrique d'un conducteur

Nous avons fait quelques essais en laboratoire pour vérifier si nos plaques métalliques étaient d'assez grande dimension pour simuler des demi-plans.

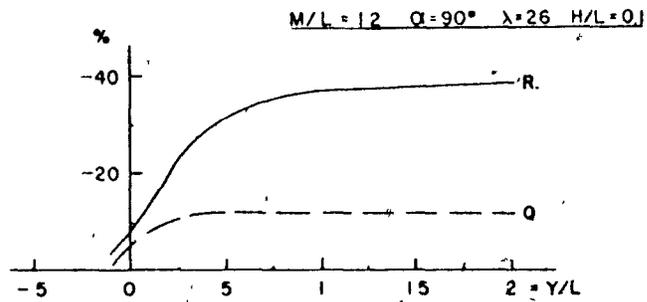
6.41 Effet de la longueur

En utilisant une configuration de $M/L = 600/500 = 1.2$, une plaque métallique verticale, profonde de $0.1L$, doit avoir une longueur supérieure à $3L$ si l'on veut qu'elle réagisse exactement

(a)



(b)



(c)

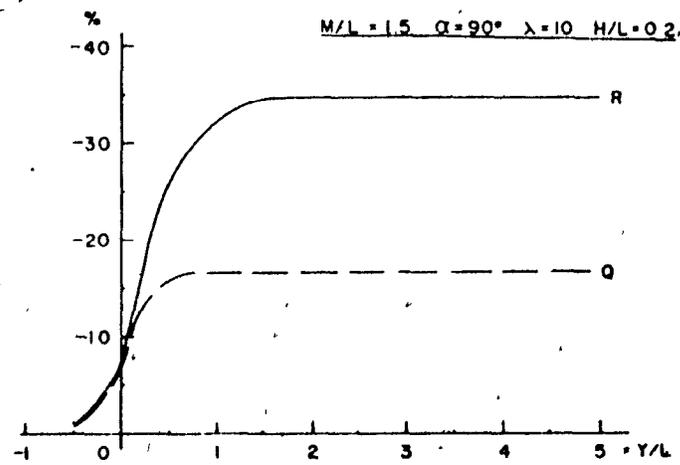


Fig. 6.3 Effet de l'extrémité d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature.

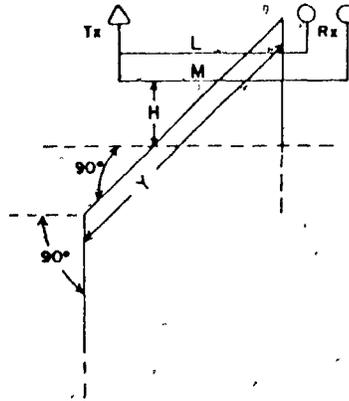
comme un conducteur infiniment long (Fig. 6.4b), ceci correspond à 1,500 pieds à l'échelle du terrain, et à 18 pouces à l'échelle de laboratoire 1/1000. Les essais avec la configuration $M/L = 300/200$ ≈ 1.5 au-dessus d'une plaque profonde de $0.2L$ (Fig. 6.4c), indiquent qu'il faut une longueur supérieure à $7L$, ceci correspond à 1,400 pieds sur le terrain et à 16.8 pouces à l'échelle de laboratoire de 1/1000. Aux profondeurs données, ces chiffres prouvent que nos plaques utilisées en laboratoire, d'une longueur de 24 pouces, sont suffisamment longues pour représenter exactement des demi-plans. Pour des plus grandes profondeurs, ils représenteront pratiquement des demi-plans et l'interprétation sera assez près de la réalité.

Avec un conducteur d'une longueur inférieure à 2,000 pieds, la composante en phase sera réduite et d'une façon plus rapidement que la composante en quadrature. Nous aurons donc tendance, avec nos graphiques, d'interpréter un paramètre d'induction plus faible et une profondeur plus grande que la réalité. Si on ne tient pas compte de l'effet de longueur sur le terrain, on pourra fausser énormément l'interprétation.

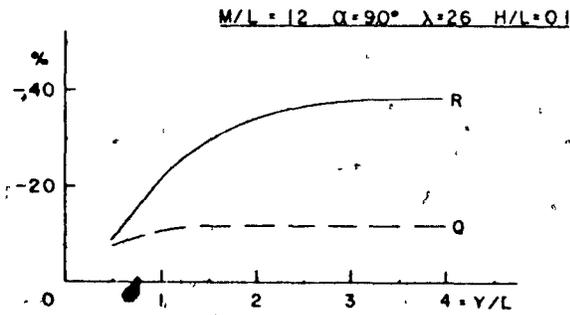
Il est très rare de rencontrer dans la nature des gisements de sulfures de longueur supérieure à 2,000 pieds. Au Canada, la majorité de ceux-ci ont une longueur de 600 à 1,800 pieds avec une extension en profondeur beaucoup plus grande que la longueur. (Bosschart 1964, p. 19).

EFFET DE LA LONGUEUR

(a)



(b)



(c)

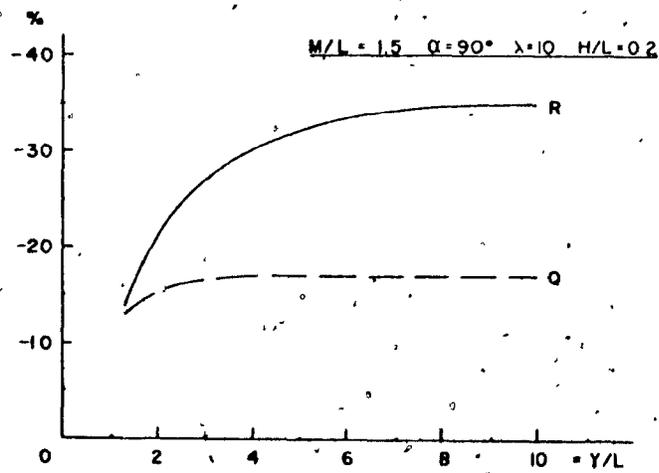


Fig. 6.4 Effet de la longueur d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature.

Nous avons considéré qu'une longueur de 2,000 pieds était suffisante pour les besoins de notre étude. On pourrait éventuellement développer pour notre méthode l'effet de longueur en fonction de la profondeur du conducteur.

Monsieur R.A. Bosschart, dans sa thèse de doctorat (1964), a montré comment corriger le paramètre d'induction pour des conducteurs courts trouvés avec la méthode Turam. A ma connaissance, l'effet de longueur n'a jamais été complètement expérimenté pour la méthode électromagnétique à cadres horizontaux "Slingram".

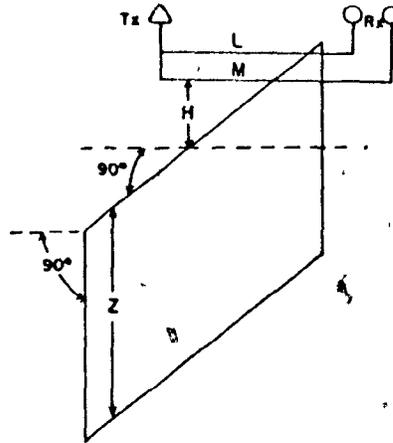
6.42 Effet de l'extension en profondeur

Avec la configuration $M/L = 600/500 = 1.2$ et une profondeur de $0.1L$ (Fig. 6.5b), l'extension en profondeur d'un conducteur commence à se manifester sur la composante en phase lorsqu'elle est inférieure à $2L = 1000$ pieds sur le terrain ou à 12 pouces en laboratoire (échelle de $1/1000$). Avec la configuration $M/L = 300/200 = 1.5$ et une profondeur de $0.2L$ (Fig. 6.5c), l'effet apparaît à $4L = 800$ pieds sur le terrain et à 9.2 pouces en laboratoire (échelle de $1/1000$). La composante en quadrature est beaucoup moins affectée que la composante en phase.

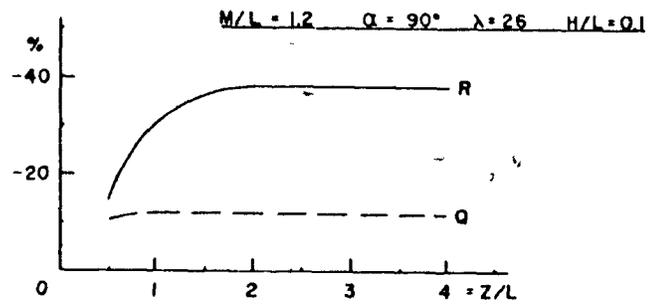
Aux profondeurs de $0.1L$ et $0.2L$, nos plaques métalliques, qui ont une extension en profondeur de 18 pouces en laboratoire ou de 1,500 pieds sur le terrain, sont suffisamment grandes pour repré-

EFFET DE L'EXTENSION EN PROFONDEUR.

(a)



(b)



(c)

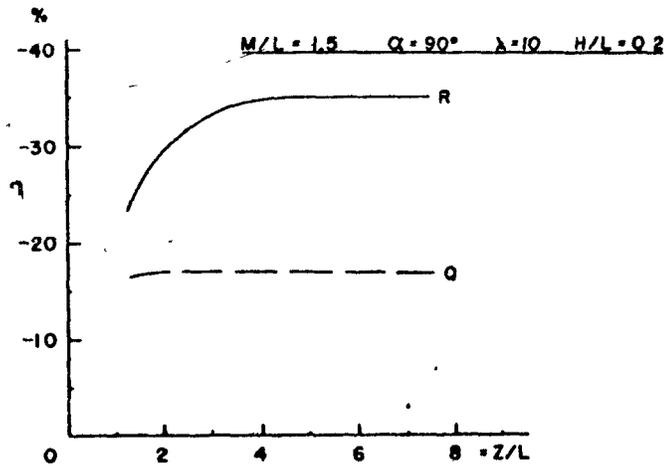


Fig. 6.5 Effet de l'extension en profondeur d'une plaque conductrice sur l'intensité des composantes en phase et en quadrature.

senter exactement des demi-plans. A des profondeurs plus grandes, les conducteurs agiront pratiquement comme des demi-plans.

Si l'extension d'un conducteur sur le terrain est inférieure à 1,500 pieds, nous aurons tendance à interpréter un plus faible paramètre d'induction et une plus grande profondeur. Nous fausserons l'interprétation, mais il est impossible en exploration de prévoir si le conducteur a une grande extension.

6.43 Effet de l'épaisseur

A la figure 6.6, les courbes en tiret sont obtenues au-dessus d'une plaque métallique de paramètre d'induction $\lambda = 26$, et une épaisseur mince de $0.0043L$. On compare ces courbes à celles produites par un conducteur large de $0.12L$, lequel est fabriqué en repliant la plaque mince.

Matti Ketola (1968) a démontré, en laboratoire, qu'avec la méthode électromagnétique à cadres horizontaux, on peut représenter de bons conducteurs larges par une feuille repliée sur elle-même. La validité de ceci n'a pas été vérifiée par nous en laboratoire.

A l'aide de nos abaques, nous pouvons constater qu'en interprétant les anomalies au-dessus de la plaque repliée, nous trouvons à la figure 6.6b, un paramètre d'induction de $\lambda = 35$ et une profondeur de $0.08L$. A la figure 6.6c, le paramètre d'induction est de $\lambda = 40$, et la profondeur de $0.17L$. Le fait de replier un conduc-

COMPARAISON D'UN CONDUCTEUR LARGE AVEC UN CONDUCTEUR MINCE

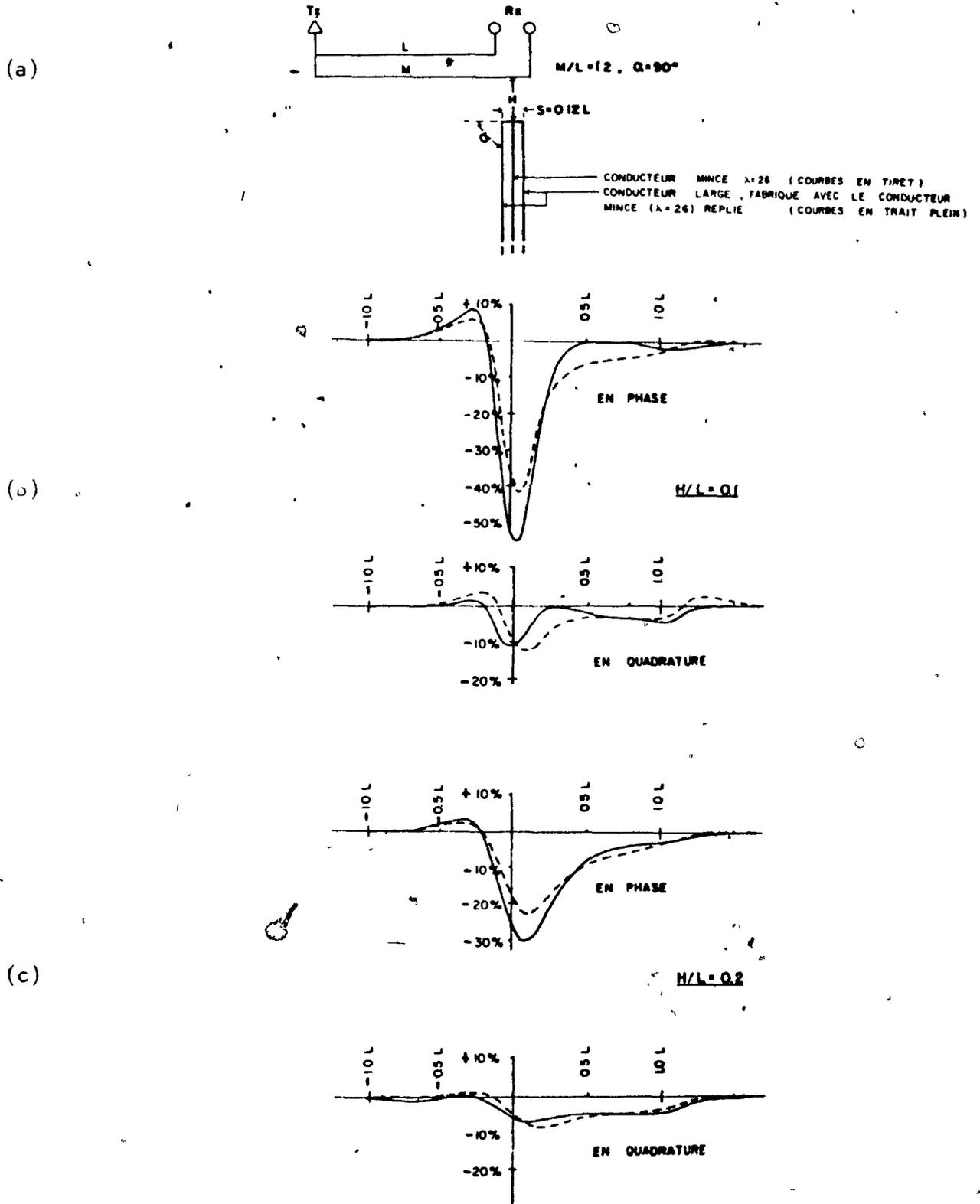


Fig. 6.6 Anomalies obtenues au-dessus d'une plaque métallique mince comparées pour différentes profondeurs à celles d'un conducteur large.

teur pour en fabriquer un large n'augmente pas proportionnellement le paramètre d'induction. De plus, ceci tend à diminuer la profondeur interprétée par rapport à celle réelle. Ainsi que prévu, nos abaques ne s'appliquent donc pas lorsque le conducteur est large.

