

N° d'ordre : 1526

50376
1995
105

THESE



présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : ELECTRONIQUE

par

Nathalie LECOCQ-LEVENT

**TOMOGRAPHIE ELECTROMAGNETIQUE
EN ONDE MONOCHROMATIQUE**

**APPLICATION A LA DETECTION
DE CAVITES SOUTERRAINES**

soutenue le 23 juin 1995 devant la commission d'examen

Membres du jury :	MM.	R. GABILLARD	Président
		J. FONTAINE	Rapporteur
		A. TABBAGH	Rapporteur
		P. DEGAUQUE	Directeur de thèse
		J.C. BOLOMEY	Examineur
		Ph. COTE	Examineur
		D. GIBERT	Examineur
		R. LAGABRIELLE	Examineur

à Patrick

à mes parents

à mes amis

REMERCIEMENTS

Qu'il me soit permis de remercier toutes les personnes qui m'ont aidées et sans lesquelles ce travail de recherche n'aurait pu être réalisé, et tout particulièrement :

Monsieur R. GABILLARD, Professeur à l'Université de Lille I, qui me fait l'honneur de juger ce travail et de présider la commission d'examen. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance et de mon plus profond respect.

Monsieur P. DEGAUQUE, Professeur à l'Université de Lille I, qui a dirigé cette thèse et m'a apporté une aide précieuse par ses conseils avisés. Je tiens à lui exprimer toute ma gratitude.

Monsieur J. FONTAINE, Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand, et Monsieur A. TABBAGH, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, qui me font l'honneur d'être rapporteurs.

Monsieur J. Ch. BOLOMEY, Professeur à l'Université Paris-Sud, et Monsieur D. GIBERT, Professeur à l'Université de Rennes I, qui me font l'honneur de juger ce travail.

La Direction du Laboratoire Central des Ponts et Chaussées, pour le financement de ma thèse, et pour mon accueil au centre de Nantes, au sein de la section Reconnaissance et Géophysique.

Monsieur R. LAGABRIELLE, Chef de la Division Reconnaissance et Mécanique des Sols du L.C.P.C., pour sa gentillesse ainsi que pour les nombreux entretiens scientifiques qu'il m'a patiemment prodigués.

Monsieur Ph. CÔTE, Chef de la Section Reconnaissance et Géophysique au L.C.P.C., pour son dynamisme et pour l'attention dévouée qu'il m'a accordée tout au long de ce travail.

Je leur exprime ma plus profonde reconnaissance, et les remercie pour leur participation à la commission d'examen.

Tous les membres de la Section Reconnaissance et Géophysique, pour leur conseil et leur soutien chaleureux. Je pense particulièrement à O. ABRAHAM, J. ALEXANDRE, O. COFFEC, X. DEROBERT, A. HOLLIER, D. LEPAROUX, R. PIQUARD, ainsi que N. NEDELLEC pour son aide efficace à la dactylographie.

L'ensemble du personnel du L.C.P.C., dont F. SOCHARD pour son aide amicale, N. JULIO pour m'avoir dévoilé certains secrets du système d'exploitation UNIX, et la documentaliste S. MOUNIER.

Le personnel et les étudiants du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique de Lille I, pour l'accueil sympathique qu'ils m'ont toujours réservé.

L'équipe de Mécanique des Sols du Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées de Lille : Mesdames S. COMBES et C. FORNALLAZ et Messieurs J. BOCHENT et B. THOREZ, pour leur collaboration lors des expérimentations sur le terrain.

Monsieur DEHORTER, de l'Université de Lille, pour la reprographie de ce mémoire.

610. Une des particularités les plus importantes de ce Traité consiste dans cette théorie que le courant électrique vrai \mathfrak{C} duquel dépendent les phénomènes électromagnétiques n'est pas identique au courant de conduction \mathfrak{A} , et que, pour évaluer le mouvement total d'électricité, on doit tenir compte de la variation dans le temps du déplacement électrique \mathfrak{D} , en sorte que nous devons écrire

(H) Équation du courant vrai, $\mathfrak{C} = \mathfrak{A} + \mathfrak{D}$,

J. CLERK MAXWELL, M. A.

LL. D. EDIN., F. R. SS. L. ET E.

PROFESSEUR DE PHYSIQUE EXPÉRIMENTALE A L'UNIVERSITÉ DE CAMBRIDGE.

1887

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I

La prospection géophysique appliquée à la détection des cavités
- présentation des méthodes -

Chapitre II

Théorie et simulation numérique

Chapitre III

Matériel de mesure
- mise au point des antennes -

Chapitre IV

Etude expérimentale sur modèle réduit

Chapitre V

Etude expérimentale sur le terrain

Conclusion générale

CHAPITRE I

I-1 INTRODUCTION	4
I-2 LA DETECTION DES CAVITES SOUTERRAINES	5
I-2-1 Les archives.....	5
I-2-2 La géologie.....	6
I-2-3 Les méthodes de prospection géophysique.....	6
I-2-3-1 <u>Présentation</u>	6
I-2-3-2 <u>La prospection géophysique de surface</u>	7
a) <u>cavités volumineuses et peu profondes</u>	
- la prospection électrique par courant continu	
- la radiomagnétotellurique (RMT)	
- le radar géologique	
b) <u>cavités plus profondes</u>	
- la microgravimétrie	
- détection de catiches	
- exploitation en galeries et piliers	
c) <u>remarque</u>	
I-2-3-3 <u>Les forages destructifs</u>	17
I-2-3-4 <u>La prospection géophysique en forage(s)</u>	17
- la télédiagraphie	
- le cylindre électrique	
- le radar géologique en forage(s)	
I-3 PRESENTATION DE LA METHODE DE PROSPECTION ETUDIEE :	
la tomographie électromagnétique en onde monochromatique.....	23
I-3-1 Principes généraux.....	23
I-3-2 Explication des termes.....	24
a) Tomographie	
b) Problème direct et problème inverse	
I-3-3 Historique.....	28
I-3-4 Exemple de détection de cavité.....	29

CHAPITRE II

II-1 LE PROBLEME DIRECT	32
II-1-1 Propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu homogène et infini	32
II-1-1-1 <u>Introduction</u>	32
II-1-1-2 <u>La conductivité et la permittivité relative des roches</u>	33
a) quelques valeurs numériques	
b) variation des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence	
II-1-1-3 <u>Des équations de Maxwell à la définition des paramètres physiques du milieu de propagation</u>	36
a) la constante de propagation γ	
b) la fréquence caractéristique f_c	
c) la longueur caractéristique L_c	
II-1-1-4 <u>Expression du champ rayonné par un dipôle électrique vertical dans un milieu de propagation homogène et infini</u>	40
II-1-1-5 <u>Choix de la fréquence d'émission</u>	42
II-1-1-6 <u>Limites géométriques du dispositif de prospection</u>	43
a) à $\theta = 90^\circ$	
b) à θ variable	
II-1-2 Etude de l'effet d'une cavité dans un milieu homogène et infini	47
II-1-2-1 <u>Introduction</u>	47
a) présentation des différentes méthodes de calcul	
b) choix de la méthode	
II-1-2-2 <u>Les équations intégrales résolues par une méthode des moments</u>	49
a) écriture des équations intégrales	
b) détermination du champ électrique par une méthode des moments	
c) calcul du champ électrique au point de réception M	
II-1-2-3 <u>Etude paramétrique à émetteur fixe</u>	59
- influence de la fréquence de l'émetteur	
- influence du volume de la cavité	
- influence de la position de la cavité selon l'axe Ox	
- influence de la position de la cavité selon l'axe Oy	

II-1-2-4 <u>Etude à émetteur et récepteur mobiles</u>	65
- milieu homogène	
- milieu avec cavité	
<i>localisation de la cavité</i>	
II-1-3 Etude de diverses influences	71
II-1-3-1 <u>Influence de l'interface air / sol</u>	71
principe	
résultats	
II-1-3-2 <u>Antennes et forages</u>	76
a) diagramme de rayonnement des antennes	
b) influence du trou de forage	
c) influence des câbles	
II-2 LE PROBLEME INVERSE	82
II-2-1 Choix de la méthode d'inversion	82
II-2-1-1 <u>Introduction</u>	82
II-2-1-2 <u>Théorie simplifiée des rayons</u>	84
II-2-1-3 <u>Comparaison avec la théorie des rayons</u>	86
II-2-2 Présentation de la méthode d'inversion	90
II-2-2-1 <u>RAI-2D</u>	90
II-2-2-2 <u>Adaptation à la tomographie électromagnétique</u>	92
II-2-3 Tests de la méthode avec des données calculées	93
II-2-3-1 <u>Milieu homogène et milieu avec cavité</u>	93
II-2-3-2 <u>Artefact provoqué par un mauvais A_0</u>	97
II-2-3-3 <u>Ajout de bruit dans les données</u>	102
CONCLUSION	105

CHAPITRE III

III-1 LES APPAREILS DE MESURE.....	106
III-1-1 Matériel de tomographie.....	106
a) configuration	
b) description des appareils	
c) bilan de liaison	
III-1-2 Mesure du module du coefficient de réflexion	113
a) rappel	
b) appareils de mesure	
III-1-3 Mesure du diagramme de rayonnement	115
III-2 LES ANTENNES DE FORAGE.....	117
III-2-1 Cahier des charges.....	117
III-2-2 Description.....	118
III-2-3 Caractéristiques	120
a) dans l'air	
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	
b) en forage	
- coefficient de réflexion	
- variation du coefficient de réflexion en fonction de la profondeur	
III-3 LES ANTENNES POUR LE MODELE REDUIT	129
III-3-1 Description.....	129
a) du modèle réduit	
b) des antennes	
III-3-2 Caractéristiques dans l'air	130
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	
III-3-3 Caractéristiques dans l'eau	132
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	

CHAPITRE IV

IV-1 MODELE REDUIT	137
IV-1-1 Introduction	137
a) intérêt d'une modélisation physique	
b) avantage d'un modèle réduit	
IV-1-2 Conditions de similitude entre un milieu de propagation et son modèle réduit.....	138
IV-1-3 Application à la cuve remplie d'eau	141
IV-2 MESURES DE LA CONDUCTIVITE DE L'EAU	142
IV-2-1 Rappel théorique.....	142
a) la polarisation	
b) cas de l'eau	
c) quelques valeurs numériques	
IV-2-2 A très basse fréquence.....	147
IV-2-3 A la fréquence de 360 MHz.....	148
a) à $\theta = 0^\circ$	
b) à θ variable	
IV-3 TOMOGRAPHIES.....	153

Levent N., Côte P., Lagabrielle R. 1994.
Tomographie électromagnétique monochromatique.
Essais sur modèle réduit.
Bull. Liaison LCPC, 193, pp 21-26.

CHAPITRE V

V-1 PRESENTATION DU SITE.....	158
V-2 RESULTATS DE LA CAMPAGNE DE MESURES.....	160
V-2-1 Ecartement entre forages d = 4 m.....	161
V-2-2 Ecartement entre forages d = 8 m.....	167
V-3 INVERSION DES MESURES.....	168

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

La connaissance de la nature du sous-sol est d'une grande importance en génie civil. Pour la sûreté des ouvrages, il faut, en particulier, être assuré de l'absence de cavités souterraines.

En étudiant les propriétés du sous-sol à partir de techniques dérivées de la physique, c'est à dire en mettant en oeuvre une méthode de prospection géophysique, il est possible de détecter des cavités.

Lorsque les capteurs sont disposés à la surface du sol, on peut facilement prospecter de grandes superficies de terrain. Cependant, les phénomènes physiques mis en jeu imposent une limite en termes de résolution et de profondeurs d'investigation. Ainsi, des cavités de petites dimensions, ou situées à de grandes profondeurs (supérieures à 10 m) ne peuvent être détectées. Elles sont néanmoins susceptibles de présenter des dangers pour les ouvrages.

Des forages de reconnaissance sont également utilisés. Pour des raisons de coût, la distance entre les forages ne peut être inférieure à quelques mètres. Cette technique est adaptée à des prospections sur des zones restreintes, par exemple un terrain sur lequel sera construite une pile de pont. Toutefois, une cavité dont les dimensions sont inférieures à la distance séparant deux forages, ne peut être détectée, ce qui rend la technique peu fiable.

Une méthode de prospection entre forages, telle que la tomographie électromagnétique en onde monochromatique, permet de valoriser les forages (et éventuellement d'en diminuer leur nombre), en obtenant une image du sous-sol situé entre ceux-ci.

Le principe de la tomographie électromagnétique en onde monochromatique repose sur la propagation d'une onde électromagnétique dans le sous-sol, entre deux forages.

Un émetteur d'une puissance de l'ordre de 3 W, et dont la fréquence est comprise entre 100 MHz et 1 GHz, génère une onde électromagnétique. Elle se propage dans le sous-sol à partir d'une antenne émettrice placée dans un premier forage. L'amplitude du champ électrique est mesurée à l'aide d'une antenne réceptrice placée dans un second forage distant de plusieurs mètres du premier.

Les mesures sont réalisées pour de nombreuses positions de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice.

Ces mesures sont ensuite inversées afin d'aboutir à la tomographie du sous-sol, image de la répartition des caractéristiques électriques (conductivité et permittivité diélectrique) du sous-sol.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées**, en collaboration avec le Laboratoire de RadioPropagation et Electronique* de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes méthodes actuellement utilisées pour détecter des cavités souterraines. Puis, nous décrivons le principe de la tomographie électromagnétique en onde monochromatique, et nous situons nos travaux par rapport aux études antérieures.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude théorique et aux simulations numériques. L'étude de la propagation en milieu homogène et infini permet, d'une part de définir l'écartement maximum entre les forages en fonction de la conductivité et de la permittivité diélectrique du sous-sol, d'autre part de choisir la fréquence d'émission.

Le formalisme intégral permet de calculer le champ électromagnétique dans un milieu de propagation (le sous-sol) où se trouve une hétérogénéité de petite dimension par rapport à la longueur d'onde (une petite cavité). Nous résolvons ainsi le problème direct.

Le problème inverse consiste à retrouver les caractéristiques du sous-sol, à partir de l'amplitude du champ électrique. La méthode choisie est fondée sur une théorie simplifiée

des rayons, où tout phénomène de diffraction, diffusion, réfraction est négligé. Ces approximations risquant de créer des artefacts dans les images tomographiques, nous avons testé la méthode d'inversion à partir de données calculées provenant de la résolution du problème direct. Connaissant les caractéristiques du milieu de propagation initial, nous les comparons à celles de la tomographie obtenue. Ainsi, nous déterminons les limites de validité de la méthode d'inversion.

Le processus d'inversion validé, nous pouvons l'utiliser avec des données expérimentales.

Dans le troisième chapitre, nous décrivons la méthode expérimentale et les appareils de mesure, et présentons la réalisation et les caractéristiques des antennes de forage, ainsi que celles utilisées dans le modèle réduit.

Le quatrième chapitre traite de l'étude expérimentale sur modèle réduit. Nous présentons les tomographies réalisées dans la cuve servant de modèle réduit, que nous comparons à celles déterminées par une simulation numérique.

Enfin, les résultats d'une campagne de mesure sur un site test sont exposés dans le cinquième chapitre. Une cavité d'environ 20 m^3 a ainsi été caractérisée par cette nouvelle méthode de prospection géophysique.

Ces travaux sont l'aboutissement de recherches menées depuis plusieurs années par le LRPE* et le LCPC**. Notre contribution fut à la fois théorique et expérimentale. Nous avons adapté et validé le programme d'inversion à l'aide de données calculées par le formalisme intégral, ceci afin de déterminer les performances et les limites de la méthode. Nous avons mis au point le matériel de terrain, en particulier en automatisant le système d'acquisition de mesures. Nous avons conçu et réalisé les études sur modèle réduit et sur site.

Chapitre I

La prospection géophysique
appliquée à la détection des
cavités

- présentation des méthodes -

CHAPITRE I

I-1 INTRODUCTION	4
I-2 LA DETECTION DES CAVITES SOUTERRAINES	5
I-2-1 Les archives	5
I-2-2 La géologie	6
I-2-3 Les méthodes de prospection géophysique	6
I-2-3-1 <u>Présentation</u>	6
I-2-3-2 <u>La prospection géophysique de surface</u>	7
a) <u>cavités volumineuses et peu profondes</u>	
- la prospection électrique par courant continu	
- la radiomagnétotellurique (RMT)	
- le radar géologique	
b) <u>cavités plus profondes</u>	
- la microgravimétrie	
- détection de catiches	
- exploitation en galeries et piliers	
c) <u>remarque</u>	
I-2-3-3 <u>Les forages destructifs</u>	17
I-2-3-4 <u>La prospection géophysique en forage(s)</u>	17
- la télédiagraphie	
- le cylindre électrique	
- le radar géologique en forage(s)	
I-3 PRESENTATION DE LA METHODE DE PROSPECTION ETUDIEE :	
la tomographie électromagnétique en onde monochromatique	23
I-3-1 Principes généraux	23
I-3-2 Explication des termes	24
a) Tomographie	
b) Problème direct et problème inverse	
I-3-3 Historique	28
I-3-4 Exemple de détection de cavité	29

CHAPITRE I

I-1- INTRODUCTION

Le développement croissant de l'urbanisation et l'aménagement des réseaux de transport se traduisent, d'une part par l'extension des villes existantes ou par la création de nouvelles villes, et d'autre part par l'amélioration des anciennes routes ou par la création de nouvelles autoroutes et lignes ferroviaires (métro, T.G.V.). Les promoteurs, urbanistes, ingénieurs des travaux publics et autres constructeurs sont confrontés à des problèmes liés à l'implantation des travaux sur des sites jusqu'alors évités. Un de ces problèmes est la présence dans le sous-sol de cavités souterraines d'origine naturelle ou artificielle. Ces cavités peuvent, en effet, affecter gravement la sécurité des constructions nouvelles.

Il est donc très important de savoir détecter les cavités.

Nous nous proposons de passer en revue les diverses méthodes de prospection appliquées à la recherche de cavités, afin d'en préciser les avantages et les inconvénients.

Cet exposé nous permettra de situer la nouvelle méthode de prospection géophysique que nous avons mise au point : la tomographie électromagnétique en onde monochromatique dans la bande de fréquence 100 MHz - 1 GHz. Nous présentons à la fin de ce chapitre son principe, ses origines, un exemple de détection de cavités, et notre contribution au développement de la méthode.

I-2- LA DETECTION DES CAVITES SOUTERRAINES

Les cavités souterraines peuvent être, soit d'origine naturelle, soit d'origine humaine. Il s'agit, soit de cavités de dissolution : des karsts, qui s'ouvrent généralement dans le calcaire ; soit de cavités creusées par l'homme pour fournir des matériaux de construction ou d'amendement des terres agricoles. Ce peut être aussi des ouvrages de guerre. Lorsque les cavités artificielles ne présentaient plus d'utilité, leurs accès ont été fermés par des moyens divers (planches, voûtes en pierre ...) et recouverts de terre végétale. Leur existence même a été oubliée avec le temps. Si des plans existaient, ils ont été perdus ou détruits.

Les bâtisseurs ont de tous temps cherché à se procurer les matériaux de construction le plus près possible de leur mise en œuvre. Au fur et à mesure que les villes se sont construites, elles se sont ainsi entourées d'une ceinture de carrières (telles que les catiches dans la région lilloise [1]). Les agriculteurs faisaient de même pour l'extraction des matériaux nécessaires au chaulage des terres. Les cavités, telles que les marnières dans le calcaire de Beauce se trouvent sous les terres agricoles [2].

A la suite de fortes pluies, il peut apparaître des fontis [1] qui se caractérisent par un affaissement de la surface du sol. Cet affaissement est consécutif à l'effondrement du toit d'une cavité, naturelle ou non.

Quelle que soit l'origine des cavités, les méthodes de prospection à mettre en œuvre pour les détecter sont similaires [3], [4], [5]. Il faut rechercher dans les archives toutes traces de cavités connues et réaliser une reconnaissance géologique du site, puis, s'il y a lieu, utiliser une méthode de prospection géophysique afin d'effectuer la détection effective de la cavité.

I-2-1- Les archives

Les archives, aussi bien d'origine écrite qu'orale, peuvent nous fournir des renseignements précieux. Nous citerons les noms de lieu-dit sur les cartes d'état-major (par exemple "Les cavernes"), la consultation des archives du service des Mines (pour les carrières souterraines exploitées à partir de 1892), la visite au service des Carrières, la consultation des archives communales, l'enquête auprès des habitants, l'examen de photographies aériennes (différence de végétation, fontis en préparation).

Ces renseignements ne sont toutefois pas suffisants pour que l'on soit assuré de l'existence d'une cavité en un lieu donné. Il faut également réaliser une reconnaissance géologique du terrain.

I-2-2- La géologie

La reconnaissance géologique permet d'éliminer de grandes zones géographiques où la probabilité de présence de cavités souterraines est quasiment nulle : les conditions géologiques nécessaires à la formation de cavités n'étant pas réunies.

Les cavités d'origine artificielle, provenant de l'exploitation d'anciennes carrières souterraines, se situent dans des formations géologiques particulières et sont généralement au dessus de la nappe phréatique, ceci afin d'éviter les problèmes d'exhaure (évacuation des eaux d'infiltration). Ainsi, la connaissance du niveau de la nappe phréatique permet de lever l'incertitude quant à la présence de cavités d'origine artificielle. On suppose alors que le niveau actuel de la nappe phréatique est identique à celui de l'époque d'exploitation de la carrière.

Cette première phase d'investigation (archives et géologie) permet de délimiter les zones susceptibles de renfermer des cavités. Il faut maintenant passer à la détection proprement dite des cavités.

C'est sans doute un des problèmes de reconnaissance géophysique les plus difficiles à résoudre.

I-2-3- Les méthodes de prospection géophysique

I-2-3-1- Présentation

La prospection géophysique est l'application à l'étude du sous-sol de techniques dérivées de la physique. Elle est fondée sur la mesure d'une grandeur physique dont la valeur est influencée par la structure du sous-sol et par la nature des roches qui le composent. En génie civil, on s'intéresse uniquement au proche sous-sol (une vingtaine de mètres de profondeur).

La plupart des méthodes de prospection géophysique sont réalisées à partir de la surface du sol. Cependant, la nature physique des phénomènes qui permettent la détection à partir de la surface du sol impose une limite intrinsèque à la profondeur d'investigation. Par exemple, pour les ondes électromagnétiques basse fréquence, cette limite dépend de la profondeur de pénétration $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \approx 500\sqrt{\frac{\rho}{f}}$ (1-1)

où ρ est la résistivité du sous-sol et f la fréquence de l'onde.

Il est également possible d'utiliser des forages destructifs pour sonder le sous-sol. Cette méthode n'est pas très sûre pour la recherche systématique de cavités. En effet, la distance entre les forages doit être inférieure au diamètre présumé des cavités pour que la probabilité de les découvrir toutes soit grande. Même dans ce cas, on n'est jamais assuré qu'un forage n'est pas passé très près d'une cavité ou n'a pas traversé un pilier de carrière. Bien que le prix des forages diminue, le coût d'une telle prospection avec un maillage très serré est prohibitif.

Pour économiser le nombre de forages nécessaires et être assuré de l'absence de cavité entre les forages, il est possible d'utiliser une méthode de prospection géophysique en forage(s). Les instruments de mesure sont descendus dans le ou les forages, ceci permet de se rapprocher des éventuelles cavités à détecter.

Nous présentons brièvement les différentes méthodes de prospection permettant de détecter les cavités : méthodes géophysiques de surface, forages, méthodes géophysiques en forage(s).

I-2-3-2- La prospection géophysique de surface

Plusieurs méthodes de prospection de surface sont susceptibles d'être efficaces pour détecter des cavités. Le choix de la méthode à employer dépend du problème posé : superficie de la zone à prospector, caractéristiques géométriques supposées des cavités. Nous avons classé les méthodes selon la taille et la profondeur des cavités.

a) Cavités volumineuses et peu profondes

En général, leur présence a provoqué au-dessus d'elles des modifications des propriétés du terrain encaissant facilement décelables à partir de méthodes de détection telles que la prospection électrique par courant continu [6], la radio-magnétotellurique [7], le radar géologique [8]. Nous présentons sommairement leur principe de fonctionnement, leurs avantages et inconvénients.

- La prospection électrique par courant continu

C'est une méthode très simple dans son principe. On injecte dans le sol du courant continu d'intensité I au moyen de deux électrodes notées A et B. On mesure la différence de potentiel V entre deux autres électrodes notées M et N. La figure 1-1 représente un dispositif de prospection électrique par courant continu. Les lignes de courant et les lignes équipotentiels y sont schématisées. Les électrodes A, B et M, N sont en fait de simples piquets métalliques.

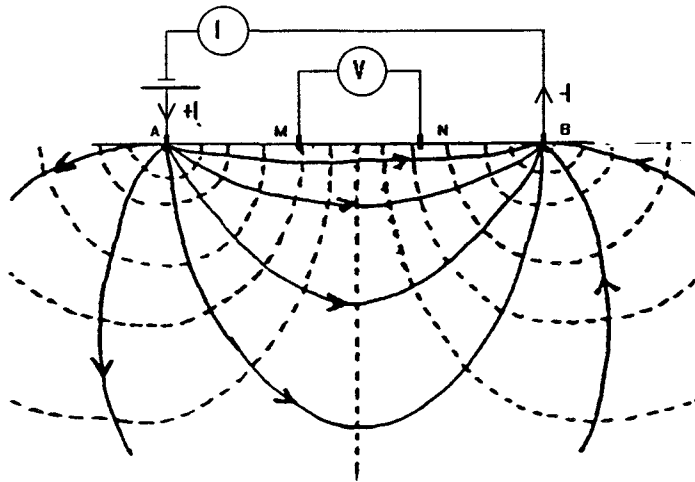


Figure 1-1 : Exemple de dispositif de prospection électrique par courant continu

D'après la loi d'Ohm, le rapport V/I donne la résistance R du circuit ainsi constitué. Pour un sous-sol homogène, cette résistance est proportionnelle à la résistivité du sous-sol. Les terrains auscultés sont rarement homogènes, la résistivité obtenue est en fait la résistivité apparente. Notée ρ_a , c'est la résistivité du terrain homogène dans lequel, pour la même implantation des électrodes A, B, M, N, le même courant injecté, on mesurerait la même différence de potentiel entre les électrodes M, N.

La résistivité apparente ρ_a est donnée par :

$$\rho_a = k \frac{V}{I} \quad (1-2)$$

où k est le facteur géométrique. k a la dimension d'une longueur, il ne dépend que de la géométrie du dispositif d'électrodes.

$$\frac{1}{k} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{AM} - \frac{1}{AN} - \frac{1}{BM} + \frac{1}{BN} \right) \quad (1-3)$$

Cette méthode a été utilisée dès 1912 par Conrad Schlumberger en France, puis par Wenner en 1915 aux Etats-Unis. Ils ont donné leur nom au dispositif qu'ils ont mis au point. Pour ces deux dispositifs, les 4 électrodes sont alignées. Pour le dispositif Schlumberger, la distance MN est petite devant AB. Pour le dispositif Wenner, les distances AM, MN et NB sont égales. D'autres types de dispositifs ont été développés, nous citerons les dispositifs pôle-pôle, dipôle-dipôle.

Nous n'exposerons pas ici les avantages propres à chacun des dispositifs. Nous nous contenterons, à l'aide de la figure 1-1, de faire les remarques générales suivantes :

- les lignes de courant pénètrent d'autant plus profondément le sous-sol que les électrodes d'injection sont éloignées. La profondeur d'investigation est donc dépendante de la géométrie du dispositif. De grandes profondeurs d'investigation nécessitent l'installation de grands dispositifs. Il faut dérouler des câbles de grande longueur. Ceci conduit à des durées d'interventions coûteuses.

- les électrodes doivent être plantées dans le sol. Les mesures ne peuvent donc être que discrètes. Des hétérogénéités de petites dimensions horizontales ne peuvent être mises en évidence qu'au prix d'un grand nombre de mesures en des points peu éloignés. Afin de remédier au problème de couplage entre les électrodes et le sous-sol, on a pensé à utiliser un courant non plus continu mais alternatif basse fréquence. Nous citons la méthode de prospection développée par l'équipe du professeur Gabillard [9], elle a permis de détecter des carrières souterraines dans la région lilloise.

Nous présentons ci-après la radiomagnétotellurique.

- La radiomagnétotellurique (RMT)

La magnétotellurique est une méthode de prospection géophysique inventée par Cagniard en 1953 [10] ; utilisée à l'origine pour résoudre des problèmes de physique du globe, elle a été adaptée en 1973 par Guineau et Dupis [11] (du Centre de Recherches Géophysiques de Garchy) pour explorer le proche sous-sol en utilisant comme source de champ électromagnétique les émetteurs de radiodiffusion. Cette méthode est dénommée depuis 1986 la radiomagnétotellurique (RMT).

Le principe de la méthode est présenté figure 1-2.

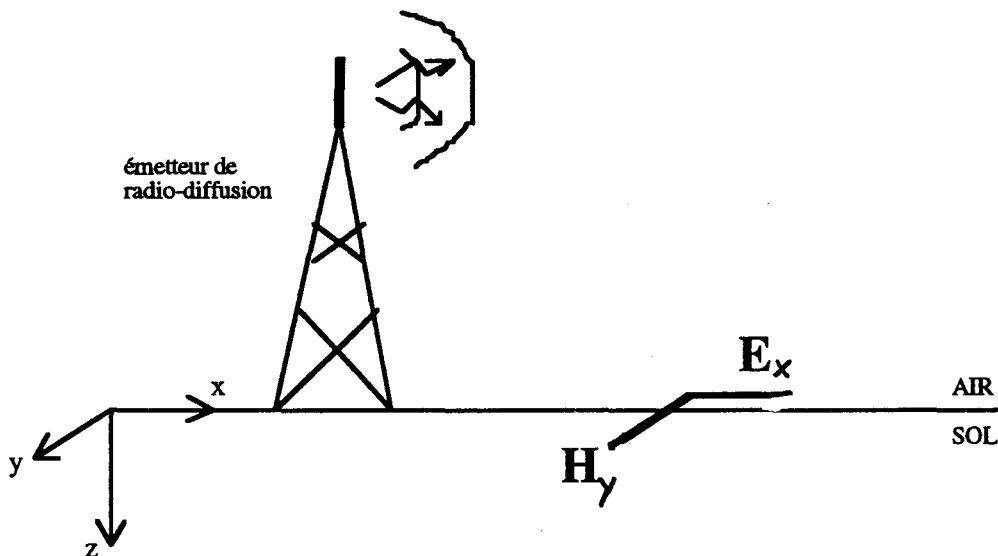


Figure 1-2 : Schéma de principe de la radiomagnétotellurique

L'émetteur de radiodiffusion rayonne dans l'espace un champ électromagnétique. La mesure de l'amplitude du champ électrique E et du champ magnétique H à la surface du sol permet de déterminer [7] la résistivité apparente du sous-sol ρ_a donnée par l'expression :

$$\rho_a = \frac{1}{2\pi\mu f} \left| \frac{E_x}{H_y} \right|^2 \quad (1-4)$$

La profondeur d'investigation dépend de la fréquence de l'émetteur et de la résistivité du sous-sol. Elle ne dépend plus, comme pour les méthodes électriques, de la géométrie du dispositif. En pratique, l'expérience montre que la profondeur d'investigation peut-être évaluée à la moitié de la profondeur de pénétration des ondes électromagnétiques définie en (1-1). On choisit la fréquence (c'est-à-dire l'émetteur) pour adapter la profondeur d'investigation au problème posé.

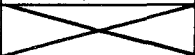
fréquence résistivité ($\Omega.m$)	15 kHz	163 kHz	1,6 MHz
10	13 m	4 m	1,3 m
100	41 m	12,3 m	4,1 m
1000	130 m	39 m	

Tableau 1-1 : Profondeur de pénétration δ des ondes électromagnétiques en fonction de la fréquence et de la résistivité
- application à la RMT -

Le tableau 1-1 donne des ordres de grandeurs des profondeurs de pénétration pour différentes valeurs de la résistivité du sous-sol et différentes fréquences correspondant aux émetteurs les plus couramment employés (militaire, France Inter, Petites Ondes). Les fréquences sont suffisamment élevées pour que le contact entre les capteurs et le sol ne soit pas obligatoirement rigide. On peut donc réaliser des mesures sous forme de profil continu en traînant les appareils de mesure sur le terrain. Le capteur de champ électrique est constitué de deux plaques métalliques noyées dans du caoutchouc isolant. Posé sur le sol, le capteur forme un contact capacitif avec celui-ci. Le capteur de champ magnétique est une boucle magnétique.

La méthode RMT est très efficace pour mettre en évidence des vestiges de murs enfouis (archéologie), des inclusions conductrices ou résistantes. Il faut toutefois que les dimensions de la structure soient plus grandes que sa profondeur. La méthode RMT ne permet pas, d'un point de vue théorique, de détecter des cavités dont la profondeur du toit est supérieur à son rayon (en supposant la cavité sphérique). En pratique, on met en évidence les répercussions que ces cavités peu profondes ont créées dans leurs alentours.

La méthode ne peut être utilisée lorsque les sites à prospector se trouvent dans des zones où le bruit électromagnétique est grand. Nous citons par exemple les perturbations électromagnétiques causées par le passage d'un train (contact pantographe-caténaire).

- Le radar géologique [8], [12], [13]

La technique radar (Radio Detection and Ranging) a été mise au point pendant la guerre 39-45 pour permettre la détection et la localisation d'objets (avions, bateau...) au delà des possibilités de la perception visuelle. Le développement important de cette technique a permis de multiplier les applications dans les domaines militaires et civils. Nous pensons entre autres à la télédétection, à la météorologie. L'ensemble de ces applications utilise l'air comme milieu de propagation. Pour le radar géologique, c'est le sous-sol qui constitue le milieu de propagation.

Son principe de fonctionnement est le suivant : une impulsion électromagnétique est émise par une antenne, elle va se réfléchir partiellement sur les interfaces entre les milieux de permittivité diélectrique différente, créant un écho capté par une antenne réceptrice. On obtient des coupes temps/distance du sol ausculté (cf. Figure 1-3) où sont portés, en abscisse, la distance parcourue au sol, et en ordonnée, le temps de propagation des ondes. L'interprétation des mesures est facilitée par l'utilisation de logiciels de traitement d'images.

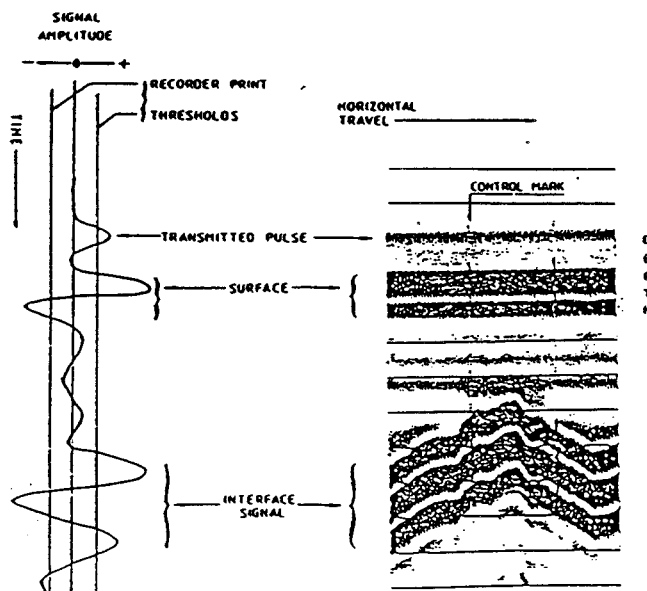


Figure 1-3 : Exemple de résultat RADAR
(d'après GSSI - Training Notes - mai 1992)

Pour se situer dans des gammes de fréquences où les phénomènes de propagation sont prépondérants par rapport aux phénomènes de conduction, le radar géologique utilise comme fréquence centrale une fréquence comprise entre 100 MHz et 2,5 GHz selon le type d'application. La durée de l'impulsion est de quelques nanosecondes.

La profondeur de pénétration des ondes est relativement limitée : de l'ordre de 60 mètres dans les granites, 20 mètres dans les sables secs, mais ne pénètre pas dans l'argile.

La résolution est très bonne : de l'ordre du décimètre à faible profondeur.

Les performances des radars peuvent être parfois excellentes, et parfois très décevantes. Les radars sont utilisés pour des investigations peu profondes demandant une forte résolution : la recherche des réseaux enterrés (eau, électricité, téléphone...), des structures enfouies (archéologie), l'étude de la qualité et de l'épaisseur des revêtements de chaussées, l'auscultation des ouvrages par exemple pour le positionnement des aciers dans le béton. En raison des profondeurs d'investigation relativement limitées du radar, celui-ci ne permet pas de détecter des cavités profondes. Des études théoriques permettront de déterminer parfaitement les limites de détection de cavité avec une telle méthode.[14].

Il faut noter que l'on assiste actuellement au développement d'une nouvelle méthode de prospection radar appelée radar synthétique. Cette méthode consiste, non pas à émettre une impulsion, mais à balayer le spectre des fréquences et à mesurer pour chaque fréquence, l'amplitude et le déphasage (relié au temps de propagation) du signal [15], [27]. Le radar synthétique permet par rapport au radar impulsionnel d'améliorer la dynamique de mesure.

b) Cavités plus profondes

Lorsque les cavités, plus profondes, n'affectent pas le terrain encaissant, la microgravimétrie [16], [17] se révèle être la méthode de prospection de surface la plus performante.

- La microgravimétrie

La microgravimétrie est une méthode de prospection qui concerne les faibles profondeurs propres au génie civil, son application principale est la recherche de cavités. Développée par Neuman [17] de la Compagnie Générale de Géophysique (CGG), elle date du début des années 60. Son principe est basé sur la mesure relative de la valeur de la gravité à la surface du sol. Cette mesure est effectuée au microgal près, d'où le nom de microgravimétrie. Nous rappelons que la valeur moyenne de la gravité est de l'ordre de 981 gal*, 1 microgal représente donc environ 10^{-9} de la valeur de g. Il faut un appareil de mesure extrêmement précis : c'est le LaCoste et Rombert modèle D qui fonctionne sur le principe d'un peson à ressort perfectionné. Les valeurs mesurées doivent être corrigées des anomalies dues à l'altitude, à la latitude, aux irrégularités du relief et aux variations d'attraction des planètes. La maille de mesures doit être adaptée au problème posé, la distance entre chaque point de mesure étant fonction des dimensions et de la profondeur des cavités supposées. Les mesures doivent être réalisées sur une superficie plus grande que la zone où l'on soupçonne la présence de cavités.

Le prix d'une campagne de microgravimétrie est donc élevé, et il convient de vérifier par le calcul si les cavités recherchées sont bien susceptibles de provoquer une anomalie microgravimétrique suffisante.

Nous présentons deux campagnes de mesures réalisées dans le Nord de la France [5]. Le premier exemple est relatif à la détection de catiches dans les environs de Lille, le second à la détection de cavités causées par l'exploitation d'une carrière en chambres et piliers.

* Remarque : Bien que le gal ne soit pas une unité du Système International, il est encore très utilisé. $1 \text{ gal} = 10^{-2} \text{ m.s}^{-2}$.

- Détection de catiches

Les catiches sont des cavités souterraines résultant de l'extraction de pierres à bâtir. Ces cavités, dont la forme ressemble à une bouteille, ont un col de 4 m de hauteur, un diamètre à la base de 6 m et leur fond se situe entre 10 et 15 mètres de profondeur. Généralement groupées, ces cavités créent une anomalie gravimétrique de l'ordre de 300 μ gal. Avec une maille de mesures de 20 m, elles sont détectables par la microgravimétrie. La figure 1-4 présente la cartographie obtenue [5] où sont superposées les courbes d'anomalie résiduelle obtenues par prospection gravimétrique et les limites d'extension des carrières connues à la suite d'un lever souterrain.

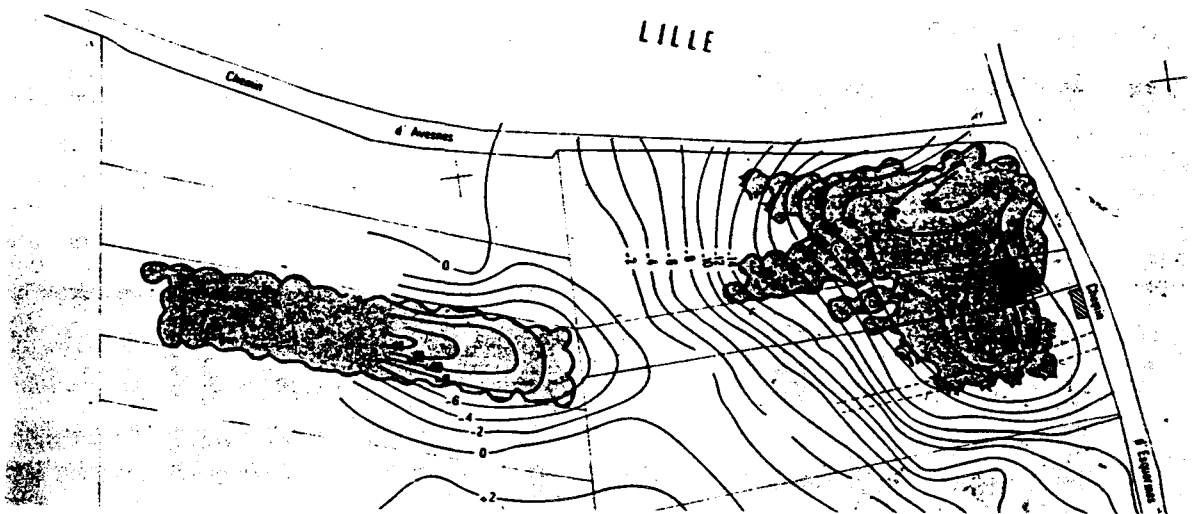


Figure 1-4 : Cartographie obtenue à partir de mesures gravimétriques
(d'après J.Leplat - 1973)

- Exploitation en chambres et piliers

Le niveau exploité se situe de 15 à 18 mètres de profondeur. Les puits d'accès sont très peu nombreux. Le calcul théorique montre que l'anomalie maximale est de 50 μ gal. Avec une maille très serrée de 5 m, ces cavités n'ont pu être détectées en pratique car la zone prospectée était trop peu étendue et ne permettait donc pas de définir l'anomalie régionale, indispensable pour calculer l'anomalie résiduelle.

Ces deux exemples tirés de cas réels donnent un aperçu des possibilités de la microgravimétrie. On situe communément la limite de détection d'une cavité lorsque celle-ci engendre une anomalie gravimétrique de 20 μgal .

En résumé, on dispose parmi l'ensemble des méthodes de prospection géophysique de surface, d'une méthode : la microgravimétrie relativement précise, mais coûteuse pour détecter les cavités. Les méthodes électriques, et électromagnétiques telles que la RMT et le Radar, ont un pouvoir de résolution plus faible ; par contre leur mise en œuvre est simple, et sont donc relativement économiques. Il faut toutefois noter qu'en utilisant ces méthodes, on ne met pas directement en évidence les cavités, mais plutôt les désordres qu'elles ont créés (fissuration, circulation d'eau ...).

c) Remarque sur les méthodes de prospection sismique

La détection des cavités par des méthodes de sismique réflexion fait actuellement l'objet de recherches [18], [19]. Leurs mises en œuvre est toutefois relativement complexes, mais les résultats obtenus actuellement semblent montrer des performances meilleures que la microgravimétrie.

Les méthodes sismiques fondées sur la détection d'anomalies de temps de propagation, dues à la présence d'une cavité sur le trajet de l'onde mécanique, ne sont pas efficaces. Les anomalies étant de l'ordre de grandeur des erreurs de mesure. Une détection efficace doit être fondée sur la mesure de l'amplitude ou du contenu fréquentiel, comme le préconise Piwakowski [18]. On notera toutefois que l'amplitude dépend aussi des conditions de couplage entre la source sismique et le sol.

I-2-3-3- Les forages destructifs

Les forages destructifs ne doivent pas être utilisés comme première méthode de reconnaissance (cf. explication en I-2-3-1). En revanche, ils s'avèrent indispensables pour contrôler les anomalies (de gravité, de résistivité apparente ...) mises en évidence par les méthodes de prospection géophysique de surface.

En recherche de cavités, la qualité essentielle d'un forage est sa rapidité. Des appareils de forage spécifiques ont été conçus pour la recherche de cavités [5]. Avec une certaine habitude, les cavités peuvent être détectées par l'observation, soit d'une chute de la pression appliquée sur l'outil, correspondant à un avancement très rapide, soit d'une perte d'injection totale.

Lorsqu'un forage traverse une cavité, le travail de détection est terminé. On peut éventuellement tirer parti de ce forage pour préciser les dimensions de la cavité. Pour cela, on descend dans le forage un appareil photographique, une caméra vidéo, un endoscope ou un télémètre à ultrason [20]. Si le forage ne traverse pas de cavité, cela ne prouve pas qu'il n'y en a pas dans les environs. On peut alors tirer parti des forages réalisés en mettant en œuvre une méthode de prospection en forage(s).

Les méthodes de prospection en forage(s) peuvent également s'avérer très utiles pour l'étude des fondations des ouvrages ou des bâtiments existants. Il n'est en effet pas possible d'utiliser une méthode de prospection de surface, puisque la surface du sol est occupée par l'ouvrage ou le bâtiment. Seuls des forages peuvent être réalisés en périphérie. La prospection en forage(s) permet alors d'ausculter le volume situé sous l'ouvrage ou le bâtiment.

I-2-3-4- La prospection géophysique en forage(s)

Différentes méthodes de prospection en forage(s) existent. Les diagraphies permettent d'analyser les formations traversées par un forage, à l'aide de l'enregistrement d'un paramètre particulier le long du forage. Les diagraphies, très utilisées en recherche pétrolière et minière, ne donnent qu'un aperçu du sous-sol très proche entourant le forage.

Pour pouvoir détecter des cavités, le rayon d'investigation doit être plus grand. Des méthodes spécifiques à la détection de cavités ont été mises au point. Nous présentons ici trois méthodes : la télédiagraphie, le cylindre électrique, le radar en forage(s). La méthode de prospection en forages que nous avons développée fera l'objet d'un chapitre de présentation spécifique.

- La télédiagraphie [21], [22]

Cette méthode électromagnétique, développée dans les années 70 par l'équipe du professeur Gabillard à Lille, a été conçue initialement pour la détection de gisements pétroliers, et appliquée par la suite à la recherche de cavités.

Elle nécessite un seul forage, les mesures étant réalisées entre la surface et ce forage.

Cette méthode consiste à émettre une onde électromagnétique à l'aide de deux électrodes par lesquelles on injecte un courant alternatif d'amplitude constante et dont la fréquence est de quelques kHz. Ces deux électrodes sont situées à la surface du sol et à proximité du forage. Une sonde portant deux électrodes est descendue dans le forage, elle permet la mesure de la composante verticale du champ électrique le long de la paroi du forage. La figure 1-5 précise le schéma d'implantation.

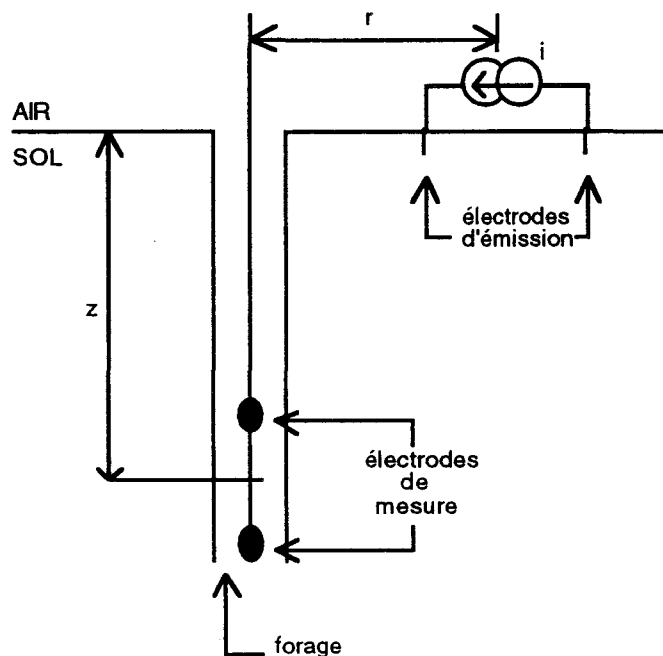


Figure 1-5 : télédiagraphie - schéma d'implantation -

La mesure de la différence de potentiel ΔV qui apparaît aux bornes des électrodes de la sonde est proportionnelle à la composante verticale E_z du champ électrique. Les variations de ΔV en fonction de l'enfoncement z de la sonde nous renseignent sur la présence ou non d'une anomalie dans la zone prospectée (cf. Figure 1-6).

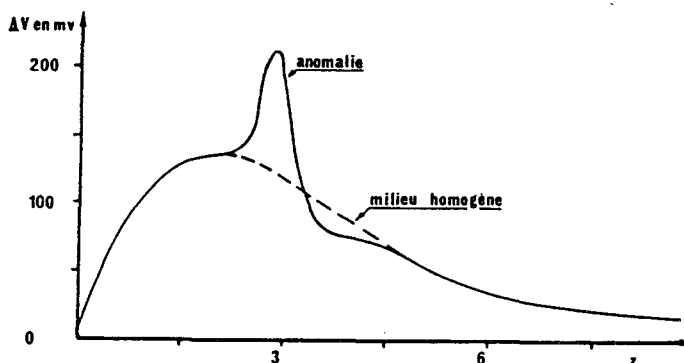


Figure 1-6 : Courbe de variation de ΔV en fonction de z
(d'après Dubus)

Les mesures peuvent être répétées pour différentes implantations des électrodes émettrices tout autour du forage. Les distances r et z sont classiquement comprises entre 10 et 20 mètres. D'un point de vue pratique, le forage doit être non tubé et plein d'eau afin d'assurer un bon contact électrique entre la sonde et la paroi du forage. Cette condition peut poser quelques problèmes techniques. En effet, les terrains susceptibles de renfermer des cavités sont très souvent fissurés, et l'eau placée dans le forage s'échappe. On peut avoir recours à de la boue ou de la mousse conductrice, mais leur emploi rend la méthode plus lourde d'utilisation.

- Le cylindre électrique [23], [24]

Cette méthode a été mise au point très récemment (1994) par F. Lantier de l'Européenne de Géophysique [23]. C'est une méthode électrique. Elle ne nécessite qu'un seul forage. Ce forage peut être réalisé à partir de la surface ou à l'avant d'un tunnelier.

Les performances théoriques de cette méthode électrique en forage sont, d'après Lagabrielle du LCPC, les suivantes : elles sont bonnes pour les cavités qui présentent une résistivité faible par rapport à l'encaissant (cavités sous la nappe phréatique ou remplies d'argile), elles sont mauvaises si la cavité est pleine d'air. Pour ces raisons, il est donc conseillé d'employer cette méthode lorsque les cavités à détecter se situent sous la nappe phréatique. De plus, l'eau du forage permet de réaliser un bon contact électrique entre les électrodes et la paroi du forage.

Le principe est de mesurer la résistivité du terrain autour du forage. La sonde de mesure est constituée d'électrodes qui jouent alternativement le rôle d'électrodes d'injection de courant (A, B) et d'électrodes de mesure de potentiel (M, N). La figure 1-7 présente la disposition générale de la sonde dans le forage (ici horizontale) pour une application en tunnel.

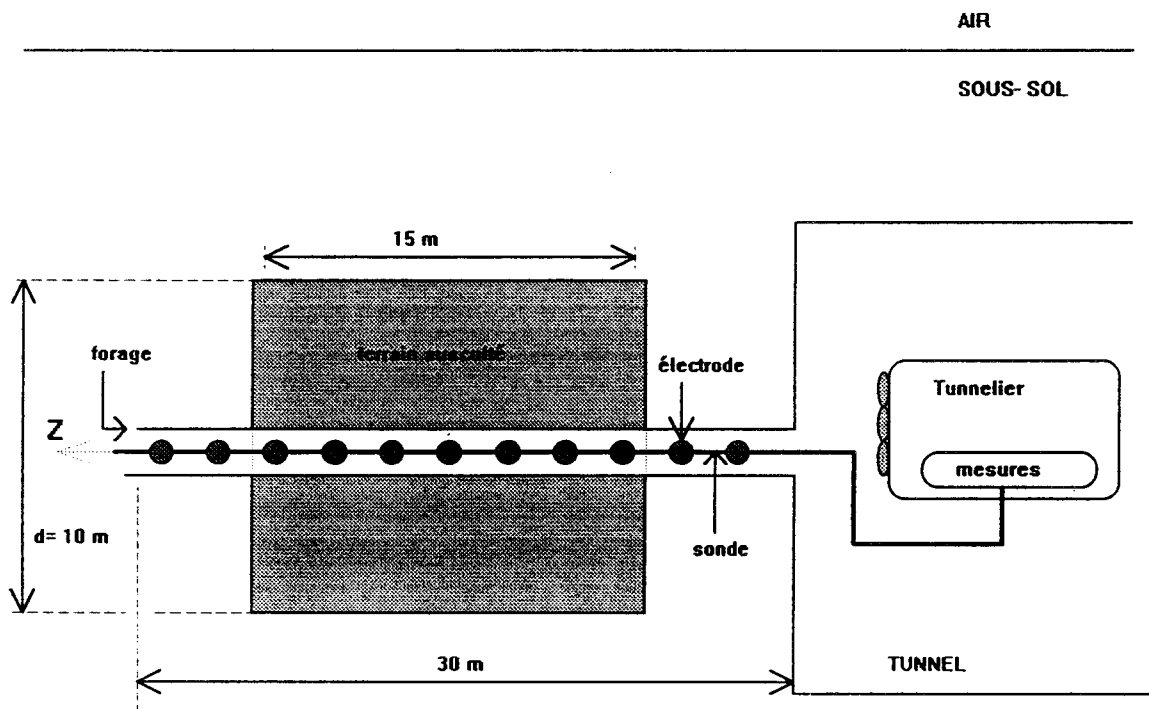


Figure 1-7 : Méthode du cylindre électrique
disposition générale pour une application en tunnel
(le forage est ici horizontal)

Pour chaque configuration des électrodes A, B, M, N, on reporte la mesure de la résistivité sur un graphique dénommé pseudo-section. On a en abscisse la distance z (cf. Fig. 1-8), en ordonnée la distance correspondant à la demi-longueur du dispositif, en grisé les zones d'isorésistivité. La figure 1-8 représente une pseudo-section, résultat d'une simulation numérique réalisée par R. Lagabrielle et O. Coffec du LCPC.

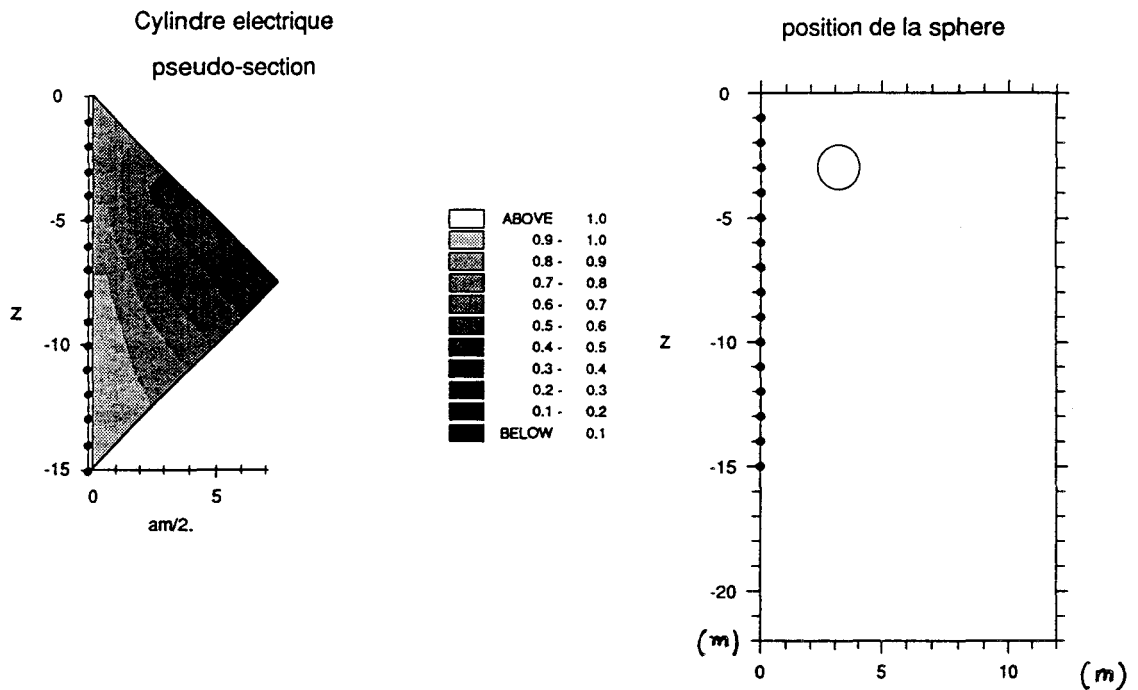


Figure 1-8 : Méthode du cylindre électrique
Simulation numérique, représentation d'une pseudo-section
(l'échelle en grisé est une échelle de résistivité)

Une sphère conductrice est placée dans un milieu de résistivité $1 \Omega.m$. Les points noirs (cf. Fig. 1-8) sur l'axe z symbolisent les électrodes de la sonde située dans le forage. La pseudo-section permet d'estimer la distance à l'axe du forage et la distance z à laquelle se trouve la sphère conductrice. Par le principe même de la méthode (intégration sur tout le volume), on ne peut pas connaître la position azimutale de la sphère. Le terrain ausculté est un cylindre dont les dimensions dépendent de la longueur de la sonde. Pour une sonde de 30 mètres de long, le cylindre a une longueur de 15 mètres et un diamètre de 10 mètres [24].

La méthode du cylindre électrique permet de déterminer les conditions de terrain en avant du front de taille d'un tunnelier. Elle est efficace pour détecter des karsts (cavité naturelle) remplis d'eau ou d'argiles.

- Le radar géologique en forage(s) [15], [25], [26], [27], [28]

Le radar géologique en forage(s) est une méthode relativement récente (années 90). L'instrumentation est identique à celle du radar géologique de surface, seules les antennes diffèrent afin d'être adaptées à la géométrie particulière du forage.

Deux types de mesures peuvent être réalisées :

- les mesures en réflexion : un seul forage est nécessaire. L'antenne descendue dans le forage joue à la fois le rôle d'émetteur et de récepteur. Les mesures sont basées sur la détection des échos, tout comme le radar de surface.

- les mesures en transmission : deux forages sont nécessaires, dans le premier se trouve l'antenne émettrice, dans le second se trouve l'antenne réceptrice. On mesure le temps de trajet de l'impulsion entre les deux antennes [28].

Le radar de surface a une profondeur d'investigation relativement limitée, en raison de l'atténuation très importante des ondes électromagnétiques haute fréquence dans les milieux conducteurs de la surface : terre végétale saturée, argile. En plaçant les antennes émettrice et réceptrice dans des forages, donc sous les couches conductrices superficielles, on augmente la distance d'investigation.

Le radar en forage(s) est utilisé avec succès dans les terrains granitiques, les mines de sel, pour détecter les failles qui sont de très bons réflecteurs pour les ondes électromagnétiques haute fréquence. La détection des cavités par cette méthode fait actuellement l'objet de recherche [28]. Il serait intéressant de déterminer théoriquement ses performances et ses limites [14].

Nous avons, par cet exposé, réalisé un tour d'horizon des différentes méthodes de prospection susceptibles de détecter des cavités souterraines. Chaque méthode a ses spécificités et il faut choisir, selon le problème posé, la méthode la plus adéquate. Toutefois, les méthodes existantes ne permettent pas de résoudre de manière satisfaisante tous les problèmes de détection de cavité, d'où l'intérêt de mettre au point de nouvelles méthodes de prospection géophysique. Notre travail s'inscrit dans ce cadre.

I-3- PRESENTATION DE LA METHODE DE PROSPECTION ETUDIEE : la tomographie électromagnétique en onde monochromatique

Nous présentons la méthode de prospection que nous avons étudiée : la tomographie électromagnétique en onde monochromatique dans la bande de fréquence 100 MHz - 1 GHz.

I-3-1- Principe généraux

C'est une méthode électromagnétique entre forages. La figure 1-9 présente le schéma de principe.

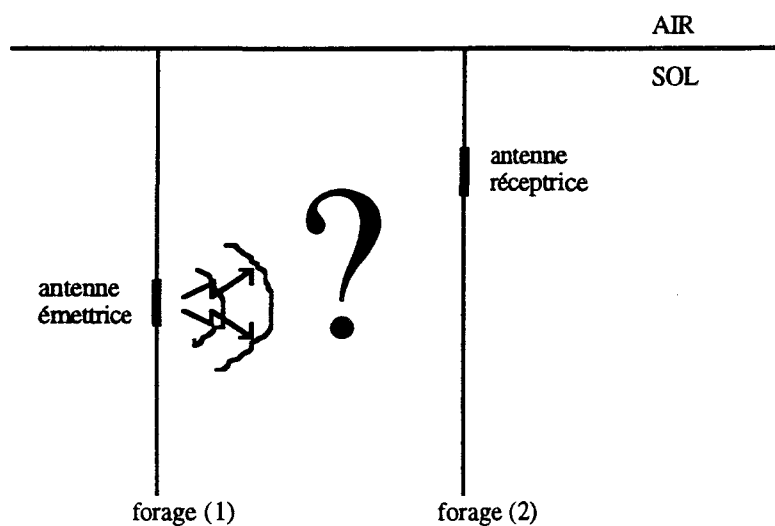


Figure 1-9 : Schéma de principe de la méthode M.E.W.

Une antenne placée dans le forage (1) émet une onde électromagnétique d'amplitude constante et dont la fréquence est choisie entre 100 MHz et 1 GHz. L'onde émise est monochromatique. Elle se propage dans le sous-sol, et subit une atténuation fonction de la distance parcourue et des caractéristiques électriques du sous-sol. Dans le forage (2), on place une antenne réceptrice qui permet de mesurer l'amplitude de la composante verticale du champ électrique propagé. De cette mesure sont déduites les caractéristiques des milieux traversés.

La méthode est donc tout à fait différente de la méthode de prospection radar où le signal émis est impulsionnel et où l'on mesure un temps de trajet.

I-3-2- Explication des termes

a) Tomographie

Afin d'ausculter tout l'espace compris entre les forages, chaque antenne est déplacée sur toute la hauteur des forages. Ainsi, pour chaque position de l'antenne émettrice dans le forage (1), l'antenne réceptrice dans le forage (2) est déplacée pas à pas. Pour chaque couple émetteur-récepteur, l'amplitude de la composante verticale du champ électrique est mesurée (cf. Fig. 1-10). L'ensemble des mesures ainsi obtenu permet de réaliser une tomographie.

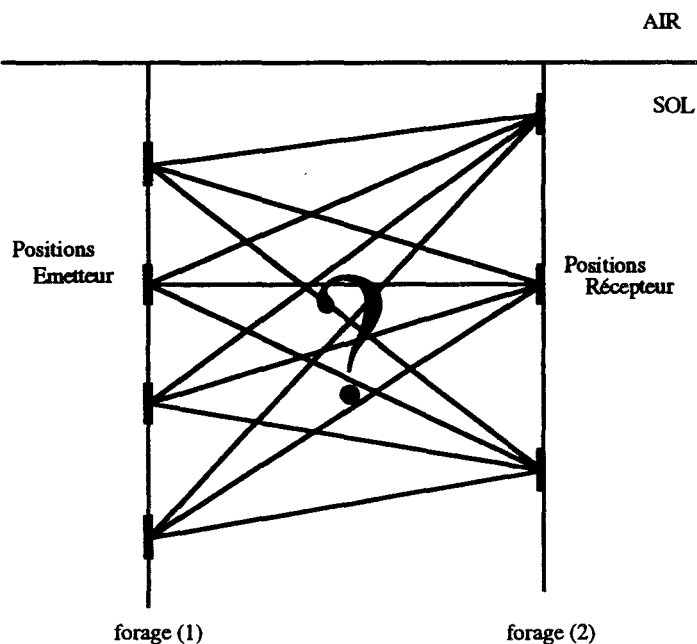


Figure 1-10 : Positions de l'émetteur et du récepteur pour la réalisation d'une tomographie - la propagation des ondes est symbolisée par des traits -

Etymologiquement, le mot tomographie est composé des deux mots grecs "tomos" signifiant morceau coupé et "graphia" description. Réaliser une tomographie consiste à visualiser de manière virtuelle une coupe plane d'un objet. C'est donc une technique d'imagerie.

Appliquée ici à la prospection géophysique en génie civil, elle recouvre d'autres domaines telles que la médecine, la physique du globe, la microscopie ... Par exemple, les images provenant de la tomographie X assistée par ordinateur (scanner) permettent d'obtenir des informations à propos de l'intérieur du corps humain.

D'une manière générale, la réalisation d'une tomographie nécessite un ensemble de sources émettant des ondes qui traversent l'objet à ausculter, et qui sont enregistrées grâce à un ensemble de capteurs. L'analyse des perturbations apportées par l'objet aux ondes mesurées permet de retrouver la répartition de certaines caractéristiques de l'objet dans un plan qui le recoupe.

La fréquence des ondes varie suivant l'application (en physique du globe : fréquence de l'ordre du Hertz, en médecine : rayon X ...). Le pouvoir de résolution dépend de la fréquence choisie. Des objets dont la taille est égale ou supérieure à la longueur d'onde peuvent être distingués. Dans le cadre de notre application, si l'on choisit une fréquence de 300 MHz, il sera possible de "voir" des objets de taille métrique. Plus la fréquence est élevée, plus la taille des objets distingués est petite (à 1 GHz, la longueur d'onde dans le vide est de 3 cm).

b) Problème direct et problème inverse

D'une part, il faut réaliser les mesures dont la mise en oeuvre est présentée figure 10, d'autre part il faut interpréter ces mesures afin d'obtenir l'image tomographique : c'est à dire la cartographie du plan situé entre les deux forages. L'interprétation revient à résoudre un problème inverse [29], [30].

Le terme de "problème inverse" peut être défini à partir de celui de "problème direct". Le problème direct consiste à prévoir les résultats de mesure d'après un modèle et un ensemble de conditions particulières. Le problème inverse consiste grossièrement à traiter le problème dans l'autre sens. A partir des résultats de mesure et d'un modèle, on estime certains paramètres du modèle.

En règle générale, le problème inverse est considérablement plus difficile à résoudre que le problème direct correspondant.

Nous pouvons, sur un exemple, illustrer de manière imagée ces deux problèmes (cf. Fig. 1-11).



Figure 1-11 : Illustration imagée (d'après D.R. Puffman)
- problème direct : détermination des traces connaissant le dragon
- problème inverse : détermination de l'animal à partir des traces

Le problème direct consiste à prévoir quelles traces vont être imprimées sur un sol déterminé, par le dragon que nous connaissons parfaitement. Le problème inverse est le suivant : nous disposons des traces, et nous désirons savoir ce qui les a produites. Nous sommes donc confrontés à l'une des ambiguïtés rencontrées dans la plupart des problèmes inverses : sans apport d'information supplémentaire, nous ne savons pas résoudre le problème. En effet, de simples considérations mécaniques vont nous permettre éventuellement de déterminer le poids de ce qui a produit les traces. Pour en savoir plus, il est nécessaire d'ajouter des informations. Nous supposons que c'est un animal. Les traces nous indiquent que cet animal a quatre pattes. Chaque patte comporte quatre doigts, c'est donc un oiseau, or les oiseaux n'ont que deux pattes. Il s'agit sûrement d'un animal mythique.

Les problèmes rencontrés lors de notre étude sont les suivants (cf. Fig. 1-12) :

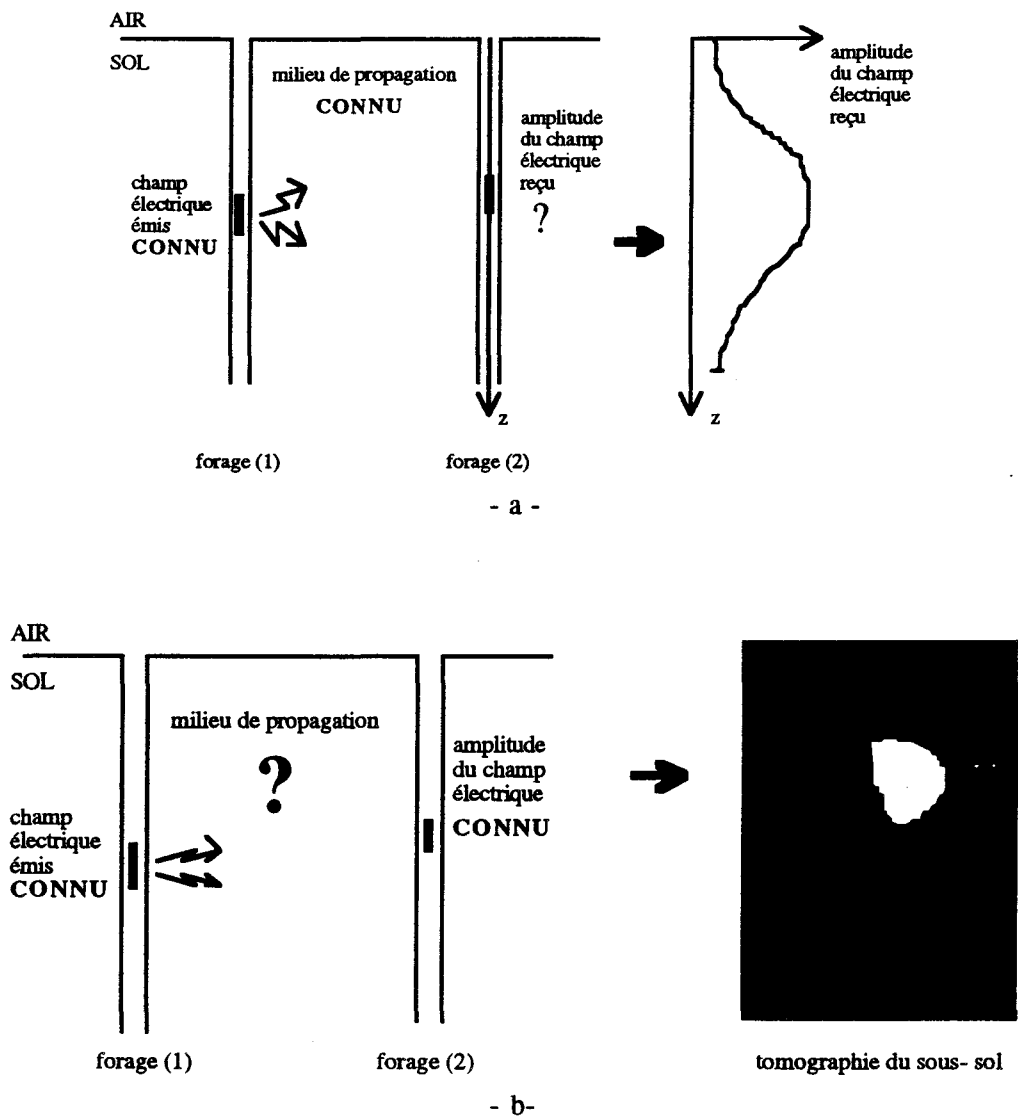


Figure 1-12 : Illustration des problèmes direct et inverse pour la tomographie électromagnétique

- a - Le problème direct consiste à déterminer l'amplitude du champ électrique reçu, connaissant le champ électrique émis et le milieu de propagation.

- b - Le problème inverse consiste à déterminer le milieu de propagation, connaissant le champ électrique émis et l'amplitude du champ électrique reçu.

I-3-3- Historique

Ces problèmes ont été traités par de nombreux auteurs : Wait [31], Weng Cho Chew [32], Ward et Hohmann [33], Mitra [34], Baños [35], Lager et Lytle [36], Lytle et al. [37], Dines et Lytle [38], Ramirez et Daily [39], Howard et Kretzchmar [40], Schneider et al. [41], Radcliff et Balanis [42], Gabillard et al. [43] ... La liste n'est pas exhaustive. Selon les auteurs, les approches sont différentes et les applications diverses.

Pour notre part, nous avons utilisé deux approches, l'une basée sur un formalisme intégral pour résoudre le problème direct, et l'autre sur la théorie des rayons pour résoudre le problème inverse [44], [45].

Des travaux antérieurs menés au Laboratoire de Radiopropagation et Electronique (LRPE) à Lille, et au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) à Nantes, ont montré la faisabilité de la méthode de prospection.

D'un point de vue théorique, Abou Aram [46] et Kassi Lahlou [47] du LRPE ont mis au point le programme basé sur le formalisme intégral. Benjelloun [48] a étudié les caractéristiques des antennes descendues dans les forages. Sur le plan expérimental, des mesures préliminaires réalisées dans une carrière de granite de Saint-Brieuc [49], [50] ont permis de tester les antennes et de vérifier la concordance avec la théorie quant à l'atténuation des ondes, et l'effet de la surface. Côte du LCPC a tenté d'inverser les mesures de phase [51]. Pour ce faire, il faut dérouler les phases, c'est à dire ajouter le nombre nécessaire de 2π à la phase mesurée. Les rotations de phase sont très rapides du fait de la fréquence élevée (200 MHz). De plus, le sous-échantillonnage des données rend cette opération impossible. C'est pourquoi, nous n'utilisons que les amplitudes pour la tomographie électromagnétique.

Enfin, une campagne de mesure, dont nous présentons les résultats, a été réalisée dans une zone karstique susceptible de renfermer des cavités. Pour résoudre le problème inverse, nous avons utilisé le programme d'inversion [52] mis au point par Côte

I-3-4-Exemple de détection de cavité

Une campagne de mesures a été réalisée, par les deux équipes du LRPE et du LCPC, dans une zone karstique du centre de la France, à l'endroit des fondations d'une pile de viaduc. La disposition des forages F1 - F2 - SC - SP est présentée figure 1-13.

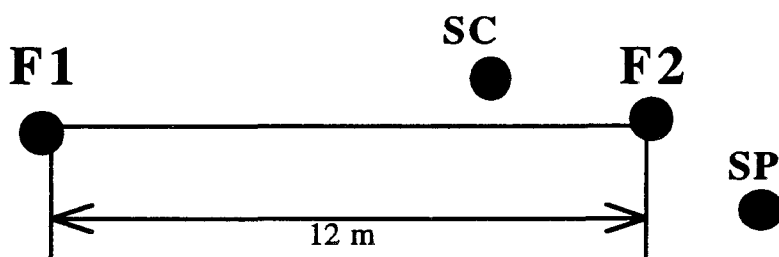


Figure 1-13 : Schéma d'implantation des forages

Les forages F1 et F2 sont distants de 12 m, leur profondeur est de 14 m. F1 et F2 ont été utilisés pour la tomographie électromagnétique. SC est un sondage carotté. SP est un sondage pressiométrique.

Les forages F1 et F2 sont tubés pour faciliter la descente des antennes. Le tubage est réalisé avec des matériaux non métalliques. Contrairement aux méthodes électriques, le couplage entre les sondes (les antennes) et le sous-sol ne pose aucun problème. Les mesures sont réalisées au-dessus de la nappe phréatique.

L'acquisition des mesures est effectuée avec un pas de 0,5 m. En raison des effets de surface, les mesures sont exploitables à partir de 5 m de profondeur. Ainsi, nous obtenons 19 positions pour l'antenne émettrice, et 19 positions pour l'antenne réceptrice, soit 361 mesures.

Un exemple d'enregistrement de 19 mesures est présenté figure 1-14. Il montre la variation d'amplitude en dB μ V* dans le forage F2, lorsque l'émetteur est à une profondeur de 10,5 mètres dans le forage F1.

* $V \text{ (dB}\mu\text{V)} = 20 \log v$ où la tension v est exprimée en μV

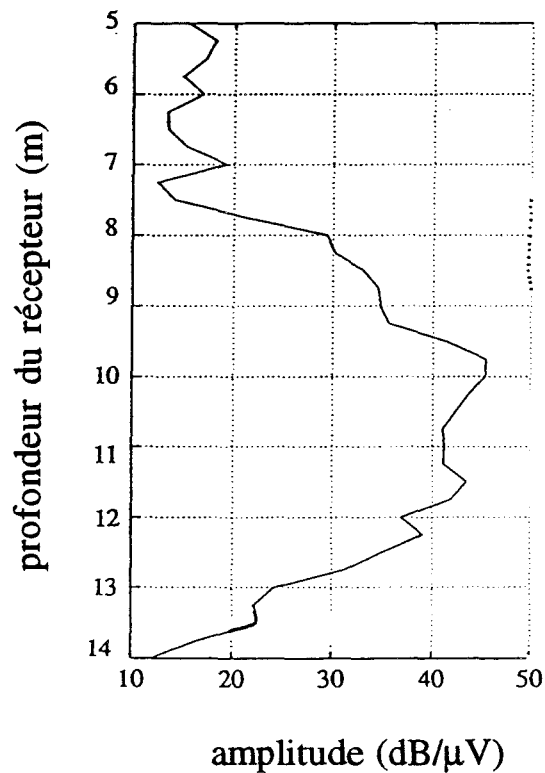


Figure 1-14 : Type de mesures obtenues pour une position de l'émetteur

Nous inversons l'ensemble des mesures avec l'algorithme d'inversion [52] et nous obtenons la tomographie présentée figure 1-15.

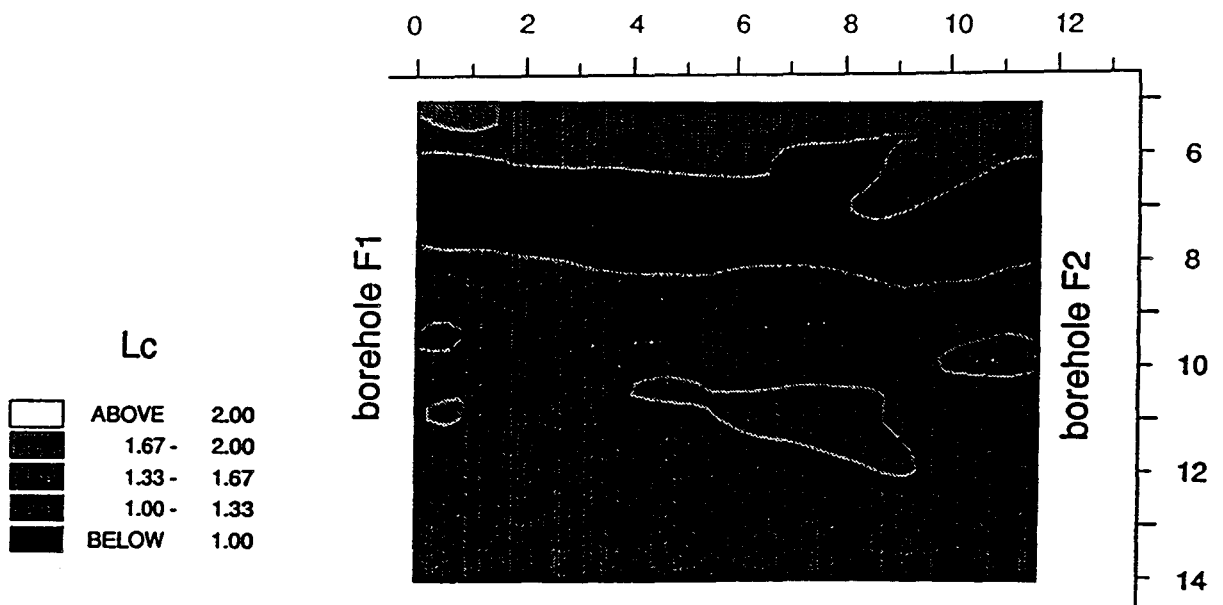


Figure 1-15 : Tomographie du sous-sol situé entre les forages F1 et F2

Elle représente la tomographie du sous-sol entre les deux forages F1 et F2. La longueur caractéristique L_c est définie par $L_c = \frac{2}{\sigma} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}$ où σ est la conductivité, ϵ la permittivité et μ la perméabilité du sous-sol (voir chapitre II pour l'explication plus précise).