Nous tenons à souligner qu'en présence d'un conducteur large, l'intensité de la composante en quadrature est presque la même, mais que le sommet du maximum se déplace vers l'émetteur. Par contre, l'intensité de la composante en phase augmente sur le conducteur large, et le sommet du maximum n'est pas déplacé.

6.5 Effet de la configuration M/L

Au-dessus d'un conducteur vertical de résistivité-épaisseur (ρ/e) de 4.7×10^{-2} ohm et à une profondeur de 100 pieds (Fig 6.7), nous avons effectué différentes passes avec les configurations $M/L = 1.1, 1.2, 1.33$ et 1.5 . Le paramètre d'induction était respectivement de $\lambda = 26, 26, 15.5$ et 10.5 .

En comparant les courbes aux figures a et b obtenues sur des conducteurs de même profondeur $H/L = 0.2$ et de paramètre d'induction $\lambda = 26$ identique, l'intensité des courbes en phase et en quadrature de la figure b avec la configuration $M/L = 1.2$ est d'environ deux fois celle de la figure a obtenue avec la configuration $M/L = 1.1$. C'est dire que la pénétration du système augmente avec le rapport M/L si l'on fixe la distance L .

FREQUENCE : 1,000 Hertz ; PROFONDEUR : 100 Pieds.
 RÉSISTIVITE / ÉPAISSEUR (ρ/e) = 4.7×10^{-2} ohm.
 PENDAGE (α) = 90°.

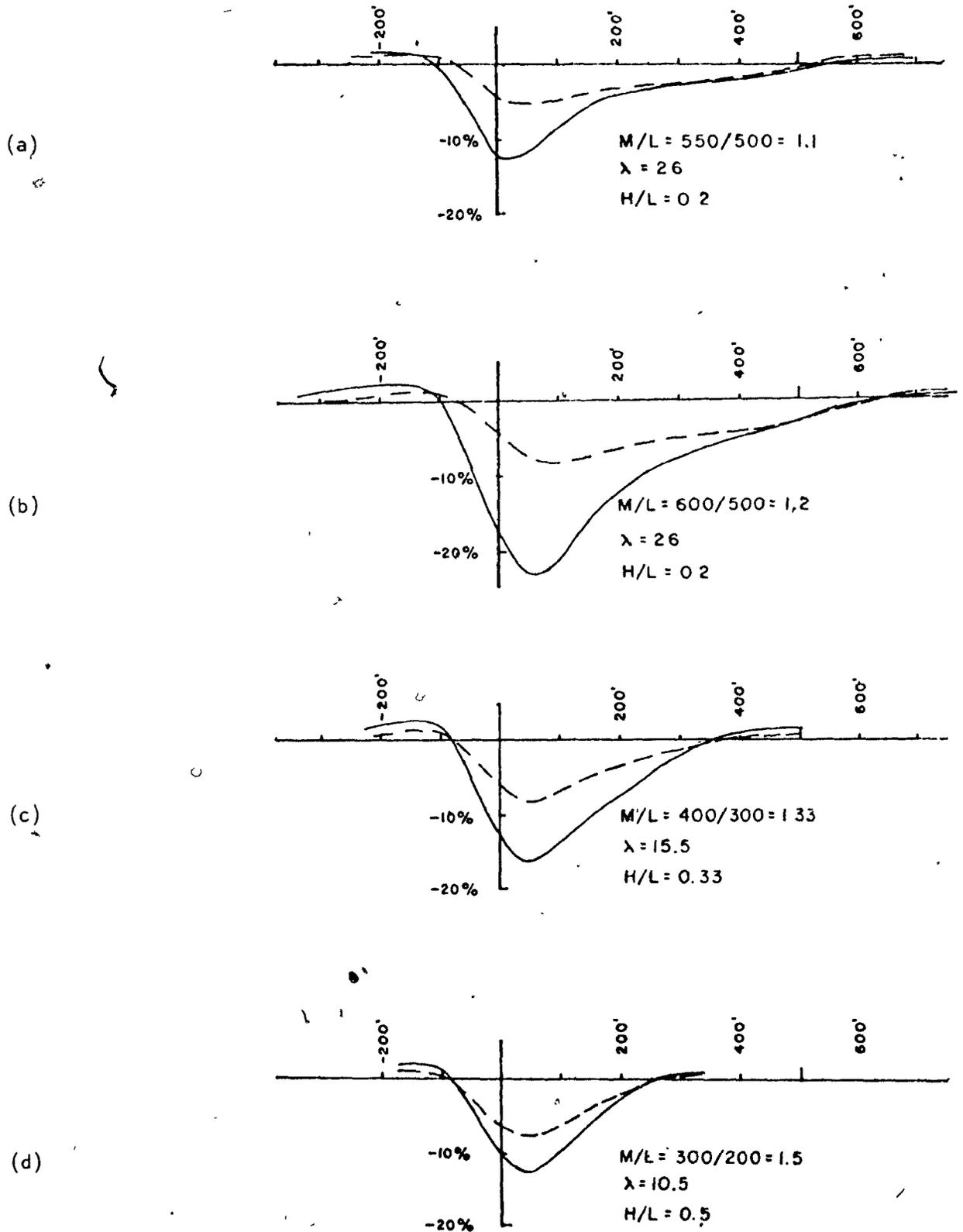


Fig. 6.7^a Anomalies obtenues par modèle avec différentes configurations M/L au-dessus de conducteurs verticaux profonds de 100 pieds, et de résistivité-épaisseur 4.7×10^{-2} ohm.

CONDUCTIVITE INFINIE $\lambda = \infty$, PROFONDEUR = 60 PIEDS
 PENDAGE $\alpha = 90^\circ$

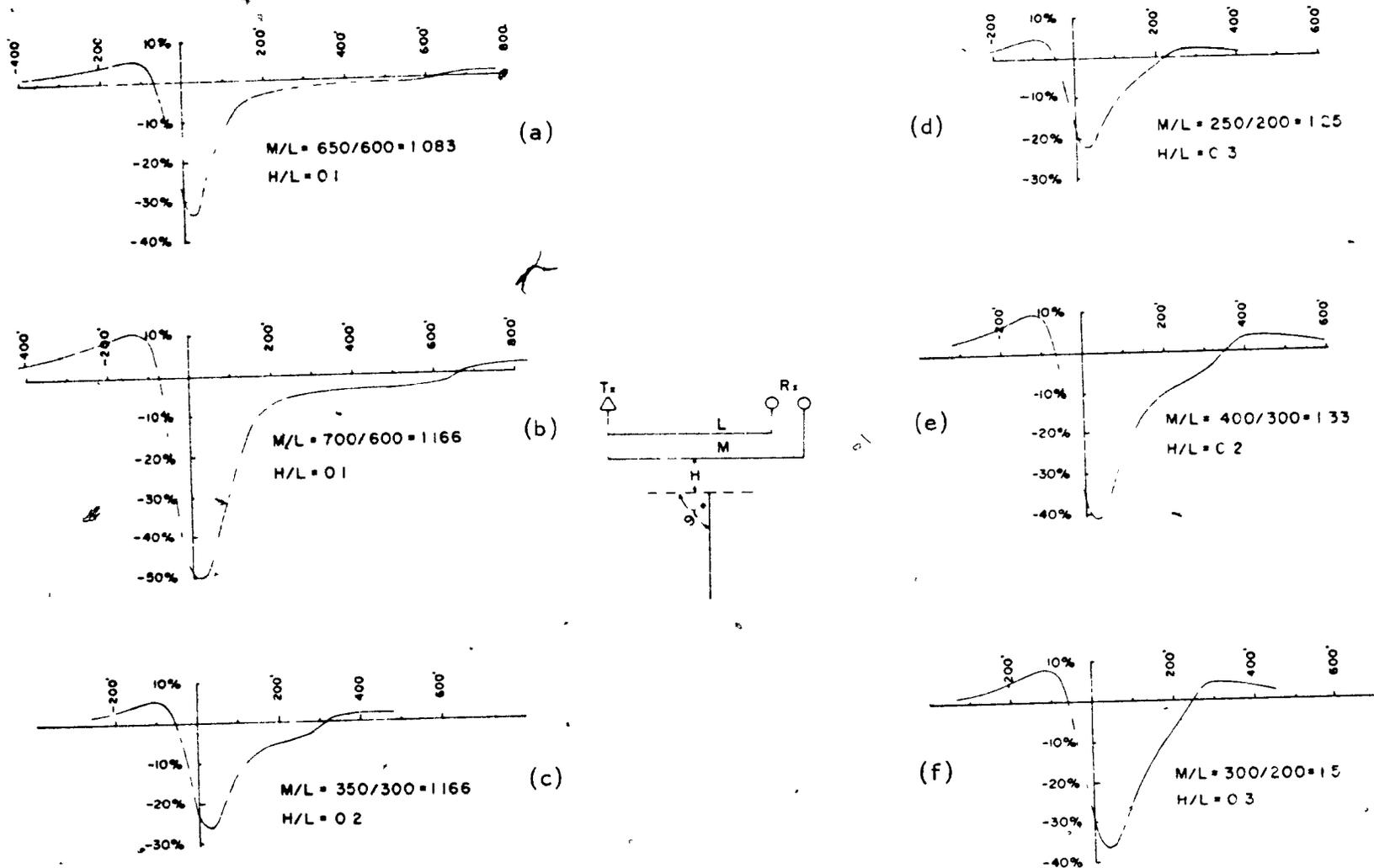


Fig. 6.8 Anomalies obtenues par calcul avec différentes configurations M/L au-dessus de conducteurs verticaux profonds de 60 pieds, et de conductivité infinie.

Aux figures c et d, on observe que même si le rapport M/L augmente, l'intensité des courbes des composantes en phase et en quadrature diminue. Ceci est dû uniquement aux faibles distances L , ce qui a comme conséquence de donner des profondeurs relatives de $H/L = 0.33$ et 0.5 par rapport aux figures a et b où $H/L = 0.2$. On remarque par contre qu'avec de faibles séparations de L , les courbes des anomalies sont moins larges localisant ainsi mieux le conducteur.

Pour appuyer les données de laboratoire, nous avons dessiné les anomalies calculées, pour différents rapports de distance M/L , au-dessus d'un demi-plan vertical infiniment conducteur et profond de 60 pieds.

Le rapport des distances M/L augmente de la figure 6.8a à 6.8f. Les distances $L = 600, 300$ et 200 pieds sont respectivement les mêmes pour les figures a et b, c et e, d et f. Pour une même valeur de L et une augmentation du rapport M/L , les anomalies sont plus fortes. Pour un même rapport M/L (Fig. 6.8b et c), l'intensité d'une anomalie augmente en fonction de la distance L puisque nous avons alors une meilleure pénétration. Avec une conductivité infinie, il n'est pas aussi évident que les anomalies sont mieux définies avec de plus faibles séparations de L . Par contre, il est rare de trouver dans la nature des masses de conductivité infinie.

Il est donc recommandé, pour obtenir une bonne pénétration, d'utiliser de grandes séparations L et de grand rapport de configuration M/L . Nous perdons par contre de la résolution.

Pour une pénétration moindre et une meilleure résolution, on doit employer de faible distance L et de faible rapport M/L .

L'utilisation de différentes configurations sur une même ligne pourrait être exécutée comme détail. En mettant les résultats en plan comme ceux de la méthode de polarisation provoquée dipôle-dipôle, nous aurions une carte indiquant schématiquement les variations approximatives de l'induction électromagnétique en fonction de la profondeur.

6.6 Effet de deux conducteurs parallèles

Aux figures 6.9a, b, c et d, nous montrons l'effet de deux conducteurs parallèles distants l'un de l'autre de 0.1, 0.2, 0.4 et 0.8L. Nous comparons la courbe au-dessus de deux conducteurs ayant le même paramètre d'induction $\lambda = 26$ avec les courbes obtenues au-dessus de deux plaques métalliques parallèles de paramètres d'induction de 6.6 et 26. La position du zéro correspond au centre des deux conducteurs. Plusieurs caractéristiques principales sont mises en évidence à l'aide de ces courbes.

Sur un levé qui se fait de gauche à droite, et l'émetteur étant à gauche par rapport au récepteur, l'intensité de l'anomalie

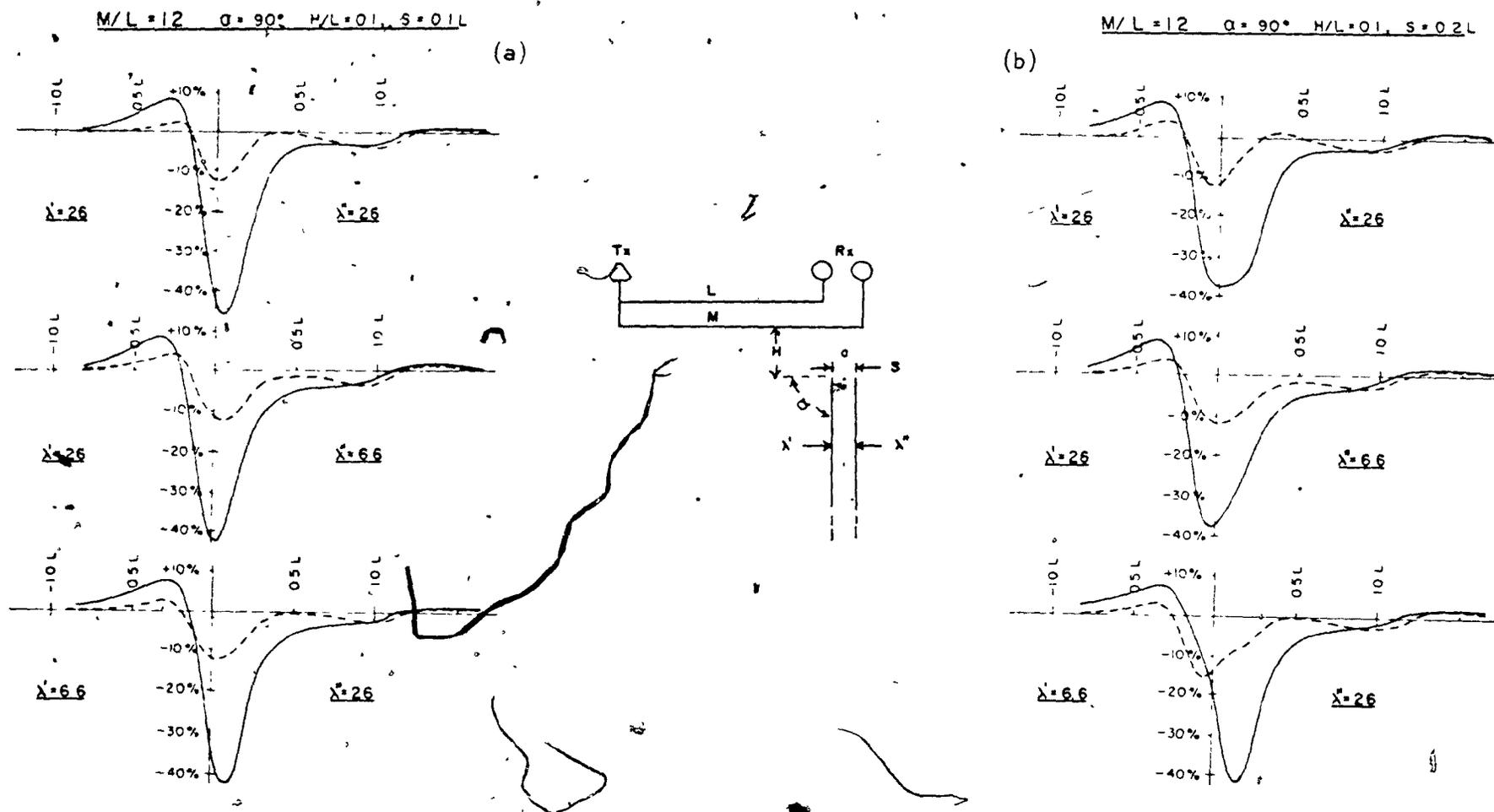
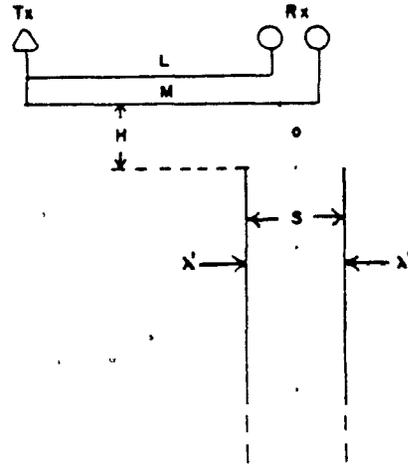
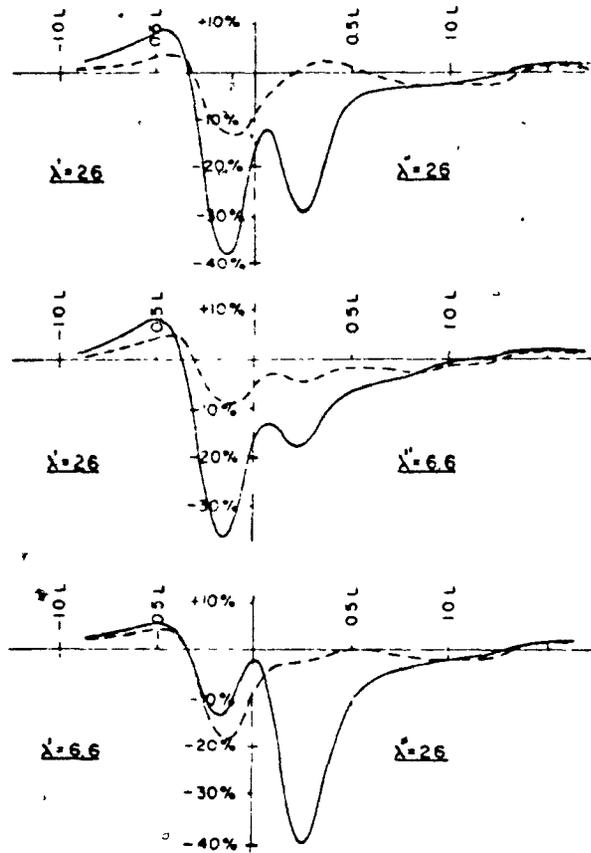


Fig. 6.9 Anomalies au-dessus de deux plaques métalliques parallèles de conductivité semblables ou différentes et distantes l'une de l'autre de: a) $S=0.1L$; b) $S=0.2L$; rapport $M/L=1.2$.

$M/L = 12 \quad \alpha = 90^\circ \quad H/L = 0.1, S = 0.4L$

(c)



$M/L = 12 \quad \alpha = 90^\circ \quad H/L = 0.1, S = 0.8L$

(d)

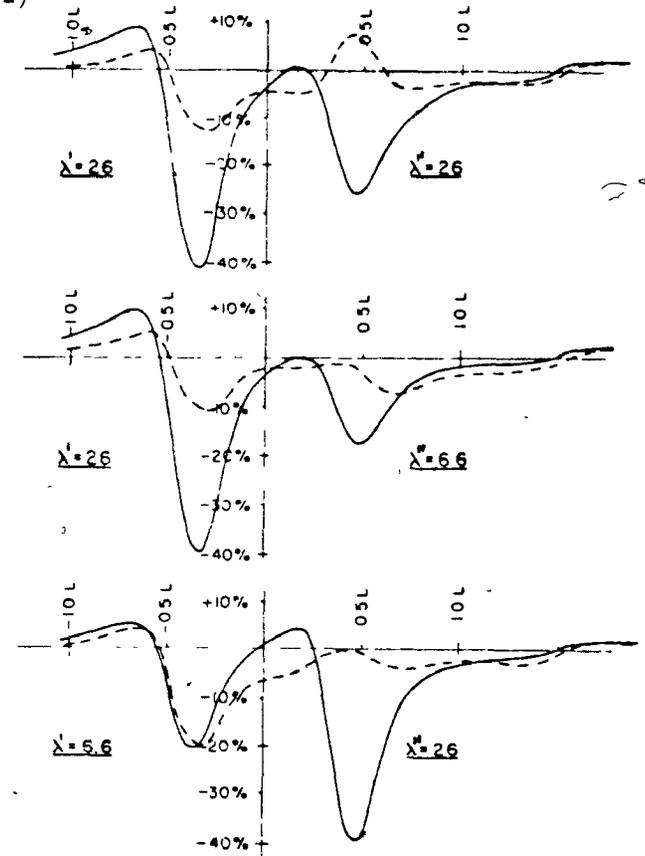


Fig. 6.9 Anomalies au-dessus de deux plaques métalliques parallèles de conductivité semblables ou différentes et distantes l'une de l'autre de: c) $S=0.4L$; d) $S=0.8L$; rapport $M/L=1.2$.

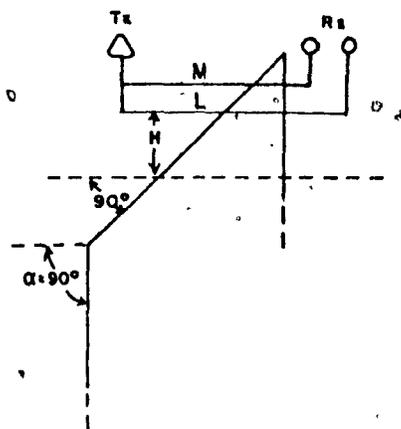
mesurée au-dessus du premier conducteur rencontré, est supérieure à celle du deuxième conducteur traversé, même si les conducteurs ont leur paramètre d'induction et leur profondeur identiques. C'est-à-dire que l'intensité de l'anomalie produite par le deuxième conducteur est atténuée par rapport à la première. Dans le cas présent, la diminution de l'intensité est d'environ 30%.

Lorsque la largeur maximum négative de la courbe est supérieure de $0.2L$ à la séparation L entre l'émetteur et le premier récepteur, on commence à se rendre compte que nous sommes en présence de plus d'un conducteur ou d'un conducteur large.

Si la distance entre les conducteurs est de 0.4 à $1.0L$, le tout est évident. En assumant deux conducteurs, on peut procéder à l'interprétation en se servant des deux maxima produits respectivement par chacun des conducteurs. Les paramètres interprétés ne seront pas exactement conformes à la réalité dû à l'induction mutuelle entre les deux conducteurs parallèles.

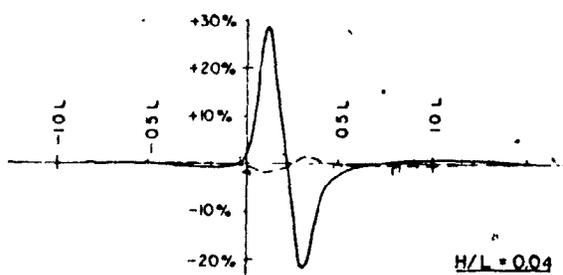
6.7 Effet d'un amas magnétique

Pour simuler des amas magnétiques en laboratoire, nous avons mélangé de la magnétite avec du plâtre. Ces amas avaient la forme géométrique du demi-plan. En utilisant 25 et 95% de magnétite, nous avons obtenu un rapport de perméabilité magnétique respectivement de $\mu/\mu_0 = 2.0$ et 10.0 . μ_0 et μ sont la perméabilité du vide et des plaques.

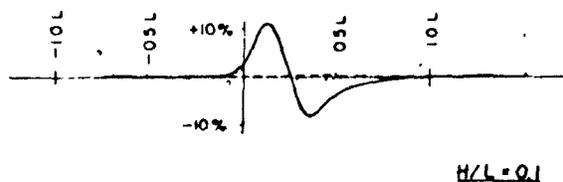


$$M/L = 1.2 \quad \alpha = 90^\circ$$

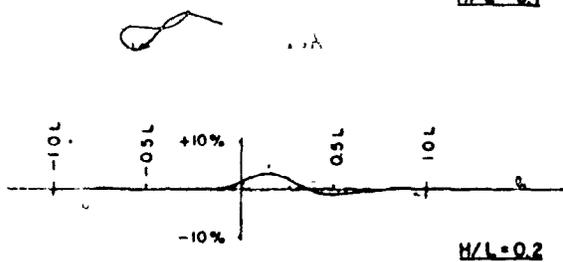
(a)



(b)



(c)



$U/U_0 = 10^0$ — EN PHASE
 — QUADRATURE
 $U/U_0 = 2^0$ • PHASE

Fig. 6.10 Anomalies au-dessus d'un dyke magnétique simulé, non conducteur.

A la figure 6.10, on remarque qu'en employant notre méthode, l'effet magnétique se manifeste lorsque l'amas est peu profond et qu'il renferme une quantité appréciable de magnétite. Les courbes se caractérisent par une augmentation rapide positive, suivie d'une diminution aussi rapide, mais négative.

Les faibles lectures observées en quadrature sont produites par une mauvaise calibration des instruments, puisqu'en laboratoire, la conductivité des plaques était nulle.

Il apparaît, d'après ces quelques essais, que les amas magnétiques normalement rencontrés dans la nature, et qui renferment moins que 25% de magnétite, influenceront peu nos lectures.

6.8 Effet d'une couche horizontale conductrice placée au-dessus d'un conducteur vertical

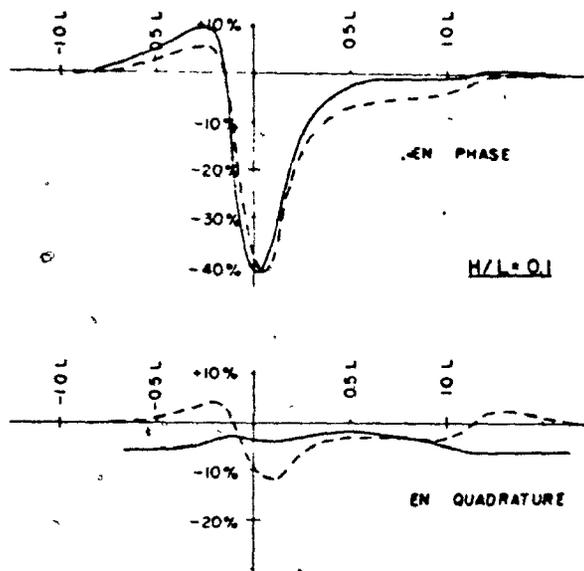
Aux figures 6.11a, b et c, les courbes obtenues au-dessus d'un conducteur vertical recouvert d'une couche horizontale conductrice sont comparées à celles au-dessus d'un conducteur vertical seul. Les plaques métalliques utilisées pour les conducteurs horizontaux avaient un paramètre d'induction de $\lambda_0 = 0.75$ et 0.6 pour la configuration $M/L = 1.2$ et $\lambda_0 = 0.3$ pour la configuration $M/L = 1.5$.