Sur la figure 1-15, nous remarquons une couche horizontale (en noir) entre 6 et 8 m de profondeur. Sa longueur caractéristique L_c est inférieure à celle du milieu encaissant, c'est une couche absorbante pour les ondes électromagnétiques. Au centre de l'image, nous notons une anomalie (en clair) liée à des matériaux transparents. Ces résultats sont à comparer aux informations provenant du sondage pressiométrique SP et du sondage carotté SC. D'une part, la bande absorbante peut être reliée aux zones fracturées détectées par SP (calcaire comportant des passages argileux), d'autre part, un karst a été repéré par le sondage SC suite à une chute d'outil à la profondeur de 10 m. Sa localisation correspond précisément à l'anomalie transparente visualisée figure 1-15.

Ce premier essai s'est avéré concluant : une cavité de 4 m de large, 2 m de haut et dont le toit se trouve à 10 m de profondeur, a été détectée. L'objectif de notre travail a été de poursuivre les travaux afin d'aboutir à une méthode de prospection opérationnelle.

Chapitre II

Théorie et simulation numérique

CHAPITRE II

II-1 LE PROBLEME DIRECT	32
II-1-1 Propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu homogène et infini	32
II-1-1-1 <u>Introduction</u>	32
II-1-1-2 <u>La conductivité et la permittivité relative des roches</u>	33
a) quelques valeurs numériques	
b) variation des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence	
II-1-1-3 <u>Des équations de Maxwell à la définition des paramètres physiques du milieu de propagation</u>	36
a) la constante de propagation γ	
b) la fréquence caractéristique f_c	
c) la longueur caractéristique L_c	
II-1-1-4 <u>Expression du champ rayonné par un dipôle électrique vertical dans un milieu de propagation homogène et infini</u>	40
II-1-1-5 <u>Choix de la fréquence d'émission</u>	42
II-1-1-6 <u>Limites géométriques du dispositif de prospection</u>	43
a) à $\theta = 90^\circ$	
b) à θ variable	
II-1-2 Etude de l'effet d'une cavité dans un milieu homogène et infini	47
II-1-2-1 <u>Introduction</u>	47
a) présentation des différentes méthodes de calcul	
b) choix de la méthode	
II-1-2-2 <u>Les équations intégrales résolues par une méthode des moments</u>	49
a) écriture des équations intégrales	
b) détermination du champ électrique par une méthode des moments	
c) calcul du champ électrique au point de réception M	
II-1-2-3 <u>Etude paramétrique à émetteur fixe</u>	59
- influence de la fréquence de l'émetteur	
- influence du volume de la cavité	
- influence de la position de la cavité selon l'axe Ox	
- influence de la position de la cavité selon l'axe Oy	

II-1-2-4 <u>Etude à émetteur et récepteur mobiles</u>	65
- milieu homogène	
- milieu avec cavité	
<i>localisation de la cavité</i>	
II-1-3 Etude de diverses influences	71
II-1-3-1 <u>Influence de l'interface air / sol</u>	71
principe	
résultats	
II-1-3-2 <u>Antennes et forages</u>	76
a) diagramme de rayonnement des antennes	
b) influence du trou de forage	
c) influence des câbles	
II-2 LE PROBLEME INVERSE	82
II-2-1 Choix de la méthode d'inversion	82
II-2-1-1 <u>Introduction</u>	82
II-2-1-2 <u>Théorie simplifiée des rayons</u>	84
II-2-1-3 <u>Comparaison avec la théorie des rayons</u>	86
II-2-2 Présentation de la méthode d'inversion	90
II-2-2-1 <u>RAI-2D</u>	90
II-2-2-2 <u>Adaptation à la tomographie électromagnétique</u>	92
II-2-3 Tests de la méthode avec des données calculées	93
II-2-3-1 <u>Milieu homogène et milieu avec cavité</u>	93
II-2-3-2 <u>Artefact provoqué par un mauvais A_0</u>	97
II-2-3-3 <u>Ajout de bruit dans les données</u>	102
CONCLUSION	105

CHAPITRE II

II-1 LE PROBLEME DIRECT

II-1-1 Propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu homogène et infini

II-1-1-1 Introduction

L'étude de la propagation d'une onde électromagnétique est fondée sur la résolution des équations de Maxwell [1], [2].

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \\ \text{rot } \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J} \end{array} \right. \quad (2-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \\ \text{rot } \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J} \end{array} \right. \quad (2-2)$$

où	E est le champ électrique	(V/m)
	D est le déplacement électrique	(Cb/m ²)
	H est le champ magnétique	(A/m)
	B est l'induction magnétique	(T)
	J est la densité de courant	(A/m ²).

Pour résoudre le problème, il faut ajouter aux équations de Maxwell les relations constitutives du milieu matériel au sein duquel l'onde électromagnétique se propage.

Pour un milieu isotrope et linéaire, les relations sont :

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (2-3)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2-4)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2-5)$$

où ϵ est la permittivité diélectrique
 μ est la perméabilité magnétique
 σ est la conductivité.

Les milieux qui nous intéressent au cours de cette étude sont les diverses roches qui constituent les couches géologiques du sous-sol. La perméabilité magnétique des roches est considérée comme égale à celle du vide μ_0 . La permittivité diélectrique ϵ peut se décomposer en deux termes :

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

où ϵ_0 : permittivité diélectrique du vide $\left(\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \right)$,

ϵ_r : permittivité diélectrique relative du milieu.

II-1-1-2 La conductivité et la permittivité relative des roches

a) Quelques valeurs numériques

Un grand nombre d'études théoriques et expérimentales [3], [4], [5] ont été réalisées pour déterminer la valeur de la conductivité σ et de la permittivité relative ϵ_r des différentes roches. Nous présentons dans le tableau 2-1 quelques valeurs numériques des caractéristiques électriques (σ , ϵ_r) des roches les plus courantes ainsi que celles de l'eau. Nous rappelons que la résistivité, notée ρ , est l'inverse de la conductivité σ . Le terme de résistivité est plus communément utilisé en basse fréquence.

D'après le tableau 2-1, nous constatons que la permittivité relative est comprise entre 1 (pour l'air) et 81 (pour l'eau), celle des roches se situe entre 4 et 30.

Les valeurs de conductivité présentent de grandes variations : de 10^{-6} à 1 selon le type de roche.

	Conductivité (S/m)	Résistivité ($\Omega.m$)	Permittivité relative
Air	0	∞	1
Roches			
Argiles	$10^{-3} - 2$	0,5 - 1000	8 - 12
Basaltes	$10^{-4} - 10^{-3}$	$10^3 - 10^4$	5 - 7
Calcaires secs	$10^{-4} - 10^{-3}$	$10^3 - 10^4$	6 - 8
Granites	$7.10^{-5} - 10^{-3}$	$10^3 - 1,5.10^4$	5 - 6,5
Grès	$3.10^{-4} - 2.10^{-3}$	500 - 3.10^3	4 - 5
Quartzites	$10^{-4} - 10^{-3}$	$10^3 - 10^4$	4 - 5
Sables secs	$10^{-6} - 10^{-3}$	$10^3 - 10^6$	4 - 6
Sables saturés d'eau douce	$10^{-4} - 10^{-1}$	$10 - 10^4$	30
Eau			
Glace	$10^{-6} - 3.10^{-5}$	$3.10^2 - 10^6$	3,2
Eau douce	$10^{-4} - 10^{-2}$	$10^2 - 10^4$	81
Eau de mer	3	0,3	77

Tableau 2-1 : Ordre de grandeur de la conductivité (en basse fréquence)
 et de la permittivité relative de l'air, des roches les plus communes,
 et de l'eau sous diverses formes
 (d'après S. Tillard)

b) Variation des caractéristiques électriques (σ , ϵ_r) en fonction de la fréquence

L'explication de ces variations relève de l'étude des propriétés microscopiques de la matière [6], [7]. Les équations de Maxwell, seules, sont incapables de prévoir ces variations.

La figure 2-1 présente les variations de la conductivité et de la permittivité relative en fonction de la fréquence (de 10 kHz à 100 GHz) pour différents types de sous-sol et pour l'eau sous diverses formes [8].

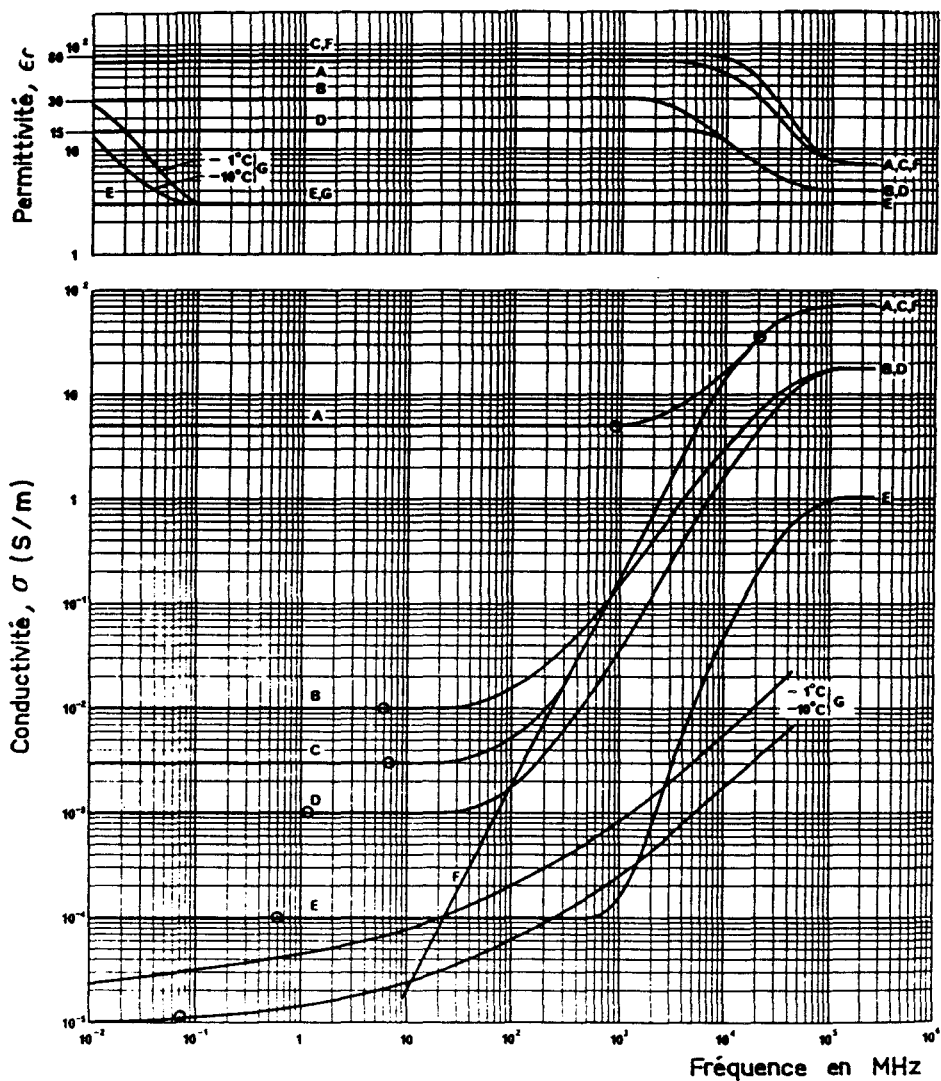


Figure 2-1 : Permittivité relative et conductivité en fonction de la fréquence

- | | |
|------------------------|----------------------------|
| A : eau de mer (à 20°) | B : sol humide |
| C : eau douce (à 20°) | D : sol moyennement sec |
| F : eau pure (à 20°) | E : sol très sec |
| G : glace (eau douce) | (d'après Boithias - CCIR) |

La permittivité relative est constante pour les fréquences inférieures à 2 GHz quelque soit le type de sous-sol (excepté pour la glace).

La courbe de la conductivité présente deux plateaux, l'un pour les fréquences inférieures à 30 MHz, l'autre pour les fréquences supérieures à 100 GHz. Pour un sol moyennement sec, σ vaut 10^{-3} S/m en basse fréquence, et 18 S/m en très haute fréquence. La zone de transition entre les deux plateaux de conductivité correspond aux fréquences utilisées lors de notre étude (100 MHz - 1 GHz). Les variations de la conductivité en fonction de la fréquence ne sont pas gênantes dans le cadre de notre application, puisque nous travaillons toujours à une et une seule fréquence.

II-1-1-3 Des équations de Maxwell à la définition des paramètres physiques du milieu de propagation

a) La constante de propagation γ

Ecrivons à nouveau les équations de Maxwell :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \\ \text{rot } \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J} \end{array} \right. \quad (2-1)$$

(2-2)

A partir des relations constitutives (2-3), (2-4) et (2-5), nous exprimons les équations de Maxwell en fonction du champ électrique \mathbf{E} et du champ magnétique \mathbf{H} .

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot } \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \text{rot } \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \end{array} \right. \quad (2-6)$$

(2-7)

Nous supposons, pour simplifier les calculs, que les variations dans le temps se font sinusoïdalement et à la même fréquence, c'est-à-dire que :

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{A}(\mathbf{x}) e^{j\omega t} \quad (2-8)$$

L'opérateur $\frac{\partial}{\partial t}$ est remplacé par $j\omega$. Et nous écrivons :

$$\begin{cases} \text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \\ \text{rot } \mathbf{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{E} \end{cases} \quad (2-9)$$

$$(2-10)$$

A partir des équations (2-9) et (2-10), nous obtenons les équations d'ondes suivantes :

$$\Delta \mathbf{E} - \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2-11)$$

$$\Delta \mathbf{H} - \gamma^2 \mathbf{H} = 0 \quad (2-12)$$

où γ est la constante de propagation du milieu de propagation définie par

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon) \quad (2-13)$$

La constante de propagation γ peut se mettre sous la forme $\gamma = \alpha + j\beta$ (2-14)

où α est la constante d'atténuation (exprimée en Neper par mètre (Np/m))

β est la constante de phase (exprimée en radian par mètre (rad/m)).

La résolution de l'équation $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$ donne :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon_0\epsilon_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r}\right)^2} - 1 \right)} \quad (2-15)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon_0\epsilon_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r}\right)^2} + 1 \right)} \quad (2-16)$$

Pour un milieu de conductivité nulle (l'air), α est nul, il n'y a pas de phénomène d'atténuation du champ électromagnétique, la constante de propagation se réduit à $\gamma = j\frac{\omega}{c}$.

b) La fréquence caractéristique f_c

La fréquence caractéristique f_c est définie par la relation suivante :

$$f_c = \frac{\sigma}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \quad (2-17)$$

Elle dépend uniquement des caractéristiques du milieu de propagation. La figure 2-2 présente les variations de la fréquence caractéristique en fonction de σ et de ϵ_r .

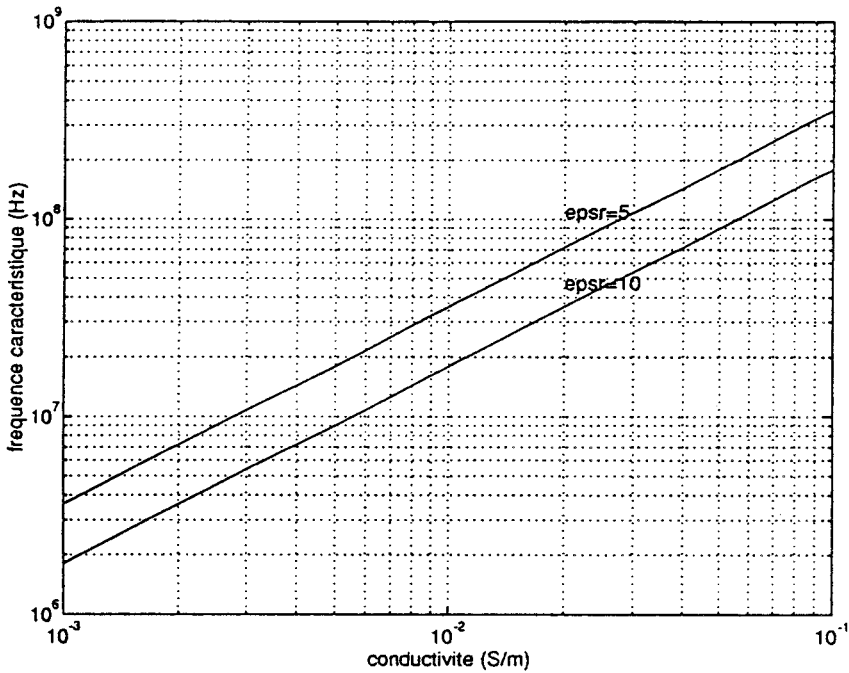


Figure 2-2 : Fréquence caractéristique en fonction de la conductivité pour deux valeurs de permittivité relative

La fréquence caractéristique fixe la limite entre le régime de conduction et le régime de propagation. Lorsque la fréquence d'émission $\left(f = \frac{\omega}{2\pi}\right)$ est très inférieure à la fréquence caractéristique f_c , c'est-à-dire lorsque $\sigma \gg \omega\epsilon$, on se trouve dans le régime de conduction. Lorsque la fréquence f est très supérieure à f_c , c'est-à-dire lorsque $\omega\epsilon \gg \sigma$, on se trouve dans le régime de propagation.

La méthode de prospection M.E.W. se situe dans le régime de propagation. Pour cela, les fréquences émises sont supérieures aux fréquences caractéristiques des sous-sols prospectés. D'après la figure 2-2, une fréquence d'émission supérieure à 100 MHz vérifie la condition $\omega\epsilon \gg \sigma$ pour la plupart des roches.

c) La longueur caractéristique L_c

Dans le cas où $\omega\epsilon \gg \sigma$, le calcul approché de la partie réelle α de la constante de propagation donne :

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{60\pi\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-18)$$

On définit la longueur caractéristique L_c (pour les fréquence $f \gg f_c$) comme étant l'inverse de la constante d'atténuation α :

$$L_c = \frac{1}{\alpha} \quad (2-19)$$

La longueur caractéristique L_c est indépendante de la fréquence d'émission f . La figure 2-3 montre la variation de L_c en fonction des caractéristiques électriques (σ , ϵ_r) du milieu de propagation. Pour les roches, la valeur de L_c est généralement comprise entre 0,1 mètre et quelques dizaines de mètres.

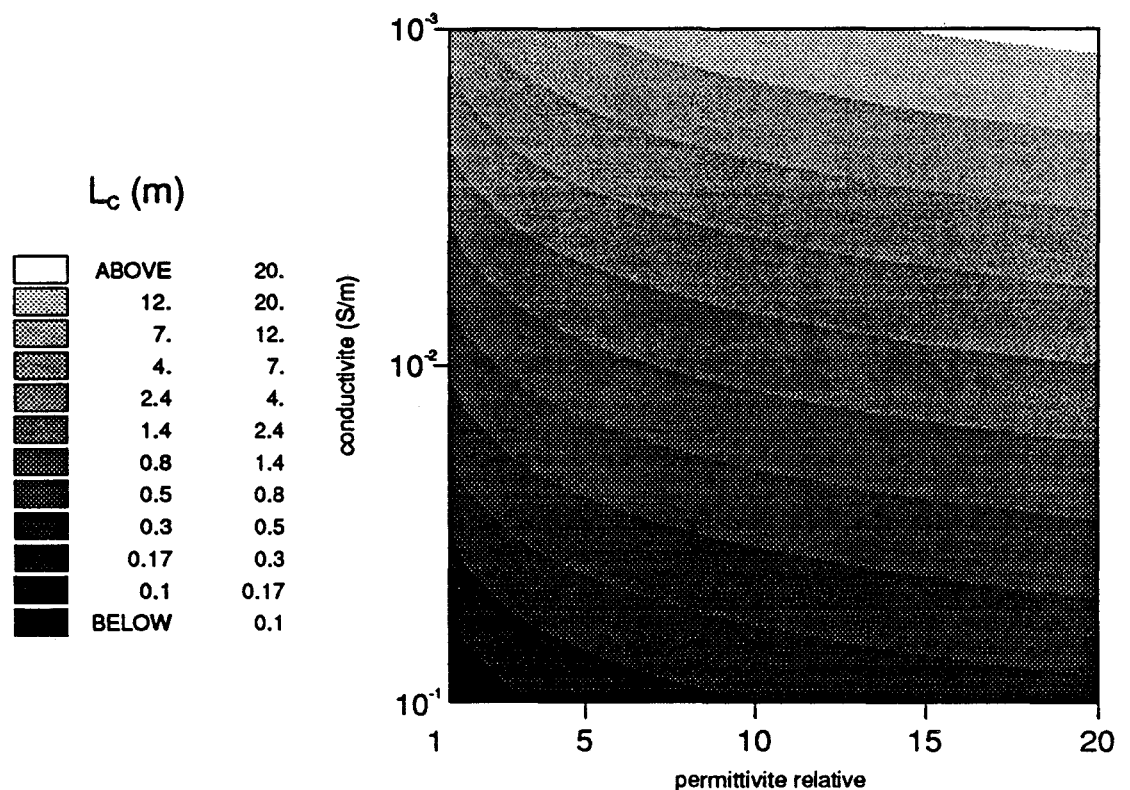


Figure 2-3 : Longueur caractéristique L_c en fonction de la permittivité relative et de la conductivité

II-1-1-4 Expression du champ rayonné par un dipôle électrique vertical dans un milieu de propagation homogène et infini

L'expression du champ rayonné par un dipôle électrique dans un milieu homogène et infini est déduite des équations de Maxwell. Le développement des calculs en coordonnées sphériques nous mène aux composantes du champ suivantes :

$$\mathbf{E} \begin{cases} E_r = \frac{I\ell}{4\pi \sigma + j\omega\epsilon} \frac{1}{r^3} \frac{2\cos\theta}{(1+\gamma r)} e^{-\gamma r} \\ E_\theta = \frac{I\ell}{4\pi \sigma + j\omega\epsilon} \frac{1}{r^3} \frac{\sin\theta}{(1+\gamma r + \gamma^2 r^2)} e^{-\gamma r} \\ E_\varphi = 0 \end{cases} \quad (2-20)$$

$$\mathbf{H} \begin{cases} H_r = 0 \\ H_\theta = 0 \\ H_\varphi = \frac{I\ell}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r^2} (1+\gamma r) e^{-\gamma r} \end{cases}$$

où $I\ell$ est le moment électrique du dipôle

$I = I_0 e^{j\omega t}$ est le courant

ℓ est la longueur du dipôle ($\ell \ll \lambda$)

σ, ϵ sont respectivement la conductivité et la permittivité du milieu

r est la distance entre le dipôle et le point de réception M (cf. Figure 2-4)

θ est l'angle (cf. Figure 2-4)

γ est la constante de propagation.

En champ lointain, la distance r vérifie $\gamma^2 r^2 \gg \gamma r \gg 1$, seule la composante E_θ du champ électrique est non nulle, et s'écrit :

$$E_\theta = j \frac{I\ell\omega\mu}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r} e^{-\gamma r} \quad (2-21)$$

La composante verticale (selon la droite z_r) du champ électrique, notée E_z , est donnée par :

$$E_z = E_\theta \sin \theta \quad (2-22)$$

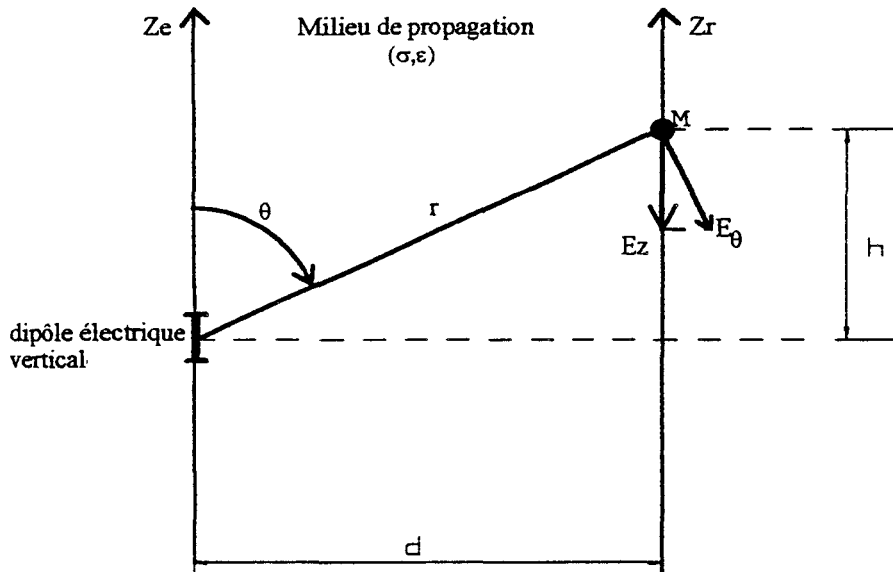


Figure.2-4 : Rayonnement du dipôle électrique en champ lointain dans un milieu homogène et infini

Les deux droites parallèles z_e et z_r (cf. Fig. 2-4) symbolisent respectivement le forage émetteur et le forage récepteur. La distance séparant ces deux droites est d . L'angle θ est alors défini par $\sin \theta = \frac{d}{r}$.

L'amplitude de la composante verticale E_z s'écrit :

$$|E_z| = \frac{I l \omega \mu}{4\pi} \frac{d^2}{r^3} e^{-\alpha r} \quad (2-23)$$

où α est la constante d'atténuation.

II-1-1-5 Choix de la fréquence d'émission

La méthode de prospection se situe dans le domaine de propagation : la fréquence d'émission doit être supérieure à la fréquence caractéristique f_c du milieu de propagation, soit f supérieure à 100 MHz.

D'après l'expression du champ électrique émis par un dipôle électrique :

$$E_{\theta} = j \frac{I l \omega \mu \sin \theta}{4\pi r} e^{-\gamma r} \quad (2-21)$$

nous constatons que l'amplitude de E_{θ} est proportionnelle à la fréquence d'émission $\left(f = \frac{\omega}{2\pi} \right)$.

Plus la fréquence est élevée, plus l'amplitude du champ électrique est grande. Ceci est valable dans le cas d'un dipôle électrique, mais ne l'est plus pour les antennes utilisées en pratique.

Dans la bande de fréquence 1 MHz - 3 GHz les antennes les plus couramment employées sont les antennes résonnantes demi-onde. La longueur de l'antenne est d'une demi longueur d'onde ($\lambda = c/f$), c'est donc une fonction décroissante de la fréquence. Le champ émis est alors indépendant de la fréquence. Au niveau de l'antenne de réception, le champ reçu est proportionnel à la longueur de l'antenne. Ainsi plus la fréquence sera élevée, plus l'antenne demi-onde sera courte, et plus le niveau de champ reçu sera faible.

Pour ces raisons, il ne faut pas choisir une fréquence d'émission très supérieure à 100 MHz.

Nous avons utilisé, pour les simulations numériques, une fréquence de 200 MHz.

II-1-1-6 Limites géométriques du dispositif de prospection

Nous entendons par limites géométriques les distances maximum d'écartement et de profondeur des forages. Ces limites ont pour origines l'atténuation du champ électrique dans le sous-sol et le niveau minimum détectable par les instruments de mesure. A partir de l'expression (2-21), nous étudions l'évolution de l'amplitude du champ électrique $|E_z|$ en fonction des caractéristiques électriques (σ , ϵ_r) du sous-sol et de la configuration géométrique du dispositif.

a) à $\theta = 90^\circ$

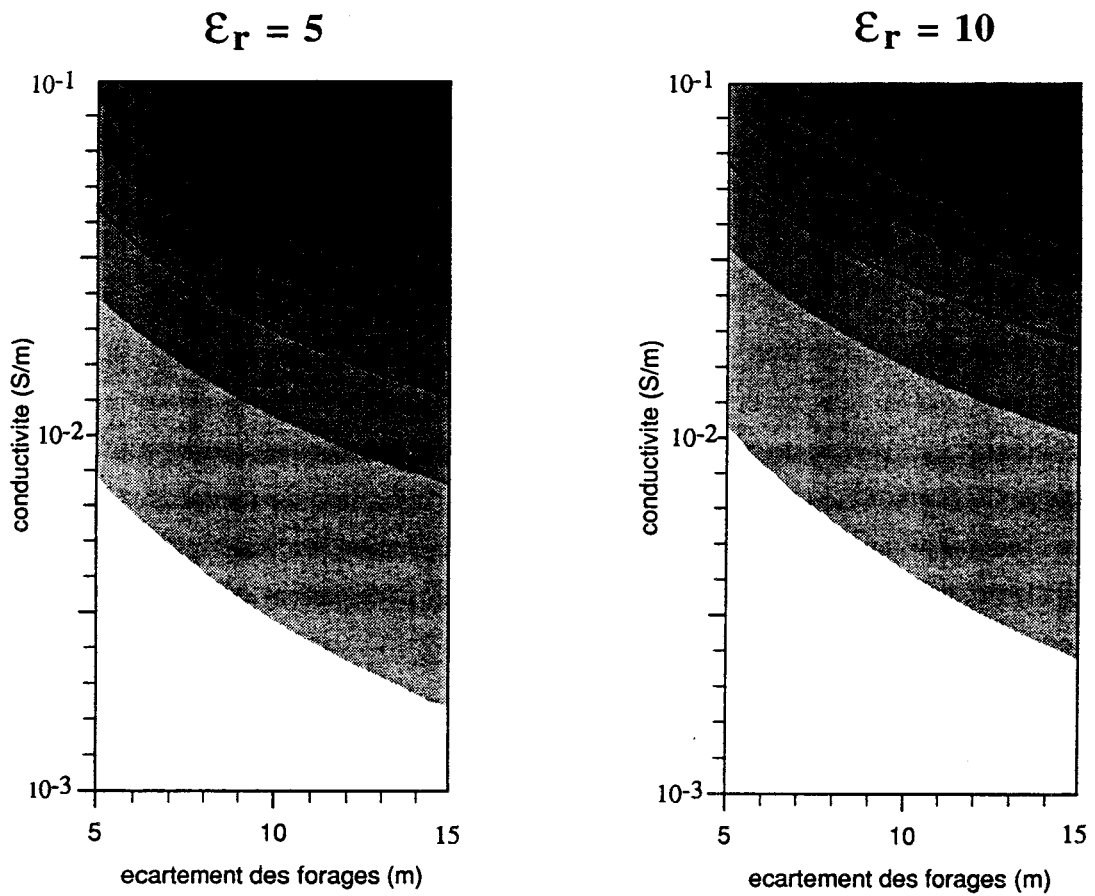
D'après la figure 2-4, la configuration où θ est égal à 90 degrés correspond au cas où l'émetteur (le dipôle électrique vertical) et le récepteur (le point M) se trouvent à la même profondeur z . La distance séparant l'émetteur du récepteur est d , soit l'écartement des forages.

L'expression de l'amplitude de E_z se réduit alors à :

$$|E_z| = \frac{I\ell\omega\mu}{4\pi} \frac{e^{-\alpha d}}{d} \quad (2-24)$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{60\pi\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-18)$$

Le moment électrique $I\ell$ est normalisé à 1 A.m. La fréquence d'émission est fixée à 200 MHz. Les figures (2-5-a) et (2-5-b) représentent la variation de $|E_z|$ en fonction de l'écartement des forages et de la conductivité du sous-sol pour deux valeurs de permittivité relative, respectivement 5 et 10.



$|E_z|$ (V/m)

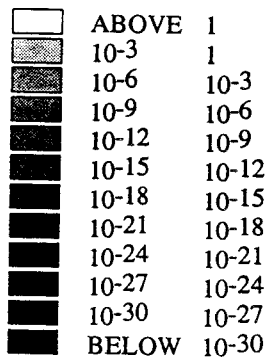


Figure 2-5 : Variation de l'amplitude de champ électrique vertical $|E_z|$ en fonction de l'écartement des forages d et de la conductivité σ la fréquence est de 200 MHz, l'angle $\theta = 90^\circ$

- a - pour $\epsilon_r = 5$
- b - pour $\epsilon_r = 10$

Nous constatons une décroissance importante de l'amplitude du champ électrique $|E_z|$ lorsque la distance d et la conductivité σ augmentent. Les variations de $|E_z|$ sont grandes : de 10^{-30} à 1 V/m. La conductivité joue un rôle prépondérant comparativement à la distance et à la permittivité relative.

L'antenne d'émission utilisée en pratique a un moment électrique de 10^{-1} A.m.. L'appareil permettant la mesure du champ électrique présente un seuil minimum de détection de 10 μ V/m. A partir de ces caractéristiques, nous avons tracé sur chacune des figures (2-5-a) et (2-5-b) la courbe fixant la limite d'utilisation du dispositif de prospection. Les configurations situées sous ces courbes sont acceptables. Par exemple, lorsque le sous-sol a pour caractéristiques ($\sigma = 4 \cdot 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_r = 5$), l'écartement des forages ne peut être supérieur à 5,50 m.

Plus la conductivité du sous-sol est faible, plus l'écartement entre les forages pourra être grand.

b) à θ variable

Nous étudions le cas où le point de réception M se déplace le long de l'axe Mz_r symbolisant le forage récepteur. L'émetteur (le dipôle électrique vertical) est immobile. L'écartement entre les forages d est fixe (cf. Fig. 2-4).

L'amplitude du champ électrique $|E_z|$ est donnée par l'expression (2-23). Lorsque le point M s'écarte de la position $\theta = 90^\circ$, l'amplitude du champ électrique subit un affaiblissement provoqué, d'une part par l'accroissement de la distance r , d'autre part par l'inclinaison de la composante E_θ du champ électrique.

La figure 2-6 montre les variations de $|E_z|$ en fonction de la hauteur relative h pour deux roches de caractéristiques électriques ($\sigma = 10^{-4}$ S/m, $\epsilon_r = 5$), ($\sigma = 2 \cdot 10^{-3}$ S/m, $\epsilon_r = 4$) pouvant respectivement correspondre à du granite et de la craie. L'écartement entre les forages, d , est de 15 mètres.

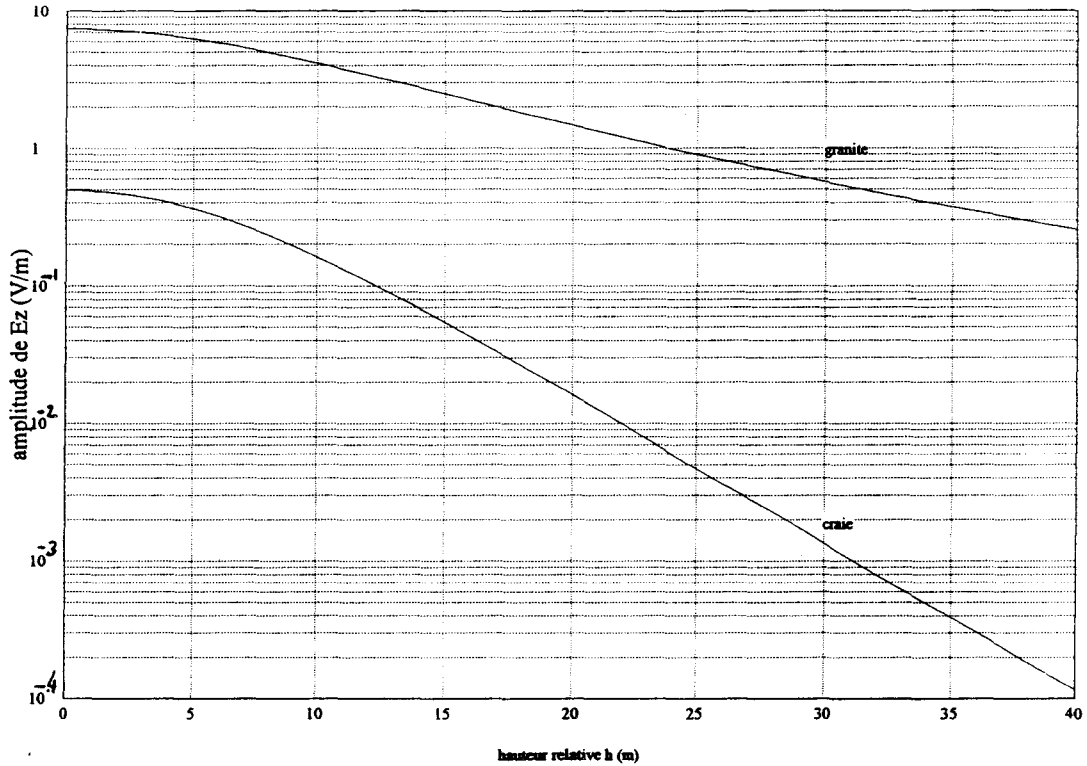


Figure 2-6 : Amplitude $|E_z|$ en fonction de la hauteur relative h pour deux types de roche. L'écartement des forages d est de 15 m.

L'axe des abscisses représente les variations de la hauteur relative h du point M vis à vis du dipôle électrique (cf. Fig. 2-4).

$$h = \frac{d}{\text{tg } \theta} \quad (2-25)$$

Nous notons un affaiblissement de l'amplitude du champ électrique $|E_z|$ plus importante pour la craie que pour le granite (la craie présente une conductivité plus grande que le granite).

Pour la craie, l'amplitude de $|E_z|$ est divisée par 100 lorsque l'on passe d'une hauteur relative $h = 0$ à $h = 25$ m.

Les variations de $|E_z|$ en fonction de la hauteur relative h sont importantes, et doivent être prises en compte pour fixer les limites géométriques du dispositif de prospection.

II-1-2 Etude de l'effet d'une cavité dans un milieu homogène et infini

II-1-2-1 Introduction

a) Présentation des différentes méthodes de calcul

Si l'on considère le sous-sol comme un milieu de propagation hétérogène, il importe de disposer d'une méthode de calcul du champ électromagnétique pour un tel milieu, afin de prévoir le comportement de l'onde propagée dans le sous-sol.

Toutes les méthodes de calcul sont basées sur la résolution des équations de Maxwell.

Des solutions analytiques peuvent être obtenues dans quelques cas particuliers où le milieu de propagation présente des conditions de symétrie (plans parallèles, cylindres circulaires coaxiaux infinis [9]). Ces solutions sont généralement exprimées sous des formes telles que séries, fonctions de Bessel ... dont l'évaluation nécessite de toute façon des codes de calcul numériques.

Pour un milieu de propagation qui ne présente aucune condition de symétrie, les solutions ne peuvent être que numériques. Diverses méthodes de calcul existent. Nous les citons brièvement [10].

La méthode des équations intégrales est la plus utilisée. Mises sous leurs formes intégrales, les équations de Maxwell permettent de calculer les champs électromagnétiques diffractés et les courants induits par des structures. La structure peut, par exemple, être une cavité souterraine. La résolution numérique des équations intégrales peut être effectuée soit par une méthode des moments, soit par une méthode itérative. La méthode des moments consiste à transformer la formulation intégrale en un système d'équations linéaires qui est ensuite inversé. Pour la méthode itérative, nous citons sans les développer le gradient conjugué [11] et la transformée de Fourier spatiale [12].

La dimension de la structure, vis à vis de la longueur d'onde du champ incident, est un aspect très important.

Dans le cas où la longueur d'onde est petite devant la dimension de la structure, on peut utiliser une méthode haute fréquence. La propagation des ondes électromagnétiques est modélisée par des rayons, comme en optique.

Dans le cas où la longueur d'onde est grande devant la dimension de la structure, on peut utiliser une méthode basse fréquence. Des approximations quasi-statiques permettent de simplifier le traitement des équations intégrales.

La méthode des différences finies utilise la formulation différentielle des équations de Maxwell et calcule les champs et courants sur les points d'un maillage de la structure et du volume environnant.

La méthode des éléments finis utilise une méthode variationnelle pour résoudre les équations intégrales.

Pour les méthodes aux différences finies et éléments finis, la discrétisation ne peut pas être limitée à la structure, et il faut calculer les champs sur tout l'espace. Cet espace est toutefois restreint, et des conditions aux limites sont appliquées sur les frontières du maillage.

Les méthodes aux différences finies et éléments finis permettent d'étudier des structures complexes du point de vue forme ou caractéristiques électriques. Le développement de ces méthodes est relativement récent en électromagnétisme, et semble freiné par la complexité du formalisme et le temps de calcul qui est supérieur à celui des autres méthodes. Cependant, ces dernières ne sont souvent applicables qu'à des problèmes relativement simples.

b) Choix de la méthode

Nous voulons étudier les variations de l'amplitude du champ électrique causées par une cavité située dans le sous-sol.