Qu'il y ait présence ou non d'une couche horizontale conduc-

- - - CONDUCTEUR VERTICAL (λ)
 ——— CONDUCTEUR VERTICAL SOUS UNE
 COUCHE HORIZONTALE (λ_0)

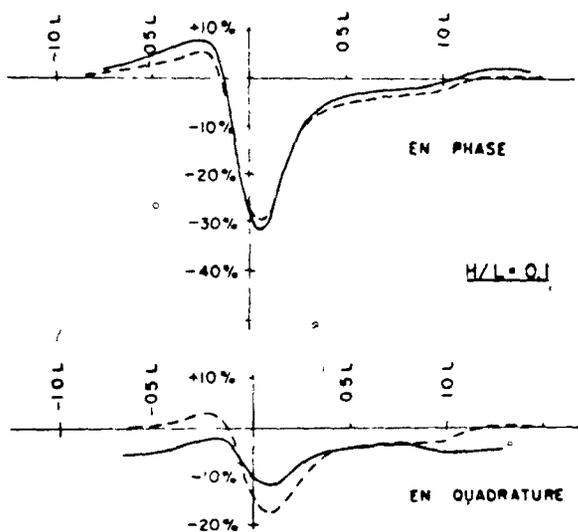
$M/L = 12 \quad \alpha = 90^\circ \quad \lambda = 26; \quad \alpha = 0^\circ \quad \lambda_0 = 0.75$

(a)



$M/L = 12 \quad \alpha = 90^\circ \quad \lambda = 10; \quad \alpha = 0^\circ \quad \lambda_0 = 0.75$

(b)



$M/L = 12 \quad \alpha = 90^\circ \quad \lambda = 10; \quad \alpha = 0^\circ \quad \lambda_0 = 0.75$

(c)

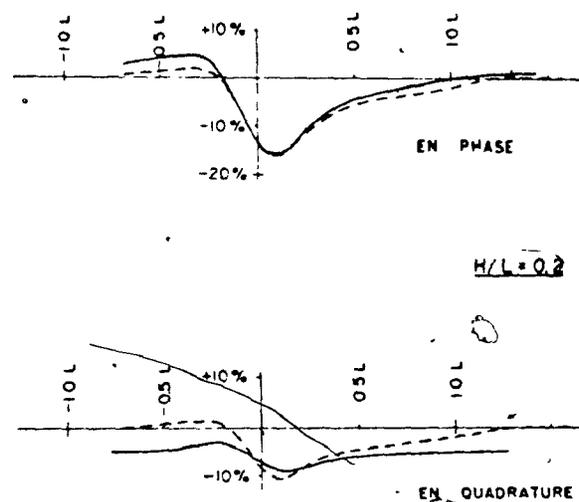


Fig. 6.11 Effet d'une couche horizontale conductrice superposée à un conducteur vertical.

trice, la composante en phase demeure presque la même dans nos exemples. Par contre, les maxima des composantes en quadrature sont moins prononcés, et le niveau normal des lectures devient négatif. Ce phénomène représente approximativement celui observé sur le terrain. Il faut considérer qu'en laboratoire, il existe aucune connexion entre les conducteurs verticaux et horizontaux. De plus, les bobines du levé qui se trouvent au-dessus de la plaque horizontale, sont à une distance minimum possible équivalant à $\frac{1}{2}$ épaisseur des bobines.

Ces quelques essais confirment ceux de Lowrie et West (1965), lesquels ont fait les mêmes constatations avec la méthode électromagnétique à cadres horizontaux "Slingram". On remarquera qu'en présence d'une couche horizontale conductrice, l'interprétation à l'aide des abaques normaux de demi-plans tend à nous faire interpréter une meilleure conductivité et une plus grande profondeur. Ceci est très important et devrait être remémorisé lorsqu'on interprète des anomalies en exploration. A la figure 6.12, trois exemples d'abaques montrent l'effet de différentes couches horizontales au-dessus de conducteurs verticaux.

EFFET D'UN CONDUCTEUR HORIZONTAL AU-DESSUS D'UN CONDUCTEUR VERTICAL

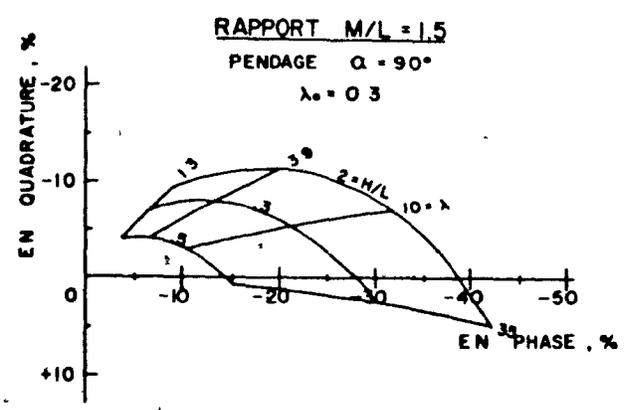
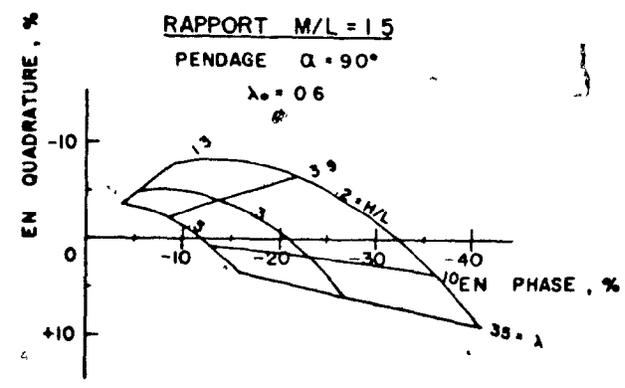
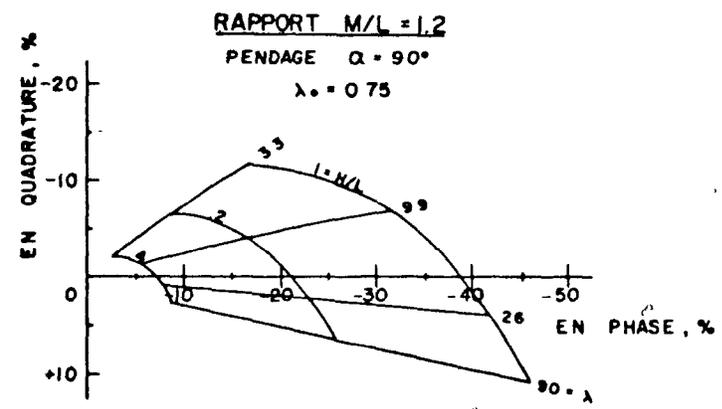
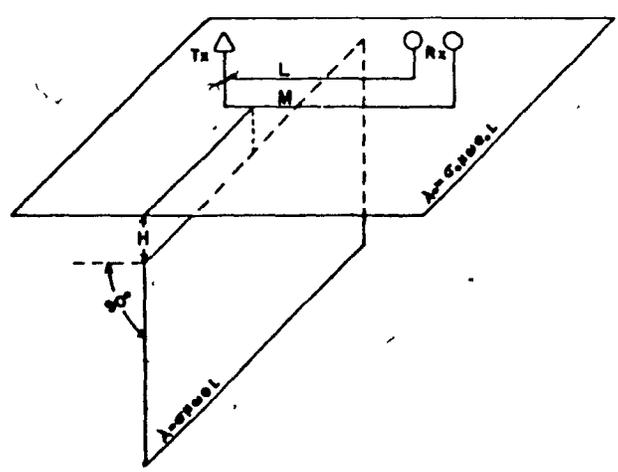


Fig. 6.12 Abaqués d'interprétation du paramètre d'induction λ d'un conducteur vertical recouvert d'une couche horizontale conductrice de paramètre d'induction λ_0 .

7. ESSAIS SUR LE TERRAIN

Une étude en laboratoire est généralement suivie d'essais sur le terrain. Nous avons donc fait quelques levés sur différents genres de conducteurs afin de vérifier la validité de la méthode en exploration.

En laboratoire, il est facile d'augmenter la puissance à l'émetteur et la sensibilité des récepteurs. Sur le terrain, le problème est tout autre, on est limité non seulement par les dimensions géométriques des bobines, mais par la quantité de puissance transmissible, par la sensibilité des récepteurs ainsi que par des ondes électriques parasites de terrain.

Afin d'éliminer les complications électroniques, on utilisait un instrument géophysique disponible, soit un Abem Turam qui appartient à l'Ecole Polytechnique.

La bobine de l'émetteur était fabriquée à l'aide d'un multicâble de 250 pieds de long prêté par M. J. Moreau de la compagnie "Geosearch Consultants Ltd". Ce câble sert généralement comme cadre émetteur pour calibrer leur Turam sur le terrain. En faisant deux tours circulaires, on a construit une bobine d'environ 22 pieds de diamètre. Avec des condensateurs en parallèle, il était possible d'émettre en résonance d'environ 2 kilowatts à une fréquence de 660 hertz. A une distance de 300 pieds, cette bobine réagit pratiquement

comme un dipôle. Les deux récepteurs Turam nous permettaient de mesurer le rapport du signal jusqu'à 700 pieds de l'émetteur.

Dans les conditions présentes, l'émetteur était peu maniable. Nous avons donc utilisé plusieurs configurations sans le déplacer. A chaque position de celui-ci, les lectures furent prises à 50 pieds d'intervalle et ceci jusqu'à une distance de 600 pieds de chaque côté de l'émetteur. Généralement, on conservait une distance de 50 pieds entre les deux récepteurs, mais parfois le rapport ou la différence de phase des champs totaux verticaux aux deux récepteurs étaient très intenses, et nous avons rapproché ces derniers.

A l'aide des rapports et des différences de phase, nous avons calculé la composante en phase et en quadrature du signal au récepteur le plus éloigné de l'émetteur par rapport à celui le plus près. A chaque station, ces valeurs furent compilées par ordinateur pour les configurations suivantes: 350/300, 400/350, 450/400, 500/450, 550/500, 600/550, 400/300, 500/400, 600/500.

Les résultats de la configuration 600/500 = 1.2 obtenus au-dessus des conducteurs vérifiés sur le terrain sont dessinés au propre. Nous présentons les anomalies de deux différentes passes pour chacun des conducteurs. En considérant l'émetteur en arrière des récepteurs, les deux levés se sont faits respectivement de droite à gauche et de gauche à droite. Par la suite, certains de ces conducteurs ont été simulés en laboratoire. Tout en tenant compte des différentes

conditions qui existent en laboratoire et sur le terrain, les résultats se comparent assez bien.

7.1 Essais sur une zone de sulfures très conductrice et peu profonde, canton Bartouille, Abitibi-Est, P. Qué.

Afin de vérifier si l'instrument Abem Turam pouvait être utilisé adéquatement avec la méthode suggérée, nous avons débuté nos essais sur le terrain par un levé au-dessus d'un très fort conducteur peu profond.

Notre choix s'est porté sur une masse de sulfures située dans le canton Bartouille en Abitibi-Est, P. Qué. Le levé a été exécuté sur la ligne 1500 laquelle fait partie d'un réseau de lignes couvrant la zone de sulfures.

L'intersection de la ligne de base 0+00 avec la ligne 1500 de direction est-ouest se situe à 1500 pieds au sud de la ligne des rangs III-IV du canton Bartouille et à 325 pieds à l'ouest de la route No. 58 qui relie la ville de Senneterre à celle de Lebel-sur-Quévillon.

La zone reconnue par deux trous de sondage renferme jusqu'à 60% de pyrite sur une largeur de 160 pieds et se situe au contact de formations géologiques d'andésite et de tuf. D'autres trous effectués sur le prolongement révèlent qu'elle a une longueur minimum de 1,000 pieds et une plongée de 65 degrés ouest. En assumant qu'elle

se poursuit en profondeur; nous pouvons considérer que cet amas à la forme géométrique d'un demi-plan large.

A la figure 7.1a et b, nous présentons les résultats de deux différentes passes effectuées au-dessus du conducteur en utilisant une configuration de $M/L = 600/500 = 1.2$ entre les récepteurs et l'émetteur. A la première passe, l'émetteur était à l'est des récepteurs (Fig. 7.1a), tandis qu'à la deuxième, il était à l'ouest (Fig. 7.1b). On observe que le signal est si fort au-dessus de cette masse de sulfures que nous obtenons tout près de -100% pour la composante en phase tandis que la composante en quadrature est d'environ -10%. M. W.J. Scott (1971) de l'Université McGill a levé cette zone avec un électromagnétomètre à cadres horizontaux "Slingram" et il a lui aussi relevé de fortes anomalies d'environ -100% en phase.

La forme géométrique des courbes obtenues lors de nos levés permet de bien situer la masse de sulfures. Sur chaque courbe, on observe qu'un sommet négatif très évident correspond approximativement à la bordure de la zone conductrice. Le fait qu'il n'y ait qu'un maximum semble dû à la très faible profondeur des morts-terrains sur le conducteur. Lorsque les récepteurs traversent le conducteur, on remarque des lectures très positives et abruptes indiquant que l'un des récepteurs a traversé tandis que l'autre est encore sur le conducteur.