La tomographie électromagnétique entre forages a pour objectif de détecter des cavités de taille métrique, ou plus. La fréquence de l'onde propagée est de 200 MHz, soit une longueur d'onde dans l'air de 1,50 m. La taille de l'hétérogénéité (la cavité) et la longueur d'onde sont donc du même ordre de grandeur. Pour cette raison, on ne peut utiliser ni une méthode haute fréquence, ni une méthode basse fréquence.

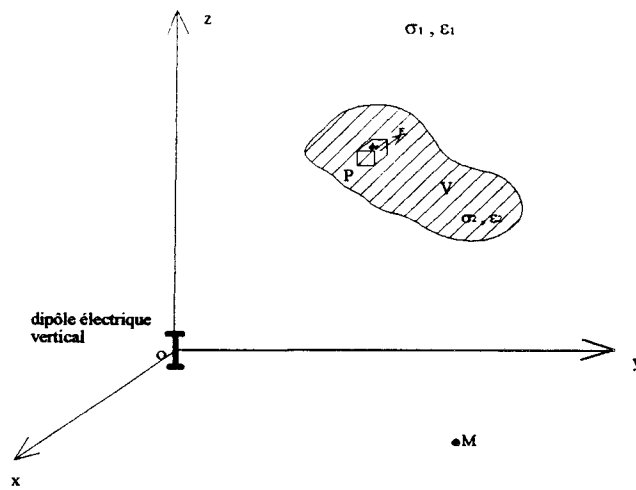
L'étude est limitée au cas d'une hétérogénéité de forme parallélépipédique dans un milieu de propagation homogène et infini. C'est une méthode des équations intégrales résolue par une méthode des moments qui a été choisie. Les codes de calcul ont été réalisés par Kassi Lahlou [13] du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique de Lille. Nous présentons ci-après le principe du calcul.

II-1-2-2 Les équations intégrales résolues par une méthode des moments

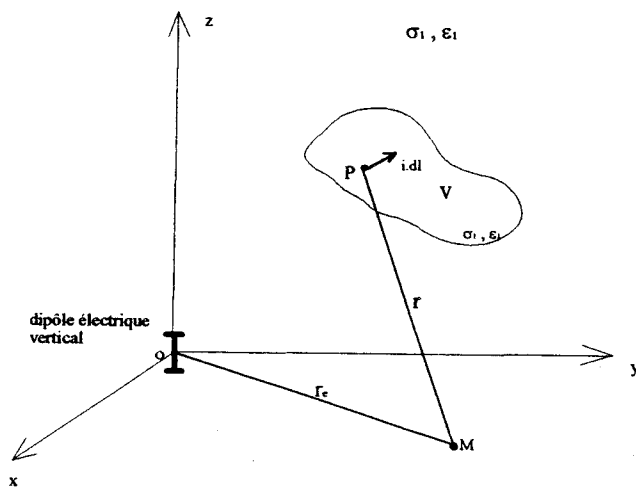
a) Écriture des équations intégrales

On considère une hétérogénéité de volume V , de surface S et de caractéristiques électriques (σ_2, ϵ_2) située dans un milieu homogène et infini de conductivité σ_1 et de permittivité ϵ_1 . L'émetteur est un dipôle électrique vertical (cf. Figure 2-7-a).

On veut déterminer le champ électrique en un point de réception M . Le champ électrique $E(M)$ est le champ créé par le dipôle électrique vertical et par les multiples réflexions et réfractions sur l'hétérogénéité.



- a -



- b -

Figure 7 : Illustration de la méthode des moments pour le calcul du champ électrique en un point M de l'espace

- a - milieu homogène infini de caractéristiques (σ_1, ϵ_1) avec hétérogénéité de volume V et de caractéristiques (σ_2, ϵ_2) et dipôle électrique vertical émetteur

- b - les caractéristiques de l'hétérogénéité sont remplacées par celles du milieu homogène. Dans le volume V se trouvent des dipôles électriques de moment idl .

A partir des équations de Maxwell écrites dans les milieux (1) et (2), on montre [13] que l'hétérogénéité peut être représentée par une distribution de dipôles électriques (cf. Figure 2-7-b). Un élément de volume dv en un point P de l'hétérogénéité est équivalent à un dipôle électrique dont le moment \mathbf{p} est :

$$\mathbf{p} = Id\ell = [\sigma_2 - \sigma_1 + j\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1)] \mathbf{E}(P) dv \quad (2-26)$$

où $\mathbf{E}(P)$ est le champ électrique qui règne au point P .

Le champ électrique en un point de réception M est donc la somme du champ primaire \mathbf{E}_p rayonné par le dipôle émetteur et du champ secondaire \mathbf{E}_s rayonné par les dipôles équivalents :

$$\mathbf{E}(M) = \mathbf{E}_p(M) + \mathbf{E}_s(M) \quad (2-27)$$

On détermine les champs électriques rayonnés par l'ensemble des dipôles électriques.

Le champ électrique \mathbf{E} est déduit du vecteur de Hertz Π :

$$\mathbf{E} = \text{rot rot } \Pi \quad (2-28)$$

Le vecteur de Hertz doit satisfaire l'équation d'onde :

$$(\Delta - \gamma_1^2)\Pi = -\frac{\mathbf{P}}{\epsilon_1} \quad (2-29)$$

- où
- Δ est l'opérateur Laplacien : $\text{div}(\text{grad})$
 - γ_1 est la constante de propagation
 - \mathbf{P} est le vecteur polarisation du dipôle électrique
 - ϵ_1 est la permittivité du milieu de propagation.

L'espace est rapporté à un système de coordonnées cartésiennes (Oxyz). L'équation (2-29) se décompose alors en 3 équations différentielles suivant les composantes des vecteurs Π et P . Pour intégrer ces équations, on utilise le théorème de Green, et on définit la fonction de Green par :

$$G(r) = \frac{e^{-\gamma r}}{r} \quad (2-30)$$

Elle est solution de l'équation d'onde homogène $(\Delta - \gamma^2)G = 0$, où r est la distance entre le dipôle électrique et le point de réception M .

- pour le dipôle électrique vertical (l'émetteur)

Le dipôle électrique vertical est placé à l'origine du repère cartésien, et son axe coïncide avec l'axe Oz (cf. Fig. 2-7-a). Le vecteur de Hertz n'a alors qu'une seule composante selon z .

$$\pi_z(M) = \frac{I\ell}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} G(r_e) \quad (2-31)$$

$$\text{où } r_e = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

A partir de (2-28), on obtient les composantes du champ électrique primaire E_p rayonné par le dipôle électrique vertical :

$$\begin{aligned} E_{px}(M) &= \frac{I\ell}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} \frac{xz}{r_e^5} (3 + 3\gamma_1 r_e + \gamma_1^2 r_e^2) e^{-\gamma_1 r_e} \\ E_{py}(M) &= \frac{I\ell}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} \frac{yz}{r_e^5} (3 + 3\gamma_1 r_e + \gamma_1^2 r_e^2) e^{-\gamma_1 r_e} \end{aligned} \quad (2-32)$$

$$E_{pz}(M) = \frac{I\ell}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} \left[\frac{z^2}{r_e^2} (3 + 3\gamma_1 r_e + \gamma_1^2 r_e^2) - (1 + \gamma_1 r_e + \gamma_1^2 r_e^2) \right] \frac{e^{-\gamma_1 r_e}}{r_e^3}$$

- pour un dipôle équivalent à un élément de volume dv de l'hétérogénéité

Le vecteur de Hertz, pour un dipôle élémentaire situé en un point P de l'hétérogénéité à trois composantes, l'orientation du dipôle étant en général quelconque.

En remplaçant le moment électrique $\mathbf{p} = Id\ell$ du dipôle par son expression (2-26), les composantes du vecteur de Hertz sont :

$$\begin{cases} d\pi_x(M) = K_1 G(r) E_x(P) dv \\ d\pi_y(M) = K_1 G(r) E_y(P) dv \\ d\pi_z(M) = K_1 G(r) E_z(P) dv \end{cases} \quad (2-33)$$

$$\text{avec } K_1 = \frac{\sigma_2 - \sigma_1 + j\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1)}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} \quad (2-34)$$

où E_x, E_y, E_z sont les composantes du champ électrique au point P
 r est la distance entre le point P et le point de réception M.

On obtient les composantes du champ électrique rayonné par un dipôle équivalent en un point P de l'hétérogénéité à l'aide de (2-28). Les composantes du champ, encore appelé secondaire, sont :

$$\begin{aligned} dE_{sx}(M) &= K_1 \left[E_x(P)D_x(r) + E_y(P)C_{xy}(r) + E_z(P)C_{xz}(r) \right] dv \\ dE_{sy}(M) &= K_1 \left[E_x(P)C_{xy}(r) + E_y(P)D_y(r) + E_z(P)C_{yz}(r) \right] dv \\ dE_{sz}(M) &= K_1 \left[E_x(P)C_{xz}(r) + E_y(P)C_{yz}(r) + E_z(P)D_z(r) \right] dv \end{aligned} \quad (2-35)$$

$$\text{avec } D_a(r) = -\left(\frac{\partial^2}{\partial b^2} + \frac{\partial^2}{\partial c^2} \right) G(r)$$

$$C_{ab}(r) = \frac{\partial^2}{\partial a \partial b} G(r) \quad a, b = x, y, z$$

Le champ rayonné par l'hétérogénéité s'obtient en intégrant le champ secondaire dE_s , de chaque dipôle équivalent, sur le volume V .

$$E_s(M) = \int_V dE_s(M) \quad (2-36)$$

Le champ total au point de réception M est :

$$K_2 E(M) = E_p(M) + \int_V dE_s(M) \quad (2-37)$$

avec
$$K_2 = \frac{\sigma_2 - j\omega\epsilon_2}{\sigma_1 - j\omega\epsilon_1}$$

Les expressions (2-35) et (2-36) sont valables quelle que soit la position du point de réception M . En particulier, celui-ci peut être situé à l'intérieur du volume V . L'équation intégrale (2-37) permet, dans ce cas, de calculer le champ électrique à l'intérieur de l'hétérogénéité.

b) Détermination du champ électrique dans l'hétérogénéité par une méthode des moments

Pour simplifier les calculs, on suppose l'hétérogénéité de forme parallélépipédique, découpée en N éléments de volume Δv et de centre P_i , $i = 1$ à N (cf. Figure 2-8).

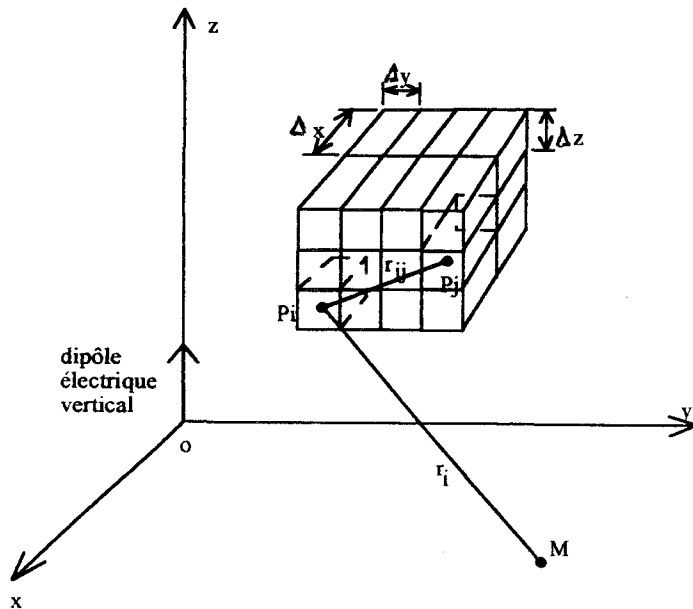


Figure 2-8 : L'hétérogénéité est parallélépipédique découpée en N éléments de volume $\Delta v = \Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z$
 $N = N_x \cdot N_y \cdot N_z$ (ici $N_x = 2$, $N_y = 4$, $N_z = 3$)

Le champ électrique au point P_i de l'élément i est la somme du champ primaire (rayonné par le dipôle électrique vertical émetteur) et des champs secondaires (rayonnés par l'ensemble des dipôles équivalents aux éléments de volume Δv) :

$$K_2 \mathbf{E}(P_i) = \mathbf{E}_p(P_i) + \sum_{j=1}^N \int_{\Delta v_j} d\mathbf{E}_s(P_j) \quad (2-38)$$

Pour déterminer le champ électrique des N éléments, il faut N équations du type (2-38). Pour les 3 composantes xyz , il faut $3N$ équations.

- méthode des moments

On suppose le champ électrique constant dans chacun des éléments. Pour cela, les côtés (Δx , Δy , Δz) des éléments doivent avoir une longueur comprise entre $\frac{\lambda}{5}$ et $\frac{\lambda}{10}$. Pour des longueurs inférieures à $\frac{\lambda}{10}$, des erreurs numériques apparaissent du fait de la trop grande discrétisation. Le champ électrique, supposé constant dans le volume Δv , peut alors "sortir" de l'intégrale sur Δv . D'après (2-35) et (2-38), les 3 équations suivant les 3 composantes pour le point P_i de l'élément i sont :

$$\begin{aligned} K_2 E_x(P_i) &= E_{px}(P_i) + K_1 \sum_{j=1}^N \left(E_x(P_j) \int_{\Delta v_j} D_x(r_{ij}) dv + E_y(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{xy}(r_{ij}) dv + E_z(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{xz}(r_{ij}) dv \right) \\ K_2 E_y(P_i) &= E_{py}(P_i) + K_1 \sum_{j=1}^N \left(E_x(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{xy}(r_{ij}) dv + E_y(P_j) \int_{\Delta v_j} D_y(r_{ij}) dv + E_z(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{yz}(r_{ij}) dv \right) \\ K_2 E_z(P_i) &= E_{pz}(P_i) + K_1 \sum_{j=1}^N \left(E_x(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{xz}(r_{ij}) dv + E_y(P_j) \int_{\Delta v_j} C_{yz}(r_{ij}) dv + E_z(P_j) \int_{\Delta v_j} D_z(r_{ij}) dv \right) \end{aligned} \quad (2-39)$$

où r_{ij} est la distance entre le point P_i et le point P_j (cf. Fig. 2-8).

On aboutit pour les N éléments à un système de 3N équations linéaires exprimé sous la forme matricielle suivante :

$$K_2 [E] = [E_p] + K_1 [A] [E] \quad (2-40)$$

où $[E]$ est une matrice colonne de 3N éléments, ce sont les 3 composantes du champ électrique *inconnu* pour les N points P_i .

$[E_p]$ est une matrice colonne de 3N éléments, ce sont les 3 composantes du champ électrique primaire pour les N points P_i .

$[A]$ est une matrice carrée (3N, 3N) des intégrales des fonctions D_a et C_{ab} .

Les éléments de la matrice colonne $[E_p]$ et de la matrice $[A]$ sont calculés.

L'expression (2-40) est mise sous la forme :

$$[B] [E] = [E_p] \quad (2-41)$$

avec $[B] = K_2 - K_1 [A]$

Les éléments de la matrice colonne $[E]$ sont obtenus en utilisant la méthode du pivot.

Le champ électrique E régnant en chaque point P_i de l'hétérogénéité est ainsi déterminé.

Remarque sur le temps de calcul

Les matrices [A] et [B] sont des matrices (3N, 3N). Bien que comportant un grand nombre de zéros, leur détermination est longue et coûteuse en place mémoire. N est le nombre de volumes élémentaires de l'hétérogénéité. Sachant qu'il faut respecter la condition : dimension $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ comprise entre $\frac{\lambda}{5}$ et $\frac{\lambda}{10}$, on aboutit rapidement à des limitations en fréquence et en volume.

En effet, pour un volume donné, si la fréquence est élevée, la longueur d'onde est petite, et le nombre N de volumes élémentaires est important. Pour une fréquence donnée, si le volume de l'hétérogénéité est grand, le nombre N est important.

Avec une station SUN-IPX, nous sommes dans l'incapacité de modéliser un milieu de propagation avec une hétérogénéité comportant plus de $N=8^3=512$ volumes élémentaires. Pour une hétérogénéité de 1 m^3 , la fréquence maximum est donc égale à $8c / 5$ soit 480 MHz.

A titre d'exemple, à 200 MHz, une cavité de 1 m^3 est discrétisée en $N=4^3=64$ volumes élémentaires. La dimension $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ est alors égale à $\frac{\lambda}{6}$. Les matrices [A] et [B] ont pour dimension (192,192), ils contiennent donc 36864 éléments. Considérons les forages émetteur et récepteur profonds de 20 m. Avec un pas de calcul de 0,5 m, on obtient $41*41$ soit 1681 positions de l'émetteur et du récepteur. Pour réaliser l'ensemble des calculs (en particulier le calcul de [A] et [B]), il faut plus de 4 jours.

Mais c'est surtout les limitations de la mémoire vive qui pose problème. Il faut en effet réserver 3 tableaux, de dimension (3N,3N) pour [A] et [B], (3N) pour [E], et (3N) pour [Ep], dont les éléments sont des nombres complexes.

c) Calcul du champ électrique au point de réception M

Le champ électrique au point M est composé du champ primaire rayonné par le dipôle électrique vertical émetteur, et des champs secondaires rayonnés par les dipôles équivalents à l'hétérogénéité :

$$\mathbf{E}(M) = \mathbf{E}_p(M) + \sum_{i=1}^N \mathbf{E}_s(M) \quad (2-42)$$

Chaque élément i de l'hétérogénéité rayonne comme un dipôle électrique à trois composantes. D'après (2-26) leurs moments électriques suivant les trois directions Ox , Oy , Oz sont respectivement : $(\sigma_2 - \sigma_1 + j\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1))E_x(p_i)\Delta v$, $(\sigma_2 - \sigma_1 + j\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1))E_y(p_i)\Delta v$, $(\sigma_2 - \sigma_1 + j\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1))E_z(p_i)\Delta v$. Le champ secondaire E_s au point M s'écrit :

$$\begin{aligned} E_{sx}(M) &= K_1 \Delta v \left[K_{1i} \frac{x-x_i}{r_i^2} \psi_i - K_{2i} E_{sx}(P_i) \right] \frac{e^{-\gamma_a}}{r_i^3} \\ E_{sy}(M) &= K_1 \Delta v \left[K_{1i} \frac{y-y_i}{r_i^2} \psi_i - K_{2i} E_{sy}(P_i) \right] \frac{e^{-\gamma_a}}{r_i^3} \\ E_{sz}(M) &= K_1 \Delta v \left[K_{1i} \frac{z-z_i}{r_i^2} \psi_i - K_{2i} E_{sz}(P_i) \right] \frac{e^{-\gamma_a}}{r_i^3} \end{aligned} \quad (2-43)$$

où r_i est la distance entre P_i et M

$$K_{1i} = 3 + 3\gamma_1 r_i + \gamma_1^2 r_i^2$$

$$K_{2i} = 1 + \gamma_1 r_i + \gamma_1^2 r_i^2$$

$$\psi_i = (x-x_i)E_{sx}(P_i) + (y-y_i)E_{sy}(P_i) + (z-z_i)E_{sz}(P_i)$$

avec $\mathbf{E}(P_i)$: champ au point P_i , calculé précédemment.

x_i, y_i, z_i : coordonnées du point P_i

x, y, z : coordonnées du point M.

II-1-2-3 Etude paramétrique à émetteur fixe

Les calculs développés précédemment sont appliqués à la tomographie électromagnétique entre forages. Afin de déterminer l'influence de certains paramètres sur l'amplitude du champ électrique vertical $|E_z|$, Kassi Lahlou [13] a réalisé une étude paramétrique dont nous présentons les principaux résultats.

La configuration choisie est présentée figure 2-9.

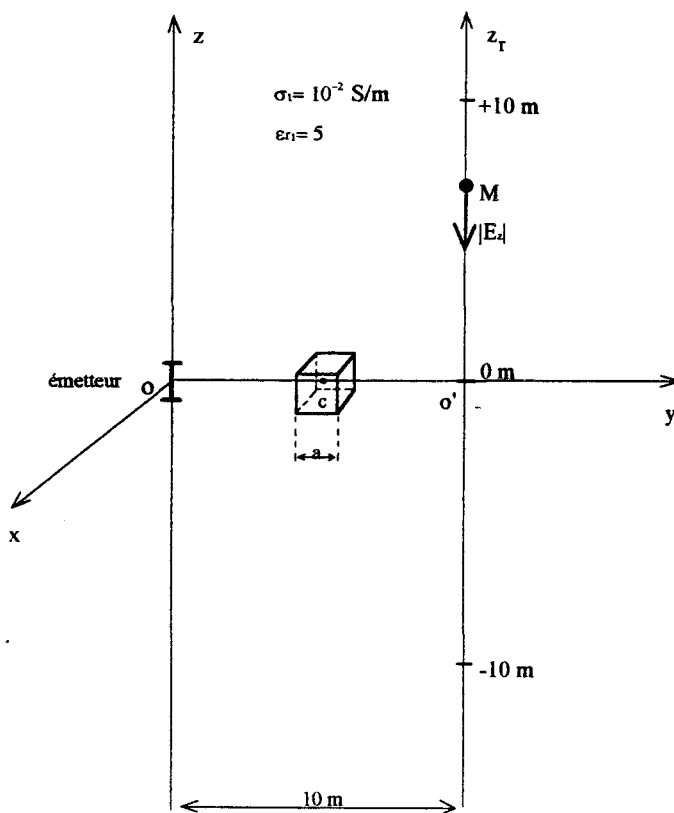


Figure 2-9 : Configuration de l'étude paramétrique

Les forages sont distants de 10 m. L'émetteur est placé à l'origine du repère cartésien (Oxyz). Le point de réception M se déplace le long de l'axe $O'z_r$ symbolisant le forage récepteur. La variation de la position de M est de -10 m à +10 m. Les caractéristiques du milieu de propagation sont $\sigma_1 = 10^{-2} \text{ S/m}$, $\epsilon_{r1} = 5$. L'hétérogénéité est un cube de côté a . Le centre C du cube a pour coordonnées (x_c, y_c, z_c) . La coordonnée z_c est toujours égale à 0. Les caractéristiques électriques du cube sont celles d'une cavité : $\sigma_2 = 0 \text{ S/m}$, $\epsilon_{r2} = 1$.

On considère le cas suivant : la cavité est de 1 m^3 , son centre a pour coordonnées $(x_c = 0, y_c = 5, z_c = 0)$, la fréquence de l'émetteur est de 200 MHz. La figure 2-10-a présente les variations de l'amplitude du champ électrique vertical en fonction de z_r , position du point de réception.

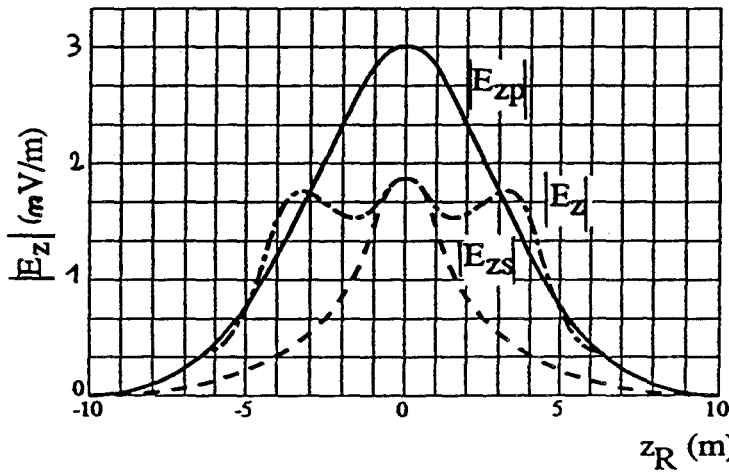


Figure 2-10-a :Variation de l'amplitude en fonction de z_r
(d'après Kassi-Lahlou)

Les amplitudes suivant la composante vertical sont, pour le champ électrique primaire $|E_{zp}|$, pour le champ électrique secondaire $|E_{zs}|$ et pour le champ électrique total $|E_z|$. On rappelle que $E_z = E_{zp} + E_{zs}$. Des mises en phase ou en opposition de phase se produisent, entraînant des oscillations de l'amplitude $|E_z|$.

Le résultat de la figure 2-10-a peut être présenté sous une autre forme permettant de bien visualiser l'influence de l'hétérogénéité sur l'amplitude $|E_z|$. On définit pour cela le taux d'anomalie T_a :

$$T_a = \frac{|E_z|}{|E_{zp}|} - 1 \quad (2-44)$$

$T_a = 0$ pour $|E_z| = |E_{zp}|$, c'est à dire lorsque l'hétérogénéité n'a aucune influence.

La figure 2-10-b présente les variations du taux d'anomalie en fonction de z_r pour le cas décrit précédemment. On note les oscillations de T_a au voisinage de l'hétérogénéité et un taux d'anomalie négatif lorsque $z_r = 0$: l'amplitude $|E_z|$ est inférieure à celle que l'on aurait en milieu homogène.

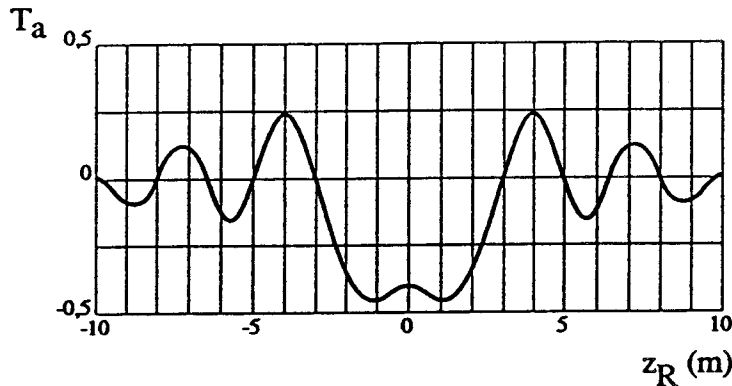


Figure 2-10-b : Variation du taux d'anomalie en fonction de z_r
(d'après Kassi-Lahlou)

On étudie maintenant l'influence de la fréquence de l'émetteur, du volume de la cavité, de la position en x et en y de la cavité, sur l'amplitude $|E_z|$.

- Influence de la fréquence de l'émetteur

La figure 2-11 présente les variations du taux d'anomalie en fonction de z_r pour 3 fréquences : 50 MHz, 100 MHz et 200 MHz dans le cas décrit précédemment (cavité de 1 m^3 , de centre $(x_c = 0, y_c = 5, z_c = 0)$). Pour 100 MHz et 200 MHz, les courbes ont la même allure. Pour 50 MHz, le taux d'anomalie à $z_r = 0$ est divisé par deux. A cette fréquence, l'effet de la cavité sur $|E_z|$ est moindre.

- Influence du volume de la cavité

La figure 2-12-a présente les variations de T_a en fonction de z_r pour une cavité cubique de côté a égal, à 0,25 m, 0,5 m et 1 m, de centre $(x_c = 0, y_c = 5, z_c = 0)$. La fréquence de l'émetteur est de 200 MHz. On constate que la cavité de côté a = 0,25 m est "invisible", le taux d'anomalie correspondant est quasiment nul.

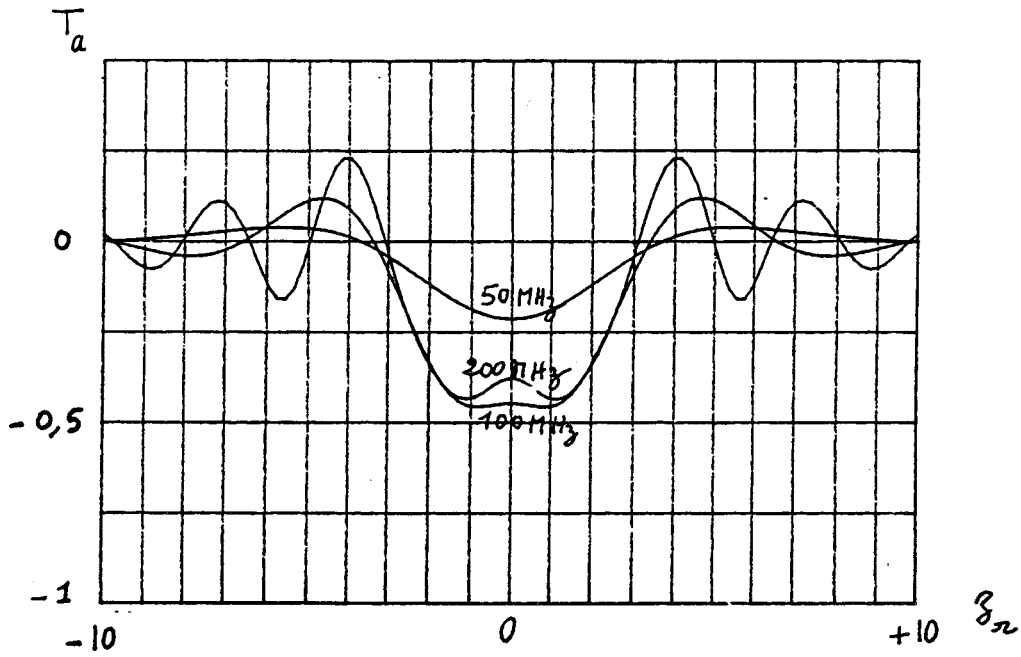


Figure 2-11 : Taux d'anomalie en fonction de z_r

Influence de la fréquence

(d'après Kassi-Lahlou)

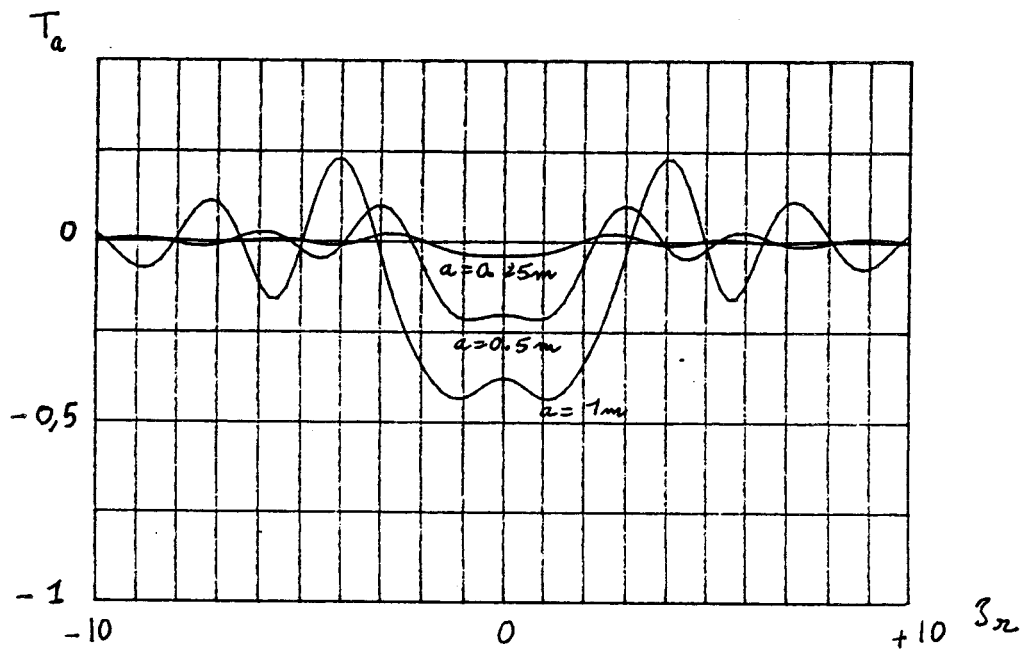


Figure 2-12 : Taux d'anomalie en fonction de z_r

Influence du volume de la cavité cubique de côté a

(d'après Kassi-Lahlou)

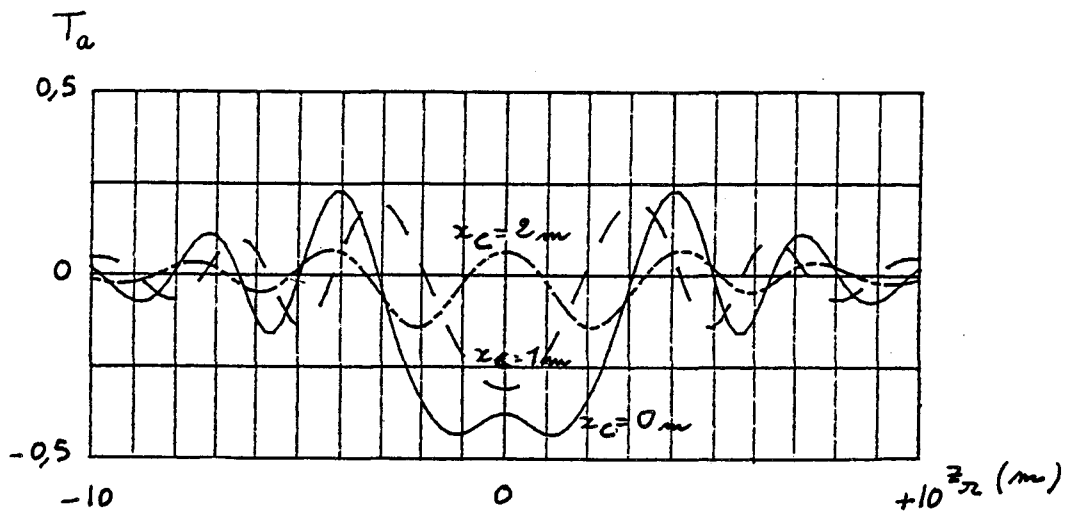


Figure 2-13 : Taux d'anomalie en fonction de z_r
 Influence de la position de la cavité selon l'axe Ox
 (d'après Kassi-Lahlou)

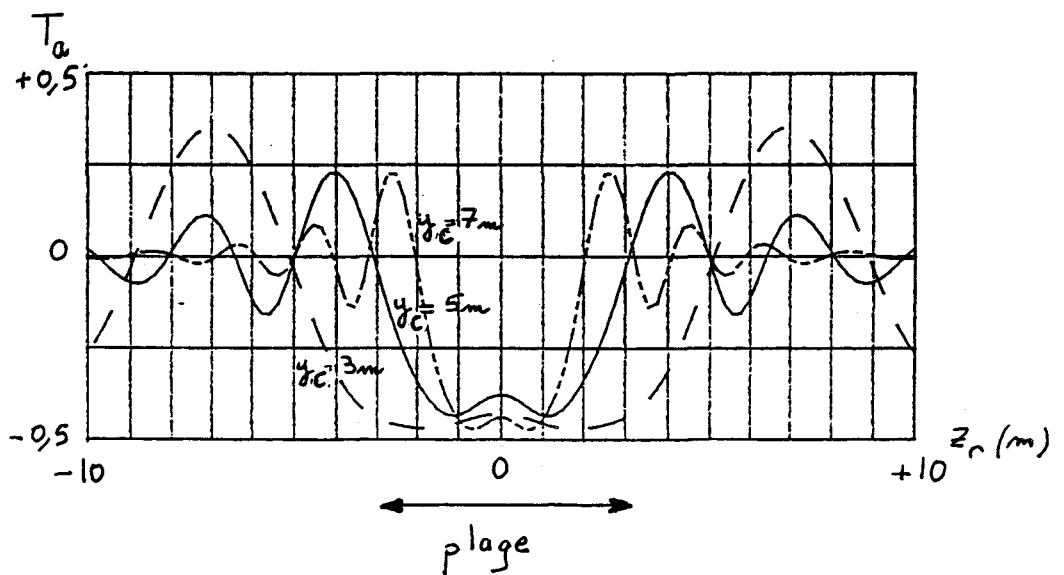


Figure 2-14 : Taux d'anomalie en fonction de z_r
 Influence de la position de la cavité selon l'axe Oy
 (d'après Kassi-Lahlou)

- Influence de la position de la cavité selon l'axe Ox

On étudie l'effet du décalage de la cavité par rapport au plan passant par les droites Oz et $O'z_r$ symbolisant les forages émetteur et récepteur (cf. Fig. 2-9). La cavité est de 1 m^3 , son centre C a pour coordonnées $y_c = 5 \text{ m}$, $z_c = 0 \text{ m}$. Elle se situe hors du plan de mesure. La fréquence de l'émetteur est de 200 MHz. La figure 2-13 présente les variations de T_a en fonction de z_r pour trois valeurs de x_c : 0 m, 1 m et 2 m. Dans le cas où $x_c = 2 \text{ m}$, la courbe est difficilement interprétable.

- Influence de la position de la cavité selon l'axe Oy

La cavité de 1 m^3 est dans le plan des deux forages ($x_c = 0 \text{ m}$). La fréquence est de 200 MHz. La figure 2-14 présente les variations de T_a en fonction de z_r pour trois valeurs de y_c : 3 m, 5 m et 7 m, y_c est la distance séparant l'émetteur du centre C de la cavité (cf. Fig. 9). On constate que plus la cavité est proche de l'émetteur, plus le taux d'anomalie prend une valeur importante sur une grande plage de z_r .

Conclusions :

D'après cette étude paramétrique, nous pouvons en déduire qu'une cavité de 1 m^3 au moins, est détectable à des fréquences de 100 et 200 MHz.

Si la cavité est plus proche du forage émetteur que du forage récepteur, son effet sur l'amplitude reçue sera plus important.

Par ailleurs, une cavité de 1 m^3 n'est pas "visible" si elle se trouve à plus d'un mètre du plan de mesure.

Dans la configuration de la figure 2-9, l'émetteur et la cavité se trouvent à la même profondeur ($z = 0 \text{ m}$). L'émetteur est fixe et le récepteur mobile. Pour compléter l'étude paramétrique, il faut déterminer l'influence de la position de la cavité selon l'axe Oz.

II-1-2-4 Etude à émetteur et récepteur mobiles

Nous avons réalisé une étude équivalente en supposant la cavité fixe, l'émetteur et le récepteur mobiles. Nous avons dans ce cas trois termes à représenter : la position de l'émetteur z_e , la position du récepteur z_r , l'amplitude du champ électrique vertical $|E_z|$ fonction de z_e et z_r . Nous utilisons une représentation en deux dimensions où nous portons en abscisse la position z_e , en ordonnée la position z_r , l'échelle de couleur ou de gris correspondant à $|E_z|$. Nous montrons que cette représentation permet de localiser la cavité.

La figure 2-15 présente la configuration de l'étude.

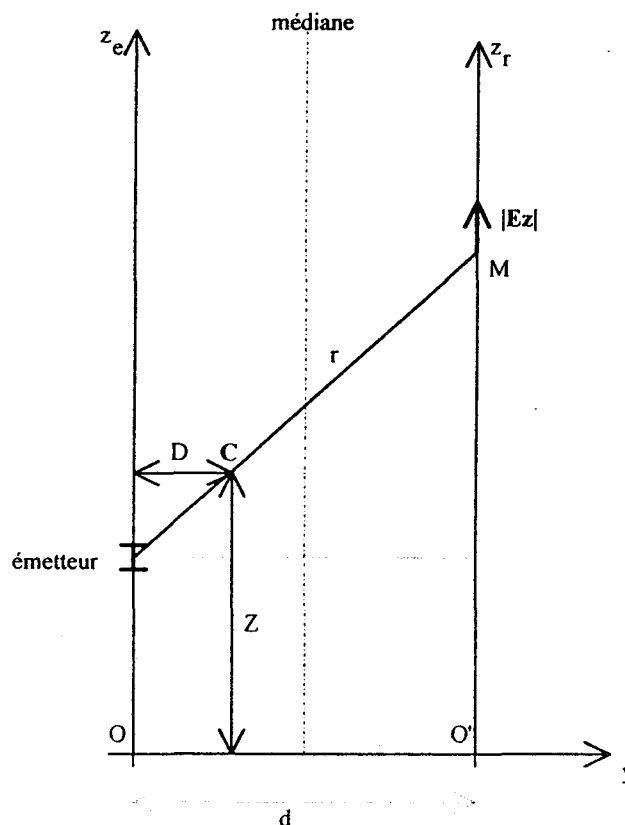


Figure 2-15 : Configuration de l'étude émetteur - récepteur mobiles

L'émetteur se déplace suivant l'axe Oz_e symbolisant le forage émetteur. Le point de réception M se déplace suivant l'axe $O'z_r$ symbolisant le forage récepteur. Le point O' est sur l'axe Oy : O et O' sont à la même profondeur. Les axes Oz_e et $O'z_r$ sont parallèles et distants de d . Le centre C de la cavité est dans le plan formé par ces deux axes. Le point C se situe à une distance D de l'axe Oz_e et une distance Z de l'axe Oy . La variation de z_e et z_r est de 0 à 20 m par pas de 0,25 m, l'écartement des forages est $d = 10$ m, la fréquence de l'émetteur est de 200 MHz.

- Milieu homogène

La figure 2-16 présente les variations de $|E_z|$ en fonction de z_e et z_r pour un milieu homogène de caractéristiques électriques ($\sigma_1 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ S/m, $\epsilon_{r1} = 8$).

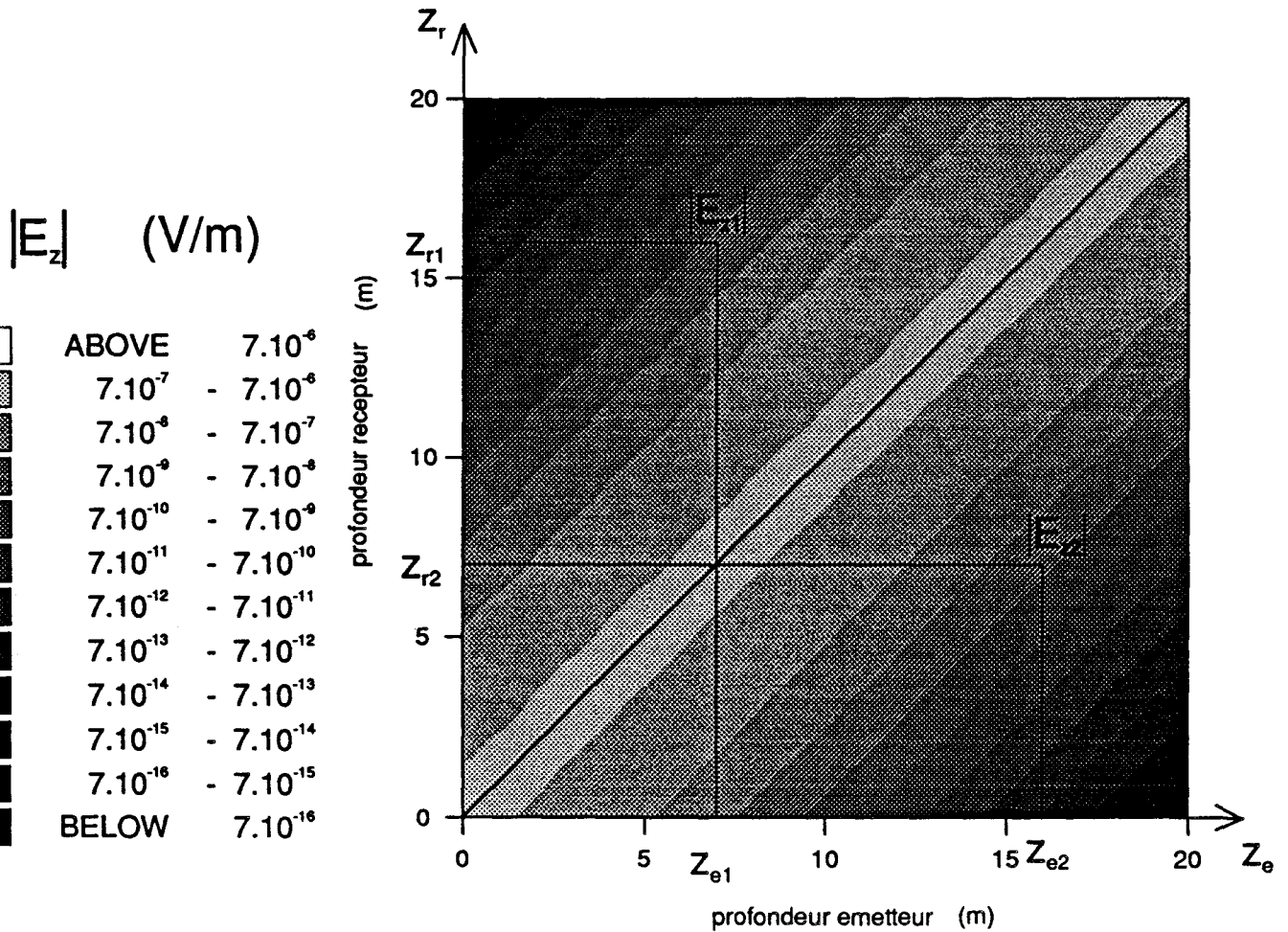


Figure 2-16 : Variation de l'amplitude $|E_z|$ en fonction de z_e et z_r pour un milieu homogène

Nous remarquons que l'amplitude $|E_{z1}|$ à (z_{e1}, z_{r1}) est égale à l'amplitude $|E_{z2}|$ à (z_{e2}, z_{r2}) avec $z_{e1} = z_{r2}$ et $z_{e2} = z_{r1}$. Ceci apparaît sur la figure 2-16 sous forme de bandes parallèles à la première diagonale.

L'amplitude $|E_z|$ est maximum lorsque $z_e = z_r$, dans ce cas la distance r séparant l'émetteur du point de réception M est la plus petite et égale à d .

- Milieu avec cavité

Nous considérons le cas d'une cavité cubique de côté $a = 1,75$ m dont le centre C est à $D = 4,8$ m, $Z = 4,8$ m (cf. Fig. 2-17). Les caractéristiques électriques du milieu de propagation et de la cavité sont respectivement égales à (sol : $\sigma_1 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ S/m, $\epsilon_{r1} = 8$), (air : $\sigma_2 = 0$ S/m, $\epsilon_{r2} = 1$).

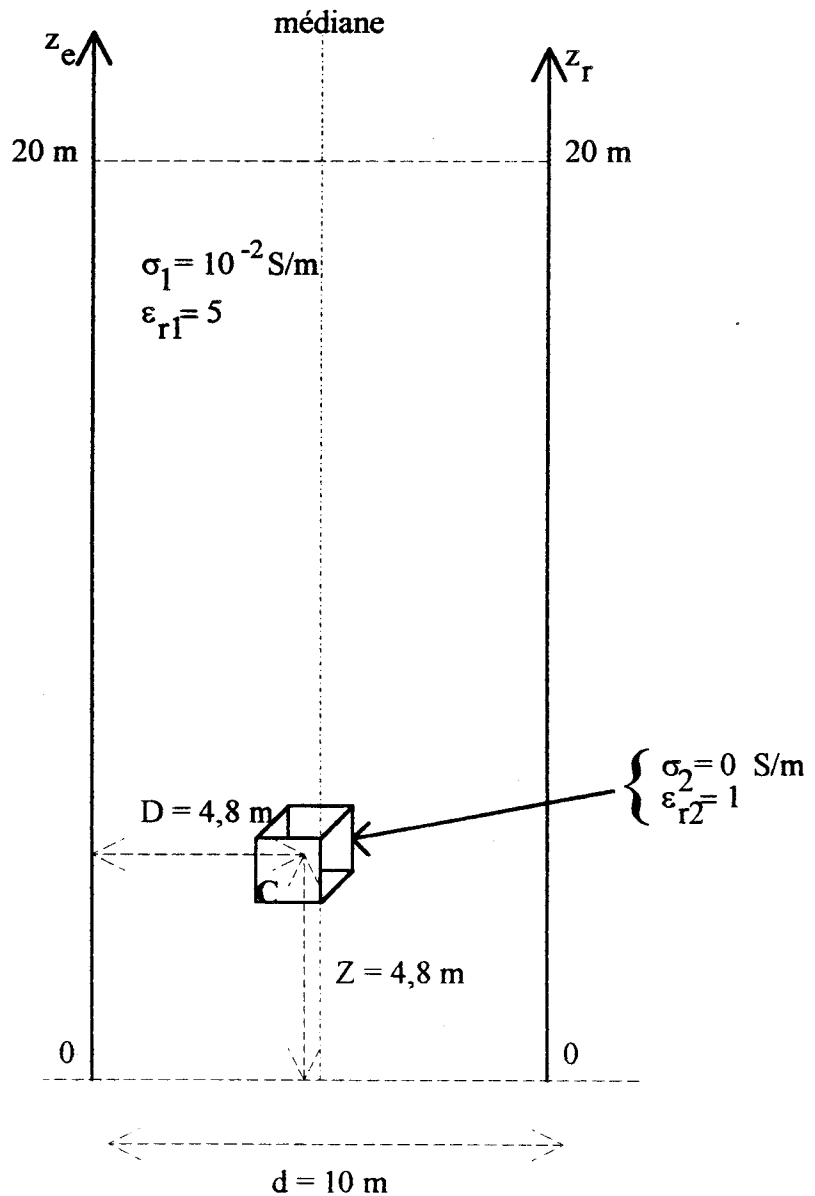


Figure 2-17 : Représentation à l'échelle de la configuration milieu avec cavité

La figure 2-18 présente les variations de $|E_z|$ en fonction de z_e et z_r .

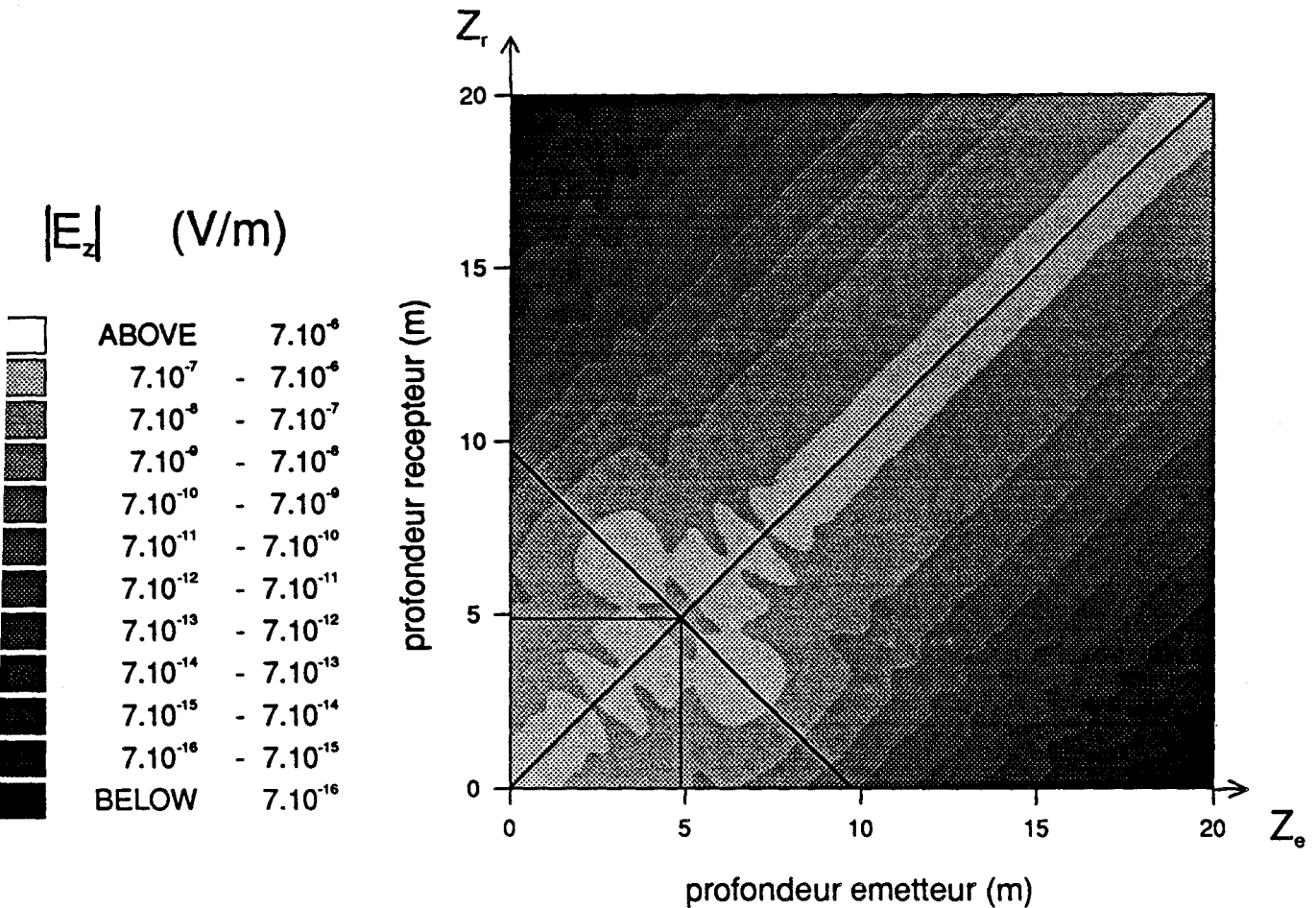


Figure 2-18 : Variation de l'amplitude $|E_z|$ en fonction de z_e et z_r pour un milieu avec cavité dont le centre est à $D = 4,8$ m et $Z = 4,8$ m

L'échelle employée pour les niveaux de gris est identique à celle de la figure 2-16 afin de pouvoir établir des comparaisons. Nous constatons, d'une part un affaiblissement de $|E_z|$ pour des positions z_e et z_r proches de la valeur de Z , d'autre part des oscillations de $|E_z|$ déjà mises en évidence lors de l'étude paramétrique. Lorsque z_e et z_r sont supérieures à Z , l'émetteur et le point de réception M sont loin de la zone où se trouve la cavité, nous obtenons une image identique à celle du milieu homogène.

Localisation de la cavité

A partir de la figure 2-18, nous localisons le centre de la cavité en déterminant Z et D.

Détermination de Z

L'amplitude du champ électrique $|E_z|$ dans le cas où l'émetteur, la cavité et le point de réception M se trouvent à la même profondeur ($z_e = Z = z_r$), est l'amplitude la plus critique. Dans l'exemple de la figure 2-18, nous recherchons sur la première diagonale le point où $|E_z|$ est le plus faible. Nous obtenons ainsi la valeur de Z.

Détermination de D

En s'aidant de la figure 2-15, des considérations géométriques simples nous permettent d'écrire :

$$\frac{z_r - z_e}{d} = \frac{z_r - Z}{d - D} \quad (2-45)$$

L'expression (2-45) est mise sous la forme d'une équation de droite :

$$z_r = -\frac{d - D}{D} z_e + \frac{Z d}{D} \quad (2-46)$$

Cette droite, notée (\mathcal{D}), passe par les points $\left(z_e = 0, z_r = \frac{Z d}{D}\right)$, $\left(z_e = \frac{Z d}{d - D}, z_r = 0\right)$ et $(z_e = Z, z_r = Z)$. Elle est facilement repérable sur la figure 2-18. Nous obtenons à $z_e = 0$, $z_r = 9,75$. Connaissant l'écartement des forages ($d = 10$ m) et la valeur de Z (4,8 m), nous calculons $D = \frac{Z d}{z_r} = 4,8$ m.

La figure 2-19 représente, en trait gras, la droite (\mathcal{D}) et, en trait pointillé, la droite médiane (\mathcal{M}) passant par le point ($z_e = Z, z_r = Z$). D'après la figure 2-15, la médiane est l'axe parallèle à $0z_e$ et $0'z_r$, distante de $d/2$ de $0z_e$. Si la pente de (\mathcal{D}) est supérieure à la pente de (\mathcal{M}), la cavité se trouvera entre l'axe $0z_e$ (le forage émetteur) et la médiane. Au contraire, si la pente de (\mathcal{D}) est inférieure à la pente de (\mathcal{M}), la cavité se trouvera entre la médiane et l'axe $0'z_r$ (le forage récepteur). Ainsi, nous pouvons localiser le centre de la cavité à partir de la représentation de l'amplitude $|E_z|$ en fonction de z_e et z_r .

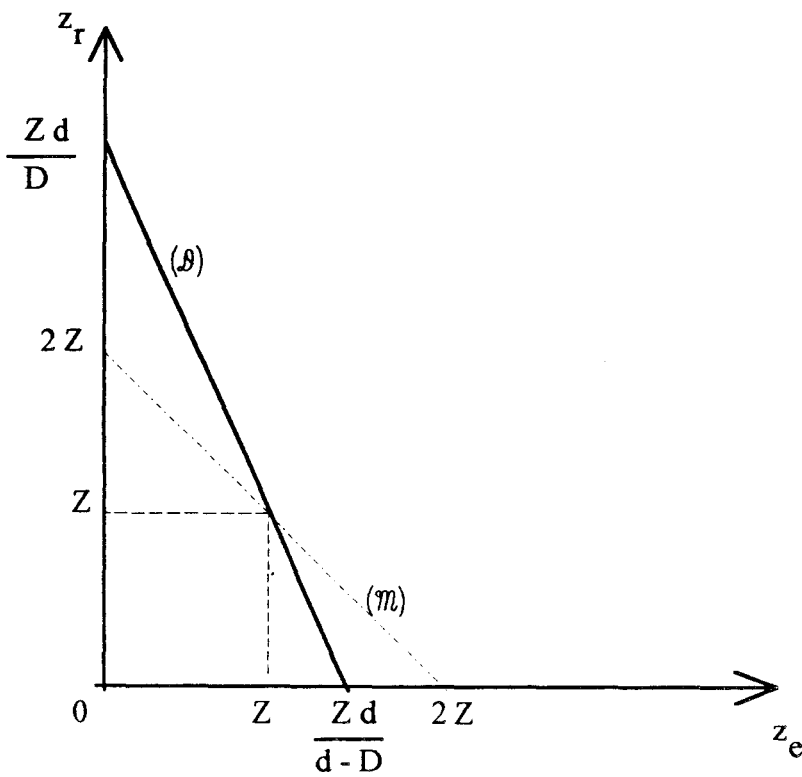


Figure 2-19 : Représentation des droites (\mathcal{D}) et (\mathcal{M}) dans le repère ($0z_e z_r$)

II-1-3 Etude de diverses influences

II-1-3-1 Influence de l'interface air/sol

La tomographie électromagnétique est réalisée à de faibles profondeurs : de l'ordre de 20 mètres. La proximité de la surface du sol peut apporter des modifications sur l'amplitude du champ électrique. Kassi Lahlou [14] a étudié la propagation en demi-milieu homogène afin de déterminer l'influence de l'interface air/sol. Nous présentons le principe et les résultats de cette étude.

Principe

Le milieu de propagation est constitué par deux demi-milieux homogènes et infinis indicés (1) et (2). Leurs caractéristiques électriques respectives sont (σ_1, ϵ_1) , (σ_2, ϵ_2) . L'interface séparant les deux demi-milieux est le plan (Oxy). Dans notre application, le demi-milieu (1) est le sous-sol, le demi-milieu (2) est l'air ($\sigma_2 = 0$ s/m, $\epsilon_2 = 1$).

Dans le demi-milieu (1), sont situés le dipôle électrique vertical sur l'axe Oz et le point de réception M sur un axe parallèle à l'axe Oz distant de d (cf. fig. 2-20).

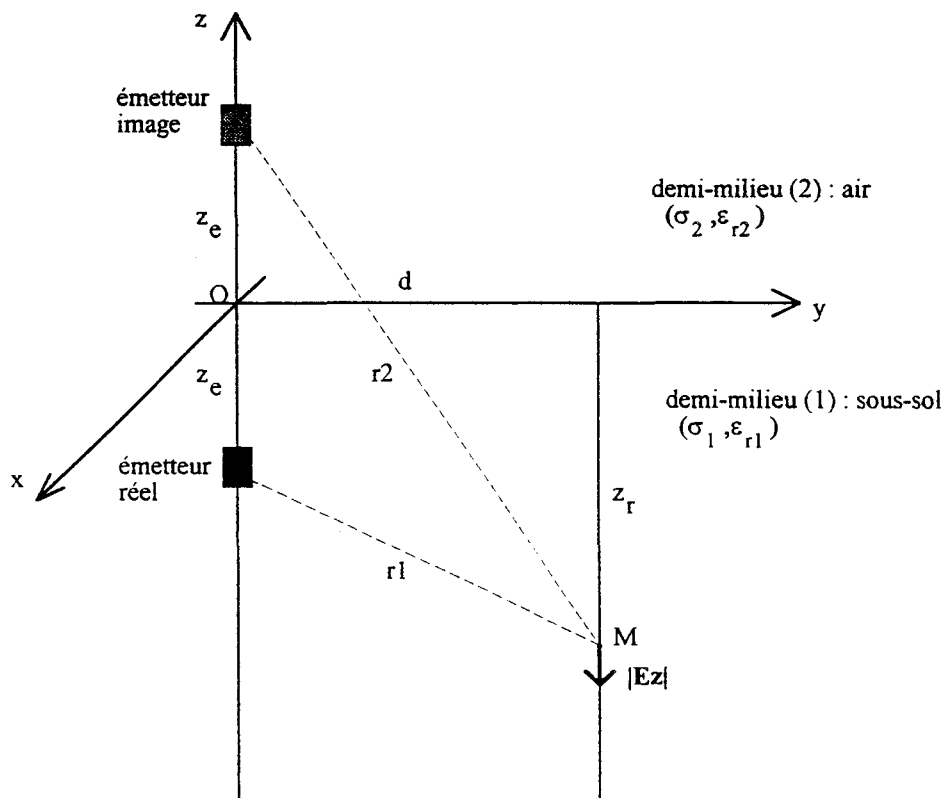


Figure 2-20 : Rayonnement d'un dipôle électrique vertical en demi-milieu

Le champ au point M est la somme du champ émis par le dipôle et du champ réfléchi par l'interface. Le champ réfléchi est représenté par un dipôle électrique image, situé dans le demi-milieu (2). Ce dipôle est symétrique au dipôle "réel" par rapport au plan Oxy. Du fait que le demi-milieu (2) ne présente pas une conductivité infinie, on ajoute un terme qui est l'intégrale de Sommerfeld.

La composante verticale du champ électrique s'exprime sous la forme suivante [14] :

$$E_z = \frac{I\ell}{4\pi(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - \gamma_1^2 \right) (G_{11} - G_{12} - \gamma_2^2 V_{11}) \right] \quad (2-47)$$

avec $G_{11} = \frac{e^{-\gamma_1 r_1}}{r_1}$, $G_{12} = \frac{e^{-\gamma_1 r_2}}{r_2}$

$$V_{11} = -2 \int_0^{\infty} \frac{e^{-u_1(z_e - z_r)}}{\gamma_1^2 u_2 + \gamma_2^2 u_1} \lambda J_0(\lambda d) d\lambda$$

- où $I\ell$ moment électrique du dipôle
 γ_i constante de propagation, $i = 1,2$
 $u_i = \sqrt{\lambda^2 + \gamma_i^2}$ avec $\Re(u_i) > 0$
 G_{11}, G_{12} fonctions de Green
 $r_1 = \sqrt{d^2 + (z_r - z_e)^2}$
 $r_2 = \sqrt{d^2 + (z_r + z_e)^2}$
 z_e profondeur de l'émetteur
 z_r profondeur du récepteur
 V_{11} intégrale de Sommerfeld
 J_0 fonction de Bessel d'ordre 0
 d écartement des forages
 λ variable d'intégration.

Le calcul de l'intégrale de Sommerfeld doit se faire numériquement [14]. On ne peut pas utiliser les approximations valables, soit en zone proche ($r \ll \lambda$), soit en zone lointaine ($r \gg \lambda$) [10].

Résultats

Nous présentons les résultats d'une étude paramétrique dont les paramètres sont la conductivité, la permittivité du sous-sol et l'écartement des forages. On compare les variations de l'amplitude $|E_z|$ en fonction de la profondeur z_r pour le cas du milieu homogène infini et celui du demi-milieu homogène.

Le dipôle émetteur est à $z_e = 10$ m. La fréquence est de 200 MHz. Le point de réception varie de $z_r = 0$ à $z_r = 20$ m.

La figure 2-21 présente les variations de $|E_z|$ en fonction de z_r pour trois valeurs de conductivité. La permittivité relative est de 5. L'écartement des forages est de 20 m. Comme nous l'avons vu au chapitre II-1-1-6, l'amplitude $|E_z|$ est très dépendante de la conductivité. Sur les courbes correspondant au demi-milieu, et à des profondeurs comprises entre 0 et 5 m, on note de faibles oscillations de $|E_z|$ pour $\sigma_1 = 10^{-3}$ S/m et $5 \cdot 10^{-3}$ S/m, et une augmentation de $|E_z|$ pour $\sigma_1 = 10^{-2}$ S/m.

La figure 2-22 présente les variations de $|E_z|$ en fonction de z_r pour deux valeurs de permittivité. La conductivité σ_1 est de 10^{-2} S/m. L'écartement des forages est de 20 m. On remarque que la perturbation causée par l'interface air/sol est moins importante lorsque la permittivité est grande.

La figure 2-23 présente les variations de $|E_z|$ en fonction de z_r pour deux valeurs d'écartement de forages. Le sous-sol a pour caractéristiques ($\sigma_1 = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_{r1} = 5$). L'influence de l'interface est négligeable lorsque l'écartement d des forages est de 10 m.

Pour ces courbes, on constate que l'interface air/sol n'a plus d'influence sur $|E_z|$ à une profondeur minimale voisine de 5 m. Cette profondeur est différente selon le type de sous-sol. Si la conductivité est faible, la permittivité élevée, ou l'écartement des forages réduit, la profondeur est inférieure à 5 m (donc plus proche de la surface).

Nous n'effectuerons des tomographies qu'au delà de cette profondeur limite. Ceci nous permettra d'émettre l'hypothèse du milieu infini. La plupart des méthodes de prospection géophysique de surface pouvant nous renseigner sur les caractéristiques du très proche sous-sol (cf. fig. 2-24).

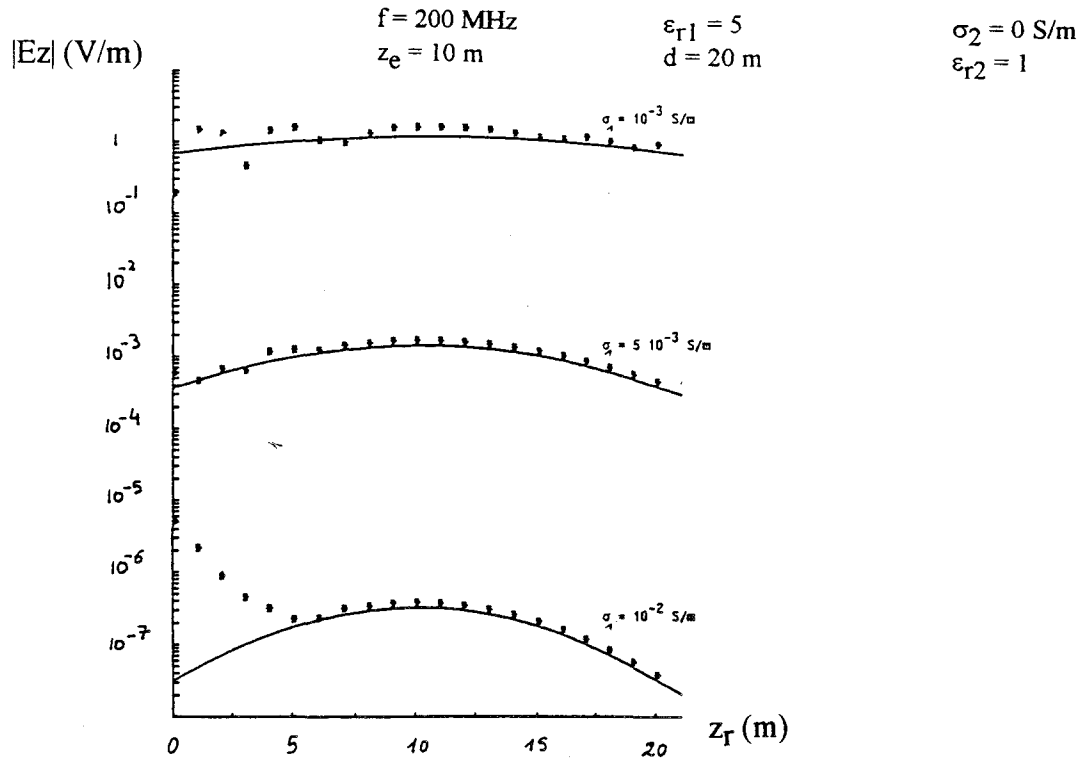


Figure 2-21 : Amplitude $|E_z|$ en fonction de la profondeur z_r du point de réception
paramètre : la conductivité
 (d'après Kassi-Lahlou)

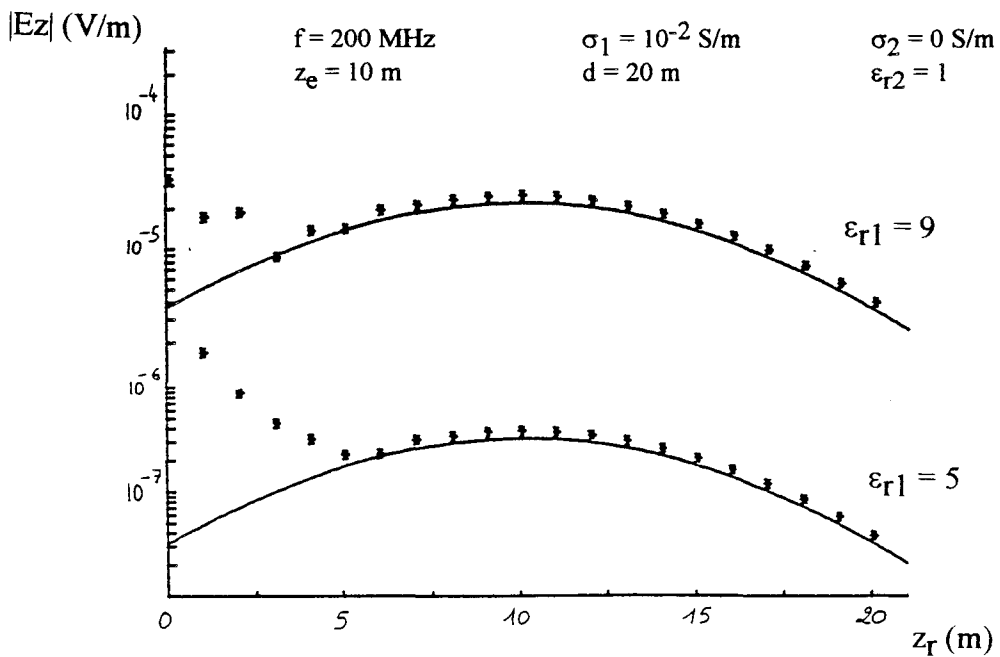


Figure 2-22 : Amplitude $|E_z|$ en fonction de la profondeur z_r du point de réception
paramètre : la permittivité relative
 (d'après Kassi-Lahlou)

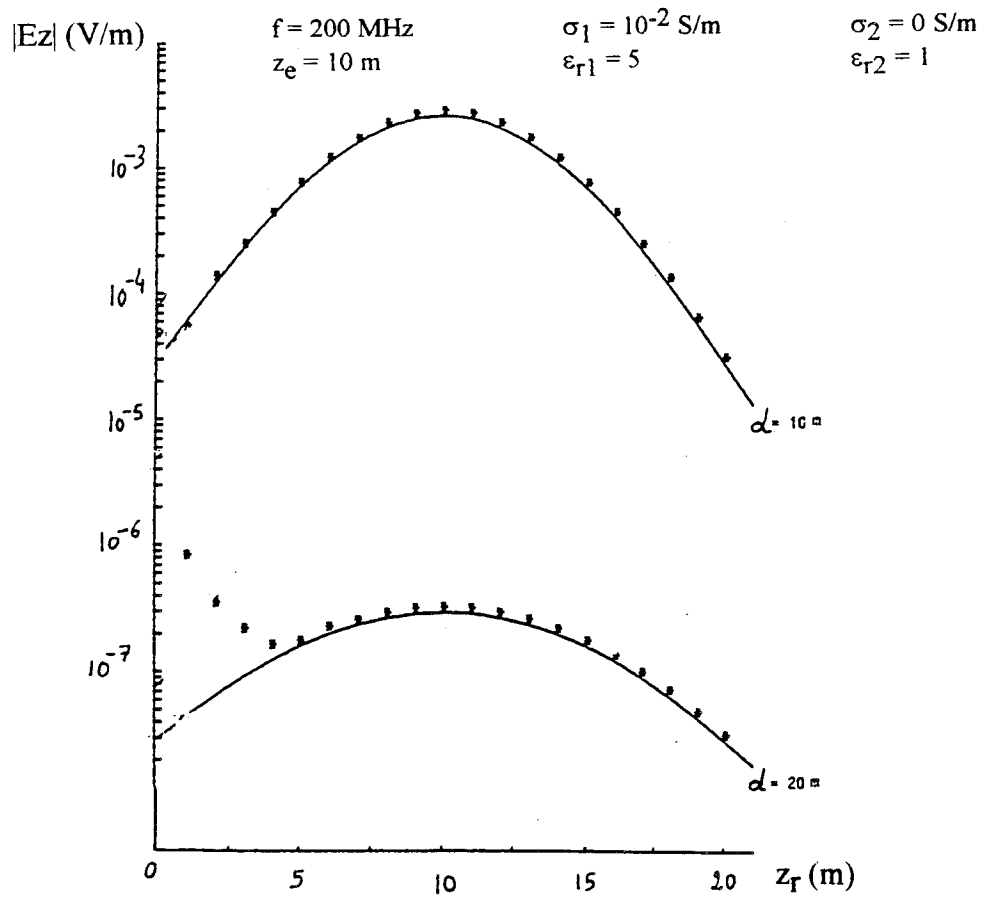


Figure 2-23 : Amplitude $|E_z|$ en fonction de la profondeur z_r du point de réception
 paramètre : l'écartement des forages
 (d'après Kassi-Lahlou)

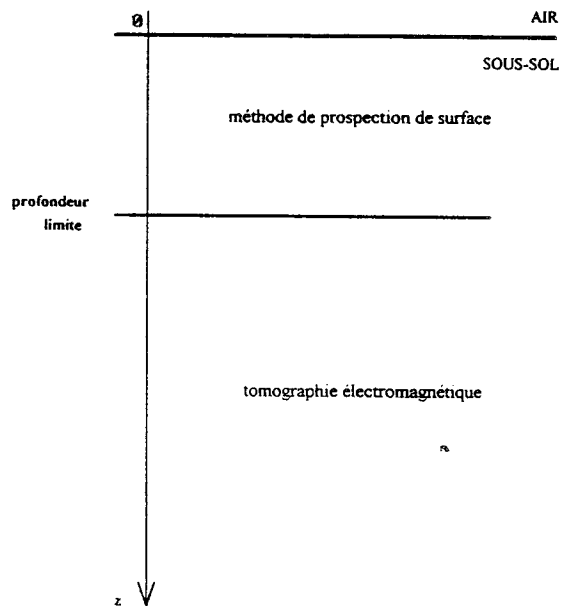


Figure 2-24 : Profondeur limite de la méthode de tomographie entre forages

II-1-3-2 Antennes et forages

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré comme émetteur et récepteur un dipôle électrique vertical et un point de réception M. Ils se déplacent respectivement selon les axes Oz_e et Oz_r symbolisant les forages.

En pratique, l'émetteur et le récepteur sont deux antennes demi-onde résonantes. Nous étudierons [15] les caractéristiques de ce type d'antenne afin de les comparer à celles d'un dipôle électrique vertical.

Les forages, dans lesquels sont descendus les antennes, ont un diamètre de l'ordre de 5 cm. L'influence du trou de forage sur le rayonnement de l'antenne a été étudié par Benjelloun [16], [17].

Les câbles métalliques reliant les antennes aux appareils situés à la surface peuvent être à l'origine de perturbations sur le champ [18]. Nous rappellerons les principaux résultats de ces deux études.

a) Diagramme de rayonnement des antennes

Nous étudions les caractéristiques d'une antenne demi-onde résonante située dans un milieu homogène et infini. L'antenne a pour longueur $\lambda/2$. Elle résonne à la fréquence $f = \frac{c}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}}$ où λ est la longueur d'onde, c est la vitesse de la lumière, ϵ_r est la permittivité relative du milieu. Dans l'air ($\epsilon_r = 1$) et à la fréquence de 200 MHz, l'antenne a une longueur de 75 cm. L'alimentation de l'antenne se fait en son centre. De ce fait, la distribution du courant sur l'antenne est la suivante : maximum et égal à I_0 au centre, nul aux extrémités (cf. fig. 2-25).

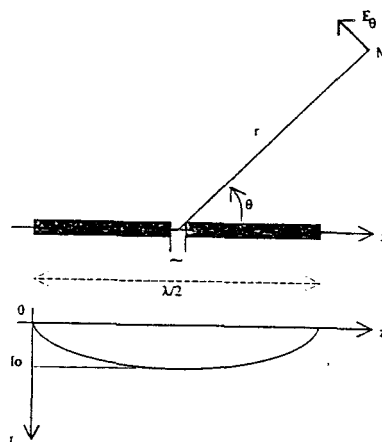


Figure 2-25 : Distribution du courant sur une antenne demi-onde résonante

Le champ électrique rayonné à grande distance par une antenne demi-onde résonante a pour expression :

$$E_{\theta} = j\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} I_0 \frac{e^{-\gamma r}}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (2-48)$$

Les diagrammes de rayonnement du dipôle électrique et de l'antenne demi-onde résonante sont présentés figure 2-26.

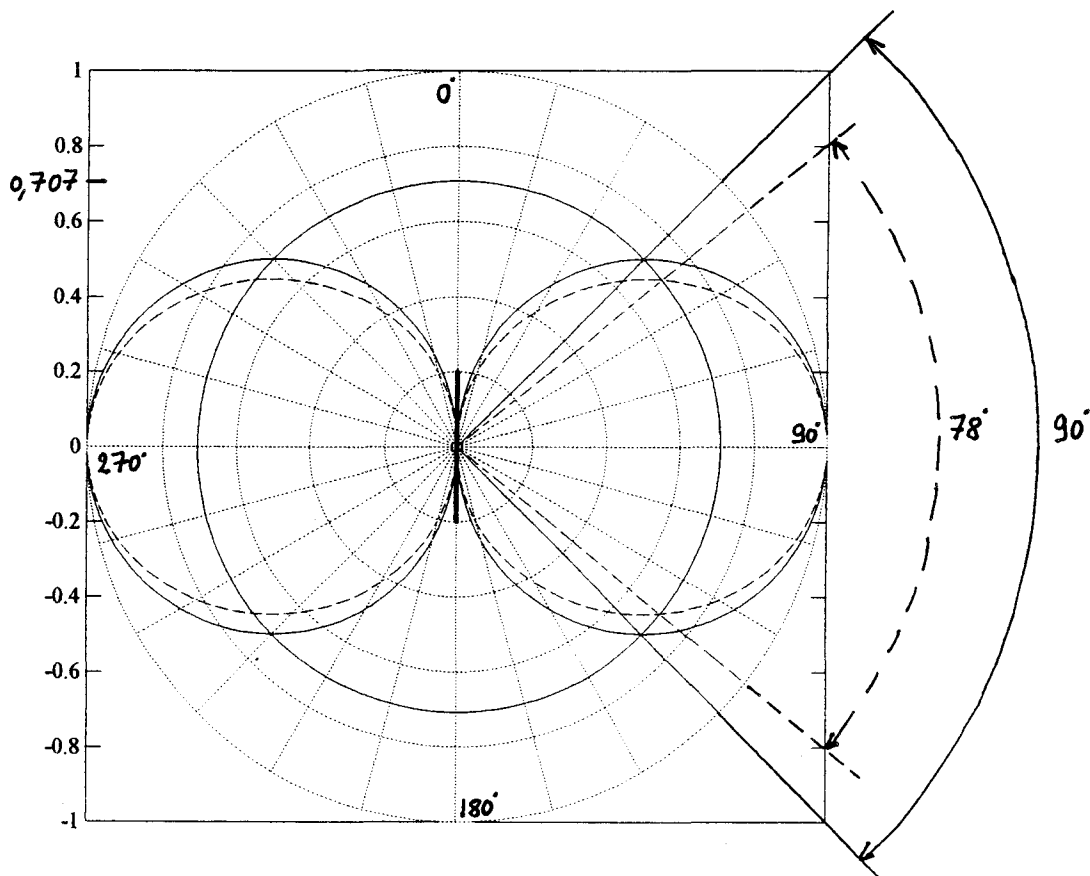


Figure 2-26 : Diagramme de rayonnement

- dipôle électrique
- antenne demi-onde résonante

Ils sont pratiquement identiques, bien que celui de l'antenne demi-onde soit plus directif. L'angle d'ouverture est défini par $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ où θ_1 et θ_2 sont les angles pour lesquels E_{\max} est divisé par $\sqrt{2}$. L'angle d'ouverture est de 90° pour le dipôle électrique, il n'est que de 78° pour l'antenne demi-onde.