Cette masse de sulfures qui est trop conductrice pour fixer la précision d'un instrument est utile par contre pour vérifier le

CANTON BARTOUILLE
L-1500

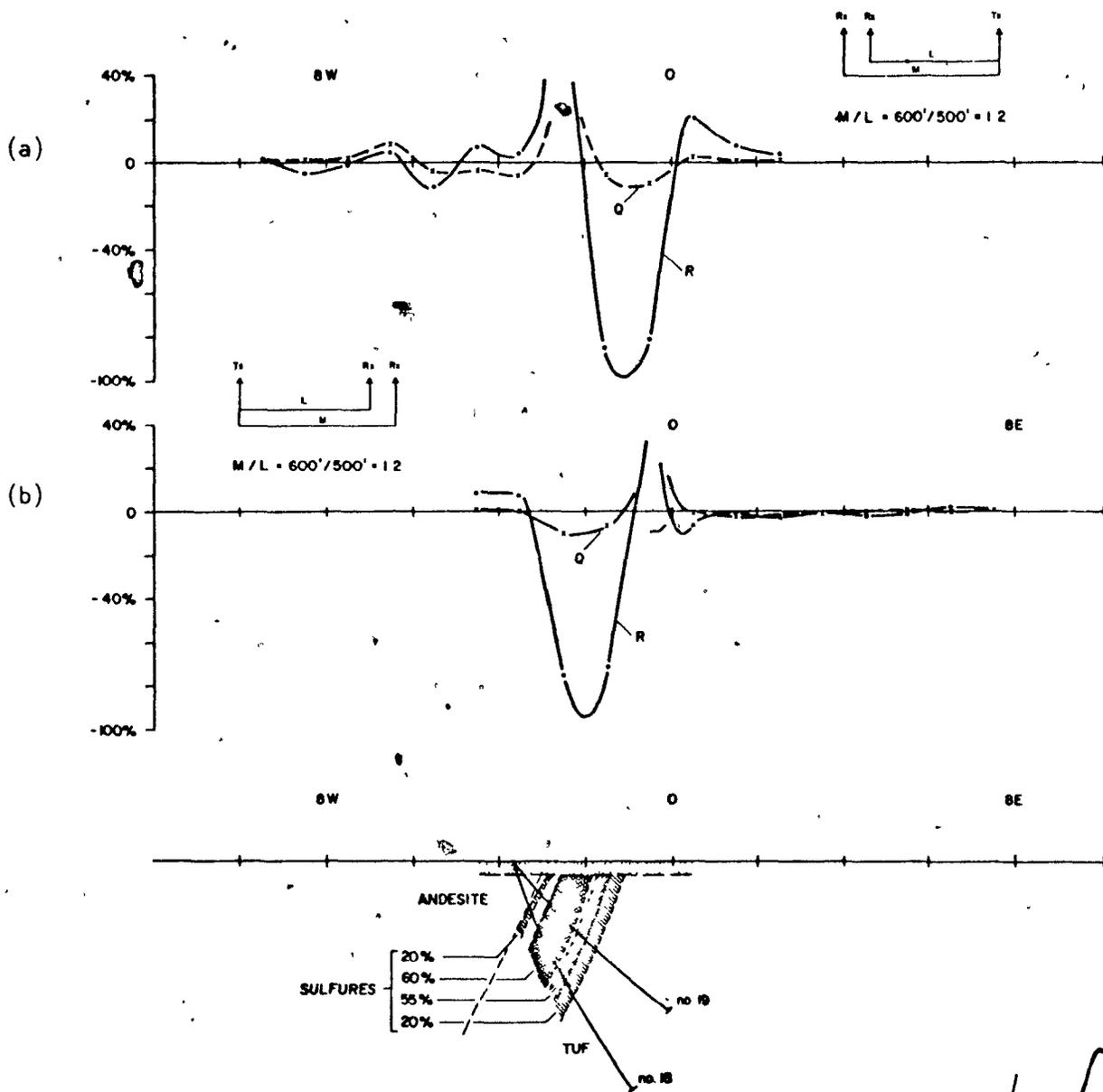


Fig. 7.1 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures très conductrice peu profonde (30 pieds) située dans le canton Bartouille, Abitibi-Est, P. Qué.

fonctionnement d'une nouvelle méthode électromagnétique. Elle a d'ailleurs déjà servi à M. J.A. Slankis (1970) de l'Université McGill pour évaluer un instrument de magnéto-tellurique. Ce dernier avait aussi mesuré des anomalies intenses.

7.2 Essais sur une zone de sulfures moyennement conductrice et peu profonde, canton Clinton, Cantons de l'Est, P.Qué.

La zone de sulfures étudiée est détenue par le groupe minier Sullivan, et elle se situe dans le canton Clinton, Cantons de l'Est, P.Qué. (Fig. 7.2).

Ce conducteur, profond de 30 pieds et d'une longueur de plus de 1,000 pieds, a été levé antérieurement avec un électromagnétomètre à cadres horizontaux de marque Ronka par la compagnie "Prospecting Geophysics" pour le compte de la compagnie "Moneta Porcupine Mines Ltd".

Trois trous de sondage sur la ligne 38 sud traversent à différentes profondeurs cette masse de sulfures. Sur une largeur de 50 pieds, on observe de 50 à 60% de pyrite avec de la pyrrhotine et de la chalcopyrite intercalées dans de l'andésite et des schistes à chlorite. Les formations géologiques adjacentes sont une formation de fer, de la quartzite et du grauwacke. La forme géométrique de cette masse conductrice peut être comparée approximativement à un demi-plan ayant une plongée de 65° vers l'ouest.

Nous avons levé avec notre méthode la ligne 38 sud, d'un azimut de 112° , laquelle est perpendiculaire et au centre de la zone conductrice. La localisation exacte de l'intersection de la ligne de base avec la ligne 38 sud est à 600 pieds à l'est de la ligne des lots 11-12 et à 1,600 pieds au nord de la ligne des rangs 1-11 du canton Clinton.

Les deux passes effectuées sur le conducteur avec une configuration de $M/L = 600/500 = 1.2$ sont incluses dans cette thèse. Avec l'émetteur alternativement à droite et à gauche des récepteurs, on observe des anomalies distinctes.

Elles ont été comparées à des courbes de laboratoire ayant un paramètre d'induction $\lambda = 26$, une profondeur de 50 pieds et une plongée de 70° et 120° . A la figure 7.2b, la coïncidence entre la courbe de terrain et celle de laboratoire est très bonne. A la figure 7.2a, la composante en phase de la courbe de terrain montre des lectures très positives vers les stations 3E à 6E et le sommet de la composante en quadrature est déplacé de la station 7E vers la station 9E. La cause exacte de ces résultats nous est inconnue, mais il est fort possible qu'elle soit due à des effets de tuyaux de sondage, et/ou à la présence d'un autre conducteur moins important situé à l'est du conducteur principal.

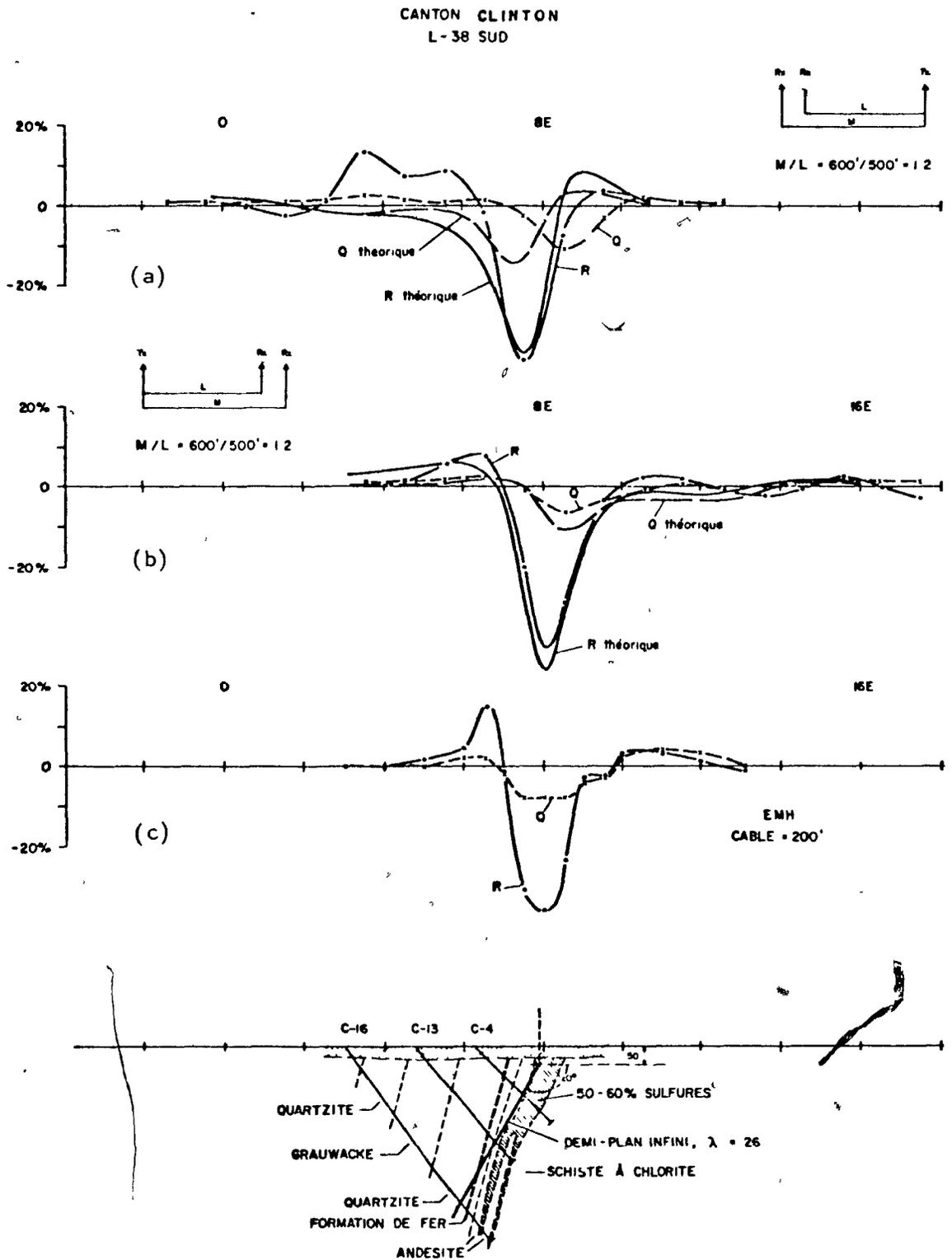


Fig. 7.2 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures moyennement conductrice, peu profonde (30 pieds), située dans le canton Clinton, Cantons de l'Est, P. Qué.

7.3 Essais sur une zone de graphite peu conductrice et assez profonde, canton Clermont, Abitibi-Ouest, P. Qué.

Le conducteur étudié dans le canton Clermont a une longueur de plus de 2,000 pieds. Il fut trouvé par la compagnie Soquem à l'aide d'un levé Turam exécuté sur un réseau de lignes qui traversent le conducteur perpendiculairement.

La compagnie l'a expliqué sur la ligne 80E par un trou de sondage (Fig. 7.3). Il s'agit d'une zone de graphite à une profondeur de 90 pieds et d'une largeur de 40 pieds. Situé au contact de schistes à séricite et d'une andésite, elle plonge de 70° vers le nord. En assumant que la zone de graphite se poursuit en profondeur, on peut comparer la forme géométrique de ce conducteur à un demi-plan.

Sur la ligne 80E, de direction nord-sud, la station 35 sud se situe à 1,900 pieds au nord de la ligne des rangs 1-11 et à 465 pieds à l'est de la ligne des lots 9-10 du canton Clermont, Abitibi-Ouest, P. Qué.

Nous avons mis au propre deux passes faites avec une configuration de $M/L = 600/500 = 1.2$. L'émetteur est respectivement au nord et au sud des récepteurs. On a pu simuler en laboratoire l'anomalie avec un conducteur demi-plan en utilisant un paramètre d'induction $\lambda = 2.2$, une profondeur de 93 pieds et une plongée de 70° nord. En tenant compte des variations pouvant être produites par la couche de morts-terrains possiblement conductrice, les courbes en laboratoire

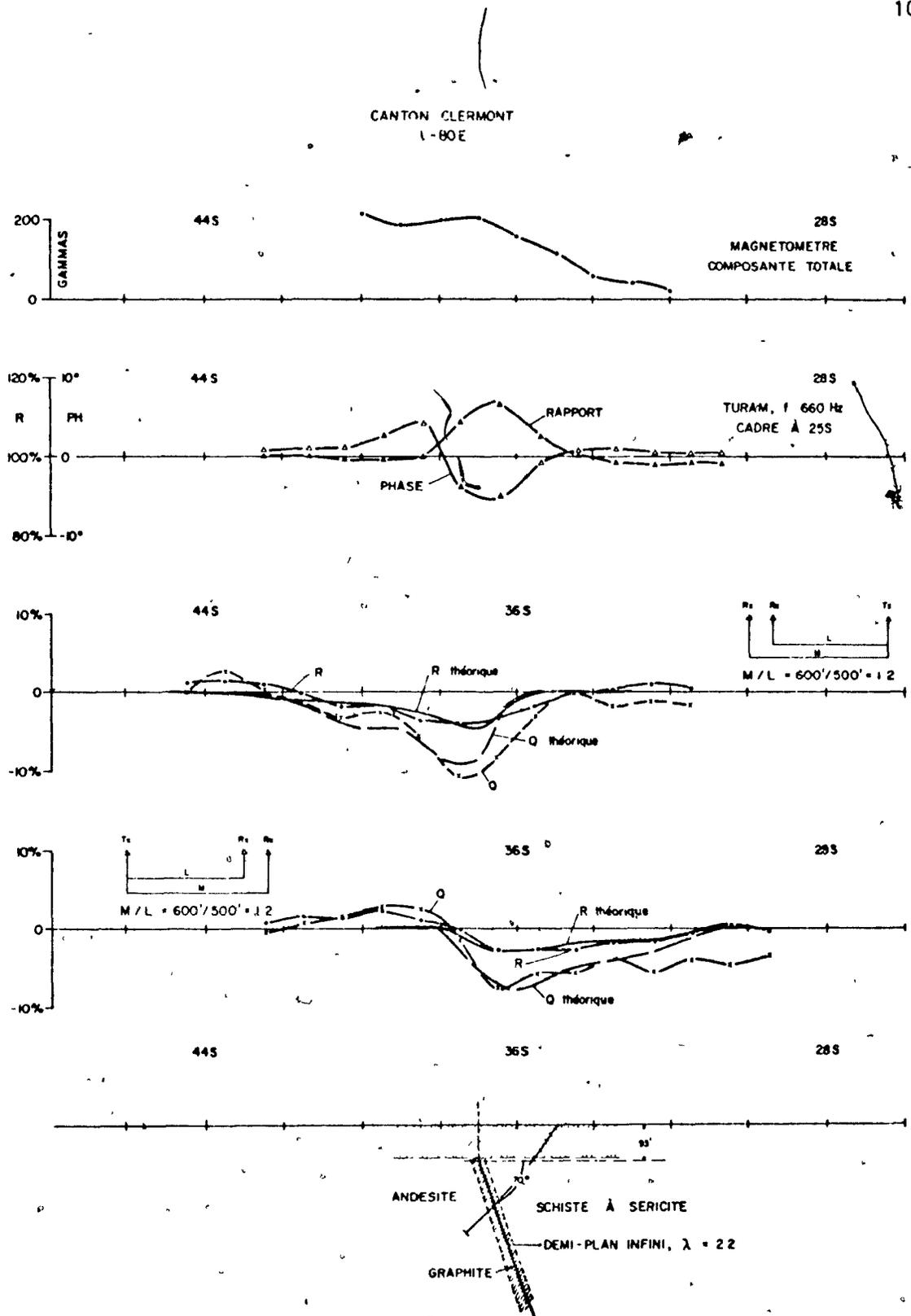


Fig. 7.3 Anomalies obtenues sur une zone de graphite, peu conductrice, et d'une profondeur de 90 pieds, située dans le canton Clermont, Abitibi-Ouest, P. Qué.

correspondent assez bien à celles du terrain.