Nous définissons l'écart en dB entre les deux diagrammes par :

$$e_{dB} = 20 \log \left(\frac{E_{dev}}{E_{\lambda/2}} \right) \quad (2-49)$$

où $E_{dev} = \sin\theta$ (dev signifie dipôle électrique vertical)

$$E_{\lambda/2} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

Nous traçons, figure 2-27, l'écart e_{dB} en fonction de l'angle θ (pour θ variant de 0 à 180°).

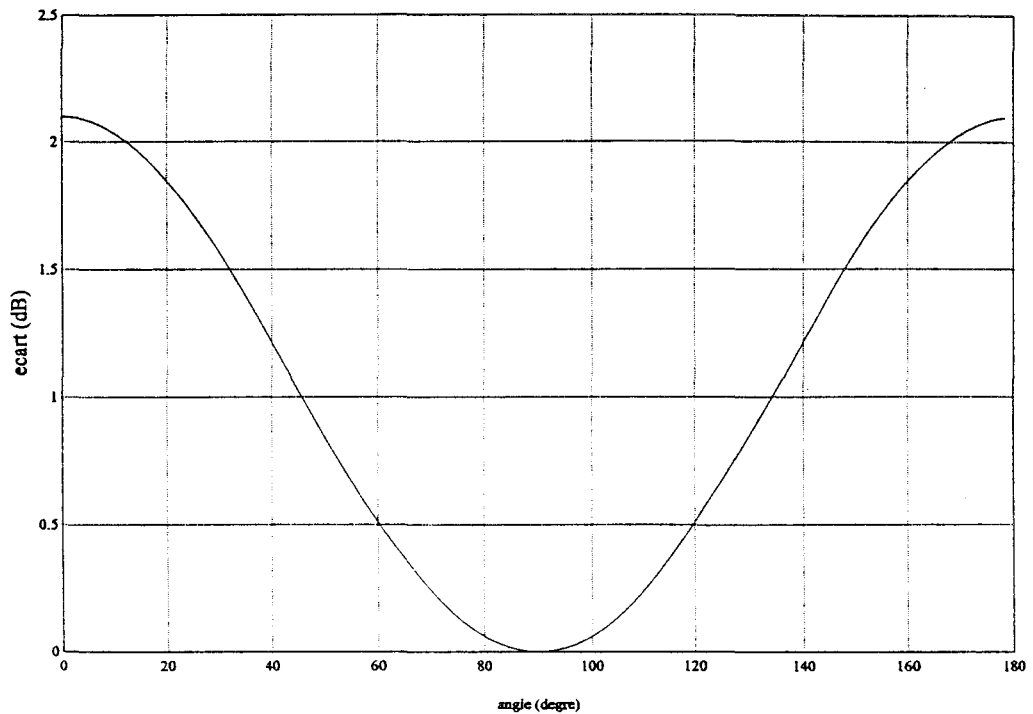


Figure 2-27 : Ecart en dB en fonction de l'angle pour les deux diagrammes de rayonnement

L'écart est faible : 2 dB au maximum. Pour cette raison, nous assimilerons le diagramme de rayonnement des antennes demi-onde à celui du dipôle électrique.

b) Influence des trous de forages

Nous présentons quelques résultats d'une étude effectuée par Benjelloun [16] concernant la distribution du courant sur une antenne demi-onde placée dans un forage. Les courbes de la figure 2-28 représentent les variations du courant sur l'antenne lorsqu'elle est, soit dans l'air, soit dans un forage de diamètre 5,5 cm, le sous-sol ayant pour caractéristiques (σ , ϵ_T). On remarque que toutes les courbes ont même allure. Le courant maximum I_0 chute, au plus, de 15 % par rapport à celui du milieu homogène, I_0 dépendant essentiellement de la permittivité du sous-sol.

Benjelloun a également montré [17] que l'excentrage de l'antenne dans le forage ne modifie pratiquement pas la distribution du courant sur l'antenne. La présence des trous de forage pourra donc être négligée, en particulier lors de la modélisation du problème inverse.

c) Influence des câbles

Les antennes sont dans les forages. Les appareils se trouvent en surface. De ce fait, on doit utiliser des câbles pour relier le générateur à l'antenne émettrice, et l'appareil de mesures à l'antenne réceptrice. On a le choix entre deux types de câble : le câble coaxial ou la fibre optique. Cette dernière présente l'avantage d'être insensible au champ électromagnétique, elle est toutefois relativement fragile et son coût est élevé. C'est pourquoi on utilisera des câbles coaxiaux. La présence de ces câbles peut perturber le champ rayonné. Kassi Lahlou a étudié [18] l'influence d'un fil métallique placé dans le sous-sol. Ce fil simule un câble coaxial. Il est supposé séparé de l'antenne demi-onde.

- *Câble du forage émetteur (Figure 2-29-a) :*

L'amplitude moyenne du courant sur le câble est toujours très inférieure à celle sur l'antenne émettrice. La présence du fil métallique à l'aplomb de l'antenne ne modifie pas le champ rayonné par celle-ci.

- *Câble du forage récepteur (Figure 2-29-b) :*

Le câble se comporte comme une grande antenne. L'amplitude moyenne du courant induit sur le câble est du même ordre de grandeur que celle sur l'antenne réceptrice. L'amplitude maximum I_0 au centre de l'antenne réceptrice subit des variations comprises entre 10 et 15 %. Ces variations sont provoquées par la présence du câble et diffèrent selon la position relative de l'antenne émettrice. Elles ne représentent toutefois qu'une modification de l'ordre de 1 dB sur la tension mesurée.

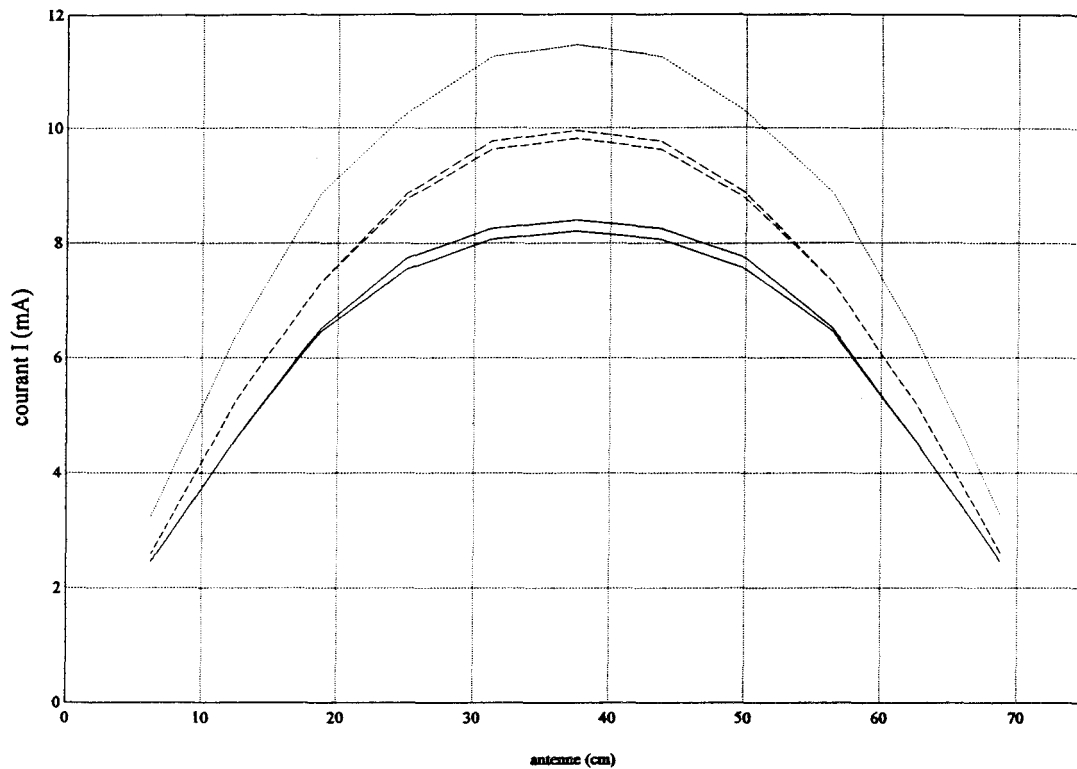
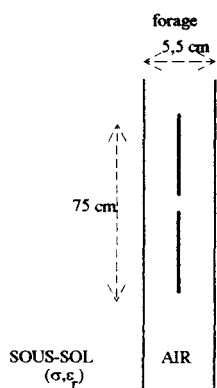


Figure 2-28 : Distribution du courant sur une antenne de 75 cm résonant à 200 MHz dans l'air forage de diamètre 5,5 cm

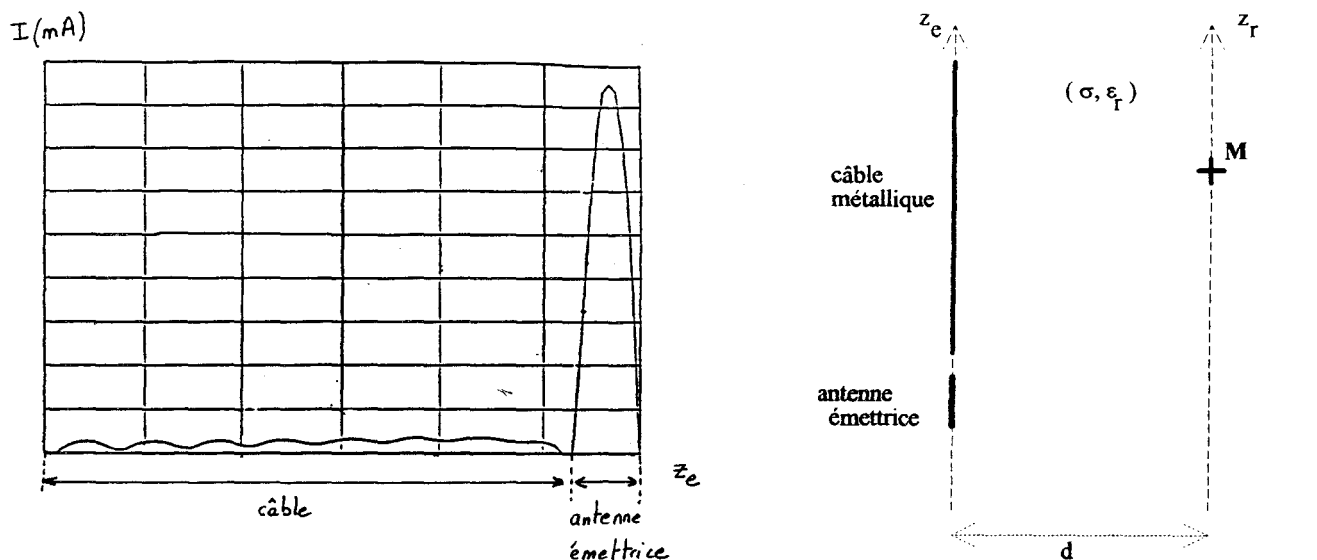


de haut en bas sur la courbe :

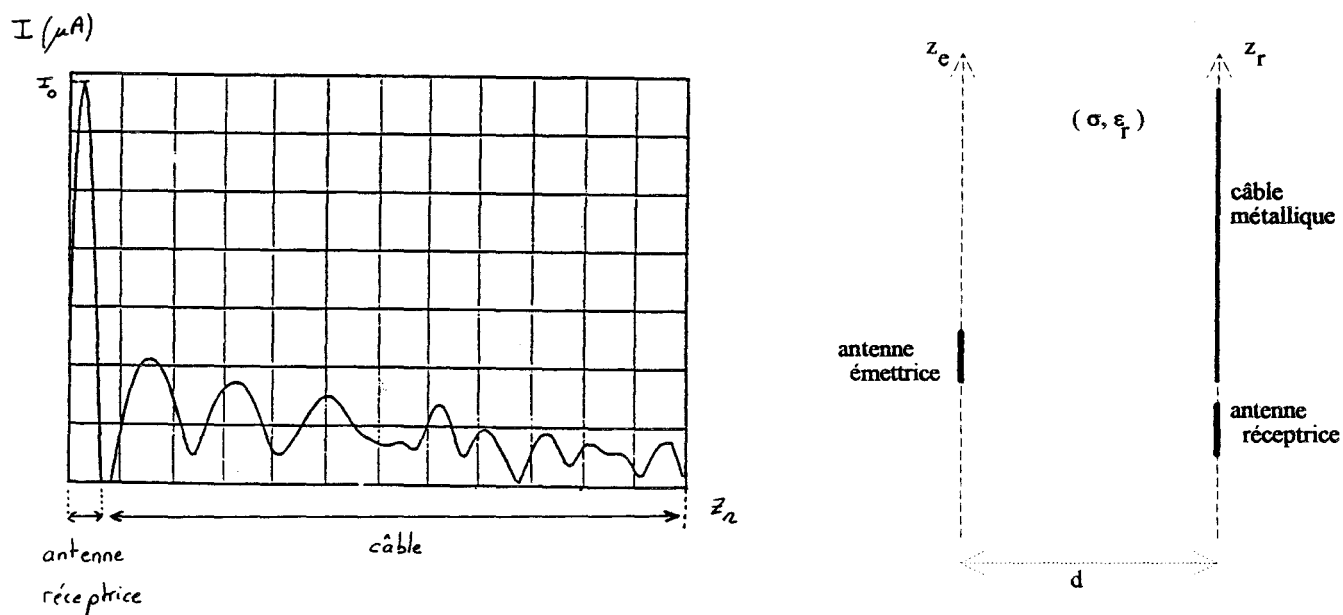
$$\left. \begin{array}{l} \sigma = 10^{-3} \text{ S/m} \\ \sigma = 10^{-2} \text{ S/m} \end{array} \right\} \epsilon_r = 5$$

$$\left. \begin{array}{l} \sigma = 10^{-3} \text{ S/m} \\ \sigma = 10^{-2} \text{ S/m} \end{array} \right\} \epsilon_r = 10$$

(d'après Benjelloun)



- a -



- b -

Figure 2-29 : Etude de l'influence d'un câble métallique sur le champ rayonné

- a - à l'émission (I est en mA)

- b - à la réception (I est en μA , du fait de l'atténuation dans le sol)

La distribution du courant sur l'antenne demi-onde est bien sinusoïdale

(d'après Kassi Lahlou)

II-2 LE PROBLEME INVERSE

II-2-1 Choix de la méthode d'inversion

II-2-1-1 Introduction

Nous traitons maintenant du problème inverse. Il consiste à déterminer les caractéristiques du milieu de propagation connaissant les amplitudes du champ électrique. Les données du problème sont les amplitudes, soit mesurées sur le terrain, soit calculées à l'aide de la méthode intégrale (cf. chapitre II-1-2). Le résultat est une tomographie du milieu de propagation, c'est-à-dire du sous-sol situé entre les deux forages.

Diverses méthodes de calcul peuvent être utilisées pour résoudre le problème inverse.

Les plus réalistes sont celles tenant compte des phénomènes de diffraction, nous citons pour exemples [20],[21],[22],[23]. La détermination des tomographies par diffraction demande, en général, une place mémoire et des temps de calcul importants.

En médecine, on utilise couramment des méthodes par transformée d'espace, où l'on peut à la fois, négliger les phénomènes de diffraction (emploi de rayons X), et obtenir une couverture azimutale complète de l'objet à tomographier (le corps humain).

Pour notre part, nous avons fait le choix d'utiliser une méthode fondée sur l'optique. Nous supposons que la propagation se fait selon des rayons, et omettons les phénomènes de réflexion, réfraction et diffraction au niveau de l'hétérogénéité. Nous étudions les conséquences de ces approximations sur les images obtenues.

A chaque couple émetteur - récepteur est associé un rayon, dont la longueur r est facilement calculée en connaissant l'écartement des forages (d) et les profondeurs de l'émetteur et du récepteur (z_e, z_r).

L'amplitude du champ électrique $|E_z|$ est relative à une position particulière de l'émetteur et du récepteur, donc à un rayon. On définit un maillage avec des mailles carrées de côté a , et des cercles d'influence de rayon R , centrés sur les points du maillage (cf. Figure 2-30).

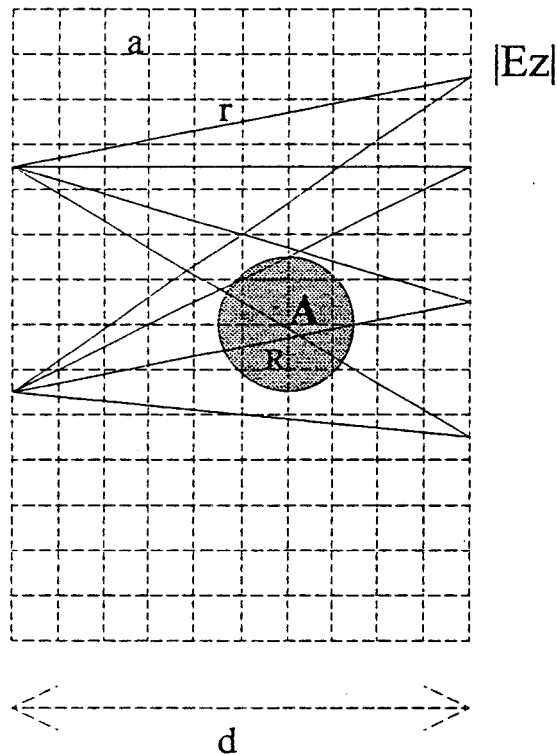


Figure 2-30 : Description du principe de la méthode géométrique d'inversion
 Exemple avec deux positions d'émetteur et quatre positions de récepteur
 Pour le point A du maillage et le cercle d'influence représenté en gris :
 trois rayons seront sélectionnés

L'ensemble des rayons traversant un cercle d'influence est sélectionné. On affecte à ce point du maillage une caractéristique du milieu de propagation qui est la longueur caractéristique L_c définie en (2-19). Elle est déterminée suivant divers paramètres : le nombre, la longueur r des rayons sélectionnés, les amplitudes $|E_z|$ relatives à ces rayons.

En calculant ainsi les longueurs caractéristiques sur l'ensemble des points du maillage, on obtient la tomographie du milieu de propagation.

II-2-1-2 Théorie simplifiée des rayons

La méthode géométrique d'inversion est donc fondée sur une théorie des rayons que nous nous proposons d'étudier. Cette théorie simplifiée suppose que :

- les rayons sont des droites

- pour la configuration de la figure 2-31, l'amplitude de la composante verticale du champ électrique est donnée par l'expression :

$$|E_z| = A \frac{d^2}{r^3} e^{-\alpha_1 r_1 - \alpha_2 r_2 - \alpha_1 r_3} \tag{2-50}$$

où α_1, α_2 sont les constantes d'atténuation respectives du milieu indicé (1) et de l'hétérogénéité indicée (2). Nous rappelons que $\alpha = \frac{60\pi\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

r est la longueur totale du rayon, c'est la distance de l'émetteur au récepteur

r_1, r_2, r_3 sont les longueurs des portions du rayon dans les milieux (1) et (2)

$$r = r_1 + r_2 + r_3$$

d est l'écartement des forages

$$A = \frac{I\ell\omega\mu}{4\pi}$$

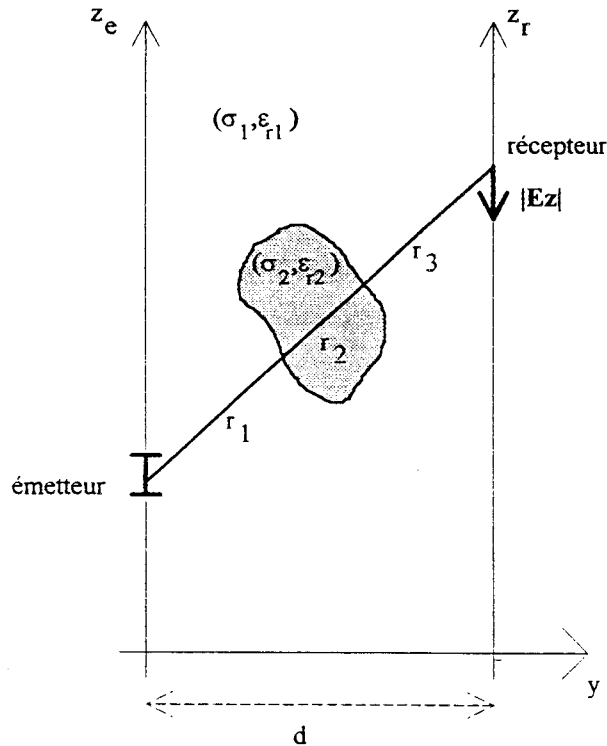


Figure 2-31 : Illustration de la théorie des rayons

L'amplitude de la composante verticale du champ électrique pour un milieu homogène est, d'après (2-23) :

$$|E_{zp}| = A \frac{d^2}{r^3} e^{-\alpha_1 r} \quad (2-51)$$

A partir de (2-50) et (2-51), nous déterminons le taux d'anomalie T_a défini en (2-44). Dans le cas de la théorie simplifiée des rayons, il a pour expression :

$$T_a = e^{(\alpha_1 - \alpha_2)r_2} - 1 \quad (2-52)$$

Nous en déduisons que :

- si $\alpha_2 > \alpha_1$, le taux d'anomalie est négatif :

Pour une hétérogénéité plus atténuante que le milieu (1) environnant, on notera une diminution de l'amplitude de $|E_z|$ du champ électrique.

- si $\alpha_2 < \alpha_1$, le taux d'anomalie est positif :

Pour une hétérogénéité moins atténuante que le milieu (1) environnant (c'est toujours le cas pour une cavité), on notera une augmentation de l'amplitude $|E_z|$.

- si $\alpha_2 = \alpha_1$, le taux d'anomalie est nul :

L'hétérogénéité et le milieu environnant ont même constante d'atténuation. Ils peuvent toutefois présenter des caractéristiques électriques (σ , ϵ_r) différentes si le

rapport $\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}}$ est respecté (cf. (2-18)).

II-2-1-3 Comparaison avec la théorie exacte

Pour résoudre le problème direct, nous avons montré (ch. II-1-2-1) que nous ne pouvions pas utiliser une théorie des rayons car la taille des hétérogénéités recherchées est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. On a alors calculé $|E_z|$ à l'aide d'une théorie dite exacte : la méthode intégrale résolue par une méthode des moments.

On se propose de comparer ces deux théories afin de connaître les erreurs qui seront commises lors de l'emploi de la théorie simplifiée des rayons. Pour cela, nous présentons les principaux résultats d'une étude effectuée par Kassi Lahlou [13].

On reprend la configuration de la figure 2-9. Le milieu d'indice (1) a pour caractéristiques ($\sigma_1 = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_{r1} = 5$). L'hétérogénéité d'indice (2) est un cube de côté $a = 1$ m. Son centre C a pour coordonnées ($x_C = 0$, $y_C = 5$, $z_C = 0$). Ses caractéristiques électriques (σ_2 , ϵ_{r2}) sont les paramètres de cette étude. On représente les variations du taux d'anomalie en fonction de la profondeur z_r du récepteur (de -10 m à +10 m). L'émetteur est à $z_e = 0$ m.

Les courbes en trait plein correspondent à la théorie exacte, celles en trait épais à la théorie des rayons.

- un seul des paramètres varie

* $\sigma_2 = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_{r2} = 2,5$ (cf. Figure 2-32)

Seule la permittivité de l'hétérogénéité est différente du milieu environnant, et $\epsilon_{r2} < \epsilon_{r1}$. La constante d'atténuation α_2 est donc supérieure à α_1 . D'après la théorie des rayons, on obtient un taux d'anomalie négatif.

* $\sigma_2 = 10^{-4}$ S/m, $\epsilon_{r2} = 5$ (cf. Figure 2-33)

Seule la conductivité est différente, et $\sigma_2 < \sigma_1$.

La constante d'atténuation α_2 est alors inférieure à α_1 . D'après la théorie des rayons, on obtient un taux d'anomalie positif.

Lorsqu'un seul des paramètres varie, l'accord entre les deux théories est satisfaisant : l'allure des courbes est similaire. On note toutefois que la théorie des rayons sous-estime ou surestime notablement l'influence de l'hétérogénéité. L'anomalie est cependant toujours bien centrée sur la cavité

- *cas d'une cavité* (cf. Figure 2-34)

L'hétérogénéité est une cavité. Ses caractéristiques électriques sont donc ($\sigma_2 = 0$ S/m, $\epsilon_{r2} = 1$). La constante d'atténuation α_2 est inférieure à α_1 . D'après la théorie des rayons, le taux d'anomalie est négatif. Or, la théorie exacte donne un résultat opposé.

- *milieux 1 et 2 de même constante d'atténuation* (cf. Figure 2-35)

Les valeurs des caractéristiques de l'hétérogénéité sont calculées de telle sorte que $\alpha_2 = \alpha_1$. On prend $\sigma_2 = 4,47 \cdot 10^{-3}$ S/m, $\epsilon_{r2} = 1$. D'après la théorie des rayons, le taux d'anomalie est égal à zéro. Le résultat de la théorie exacte est loin d'être nul du fait du contraste de conductivité et de permittivité.

Par ces quatre exemples, on se rend compte des limitations de la théorie simplifiée des rayons. Les erreurs sont principalement causées par le fait que cette théorie néglige tous les phénomènes de diffraction et de réfraction, et est fondée sur un modèle à deux dimensions (Oxy).

La taille de l'hétérogénéité est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. C'est pourquoi on ne peut se faire une idée a priori sur l'augmentation ou la diminution de l'amplitude du champ électrique en présence d'une hétérogénéité. Seul le calcul par la méthode exacte peut nous renseigner.

On constate cependant que les hétérogénéités sont toujours correctement positionnées en utilisant la théorie des rayons (sauf cas où $\alpha_1 = \alpha_2$). Mais le sens de variation du taux d'anomalie n'est pas toujours exact. La méthode d'inversion, fondée sur cette théorie, permettra de détecter et localiser une éventuelle hétérogénéité dans le sous-sol, mais pas de déterminer sa longueur caractéristique de façon certaine.

Ainsi, l'étude de la théorie simplifiée des rayons a permis de mettre en évidence les limites de la méthode d'inversion.

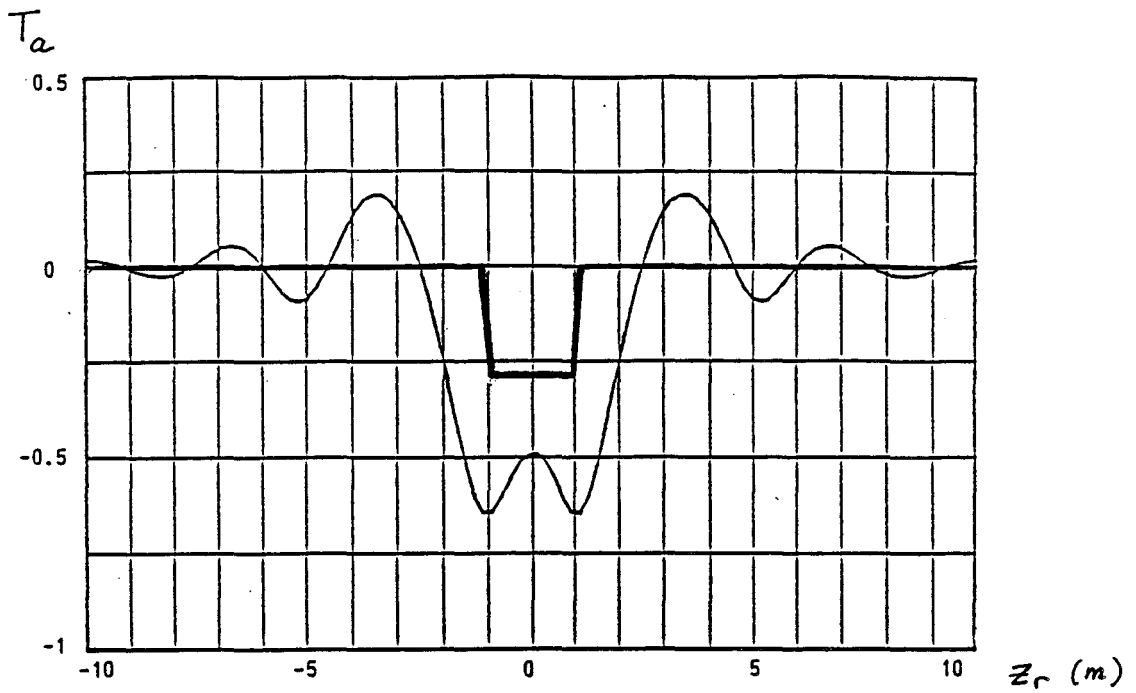


Figure 2-32 : Taux d'anomalie en fonction de la profondeur z_r
différence de permittivité ($\sigma_2 = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_{r2} = 2,5$)
 (d'après Kassi Lahlou)

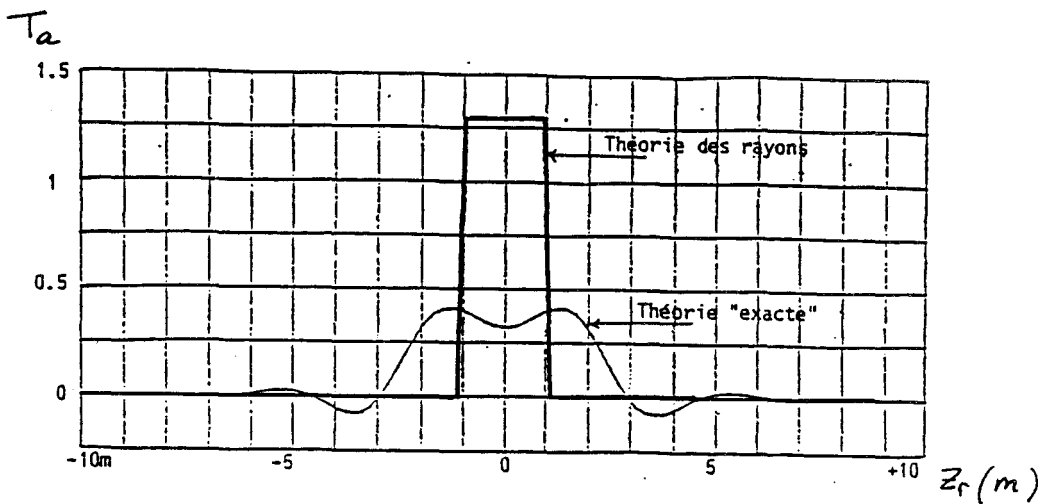


Figure 2-33 : Taux d'anomalie en fonction de la profondeur z_r
différence de conductivité ($\sigma_2 = 10^{-4}$ S/m, $\epsilon_{r2} = 5$)
 (d'après Kassi Lahlou)

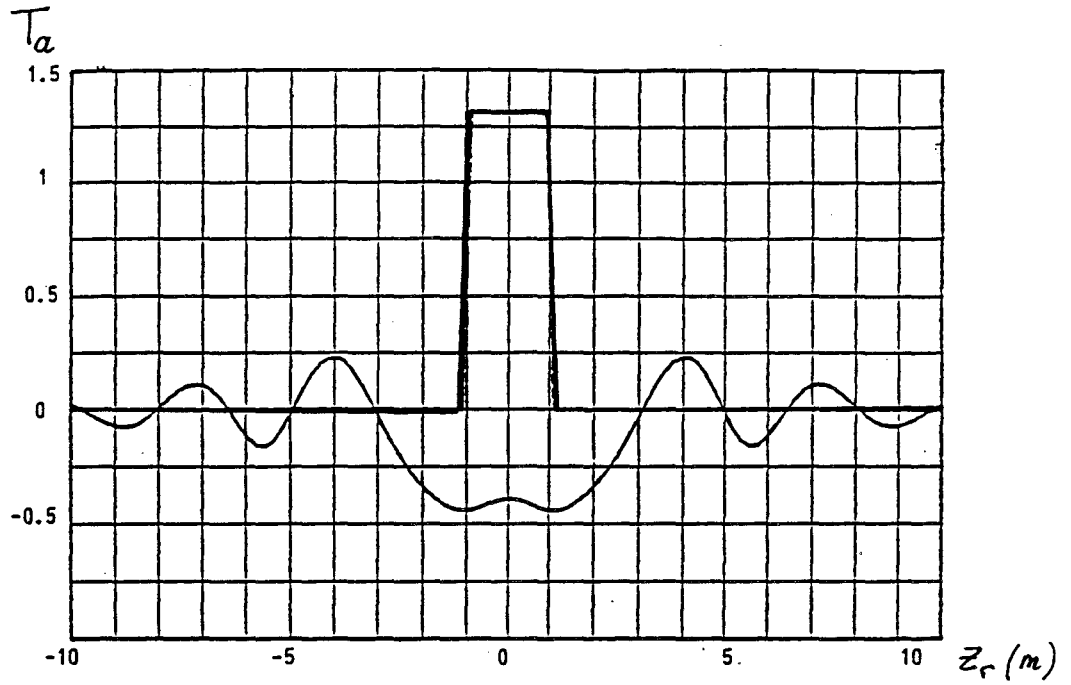


Figure 2-34 : Taux d'anomalie en fonction de la profondeur z_r
cas d'une cavité
(d'après Kassi Lahlou)

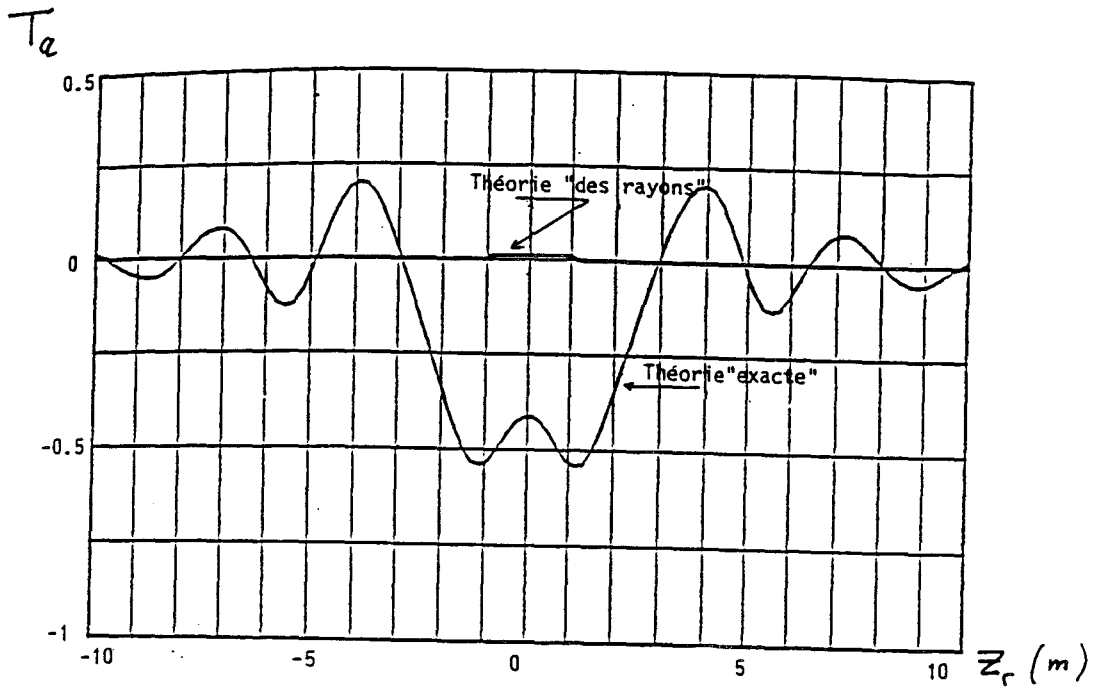


Figure 2-35 : Taux d'anomalie en fonction de la profondeur z_r
même constante d'atténuation
(d'après Kassi Lahlou)

II-2-2 Présentation de la méthode d'inversion

II-2-2-1 RAI-2D

On a adapté un programme d'inversion, dénommé RAI-2D, et initialement mis au point pour la tomographie sismique par Côte du L.C.P.C. [19]. Nous présentons le principe général du programme.

En sismique, les données sont constituées par des temps de propagation t , et les inconnues sont les vitesses v des ondes mécaniques. La relation entre les deux est du type $v = r / t$ où r est la longueur du rayon.

La figure 2-36 présente les différentes étapes du programme.

D'abord, on définit un modèle initial afin d'obtenir une première cartographie du sous-sol. Si l'on dispose d'informations a priori, ce modèle est construit en tenant compte de ces informations, sinon il est calculé à l'aide d'une backprojection (BKP). On applique alors à chaque point du maillage (cf. fig. 2-30) une vitesse moyenne égale au rapport de la moyenne des longueurs de tous les rayons et de la moyenne des temps de propagation ($v_{moy} = r_{moy} / t_{moy}$).

Ensuite, commence le processus itératif. RAI-2D a, en effet, pour base un algorithme de type SIRT (Simultaneous Iterative Reconstruction Technique) [24] [25]. Dans notre cas, le tracé des rayons est simple puisque toutes les positions de l'émetteur sont reliées à celle du récepteur par des rayons droits*. Pour l'itération i , on calcule pour chaque rayon, un temps de propagation t_{calc} à partir de la vitesse définie lors de l'itération $i-1$ (ou de la BKP pour la première itération). On cherche à obtenir le résidu (résidu = $t_{mes} - t_{calc}$) le plus faible possible (t_{mes} : temps mesurée, t_{calc} : temps calculée). En général, une dizaine d'itérations suffisent pour obtenir la convergence des statistiques (moyenne et écart type sur les résidus).

Enfin, la cartographie du sous-sol est représentée à l'aide d'un logiciel de dessin, tel que UNIRAS.

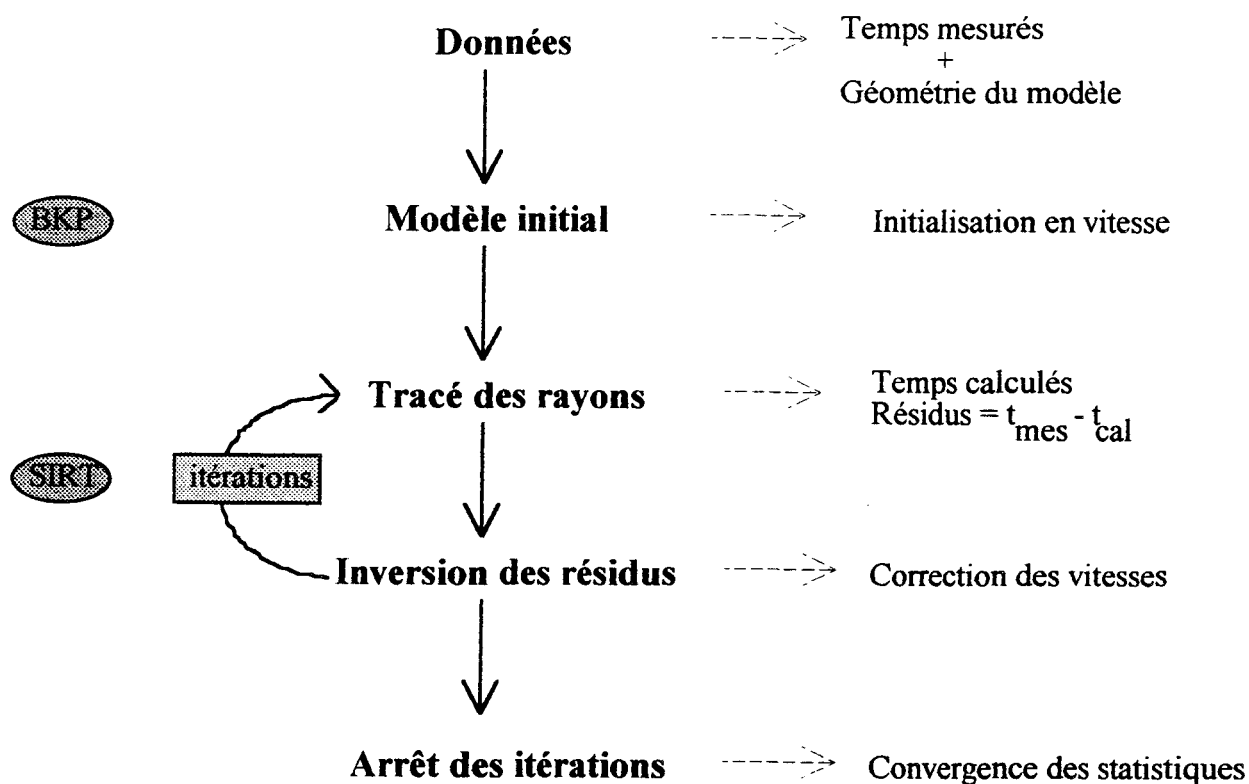


Figure 2-36 : Synoptique du programme d'inversion RAI-2D

*** remarque**

Nous considérons que les rayons reliant les positions de l'émetteur aux positions du récepteur sont droits. Le programme RAI-2D peut effectuer un tracé de rayons avec des cercles. Ceci permet de tenir compte de la courbure des rayons due à l'existence de contrastes de conductivité et de permittivité. Le processus d'inversion est toutefois plus complexe. Côte [26] a montré que seuls les rayons proches de l'interface air/sol sont circulaires. N'effectuant des tomographies qu'au delà d'une profondeur où nous pouvons négliger l'interface air/sol, nous utiliserons des rayons droits.