7.4 Essais sur une zone de sulfures très peu conductrice et assez profonde, "Vendome Mines Ltd", canton Barraute, Abitibi-Est, P. Qué.

La masse de sulfures de la mine Vendome a une longueur de plus de 800 pieds. Elle a déjà été étudiée antérieurement par l'auteur avec les méthodes magnétique, électromagnétique à cadres horizontaux Turam et polarisation provoquée.

La ligne 4W, de direction nord-sud, traverse perpendiculairement le centre de la masse de sulfures. L'intersection de cette ligne avec la ligne de base 0+00 est à 400 pieds à l'ouest et à 160 pieds au sud du puits de la mine Vendome (Fig. 7.4).

La zone de sulfures de pyrite, sphalérite et de chalcopryrite a été reconnue par plusieurs sondages. Elle a une largeur de 30 à 50 pieds et est recouverte de 87 pieds d'argile et d'un marécage conducteur. La forme géométrique de ce conducteur vertical peut être comparée à un demi-plan de faible conductivité, assez profond et situé sous un conducteur horizontal.

Deux passes furent effectuées sur la ligne 4W avec la configuration des récepteurs $M/L = 600/500 = 1.2$. Les anomalies sont plus faibles qu'avec la méthode Turam mais un peu plus évidentes qu'avec la méthode électromagnétique à cadres horizontaux. En fait, sans la coincidence d'une faible anomalie magnétique à cet endroit, une

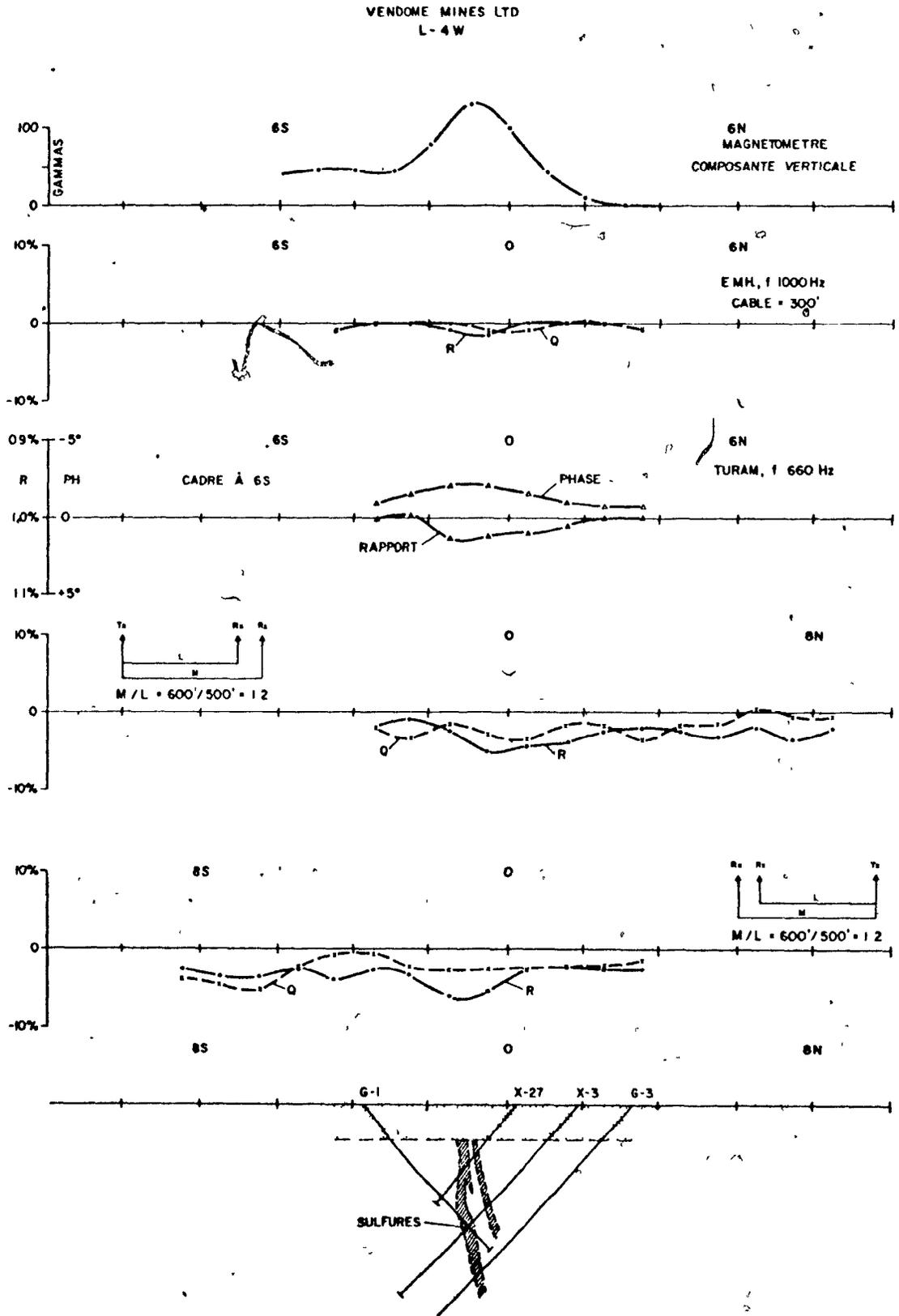


Fig. 7.4 Anomalies obtenues sur une zone de sulfures très peu conductrice et d'une profondeur de 87 pieds, située dans le canton Barraute, Abitibi-Est, P. Qué.

telle anomalie serait négligée sur un levé terrestre normal.

DU au rapport de la composante en phase et en quadrature, lequel est d'ailleurs meilleur qu'avec la méthode électromagnétique à cadres horizontaux et Turam, elle serait considérée intéressante si elle se situait près d'un indice minéralisé.

7.5 Essais sur une zone de graphite peu conductrice et profonde, canton Tully, P.Ont.

Cette zone de graphite conductrice d'une longueur de plus de 2,000 pieds se situe sur la propriété de McIntyre Porcupine Mines Ltd, dans le canton Tully, P.Ont.

Elle fut décelée avec la méthode électromagnétique verticale Crone. Elle se trouve au contact d'un sédiment grauwacke et d'une faible bande d'andésite aurifère. Juste au sud de l'andésite, on remarque une péridotite qui donne une anomalie magnétique d'environ 1,000 gammas (Fig. 7.5a et 7.6a).

Des trous de sondage effectués à cet endroit par la compagnie McIntyre semblent indiquer que l'axe longitudinal de cette zone de graphite, large de 20 pieds, plonge lentement vers l'ouest. La forme géométrique de ce conducteur vertical représente un demi-plan dont la profondeur varierait le long de l'axe longitudinal.

Les lignes 36E et 44E, de direction nord-sud, sont situées

vers le centre, perpendiculaire à la zone de graphite. L'intersection de la ligne 36E avec la ligne de base est à 4,000 pieds au nord et à 3,500 pieds à l'est du coin sud-ouest du canton Tully.

La compagnie Crone a déjà essayé à cet endroit les méthodes Radem et Crone JEM, mais ces dernières ne peuvent déceler la zone conductrice. Par contre, comme on peut le constater aux figures 7.5b et 7.6b, la méthode verticale avec un émetteur sur le conducteur et à 600 pieds du récepteur permet d'obtenir une anomalie d'environ -10 à +10 degrés.

Les deux passes effectuées avec notre méthode sur chacune des lignes 36E et 44E, respectivement avec l'émetteur au nord et au sud, révèlent de faibles anomalies perturbées par des effets de mortsterrains conducteurs. On observe que le niveau moyen de la composante en phase est positif (environ +3%) tandis que celui de la composante en quadrature (environ -4%) est négatif. Cette caractéristique est observable en laboratoire lorsqu'on a un conducteur vertical recouvert d'une couche horizontale conductrice. Ces faibles valeurs ne permettent pas d'interpréter adéquatement la conductivité de la couche horizontale conductrice. On peut tout au plus, à l'aide de la figure 5.7a, estimer que le paramètre d'induction λ est légèrement inférieur à 1. A la fréquence de 660-hertz et configuration M/L = 600/500 = 1.2 utilisée, ceci signifie une résistivité-épaisseur de l'ordre de 80×10^{-2} ohm. Ces anomalies obtenues au-dessus d'une couche de mortsterrains conducteurs ne facilitent pas l'interprétation.

A la ligne 44E (Fig. 7.5), les composantes moyennes en phase et en quadrature observées sont de -3 et -10%. D'après l'abaque de la figure 5.7e, l'interprétation donne un paramètre d'induction de $\lambda = 1.8$ et une profondeur de 0.16 fois la séparation $L = 500$ pieds, soit 80 pieds. A la ligne 36E (Fig. 7.6), les composantes en phase -2% et en quadrature -8% donnent un paramètre d'induction de $\lambda = 1.8$ et une profondeur de 0.2L, soit de 100 pieds. Les trous de sondage indiqueraient par contre que la profondeur des morts-terrains conducteurs sur la ligne 44E est de 100 pieds tandis qu'à la ligne 36E, elle est de 220 pieds. La profondeur sur la ligne 36E déterminée au moyen de l'abaque ne coïncide donc pas à celle trouvée dans le trou de sondage No. 7. Il est possible que sur le terrain, la topographie du socle rocheux sous les morts-terrains change énormément. C'est dire que la profondeur sous l'anomalie serait plus faible que celle indiquée dans le trou de sondage. Soulignons aussi que le paramètre d'induction interprété avec notre méthode montre la présence d'un bien mauvais conducteur.

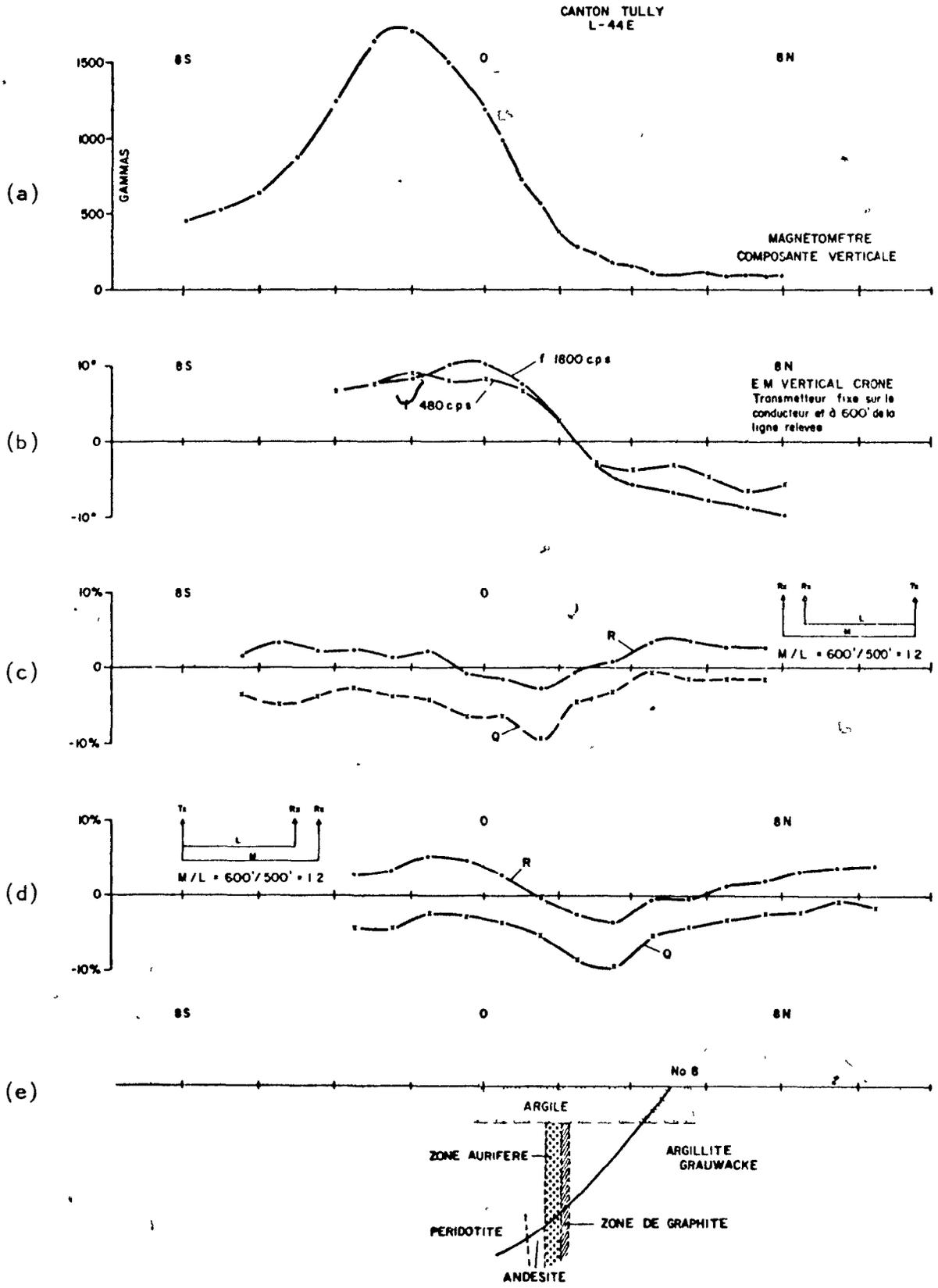


Fig. 7.5 Anomalies obtenues sur une zone de graphite peu conductrice et profonde de 100 pieds, située dans le canton Tully, P.Ont.

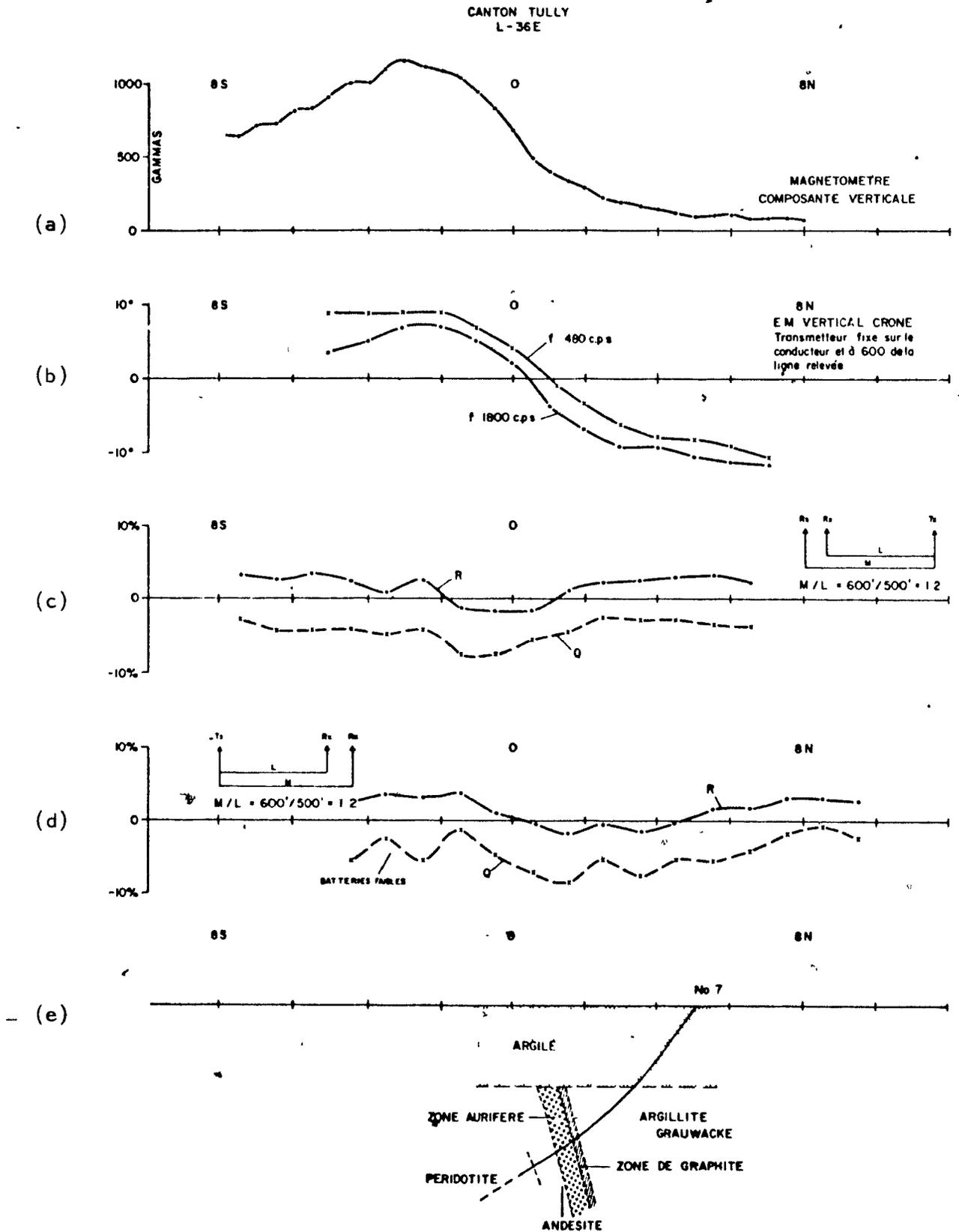


Fig. 7.6 Anomalies obtenues sur une zone de graphite peu conductrice et profonde de 220 pieds, située dans le canton Tully, P.Ont.

8. CONCLUSIONS

8.1 Modèle.

C'est grâce à l'automatisation de notre modèle de laboratoire que nous avons pu accumuler environ 2,500 courbes d'anomalies mesurées au-dessus de plaques métalliques.

Toutes ces plaques métalliques de différentes résistivités-épaisseurs ont été levées avec un rapport de distance $M/L = 1.1, 1.2, 1.33$ et 1.5 entre l'émetteur et les deux récepteurs.

L'instrumentation s'est avérée d'une précision et d'une fidélité satisfaisantes pour les besoins de ces recherches..

Les travaux de laboratoire ont été vérifiés par mathématiques en calculant l'effet électromagnétique au-dessus: de demi-plans infiniment conducteurs, de couches horizontales, et de demi-espaces de conductivités finies et infinie.

8.2 Interprétation

Nous sommes apte à interpréter, au moyen d'abaques, les anomalies obtenues au-dessus de conducteurs principalement s'ils ont la forme géométrique d'un demi-plan.

D'après nos essais en laboratoire et pour une configuration $M/L = 1.2$, un conducteur peu profond agit pratiquement comme un demi-

plan à la condition:

- que sa longueur et son extension en profondeur soient supérieures à $3L$;
- que sa largeur soit inférieure à $0.1L$;
- et que le levé se situe à une distance supérieure à L de l'extrémité du conducteur.

Ces caractéristiques observées et en assumant le pendage, on reporte sur des abaques la position et l'intensité des maxima de la composante en phase et en quadrature d'une anomalie. Ceci nous permet de déterminer la localisation exacte (Fig. 5.6), la profondeur et le paramètre d'induction du demi-plan conducteur (Fig. 5.7 à 5.10). Les forts pendages peuvent être déterminés approximativement en procédant à deux levés avec respectivement l'émetteur à droite et à gauche des récepteurs.

Des essais supplémentaires en laboratoire indiquent que les formations géologiques d'intensité magnétique faible à moyenne ont peu d'effet sur la composante en phase et aucun sur la composante en quadrature.

La présence d'un conducteur horizontal au-dessus d'un conducteur vertical, ou la présence de deux conducteurs parallèles, rend l'interprétation plus difficile. Ceci est aussi vrai en employant notre méthode qu'avec celles du type "Slingram" ou Turam.

8.3 Nouvelle méthode d'exploration

Des essais sur le terrain ont permis, principalement dans les cantons Clinton et Clermont, de montrer qu'il est possible, en se servant de nos abaques, d'interpréter d'une manière rapide et efficace les anomalies mesurées sur le terrain.

En utilisant un émetteur puissant et un système électronique précis aux récepteurs, la méthode expliquée dans cet ouvrage peut remplacer les méthodes électromagnétiques "Slingram" et Turam. Elle élimine la pose d'un cadre émetteur immense nécessaire dans le cas d'un levé Turam. En ce qui concerne les levés électromagnétiques à cadres horizontaux "Slingram", le long câble qui relie présentement l'émetteur aux récepteurs est réduit à un court câble de 100 pieds entre les deux récepteurs.

Notre méthode est non seulement plus maniable que celle du type Turam, mais elle permet aussi de détecter une couche conductrice quel que soit son pendage. En présence de conducteurs courts, il y a tout lieu de croire qu'elle est préférable à la méthode Turam.

Le but de la présente thèse est atteint en ce sens que les résultats des travaux exécutés en laboratoire, assistés des quelques levés terrestres, prouvent que nous pouvons utiliser efficacement cette nouvelle méthode en exploration pour la recherche de gisements conducteurs.

8.4 Suggestions pour des travaux futurs

A partir des données acquises lors de cet ouvrage, nous suggérons d'investiguer les domaines suivants:

- a) Les résultats obtenus avec notre méthode, sur un levé fait avec différentes distances M et L, pourraient être mis en plan comme ceux de la méthode de polarisation provoquée dipôle-dipôle. Nous aurions ainsi une carte indiquant schématiquement les variations approximatives de l'induction électromagnétique en fonction de la profondeur.
- b) On devrait faire des études sur l'application d'un émetteur vertical et deux récepteurs verticaux avec l'axe des bobines parallèles à la ligne de levé. Il semble que cette configuration serait moins influencée par les couches horizontales de morts-terrains conducteurs.
- c) Avec le projet "Sanguine" que les Etats-Unis ont l'intention d'établir afin de communiquer avec les sous-marins, à une faible fréquence d'environ 45 hertz, l'emploi de deux récepteurs à signaux comparés pourra certainement être très utile.
- d) On pourrait même songer à utiliser des sources naturelles de courants alternatifs.

9. CONTRIBUTION A LA SCIENCE

- 1) Nous avons démontré:
 - a) qu'il est possible d'utiliser une nouvelle méthode électromagnétique d'exploration comprenant un émetteur dipôle avec deux récepteurs.
 - b) que les anomalies obtenues avec cette nouvelle méthode sont mesurables en laboratoire et sur des levés terrestres.

- 2) Nous avons développé au moyen d'abaques un processus rapide qui nous permet de déterminer:
 - a) le paramètre de résistivité-épaisseur (ρ/e , ohm),
 - b) la profondeur (H, pieds),
 - c) la localisation exacte d'une zone conductrice ayant la forme d'un demi-plan. Cette interprétation est possible en se servant de la position et de l'intensité des maxima des composantes en phase et en quadrature de l'anomalie mesurée.

- 3)
 - a) Cette nouvelle méthode applicable en exploration semble se révéler plus rentable par rapport aux méthodes communément utilisées, soit l'électromagnétique à cadres horizontaux et Turam.
 - b) Nous nous trouvons à combiner la mobilité, la facilité d'interprétation de la méthode "Slingram" et le pouvoir de pénétration de la méthode Turam.
 - c) Nous éliminons le long câble entre l'émetteur et le récep-

teur de la méthode "Slingram" et le grand cadre émetteur de la méthode Turam.

- d) De plus, nous avons une bonne induction, quel que soit le pendage du conducteur, ce qui n'est pas le cas avec la méthode Turam.
- 4) Outre ces avantages marqués, nous ouvrons une porte vers l'avenir puisqu'avec notre méthode, nous pouvons changer très rapidement le rapport de la configuration M/L entre l'émetteur et le récepteur. Ceci laisse de grands espoirs pour l'étude de l'induction électromagnétique en fonction de la profondeur.

OUVRAGES CONSULTÉS

- Bhattacharya, B.K. (1959): "Electromagnetic Fields of a Transient Magnetic Dipole on the Earth's Surface".
Geophysics, Vol. 24, p. 89-108 .
- Bosschart, R.A. (1961): "On the Occurrence of Low Resistivity Geological Conductors". Geophysics Prospecting, Vol. 9,
p. 203-212 .
- Bosschart, R.A. (1964): "Analytical Interpretation of Fixed Source Electromagnetic Prospecting Data". Thèse de Doctorat. Vitgeverij Waltman-Delft, Holland.
- Douloff, A.A. (1960): "The response of a Disk in a Dipole Field".
Geophysics, Vol. 26, No. 4, p. 452-464 .
- Graf, A. (1933): "Theoretische Grundlagen der Ringsendemethode".
Beiträge Zur, Angewandten. Geophysik, Band. 4,
Helt 1, p. 1-75 .
- Grant, F.S. and West, G.F. (1965): "Interpretation Theory in Applied Geophysics". New York, McGraw-Hill.
- Keller, Georges F. (1959): "Electrical Prospecting of Rocks and Minerals". Geophysics, Vol. XXIX, No. 3, p. 510-530.

Keller and Frischknecht (1966): "Electrical Methods in Geophysical Prospecting". Pergamon Press, New York, p. 519 .

Ketola Matti & Puranen Maunu (1967): "Type Curves for the Interpretation of Slingram (Horizontal Loop) Anomalies over Tabular Bodies". Geological Survey of Finland, Otaniemi, Finland.

Ketola Matti (1968): "The Interpretation of Slingram (Horizontal Loop) Anomalies by Small-Scale Model". Geological Survey of Finland, Otaniemi, Finland.

Lavoie, C. (1968): "Etude géophysique de trois gisements de sulfures sous des morts-terrains épais et conducteurs".
Thèse de maîtrise, Ecole Polytechnique, Montréal.

Lowrie, W. and West, G.F. (1965): "The Effect of a Conducting Overburden on Electromagnetic Prospecting Measurements".
Geophysics, Vol. 1 p. 227 .

Scott, William J. (1971): "Phase-Angle Measurements in the Induced Polarization Method of Geophysical Prospecting".
Thèse de doctorat, Université McGill, Montréal.

Slankis, John A. (1970): "Telluric and Magnetotelluric Survey at 8Hz".
Thèse de doctorat, Université McGill, Montréal.

Slichter, L.B. and Knopoff, L. (1959): "Field of an Alternating

Magnetic Dipole on the Surface of a Layered Earth". *Geophysics*, Vol. 24, No. 1, p. 77-88 .

Strangway, David W. (1966): "Electromagnetic Parameters of some Sulphides Ore Bodies". *Mining Geophysics, Case Histories*, Vol. 1, p. 227 .

Stratton, J.A. (1941): "Electromagnetic Theory". McGraw-Hill Book Co. Inc.

Wait, J.R. (1951): "The Magnetic Dipole over the Horizontally Stratified Earth". *Jour. Phys.*, Vol. 29, p. 577-592.

Wait, J.R. (1953): "Induction in a Conducting Sheet by a Small Current Carrying Loop". *Appl. Sci. Res.*, Vol. 3, Sec. B, p. 230-236 .

Wait, J.R. (1955): "Mutual Electromagnetic Coupling of Loops over a Homogeneous Ground". *Geophysics*, Vol. XX, p. 630-637 .

Wait, J.R. (1959): "On the Electromagnetic Response of an Imperfectly Conducting Dyke". *Geophysics*, vol. 25, p. 649 .

Wait, J.R. (1959): "Unique Determination of Conductivity, Susceptibility, Size and Depth in Multi-Frequency Electromagnetic Exploration". *Geophysics*, Vol. 24, No. 3, p. 531-546 .