II-2-2-2 Adaptation à la tomographie électromagnétique

En électromagnétisme, les données sont des amplitudes V , le résultat est une cartographie en longueur caractéristique L_C .

Pour un dipôle élémentaire (de longueur $\ell \ll \lambda$), l'amplitude V qu'il est possible de mesurer est égale à $|E_z| \cdot \ell$ où $|E_z|$ est le module de la composante verticale du champ électrique. D'après (2-23), l'amplitude V s'écrit :

$$V = A_o \frac{d^2}{r^3} e^{-\alpha r} \quad (2-53)$$

où $A_o = \frac{I \ell^2 \omega \mu}{4\pi}$

d : écartement des forages

r : distance entre l'émetteur et le récepteur, soit la longueur du rayon

α : constante d'atténuation.

En prenant le logarithme des deux membres de l'expression (2-53), on obtient :

$$\alpha r = \ln \frac{A_o d^2}{V r^3} \quad (2-54)$$

Cette formule est équivalente à celle utilisée en sismique où αr est homologue au temps de propagation, et α à l'inverse de la vitesse des ondes mécaniques. L'algorithme RAI-2D reconstruit, pour la sismique, des vitesses à partir des mesures de temps. Il reconstruira ici, de la même façon, des longueurs caractéristiques L_C ($L_C = 1 / \alpha$) à partir des données déduites des mesures d'amplitudes, et mises sous la forme $\ln \frac{A_o d^2}{V r^3}$.

II-2-3 Tests de la méthode avec des données calculées

II-2-3-1 Milieu homogène et milieu avec cavité

Les tests de la méthode d'inversion utilisent des données calculées à l'aide du programme décrit au chapitre II-1-2-2. Pour cela, nous opérons de la manière suivante :

- un modèle définissant les caractéristiques géométriques et électriques du milieu de propagation est choisi.
- les amplitudes du champ électrique pour tous les couples de positions émetteur - récepteur sont calculées par la méthode intégrale du problème direct.
- ces amplitudes sont les données du programme d'inversion RAI-2D. Le résultat est une tomographie qui est comparée au modèle.

A titre d'exemples, nous présentons les tomographies obtenues à partir des données de la figure 2-16 pour le milieu homogène, et de la figure 2-18 pour le milieu avec cavité.

Le modèle est constitué d'un milieu homogène dont les caractéristiques électriques sont ($\sigma = 2,5 \cdot 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_r = 8$). Il comporte deux forages distants de 10 m et profonds de 20 m. L'émetteur et le récepteur sont déplacés par pas de 0,25 m. Nous obtenons ainsi 6561 amplitudes calculées. La figure 2-37 présente le résultat de la reconstruction tomographique obtenu à partir de ces données. Nous constatons, d'une part que le caractère homogène du milieu est bien retrouvé, d'autre part que la valeur de la longueur caractéristique est exacte. Le calcul de L_c par l'expression $L_c = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60\pi\sigma}$ donne également un résultat de 0,6 m. Les hypothèses simplificatrices utilisées pour l'inversion n'introduisent donc pas de biais systématique en milieu homogène.

Le modèle du milieu avec cavité est présenté figure 2-38. Nous le comparons à la tomographie (Fig. 2-39) obtenue après inversion des données calculées à partir de ce modèle. La cavité est bien localisée. En revanche, comme la modélisation pouvait le prévoir (cf. ch. II-2-1-3), elle apparaît avec une longueur caractéristique plus faible que celle attendue. La longueur caractéristique de l'air est en effet infinie. Les artefacts encadrant la cavité ne sont pas trop pénalisants. Ils ne nuisent pas à l'estimation de la taille de celle-ci.

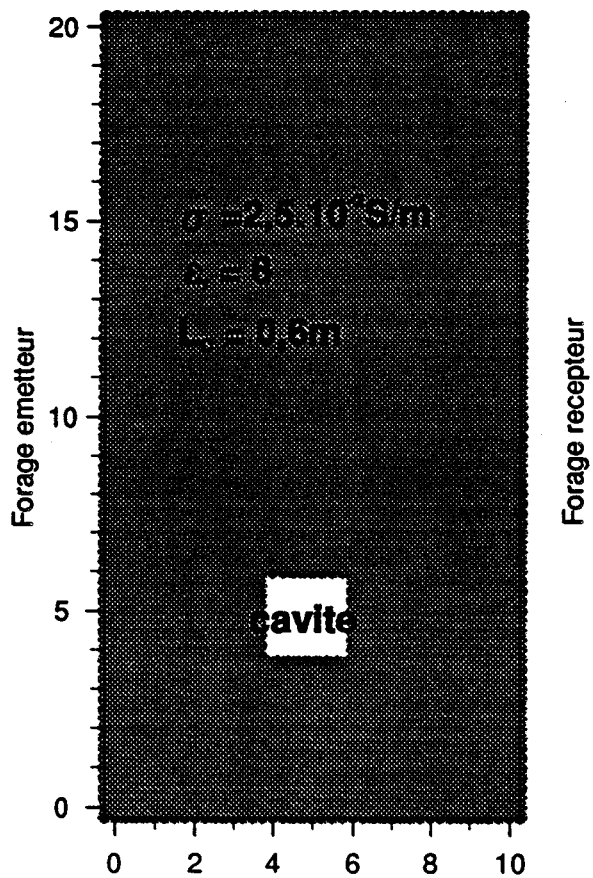


Figure 2-38 : Modèle du milieu avec cavité
les amplitudes correspondantes sont représentées figure 2-18

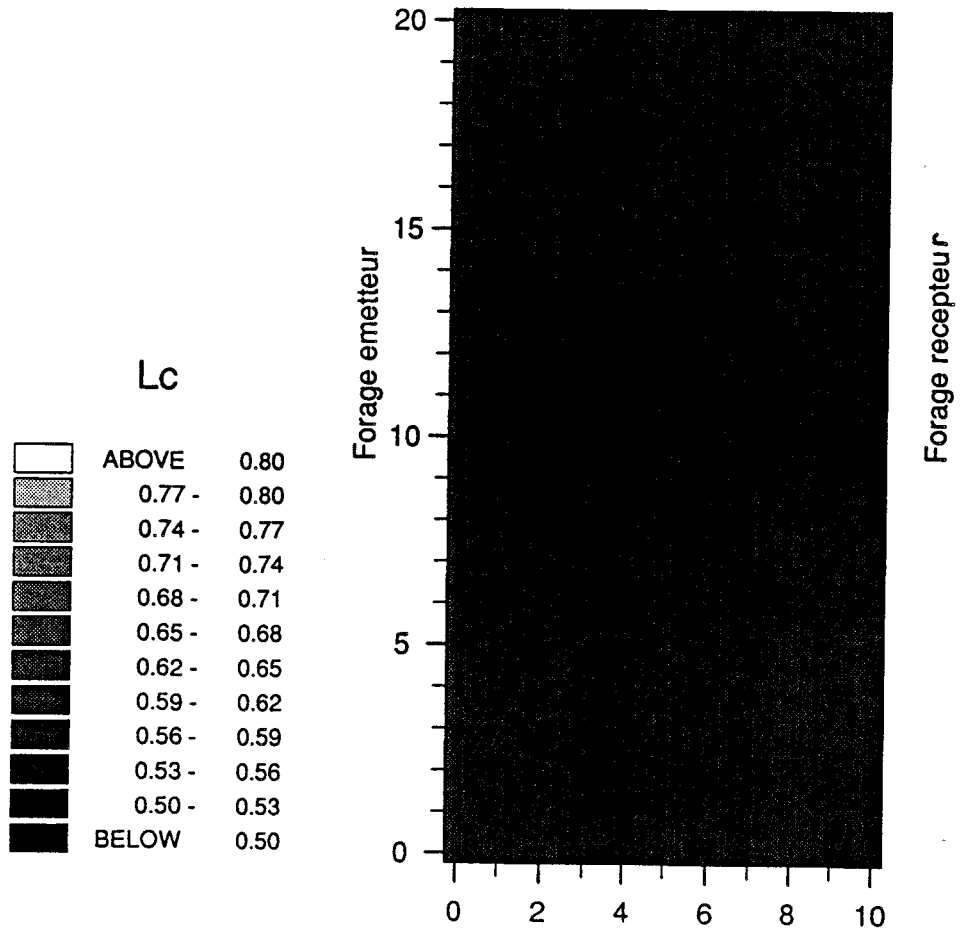


Figure 2-37 : Tomographie du milieu homogène

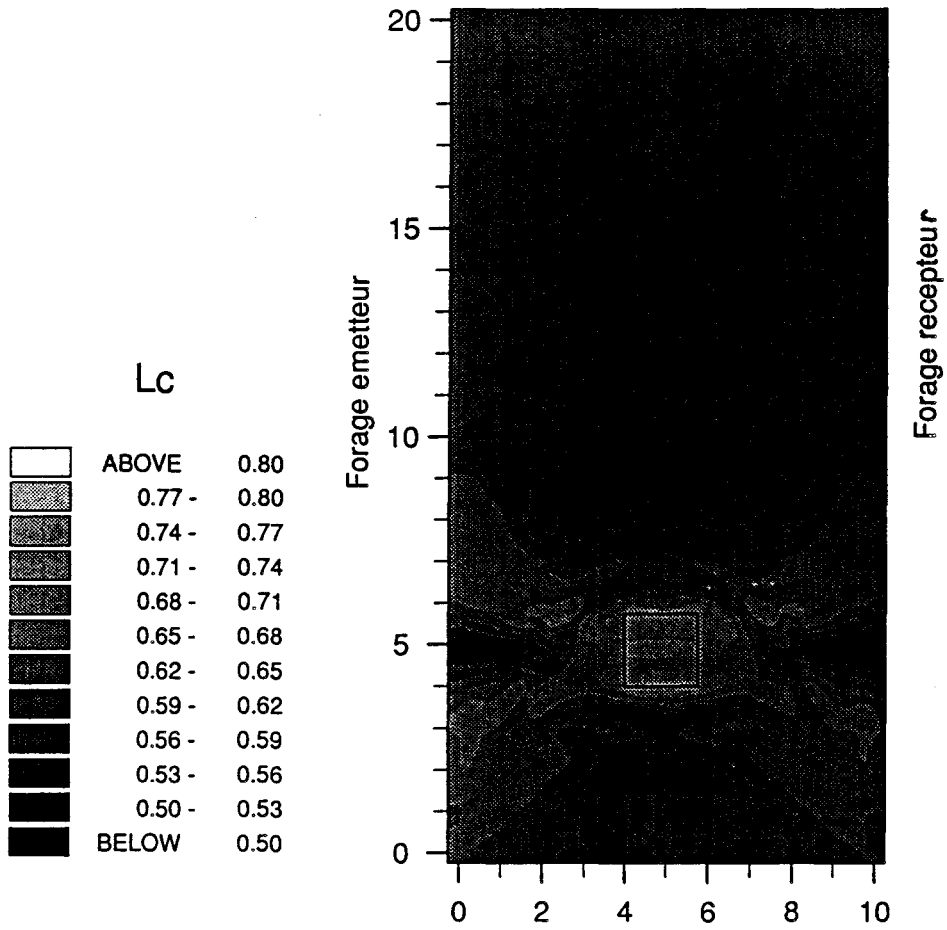


Figure 2-39 : Tomographie obtenue après inversion
pour le milieu avec cavité
la position de la cavité est représentée par le carré noir

II-2-3-2 Artefact provoqué par un mauvais choix de A_0

A_0 est défini dans l'expression (2-53) par $A_0 = \frac{I\ell^2\omega\mu}{4\pi}$. C'est une quantité proportionnelle à l'amplitude et à la fréquence de l'onde émise.

L'expression (2-53) est valable pour un dipôle électrique élémentaire dont la longueur $\ell \ll \lambda$, le courant étant de la forme $Ie^{j\omega t}$. Pour les simulations numériques, nous avons normalisé le moment électrique du dipôle en posant $I\ell = 1$.

Lors de mesures sur le terrain, nous utilisons des antennes demi-onde résonantes. Leur longueur est de $\frac{\lambda}{2}$, la distribution du courant est sinusoïdale. Benjelloun a montré [16] que lorsqu'elles sont placées dans les forages, cette distribution est quasiment inchangée, le courant I_0 au centre de l'antenne ne variant que de 15 % au maximum (cf. ch. II-1-3-2-b).

Pour pouvoir appliquer la formule (2-53) à des antennes demi-onde, on remplace $I\ell^2$ par $I_0\ell_{\text{eff}}^2$ ou ℓ_{eff} est la longueur effective de l'antenne. C'est la longueur qui correspondrait à une distribution de courant constante et égale à I_0 sur l'antenne demi-onde.

$$\ell_{\text{eff}} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\lambda}{2} \right) \quad (2-55)$$

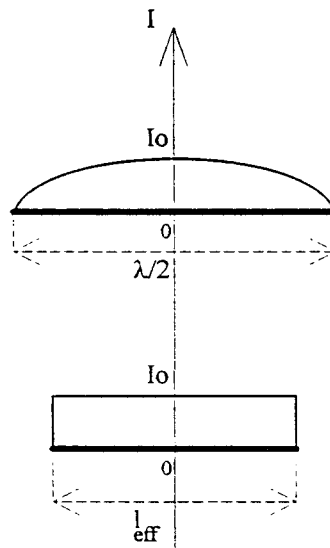


Figure 2-40 : Antenne demi-onde et antenne de longueur effective ℓ_{eff} dont la distribution de courant est constante

Le courant I_0 est déterminé en relevant la puissance émise et en écrivant $P = RI_0^2$ où $R = 50 \Omega$. Nous pouvons ainsi calculer le A_0 de l'antenne d'émission.

Si cette valeur calculée est fautive, elle peut être écrite sous la forme $k A_0$, où A_0 est la valeur correcte, et k un coefficient multiplicatif. L'expression (2-54) devient alors :

$$n_{\text{data}} = \alpha r = \ln \left(\frac{k A_0 d^2}{V r^3} \right) = \alpha r + \ln k \quad (2-56)$$

La longueur caractéristique ne s'écrira plus $L_c = \frac{r}{\alpha r}$ mais

$$L_c = \frac{r}{\alpha r + \ln k} \quad (2-57)$$

Lors de la reconstruction tomographique, un artefact géométrique va apparaître du fait de l'introduction du terme $\ln k$ qui ne dépend pas de la longueur des rayons.

Nous reprenons l'exemple du milieu homogène dont la tomographie est présentée figure 2-37 et figure 2-41-a. C'est une simulation numérique, les données du programme RAI-2D proviennent du calcul par la méthode exacte du problème direct. Donc $l = 1$. La fréquence étant égale à 200 MHz, nous obtenons un A_0 de 125,66.

Si nous inversons les données en introduisant non plus la bonne valeur de A_0 mais une valeur, soit de $2A_0$, soit de $10A_0$, nous obtenons respectivement les tomographies des figures 2-41-b et 2-41-c.

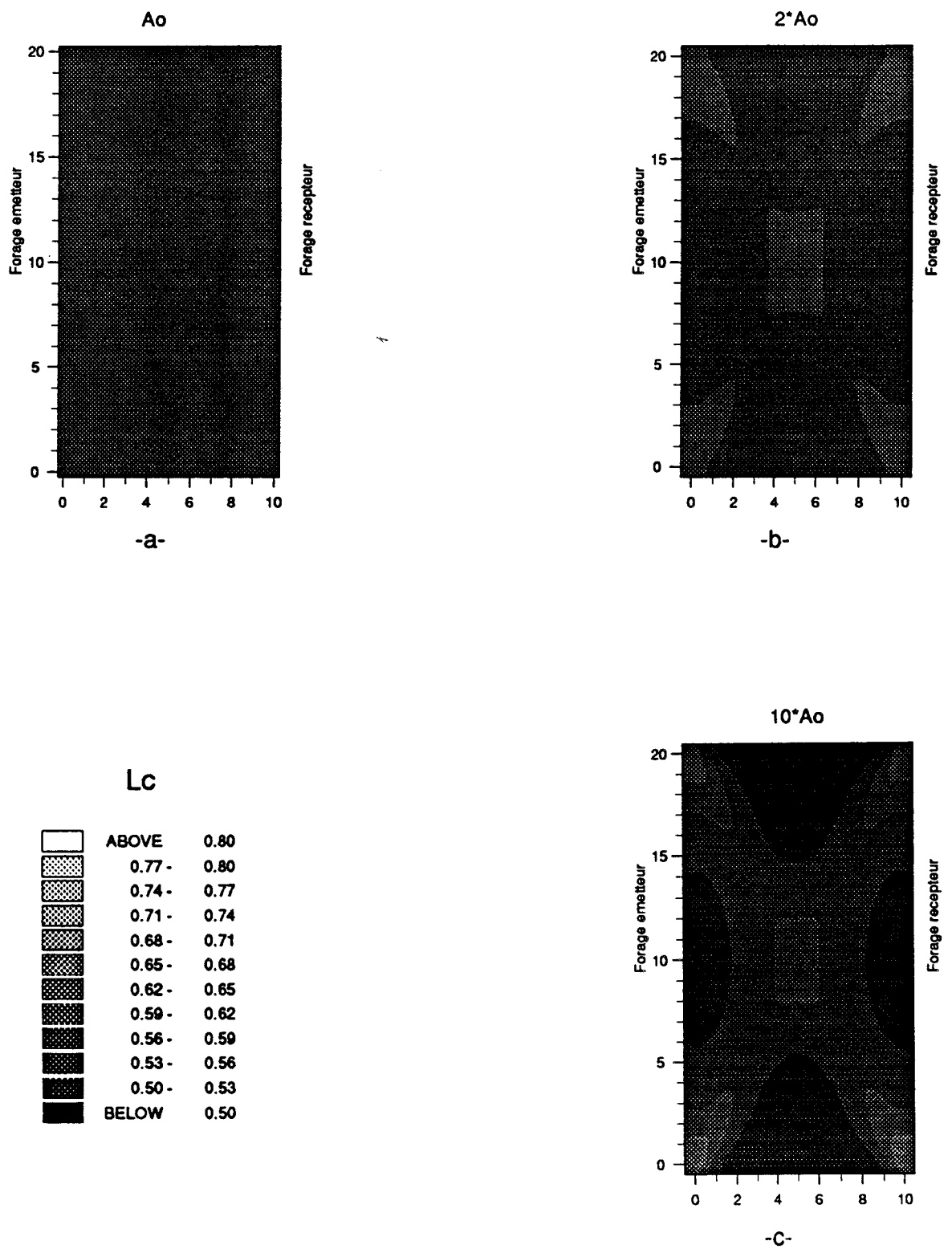


Figure 2-41 : Tomographie du milieu homogène

- a - avec le A_0 correct
- b - avec $2 \cdot A_0$
- c - avec $10 \cdot A_0$

Afin de pouvoir établir des comparaisons entre les tomographies des figures 2-41-a, b, et c, l'échelle en longueur caractéristique est identique. Nous constatons que plus le A_0 s'écarte de la valeur exacte, plus l'artefact est prononcé. Pour quantifier l'écart à l'image "vraie" (ici le milieu homogène), nous définissons la moyenne et l'écart type sur l'ensemble des longueurs caractéristiques calculées en chaque point de l'image. Le tableau 2-2 présente les valeurs obtenues.

	k	moyenne	écart type
A_0	1	0,60	$6,5 \cdot 10^{-5}$
$2 * A_0$	2	0,58	$7,5 \cdot 10^{-3}$
$10 * A_0$	10	0,54	$2,2 \cdot 10^{-2}$

Tableau 2-2 : Moyenne et écart type sur L_c
pour différentes valeurs de A_0
- cas du milieu homogène -

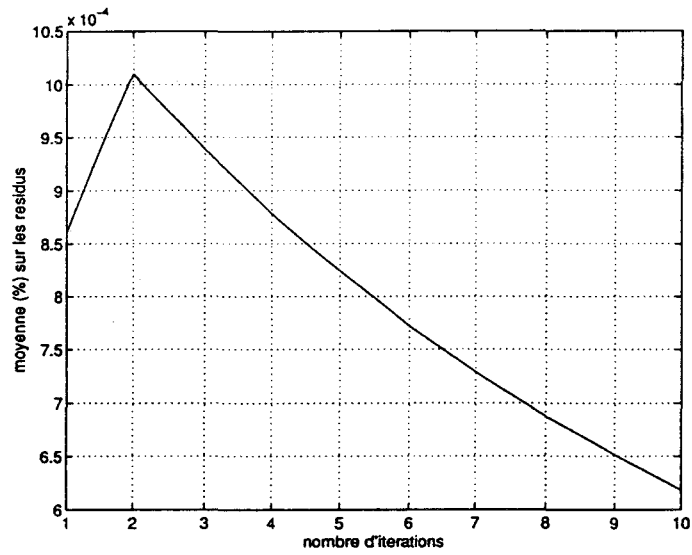
La moyenne, égale à 0,6 m pour A_0 , diminue au fur et à mesure que le facteur k augmente, ce qui est logique d'après (2-57). L'écart type, indicateur de dispersion, est multiplié par 300 lorsque k passe de 1 à 10.

Passons à l'étude des statistiques :

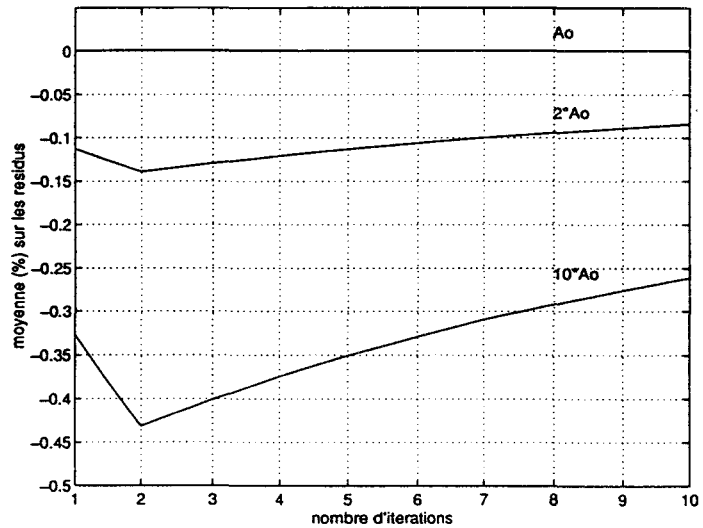
Les figures 2-42-a et 2-42-b présentent la moyenne sur les résidus en fonction du nombre d'itérations. Ces courbes permettent de vérifier la bonne convergence de la méthode d'inversion. La moyenne sur les résidus est définie comme suit :

$$\frac{\sum_{i_r=1}^N (n_{data} - n_{calc})}{N \cdot \sum_{i_r=1}^N n_{data}} \cdot 100 \quad (2-58)$$

- où $n_{data} - n_{calc}$ est le résidu pour un rayon i_r donné
 n_{data} est la donnée du programme d'inversion (définie en (2-54))
 n_{calc} est calculée pour chaque itération
 N est le nombre total de rayons.



- a -



- b -

Figure 2-42 : Variation de la moyenne sur les résidus en fonction du nombre d'itérations pour le milieu homogène

- a - avec A_0

- b - avec A_0 , $2A_0$ et $10A_0$

(échelle différente pour -a- et -b-)

La méthode converge dans tous les cas. Nous remarquons toutefois que la moyenne sur les résidus se stabilise à un pourcentage de plus en plus élevé pour des valeurs de A_0 de plus en plus fausses.

Lors de mesures, il faudra veiller à déterminer le plus exactement possible la valeur du A_0 de l'antenne d'émission. Un mauvais A_0 provoque un artefact en croix sur l'image tomographique. Cet artefact, facilement reconnaissable, peut masquer la présence éventuelle d'une hétérogénéité.

II-2-3-3 Ajout de bruit dans les données

Les amplitudes obtenues à partir de mesures sur le terrain sont entachées de bruit, du fait de l'imprécision sur le positionnement des antennes et sur la mesure de l'amplitude V . Cette erreur est de l'ordre de 2 à 3 dB.

Nous simulons cette erreur en introduisant dans les données calculées, une valeur aléatoire. Nous pouvons ainsi tester le programme d'inversion en présence de données bruitées.

Nous procédons de la manière suivante : un nombre aléatoire compris entre -1 et 1 est multiplié par un facteur correspondant au pourcentage de bruit. Cette quantité est ajoutée à l'amplitude calculée, on obtient :

$$|E_z|_{\text{bruitée}} = |E_z| (1 + 1,26 \text{ rand}) \quad (2-59)$$

Dans cet exemple, le facteur 1,26 occasionne une variation maximum de 7 dB sur la tension mesurée.

Reprenons l'exemple du milieu avec cavité dont la tomographie est présentée figure 2-39. La figure 2-43 montre les variations de l'amplitude du champ électrique en fonction de la profondeur du récepteur, pour une position d'émetteur égale à 4,75 m. Ceci permet d'avoir un aperçu des perturbations causées par l'introduction d'un bruit de 7 dB dans les données.

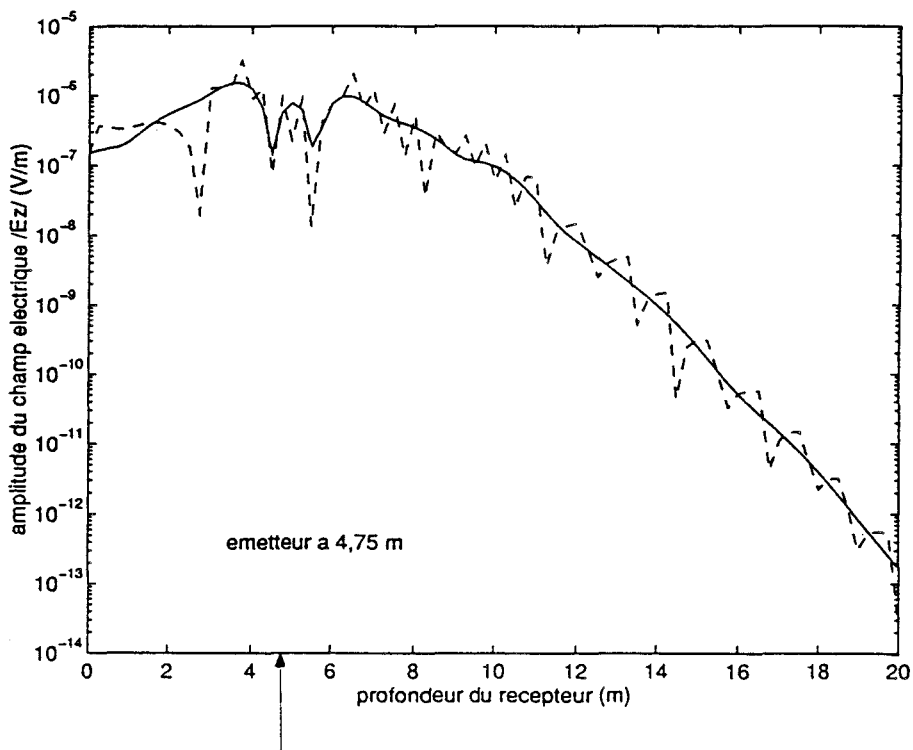


Figure 2-43 : Variation de $|E_z|$ en fonction de z_r pour une position de l'émetteur
 - milieu avec cavité -
 ——— données
 - - - - données bruitées

La figure 2-44 présente la tomographie calculée avec les données bruitées. Nous constatons que, malgré l'introduction d'un niveau de bruit surestimé par rapport à la réalité, il est toujours possible d'obtenir des informations fiables sur la présence, la localisation et l'importance de la cavité.

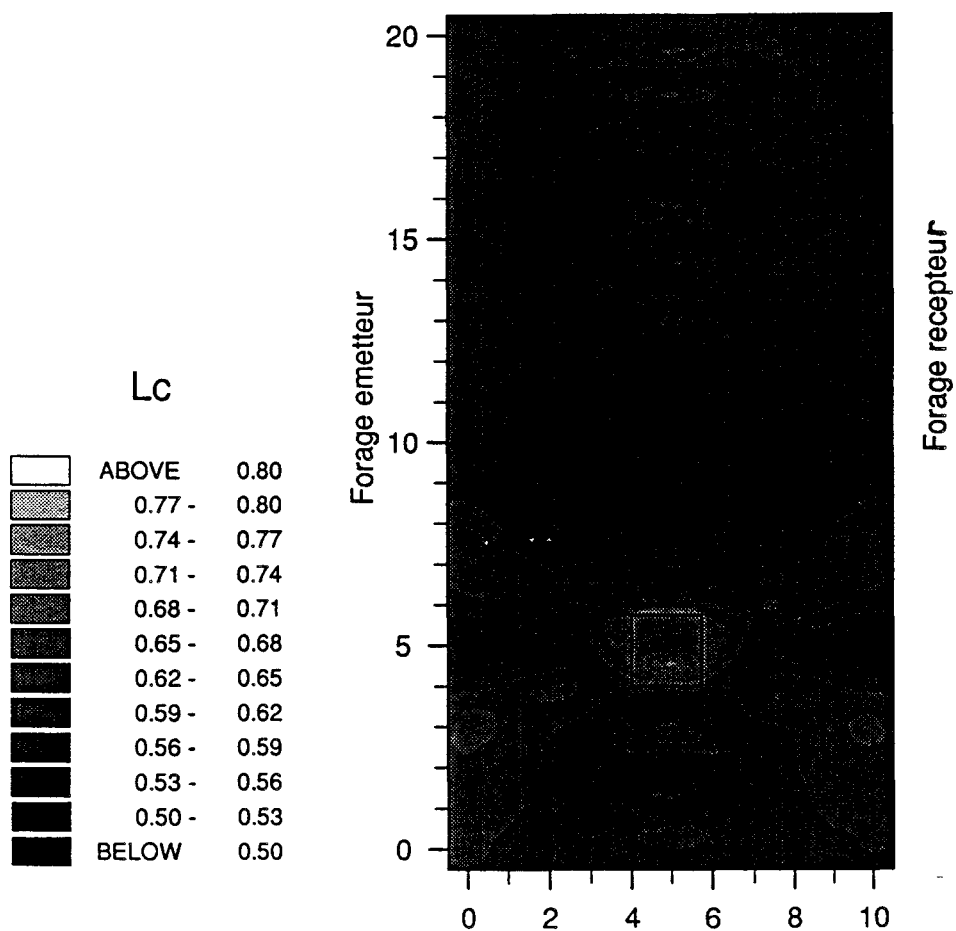


Figure 2-44 : Tomographie obtenue à partir des données bruitées

CONCLUSION

Les simulations numériques permettent de conclure que des hétérogénéités de taille métrique produisent des anomalies sur l'amplitude du champ électrique, telles qu'elles s'avèrent aisément détectables pour des distances entre forages de l'ordre de 10 mètres. L'adaptation de la méthode d'inversion à ce type de données permet d'obtenir des informations complémentaires concernant la localisation précise et l'étendue de la cavité. Les méthodes de traitement sont suffisamment simples pour pouvoir être appliquées concrètement, et robustes pour s'adapter à des données réelles éventuellement fortement bruitées.

Chapitre III

Matériel de mesure
- mise au point des antennes -

CHAPITRE III

III-1 LES APPAREILS DE MESURE.....	106
III-1-1 Matériel de tomographie.....	106
a) configuration	
b) description des appareils	
c) bilan de liaison	
III-1-2 Mesure du module du coefficient de réflexion	113
a) rappel	
b) appareils de mesure	
III-1-3 Mesure du diagramme de rayonnement	115
III-2 LES ANTENNES DE FORAGE.....	117
III-2-1 Cahier des charges.....	117
III-2-2 Description	118
III-2-3 Caractéristiques	120
a) dans l'air	
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	
b) en forage	
- coefficient de réflexion	
- variation du coefficient de réflexion en fonction de la profondeur	
III-3 LES ANTENNES POUR LE MODELE REDUIT	129
III-3-1 Description	129
a) du modèle réduit	
b) des antennes	
III-3-2 Caractéristiques dans l'air	130
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	
III-3-3 Caractéristiques dans l'eau	132
- coefficient de réflexion	
- diagramme de rayonnement	

CHAPITRE III

III-1 LES APPAREILS DE MESURE

Nous présentons les appareils nécessaires à la réalisation des mesures tomographiques, ainsi que ceux utilisés pour mesurer un coefficient de réflexion et un diagramme de rayonnement. Ces deux dernières mesures permettent de mettre au point les antennes.

III-1-1 Matériel de tomographie

a) Configuration

La configuration du matériel de tomographie est présentée figure 3-1. Il se compose des éléments suivants :

- * l'alimentation électrique :
 - groupe électrogène de 1 kVA
 - deux rallonges électriques

- * le système d'émission :
 - générateur radiofréquence
 - coupleur
 - amplificateur de puissance
 - antenne émettrice

- * le système de réception :
 - antenne réceptrice
 - amplificateur faible bruit
 - voltmètre radiofréquence

* les câbles coaxiaux :

- câble de 10 mètres (pour relier le coupleur à l'amplificateur)
- câble de 25 mètres (pour relier l'amplificateur à l'antenne émettrice)
- câble de 35 mètres (pour relier l'antenne réceptrice au voltmètre)
- connections, raccords et bouchons

* le système d'acquisition des mesures :

- ordinateur portable muni d'une carte IEEE.

Le voltmètre, le générateur et le coupleur sont disposés dans une caisse schématisée par le rectangle gris sur la figure 3-1 (cf. Figure 3-18-a).

b) Description des appareils

Le générateur radiofréquence, de type HP8647A, délivre un signal dont la fréquence est comprise entre 250 kHz et 1 GHz, l'amplitude maximum est de 13 dBm*.

* *rappel* : 0 dBm = 1 mW

$$P(\text{dBm}) = 10 \log p(\text{mW})$$

$$U(\text{dB}\mu\text{v}) = 20 \log u(\mu\text{v})$$

$$\text{sous } 50 \Omega, U(\text{dB}\mu\text{v}) = P(\text{dBm}) + 107$$

Du fait de l'atténuation importante dans le sous-sol, l'amplitude maximum du générateur est trop faible si l'on veut mesurer en réception un signal dont l'amplitude est supérieure au niveau de bruit du voltmètre. Il faut donc amplifier le signal, soit à l'émission, soit à la réception.

- à l'émission

Nous plaçons un amplificateur de puissance (de marque KMP, modèle 710 FC) entre le générateur et l'antenne émettrice. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- fréquence du signal comprise entre 1 MHz et 1 GHz
- puissance d'entrée : 0 dBm
- gain variable de 0 à 40 dB
- puissance de sortie maximum : 40 dBm, soit 10 W.

- à la réception

Au cas où l'amplification à l'émission ne serait pas suffisante, nous utilisons un amplificateur faible bruit placé entre l'antenne réceptrice et le voltmètre. De marque ELISRA, modèle MW13622-4020, ses caractéristiques sont :

- alimentation continue 20 V, 230 mA
- fréquence du signal comprise entre 5 MHz et 500 MHz
- gain de 40 dB
- puissance de sortie maximum de 22 dBm.

Les antennes d'émission et de réception font l'objet d'un chapitre spécifique.

Les câbles coaxiaux, reliant les appareils aux antennes, sont relativement longs. Leur longueur est au minimum égale à la profondeur des forages. Il faut alors prendre en compte l'atténuation causée par ces câbles. La figure 3-2 présente les variations de l'atténuation en fonction de la fréquence pour divers câbles coaxiaux.

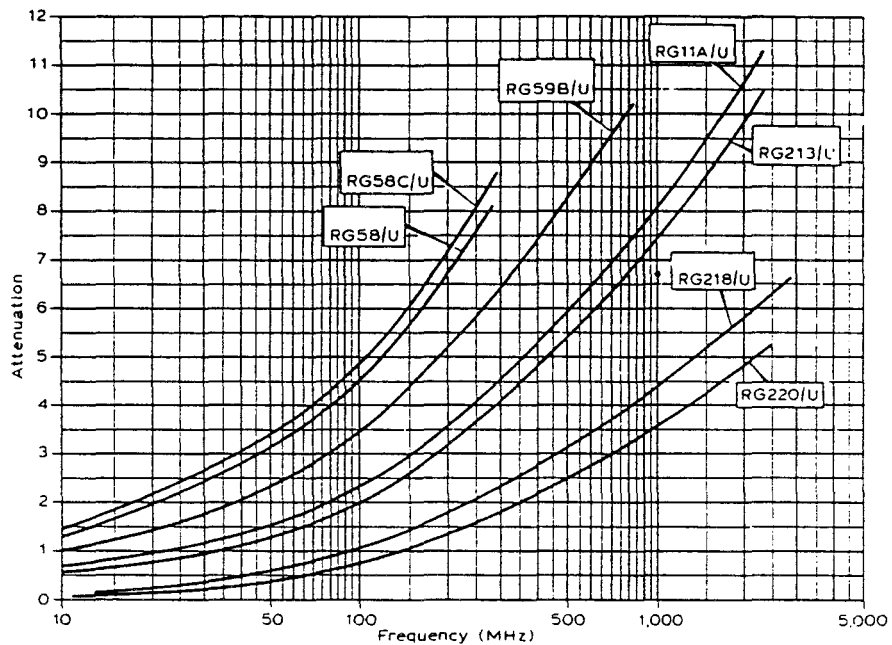


Figure 3-2 : Atténuation en dB/100ft de divers câbles coaxiaux

rappel : 1 pied = 0,3048 m

(d'après VHF/UHF Manual - Radio Society of Great Britain)

Nous utilisons des câbles dont l'impédance est de 50Ω . Le plus classique, le RG58C/U, présente une atténuation de 0,2 dB/m à 200 MHz. D'après la Figure 3-2, le câble RG213/U a une atténuation moins importante, elle est égale à 0,08 dB/m. De plus, ce câble est plus résistant mécaniquement, du fait de son diamètre \emptyset plus élevé (RG58C/U : $\emptyset = 0,5$ cm, RG213/U : $\emptyset = 1$ cm).

Nous employons des câbles RG213/U avec des connecteurs de type N.

Le voltmètre radiofréquence est de type HP8508A. Il permet de mesurer la phase et l'amplitude d'un signal dont la fréquence est comprise entre 300 kHz et 2 GHz. Le niveau de bruit est de -85 dBm. Le voltmètre a une voie de référence (A) et une voie de mesure (B). En (A), on applique le signal émis par le générateur à l'aide d'un coupleur 20 dB de type HP778D.

Les caractéristiques du coupleur sont :

- fréquence du signal comprise entre 100 MHz et 2 GHz
- couplage de 20 dB
- directivité de 36 dB.

A la place du voltmètre (et du coupleur), il est possible d'utiliser un analyseur de spectre. Notre choix s'est porté sur le voltmètre radiofréquence car il permet, en plus, de mesurer le coefficient de réflexion.

Nous relevons l'amplitude du signal reçu pour chaque position de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice. Pour l'exemple typique de deux forages profonds de 15 mètres, avec un pas de mesure de 50 cm, nous obtenons 31×31 soit 961 mesures. Ce nombre important de mesures nous a conduit à automatiser le processus d'acquisition des données. Pour cela, nous utilisons un ordinateur portable (Compaq 486/66) muni d'une carte IEEE. Nous avons mis au point le programme qui pilote le voltmètre, et enregistre les mesures sur le disque dur de l'ordinateur.