Wait, J.R. (1962): "Electromagnetic Waves in Stratified Media". Pergamon Press, Oxford.

Wesley, J.P. (1958): "Response of a Thin Dyke to an Oscillating Dipole". Geophysics, Vol. 23, No. 1, p. 128-143 .

West, G.F. (1960): "Quantitative Interpretation of Electromagnetic Measurements". Thèse de doctorat, Université de Toronto.

ANNEXE 1

C Programme en langage FORTRAN pour calculer les anomalies que
 C l'on doit obtenir au-dessus de demi-espaces conducteurs en uti-
 C lisant notre méthode de deux récepteurs horizontaux.
 C I= est le paramètre d'induction.
 C A= est le rapport de la configuration M/L.
 C R et Q= sont respectivement le % de la composante en phase et
 C en quadrature.

```

DIMENSION A(10),RE(10),RM(10),RP(10),PH(10),ANG(10),RPT(10),R(10),
IQ(10)

DO 4 I=1,16
DO 1 J=1,6
A(J)=1.+I*FLOAT(J-1)
G=A(J)*FLOAT(I)
P=-G/SQRT(2.0)
A1=EXP(P)*COS(-P)
B=EXP(P)*SIN(-P)
C=9.-9.*P+P*(G)**2
D=-9.*P+(4.-P)*(G)**2
RE(J)=C*B-D*A1
RM(J)=C*A1-9.+D*B
RP(J)=SQRT((RE(J))**2+(RM(J))**2)
1 PH(J)=ATAN2(RM(J),RE(J))
DO 3 J=2,6,1
N=J-1
ANG(N)=PH(J)-PH(1)
RPT(N)=(RP(J)/RP(1))*(1./A(J))**2
R(N)=RPT(N)*COS(ANG(N))*100.-100.
Q(N)=RPT(N)*SIN(ANG(N))*100.
3 CONTINUE
4 WRITE(6,5)I,(A(J),R(J),Q(J),J=1,5)
5 FORMAT(1H ,I2,1X,5(F4.1,2(F7.1),4X))
END

```

ANNEXE II

C Programme en langage FORTRAN pour calculer l'effet de demi-espaces
 C magnétiques avec notre méthode de deux récepteurs horizontaux.
 C AK= susceptibilité magnétique.
 C AHA= profondeur en fonction de la séparation L entre l'émetteur
 C et le premier récepteur.
 C R= % de la composante réelle.

```

DIMENSION NG(5),AHA(16),A(25),RE(25),R(25)

DO 7 K=1,8
  AK=10.*(FLOAT(K)/2.)*.001
  WRITE(6,3)AK
3 FORMAT(1H1,37HTHE MAGNETIC RESPONSE PARAMETER IS= ,F6.3,19H UNIT
  1OF E.M.U./CM3
  DO 7 JJ=1,17,4
  MG=175+25*JJ
  DO 8 IG=1,4
  8 NG(IG)=MG+25*IG
  WRITE(6,4)
4 FORMAT(1H0,/,7X,4H H/A,11X,45HRESPONSE FOR DIFFERENT LOOP CONFIGU
  1RATIONS
  )
  WRITE(6,5)MG,NG(1),MG,NG(2),MG,NG(3),MG,NG(4)
5 FORMAT(1H0,12X,4(11X,4HR= ,13,1H-,13))
  DO 7 J=1,10
  AHA(J)=.1*FLOAT(J)
  M=JJ+4
  DO 1 I=JJ,M
  A(I)=175.+FLOAT(I)*25.
  HA=AHA(J)*A(JJ)/A(I)
  E=(628.32*AK)/(1.+6.2832*AK)
  HA1=HA**2
  V=(1.-8*HA1)/((1.+4*HA1))**2.5
  1 RE(I)=E*V+100.
  R1=RE(JJ)
  DO 2 MM=1,4
  N=JJ+MM
  R2=RE(N)
  2 R(N)=R2/R1
  JV=JJ+1
  JT=JJ+4
  7 WRITE(6,6)AHA(J),(R(N),N=JV,JT)
6 FORMAT(1H ,7X,F4.2,4(14X,F8.4))
  CALL EXIT
  END

```

ANNEXE III

C Programme en langage FORTRAN pour calculer les anomalies
 C produites par une couche horizontale de conductivités finies
 C lorsqu'on utilise notre méthode de deux récepteurs.
 C WA= paramètre d'induction
 C AHA= profondeur en fonction de la distance L entre l'émetteur
 C et le plus près des récepteurs.
 C R et Q= sont respectivement le % de la composante en phase et
 en quadrature.

```

DIMENSION NG(5),AHA(15),A(25),RE(25),RM(25),R(25),Q(25)
EXTERNAL REA,RIM
COMMON HA,W
K=0
40 K=K+1
   GO TO 90
45 K=K+2
   GO TO 90
60 K=K+4
   GO TO 90
85 K=K+20
90 WA=FLOAT(K)
   WRITE(6,3)WA
3  FORMAT(1H1,28H THE RESPONSE PARAMETER IS= F5.2)
   DO 7 JJ=1,17,4
     MG=175+25*JJ
     DO 8 IG=1,4
8  NG(IG)=MG+25*IG
     WRITE(6,4)
4  FORMAT(1H0,8X,4H H/A,11X,45HRESPONSE FOR DIFFERENT LOOPS CONFIGURA
        ITION
        )
     WRITE(6,5)MG,NG(1),MG,NG(2),MG,NG(3),MG,NG(4)
5  FORMAT(1H0,12X,4(11X,4HR= ,13,1H-,13,3H =Q),//)
     DO 7 J=1,7
       AHA(J)=.1*FLOAT(J)
       M=JJ+4
       DO 1 I=JJ,M
         A(I)=175.+FLOAT(I)*25.
         TM=WA/A(JJ)
         W=TM*A(I)

```

```

HA=AHA(J)*A(JJ)/A(I)
CALL QLS(REA,Y1)
CALL QLS(RIM,Y2)
RE(I)=YT
1 RM(I)=Y2
R1=RE(JJ)+1.
Q1=RM(JJ)
RP1=SQRT(R1**2+Q1**2)
PH1=ATAN2(Q1,R1)
DO 2 MM=1,4
  N=JJ+MM
  R2=RE(N)+1.
  Q2=RM(N)
  RP2=SQRT(R2**2+Q2**2)
  PH2=ATAN2(Q2,R2)
  ANG=PH2-PH1
  RPT=RP2/RP1
  R(N)=RPT*COS(ANG)
2 Q(N)=RPT*SIN(ANG)
  JV=JJ+1
  JT=JJ+4
7 WRITE(6,6)AHA(J),(R(N),Q(N),N=JV,JT)
6 FORMAT(1H,8X,F4.2,4(11X,F6.3,2X,F6.3))
  IF(K-6)40,45,50
50 IF(K-12)45,60,65
65 IF(K-20)60,85,80
80 IF(K-80)85,100,100
100 CALL EXIT
END

```

```

SUBROUTINE QLS(FCT,Y)
COMMON HA,W
Y=0
IF(W-5.)10,20,20
10 DO 1 N=1,60
  XX=.05*FLOAT(N)
  1 Y=Y+0.05*FCT(XX)
  DO 2 I=1,14
  XX=.5*FLOAT(I)+3.
  2 Y=Y+0.5*FCT(XX)
  Y=Y*.5*W
  GO TO 30
20 DO 6 KV=1,5
  XX=.0005*FLOAT(KV)
  6 Y=Y+.0005*FCT(XX)
  DO 3 K=1,25
  XX=.005*FLOAT(K)
  3 Y=Y+.005*FCT(XX)
  DO 4 KK=1,38
  XX=.05*FLOAT(KK)+.1
  4 Y=Y+.05*FCT(XX)
  DO 5 NN=1,3
  XX=FLOAT(NN)+1.5
  5 Y=Y+FCT(XX)
  Y=Y*.5*W
30 RETURN
END

```

```
FUNCTION REA(XX)
COMMON HA,W
EX=EXP(-0.5*W*XX)
A1=1.+4.*(HA)**2-XX**2
B1=-4.*(HA)*XX
PH=ATAN2(B1,A1)
R=A1/COS(PH)
IF(R)4,6,5
6 R=.000001
GO TO 5
4 R=-R
5 R5=1./R**2.5
PH5=-5.*PH/2.
PH3=-3.*PH/2.
R3=1./R**1.5
A5=R5*COS(PH5)
A3=R3*COS(PH3)
REA=(2.*A3-3.*A5)*EX
RETURN
END
```

```
FUNCTION RIM(XX)
COMMON HA,W
EX=EXP(-0.5*W*XX)
A1=1.+4.*(HA)**2-XX**2
B1=-4.*(HA)*XX
PH=ATAN2(B1,A1)
R=A1/COS(PH)
IF(R)11,12,13
11 R=-R
GO TO 13
12 R=.000001
13 R5=1./R**2.5
PH5=-5.*PH/2.
PH3=-3.*PH/2.
R3=1./R**1.5
B3=R3*SIN(PH3)
B5=R5*SIN(PH5)
RIM=(2.*B3-3.*B5)*EX
RETURN
END
```

ANNEXE IV

C Programme en langage FORTRAN pour calculer les anomalies produites
 C par un demi-plan de conductivité infini lorsqu'on utilise notre
 C méthode de deux récepteurs.
 C En plaçant horizontalement le demi-plan, on peut se servir de ce
 C programme pour calculer les anomalies au-dessus d'une couche
 C horizontale mince infiniment conductrice.
 C TK= pendage du demi-plan.
 C UT= profondeur du sommet du demi-plan.
 C HT= % de la composante en phase pour la méthode électromagnétique
 C à cadres horizontaux du type "Slingram".
 C RP et RV= % de la composante en phase lorsqu'on utilise notre
 C méthode de deux récepteurs.

```

DIMENSION DK(10),H(10),HT(20),ZX(10)

DO 5 M=1,5
KS=1.*FLOAT(M)+1.
DO 5 KK=1,7
TK=30.*FLOAT(KK)-30.
TH=TK/57.295779
DO 5 IH=1,7
U=FLOAT(IH)*KS*.1
UT=.1*FLOAT(IH)
WRITE(6,9)TK,UT
9 FORMAT(1H0,28HDYKE ANGLE WITH THE SURFACE=F5.1,26H DEGRES DEPTH T
10 THE TOP= F3.1,/)
N1=100*(M+1)
N2=N1+50
N3=N1+100
N4=M+1
P4=FLOAT(N2)/100.
N5=M+2
  
```

```

WRITE (6,10)N1,N2,N3,N4,P4,N4,N5
10 FORMAT(1H ,11HCENTER FOR=13,6X,11HCENTER FOR=13,6X,11HCENTER FOR=1
13,14X,13HCENTER RATIO=14,1H/,F3.1,6X,13HCENTER RATIO=11,1H/,11,/)
DO 5 I=1,25
DO2 K=1,3
IF (M-3)17,18,18
17 P=.50
GO TO 19
18 P=.75
19 CONTINUE
DX=-6.4001+P*FLOAT(I)+(FLOAT(K)-1.)*.50
DXI=-6.4002-KS+P*FLOAT(I)
ZX(K)=DX
RN=DX-DXI
RH=SQRT(DX**2+U**2)
RHI=SQRT(DXI**2+U**2)
AL=ATAN2(U,DX)
ALI=ATAN2(U,DXI)
PH=AL+1.5708-TH
PHI=ALI+1.5708-TH
XI=RHI*COS(PHI)
X=RH*COS(PH)
YI=RHI*SIN(PHI)
Y=RH*SIN(PH)
CO=COS(TH)
SI=SIN(TH)
COV=COS(TH+PH)
SIV=SIN(TH+PH)
RHSD=SQRT(RH/RHI)
RHSP=SQRT(PHI*RH)
COT=COS(TH+PHI)
SIT=SIN(TH+PHI)
DO 1 J=1,2
Z=3.-2.*FLOAT(J)
XI=XI*Z
PHI=3.1416*FLOAT(J-1)+PHI*Z
B=1.*Z
SIT=B*SIT
COD=COS((PHI-PH)/2.)
SID=SIN((PHI-PH)/2.)
ZE=(XI-X)**2+(YI-Y)**2
IF (ZE)13,14,13
14 ZE=.001
13 RI=SQRT(ZE)
GII=2.*RHSP*COD
IF (GII)15,16,15
16 GII=.0001
15 GI=GII

```

```

DRL=(1./RI)*(-CO*B*(XI-X)+SI*(YI-Y))
DGL=RHSD*(-COT*COD-SIT*SID)
DR=((XI-X)/RI)*CO-((YI-Y)/RI)*SI
DG=(1./RHSD)*(COD*(-COV)+SID*SIV)
DDRL=((XI-X)/RI**2)*DRL+B*CO/RI*(-CO)+(((YI-Y)/RI**2)*DRL-SI/RI)
1*SI
DDGL=(1./(2.*RHSP))*((-COT*COD-SIT*SID)*(-COV)+(-COT*SID+SIT*COD)*
1SIV)
RIG=1./(RI**2+GI**2)
A=.0253303
ART=ATAN2(RI,GI)
PT=(1./(RI**2))*2.*DR*DRL/RI-DDRL)*ART
PV=RIG*((GI*DDRL-RI*DDGL)/RI+2.*RIG*(RI*(DR*DGL+DG*DRL)-GI*(2.*DR*
1DRL-DG*DGL+((GI**2)/(RI**2))*DR*DRL)))
1 H(J)=A*(PT+PV)
T=12.5664*(RN**3)
V1=H(1)*T
V2=H(2)*T
DK(K)=(DX1-DX)*50.+DX*100.
2 HT(K)=(V2-V1+1.)*100.
RM1=(ZX(1)+ZX(2))*50.
RM2=(ZX(1)+ZX(3))*50.
RP=(HT(2)/HT(1))*100.
RV=(HT(3)/HT(1))*100.
5 WRITE(6,8)(DK(K),HT(K),K=1,3),RM1,RP,RM2,RV
8 FORMAT(1H,6(F6.1,4X),8X,4(F6.1,6X))
CALL EXIT
END

```