Le coût de l'ensemble du matériel est de 170 kF (en 1993). Il se décompose de la façon suivante : générateur 35 kF, coupleur 12 kF, voltmètre 50 kF, amplificateur de puissance 45 kF, amplificateur faible bruit 5 kF, ordinateur 10 kF, carte IEEE 3 kF, 70 m de câbles coaxiaux 1 kF, antennes 0,5 kF.

L'utilisation de matériel large bande (de 100 MHz à 1 GHz) n'est dictée que dans un but de recherche. En fait, le principe de la méthode est fondée sur la propagation d'une onde monochromatique. L'emploi d'une source monofréquentielle et d'amplificateurs à bande étroite diminuerait notablement le coût du matériel.

c) *Bilan de liaison*

La figure 3-3 présente les valeurs des amplitudes en différents points du montage.

Dans cet exemple, le sous-sol a pour caractéristiques ($\sigma = 10^{-2}$ S/m, $\epsilon_r = 4$). La constante d'atténuation, définie en (2-18), est égale à $\alpha = 0,94$ Np/m.

L'écartement des forages est de 10 m. A la fréquence de 200 MHz, $\gamma^2 d^2 \gg 1$. Nous obtenons $|\gamma^2| d^2 = 7194$. Nous sommes donc en champ lointain. L'atténuation du champ électrique est de la forme :

$$\frac{e^{-\alpha r}}{r} \quad (3-1)$$

où r est la distance séparant l'antenne émettrice de l'antenne réceptrice.

Lorsqu'elles sont face à face, r est égale à 10 m, l'atténuation, exprimée en dB, est de 101 dB. Si l'une des antennes est à 8 mètres en contrebas de l'autre, la distance qui les sépare est de 12,8 m, l'atténuation est alors de 127 dB. Nous obtenons au niveau de la voie (B) du voltmètre, une amplitude respectivement de -26 dBm (soit 81 dB μ v) et de -52 dBm (soit 55 dB μ v). Ces amplitudes se situent au dessus du niveau de bruit du voltmètre (qui est de -85 dBm).

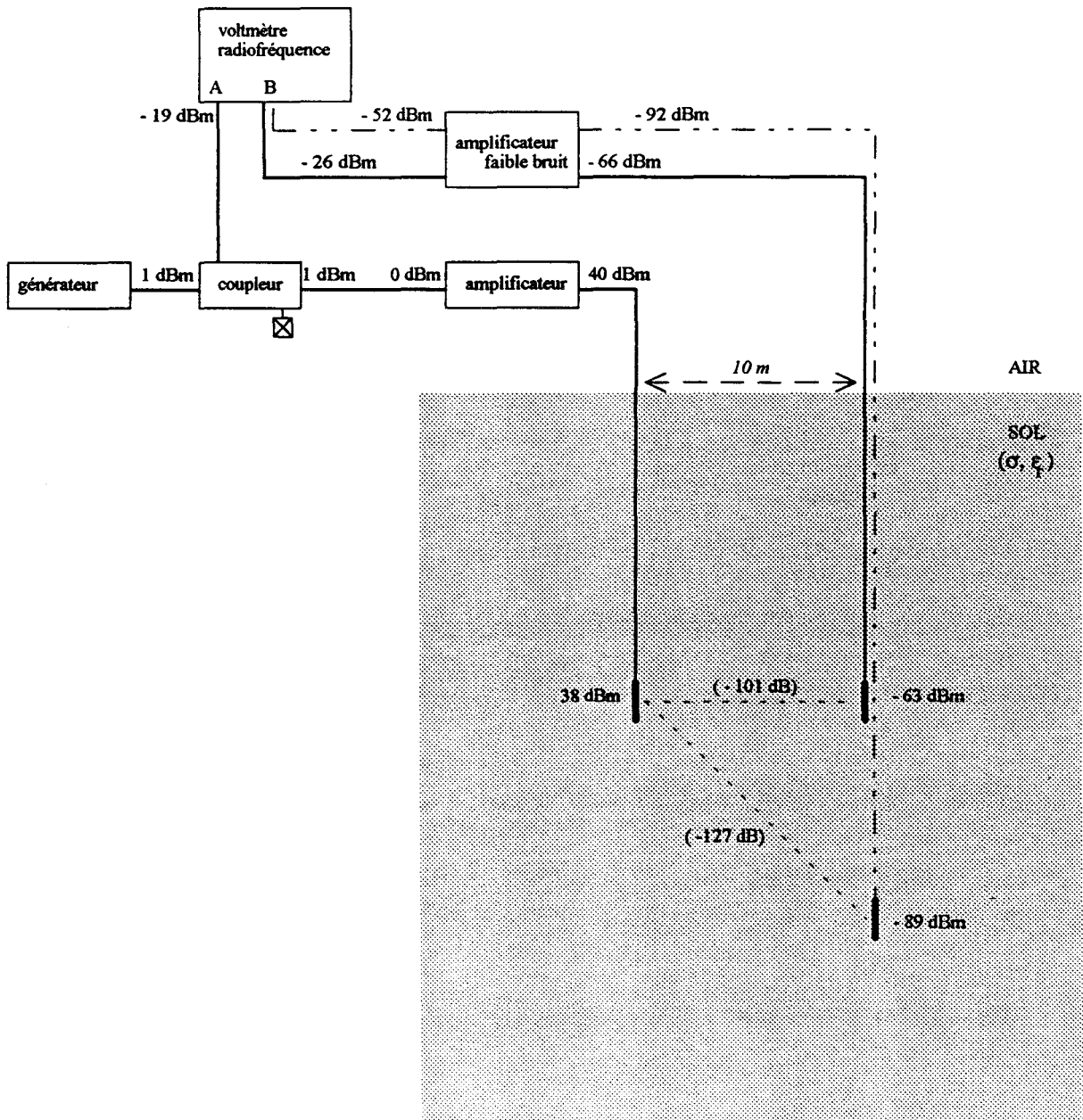


Figure 3-3 : Bilan de liaison

III-1-2 Mesure du module du coefficient de réflexion

a) *Rappel*

Le module du coefficient de réflexion est défini par :

$$|\rho| = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} \quad (3-2)$$

où P_i est la puissance incidente

P_r est la puissance réfléchie (cf. Figure 3-4-a).

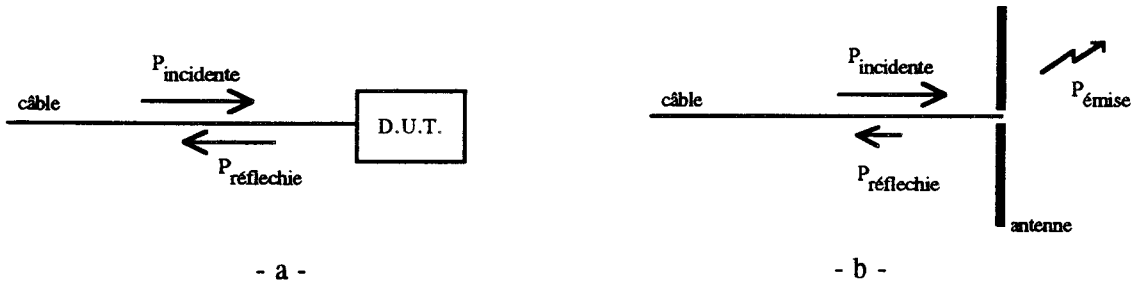


Figure 3-4 : Représentation des puissances incidente et réfléchie

(D.U.T. : Device Under Test)

Dans la notation propre au quadripôle, on écrit :

$$|S_{11}| = 20 \log |\rho| \quad (3-3)$$

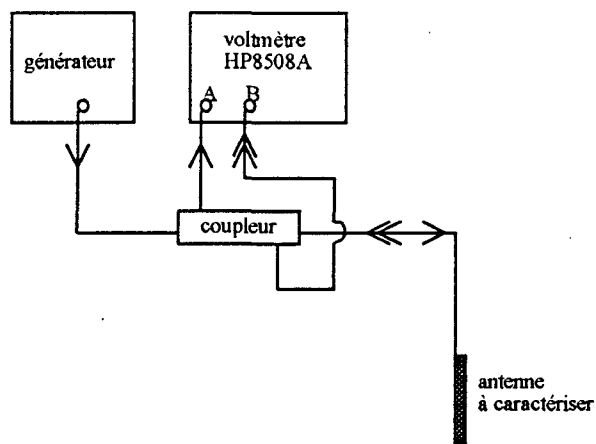
Le taux d'onde stationnaire TOS est donné par :

$$\text{TOS} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (3-4)$$

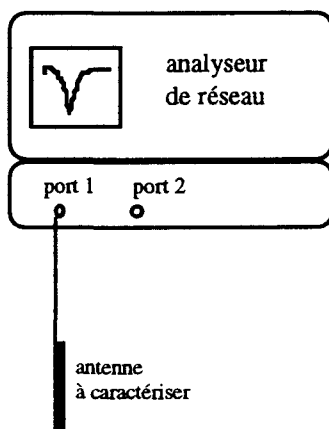
Dans le cas d'une antenne, on cherche pour une puissance incidente donnée, à obtenir une puissance émise la plus grande possible (cf. Figure 3-4-b). Il faut donc que la puissance réfléchie soit la plus faible possible. Le module du coefficient de réflexion $|\rho|$ tend alors vers 0, $|S_{11}|$ vers $-\infty$, et le TOS vers 1.

b) Appareils de mesure

Pour mesurer le coefficient de réflexion, on utilise soit le montage de la figure 3-5-a, soit un analyseur de réseau (cf. Figure 3-5-b).



- a -



- b -

Figure 3-5 : Appareils pour mesurer le coefficient de réflexion

Pour le montage de la figure 3-5-a, le générateur délivre un signal d'amplitude constante et de fréquence variable. Une partie de ce signal est prélevée à l'aide du coupleur pour aller vers la voie de référence (A) du voltmètre radiofréquence. Le signal réfléchi par l'antenne est mesuré par la voie (B) du voltmètre. Celui-ci fournit, après calibration, le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne. Un P.C. pilote l'ensemble du dispositif afin de réaliser la mesure à diverses fréquences.

III-1-3 Mesure du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est relevé dans deux plans perpendiculaires liés aux plans de polarisation de l'onde électromagnétique. Le plan E contient le champ électrique, le plan H contient le champ magnétique (cf. Figure 3-6).

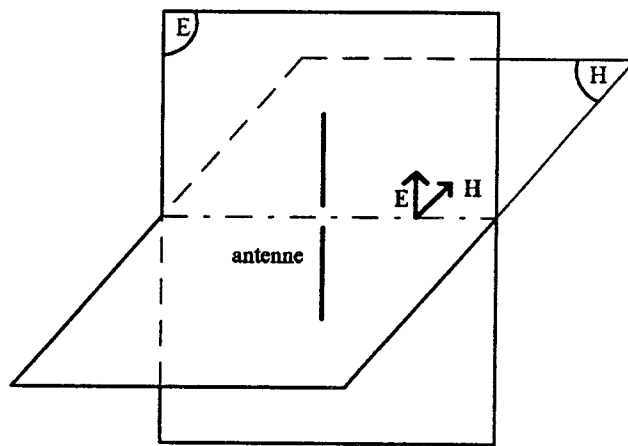


Figure 3-6: Plans de polarisation d'une antenne demi-onde résonante

Remarque : A 200 MHz, la longueur d'onde dans le vide est de 1,50 m. Pour se placer en champ lointain, il faudrait que la distance entre les antennes soit au moins de 10λ . Les antennes ne pourront être espacées que de 4 m en raison des dimensions de la chambre anéchoïde utilisée pour réaliser les diagrammes de rayonnement.

Les diagrammes de rayonnement sont effectués dans la chambre anéchoïde du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique (cf. Figure 3-7).

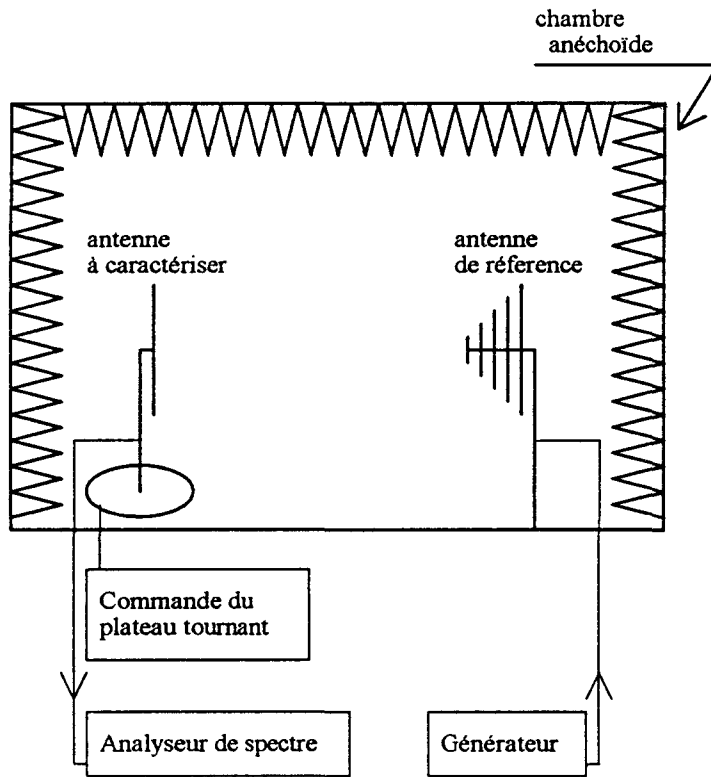


Figure 3-7 : Description du matériel pour mesurer le diagramme de rayonnement
d'une antenne demi-onde
- configuration pour la mesure en plan H -

L'antenne de référence est une antenne log-périodique. L'antenne demi-onde à caractériser se trouve sur un plateau tournant. Le générateur délivre un signal dont l'amplitude est constante et la fréquence égale à la fréquence de résonance de l'antenne demi-onde à caractériser. En réception, on mesure l'amplitude du signal à l'aide d'un analyseur de spectre. Pour chaque angle θ obtenu en tournant le plateau, l'amplitude reçue est enregistrée.

III-2 LES ANTENNES DE FORAGE

III-2-1 Cahier des charges

Il faut réaliser des antennes accordées qui puissent être descendues dans des forages dont le diamètre est de l'ordre de 5 cm.

Dans la bande de fréquence 100 MHz - 1 GHz, les antennes les plus courantes sont du type demi-onde résonante, et le câble coaxial d'alimentation est perpendiculaire à l'antenne. Cette disposition ne peut être envisagée si l'on veut placer une antenne dans un forage. Il faut nécessairement que le câble soit dans le prolongement de celle-ci.

Par ailleurs, le diagramme de rayonnement des antennes de forage doit présenter les particularités suivantes :

- Dans le forage, on ne maîtrise pas l'orientation de l'antenne, il faut donc que l'antenne soit omnidirectionnelle dans le plan H.

- Pour réaliser des tomographies, les antennes émettrice et réceptrice sont déplacées de telle sorte que la hauteur relative h de l'une par rapport à l'autre varie (cf. Figure 3-8).

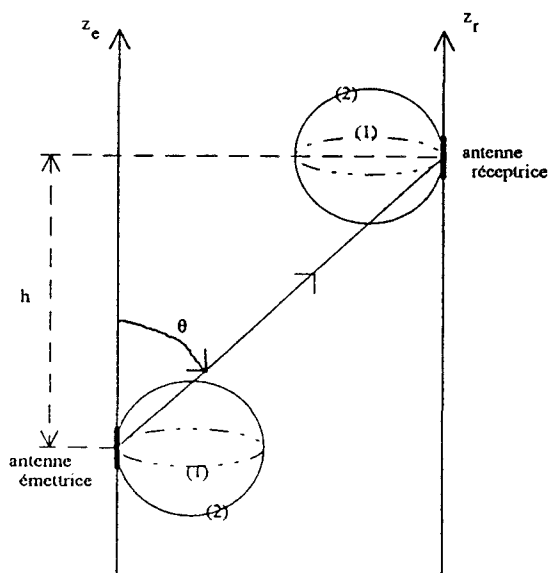


Figure 3-8 : Exemple de diagramme de rayonnement en plan E
 les axes z_e et z_r symbolisent les forages, pour les cas θ proche de 0° ou de 180° :

avec (1) : pas de transmission possible

avec (2) : transmission possible

Si h est grand, l'angle θ est proche de 0° ou de 180° . Pour qu'il y ait transmission possible entre les deux antennes, l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement dans le plan E doit être relativement important.

De plus, les caractéristiques de l'antenne doivent être invariantes quels que soit les terrains superficiels rencontrés dans le forage. Les fluctuations du champ reçu ne pourront être ainsi imputées qu'aux effets de propagation. Cet impératif est obtenu avec une antenne large bande.

III-2-2 Description

Suite aux travaux [1], [2], [3], nous avons choisi d'utiliser une antenne demi-onde résonante dont le câble coaxial passe à l'intérieur de l'un des deux brins (cf. Figure 3-9).

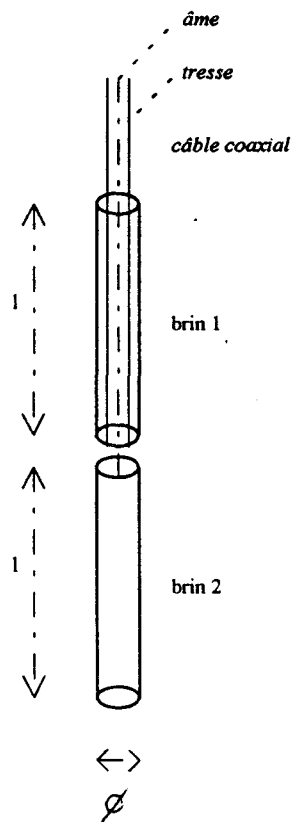


Figure 3-9 : Schéma de l'antenne de forage

L'antenne émettrice et l'antenne réceptrice sont identiques. Nous avons fabriqué deux couples d'antennes.

- antenne de type (a)

Deux tubes en cuivre de longueur $l = 37$ cm et de diamètre $\varnothing = 0,8$ cm constituent les brins des antennes. Ils sont tenus rigidement par une plaque de circuit imprimé. Le câble coaxial RG58C/U passe à l'intérieur du brin 1. Les deux brins de l'antenne sont reliés au câble à l'aide d'un symétriseur. L'antenne ainsi constituée est glissée dans un tube PVC de longueur 101 cm et de diamètre extérieur 5 cm, à titre de protection (cf. Figure 3-18-b).

** Remarque concernant l'utilisation du symétriseur :*

Le fait d'alimenter une antenne symétrique telle que le doublet demi-onde à l'aide d'un câble coaxial asymétrique peut entraîner une dissymétrie du courant le long de l'antenne. Le courant dans le brin réuni à l'âme du câble peut être plus élevé que celui du brin réuni à la tresse. Les deux conséquences notables de ce phénomène sont une distorsion du diagramme de rayonnement et l'apparition de courant sur la tresse du câble coaxial. Pour symétriser la liaison câble-antenne, nous utilisons un transformateur d'impulsion de rapport 1, d'impédance d'entrée 50Ω . Sa bande passante à 1 dB est de 500 kHz à 1,5 GHz. La puissance d'entrée maximum à 200 MHz est de 3 W.

- antenne de type (b)

Les tubes en cuivre ont pour longueur $l = 50$ cm et pour diamètre $\varnothing = 4$ cm. Le câble coaxial est de type RG213/U. Il passe dans le brin 1. L'âme du câble est soudé au brin 2, la tresse au brin 1. Les deux brins de l'antenne sont tenus rigidement par un raccord PVC (cf. Figure 3-18-b).

Elle est plus solide d'un point de vue mécanique que l'antenne (a). Les tubes et le câble coaxial sont plus gros. Nous n'utilisons pas de symétriseur car ce composant électronique est très fragile.

III-2-3 Caractéristiques

a) Dans l'air

- coefficient de réflexion

Les figures 3-10 et 3-11 présentent respectivement les variations du module de S_{11} en fonction de la fréquence pour l'antenne (a) et (b).

Nous définissons la bande passante comme étant la bande de fréquence pour laquelle $|S_{11}|$ est inférieur à -10 dB (ou TOS inférieur à 1,9) autour de la fréquence de résonance.

Pour l'antenne (a), la fréquence de résonance est de 198 MHz, et $|S_{11}|$ vaut -26 dB. La bande passante est de 72 MHz.

Pour l'antenne (b), la fréquence de résonance est de 127 MHz et $|S_{11}|$ vaut -23 dB. La bande passante est de 23 MHz.

- diagramme de rayonnement

On a montré théoriquement (cf. II-1-3-2-c) que la disposition du câble dans le prolongement de l'antenne n'est pas à l'origine de perturbations importantes sur la distribution du courant sur l'antenne, donc sur le rayonnement.

Nous relevons le diagramme de rayonnement en plan E et en plan H de l'antenne (a) (cf. Figure 3-12) et de l'antenne (b) (cf. Figure 3-13), pour vérifier s'il est proche de celui d'une antenne demi-onde résonante classique.

Sur la figure 3-12-a, nous notons une dissymétrie du diagramme dans le plan E par rapport à l'axe 0° - 180° . Ce défaut provient de la méthode de mesure. Lorsque l'antenne est horizontale, le câble coaxial passant à l'intérieur de l'un des brins de l'antenne, pend. Pour les configurations où θ varie de 0 à 180° , ce câble se trouve entre les deux antennes.

Pour l'antenne de type (b), nous constatons qu'un des lobes dans le plan E est plus petit que l'autre (cf. remarque sur le symétriseur). La différence entre la puissance mesurée pour l'angle 0° et pour l'angle 180° n'est toutefois que de 2 dB (cf. Fig. 3-13-a).

Les diagrammes dans le plan H sont omnidirectionnels, comme le prévoit la théorie.

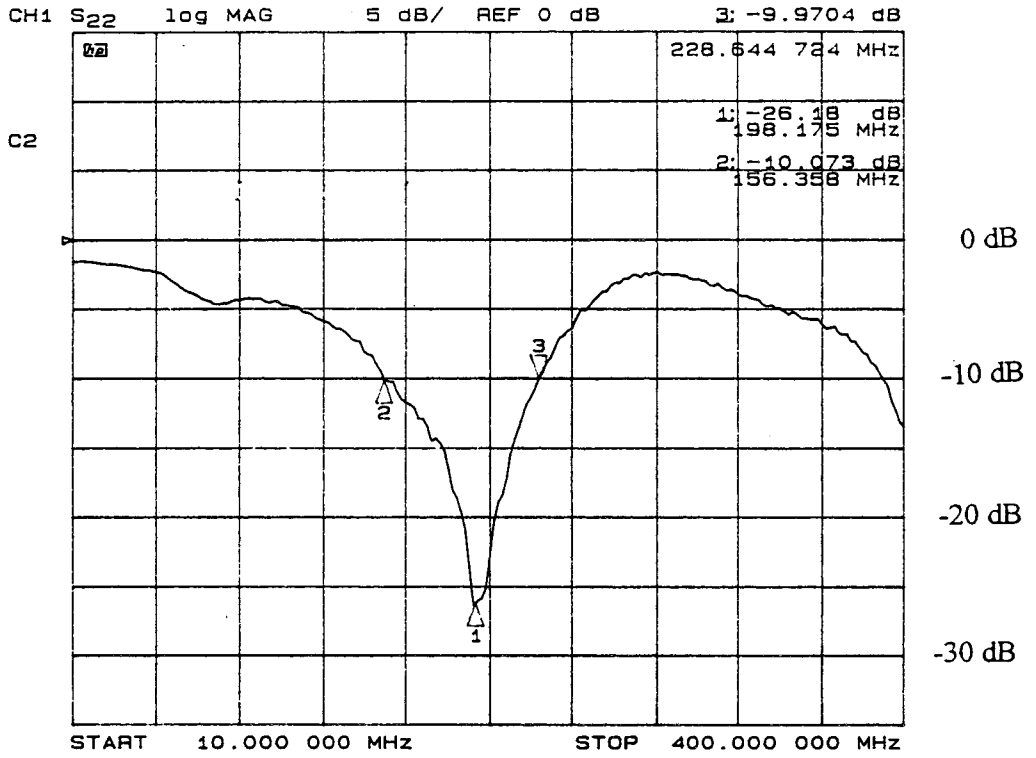


Figure 3-10 : $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence pour l'antenne (a)

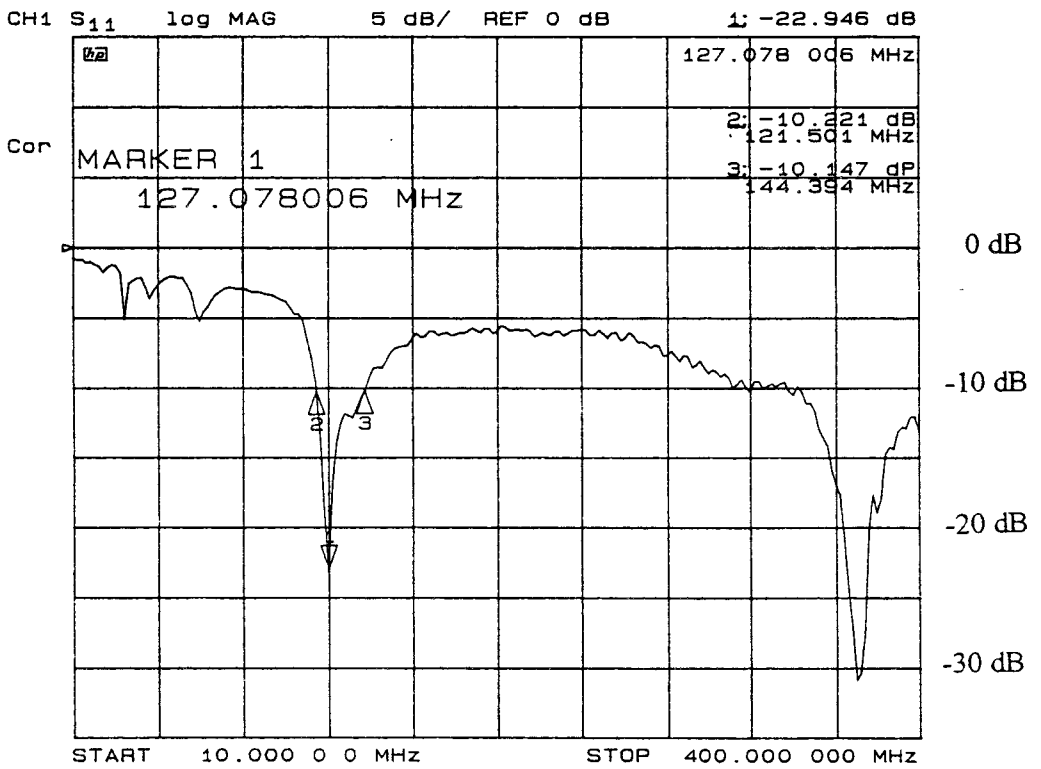
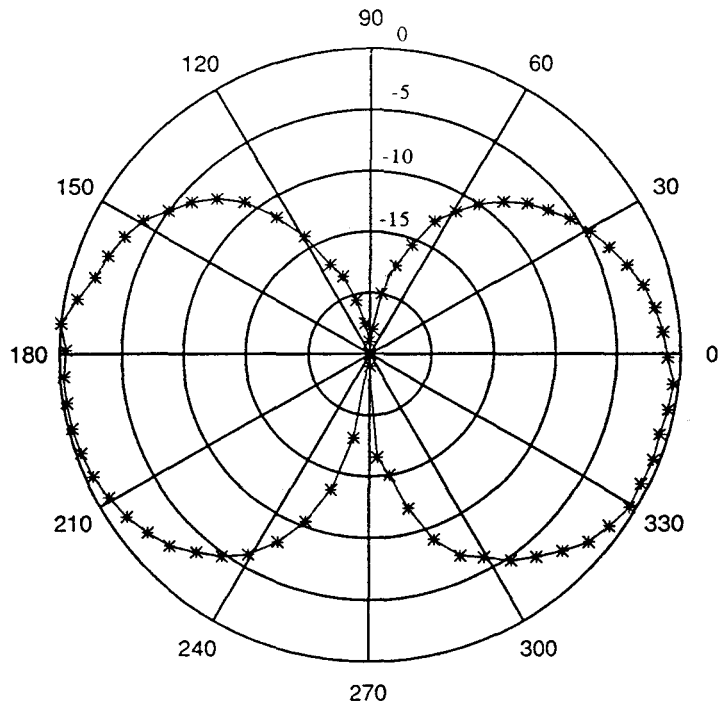
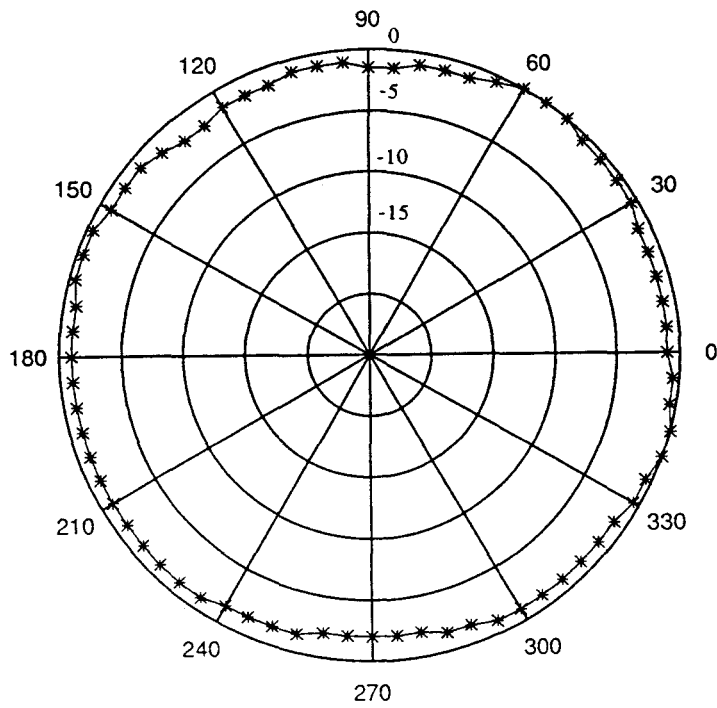


Figure 3-11 : $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence pour l'antenne (b)



- a -

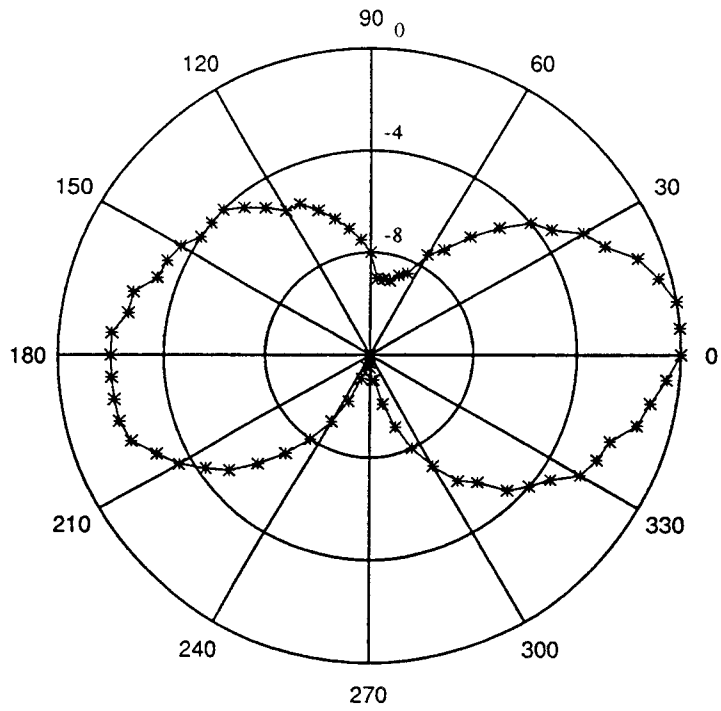


- b -

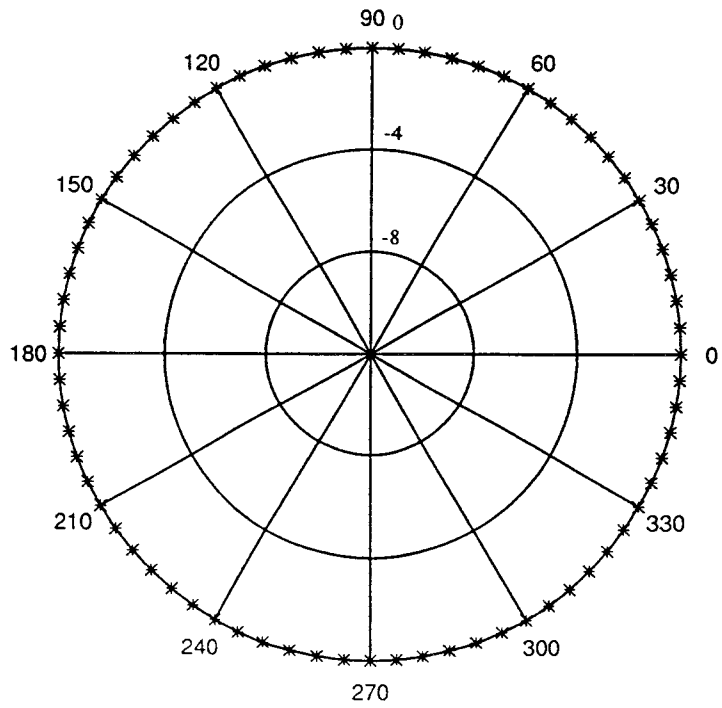
Figure 3-12 : Diagramme de rayonnement de l'antenne (a)

- a - plan E

- b - plan H



- a -



- b -

Figure 3-13 : Diagramme de rayonnement de l'antenne (b)

- a - plan E

- b - plan H

b) En forage

- coefficient de réflexion

L'antenne est à 7 m de profondeur, dans un forage de diamètre 5 cm. La formation géologique rencontrée à cette profondeur est de la craie. Les figures 3-14 et 3-15 présentent les variations du TOS en fonction de la fréquence, respectivement pour l'antenne (a) et (b).

Nous remarquons que les caractéristiques des antennes sont différentes lorsqu'elles sont placées en forage. Pour l'antenne (a), la fréquence de résonance est de 190 MHz, et la bande passante de 160 MHz. Pour l'antenne (b), la fréquence de résonance est de 85 MHz, et la bande passante est de 40 MHz.

Lorsque l'antenne est à proximité d'un matériau (la craie), nous constatons expérimentalement que la fréquence de résonance diminue, et que la bande passante augmente (cf. Fig. 3-10 et 3-14, Fig. 3-11 et 3-15). Ceci est bien en accord avec la théorie. Kassi Lahlou [4] a montré que la fréquence de résonance d'une antenne demi-onde diminue lorsque la conductivité du milieu de propagation augmente.

- variation du coefficient de réflexion en fonction de la profondeur

Nous étudions le comportement de l'antenne en fonction de son enfoncement dans le forage. Les formations géologiques rencontrées sont du limon de 0 à 4,5 m, et de la craie de 4,5 m à 12 m. Les mesures de teneur en eau pour ce forage sont présentées figure 3-16. En moyenne, la teneur en eau du limon est de 21 %, celle de la craie est de 27 %. On note une nette discontinuité de la courbe à l'interface de ces deux formations.

Cette différence de matériaux ne doit pas créer de changement vis à vis du coefficient de réflexion de l'antenne (cf. Ch. III-2-1).

Les mesures sont réalisées à la fréquence de 190 MHz pour l'antenne (a), et de 85 MHz pour l'antenne (b). La figure 3-17 présente les variations du TOS en fonction de la profondeur de l'antenne dans le forage. Les variations du TOS sont comprises entre 1 et 1,3, et ne sont pas en relation avec le brusque changement de matériaux.

La puissance émise par l'antenne est égale à 100% de la puissance incidente pour un TOS de 1, et de 98,3 % pour un TOS de 1,3 (cf. Fig. 3-4-b) . L'écart entre les puissances émises pour les diverses positions de l'antenne est donc au maximum de 0,15 dB. Nous ne tiendrons pas compte de cet écart lors de mesures tomographiques.

Enfin, la figure 3-18 présente les photos du matériel de tomographie et des antennes de forages de type (a) et (b).

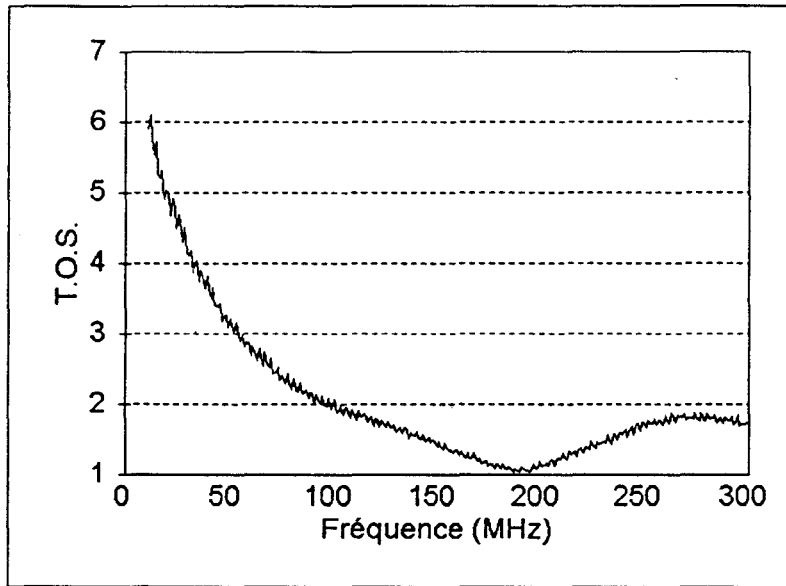


Figure 3-14 : T.O.S. en fonction de la fréquence pour l'antenne (a) placée à 7 m de profondeur

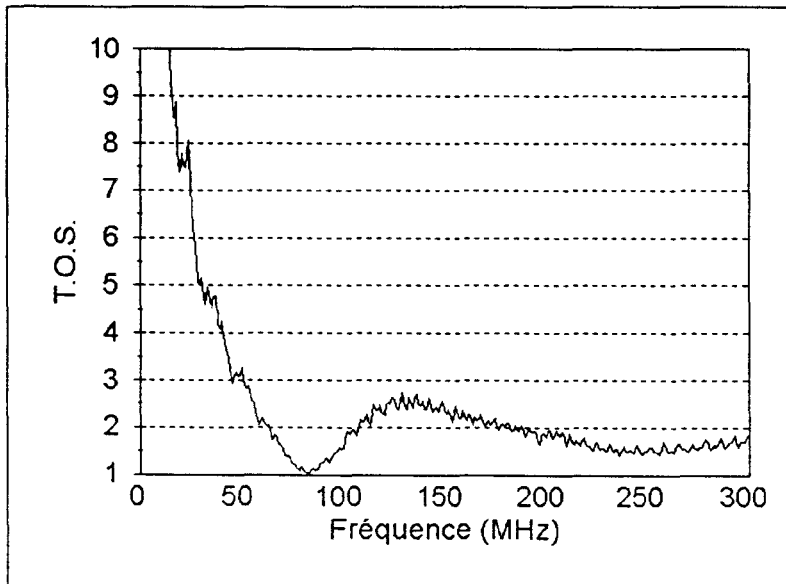


Figure 3-15 : T.O.S. en fonction de la fréquence pour l'antenne (b) placée à 7 m de profondeur

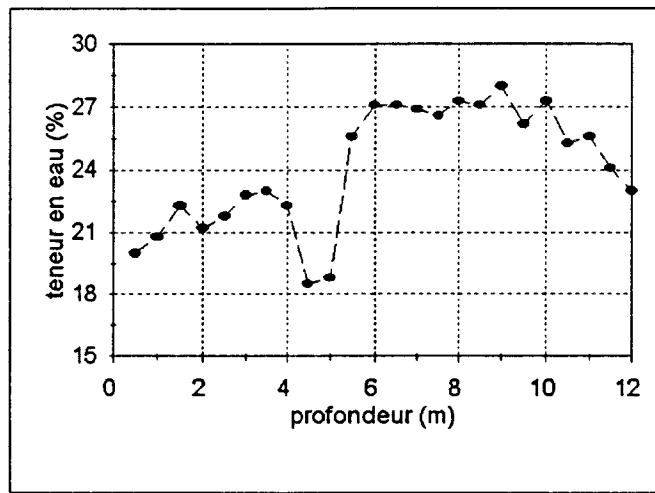


Figure 3-16 : Teneur en eau en fonction de la profondeur (la profondeur 0 correspond à la surface)

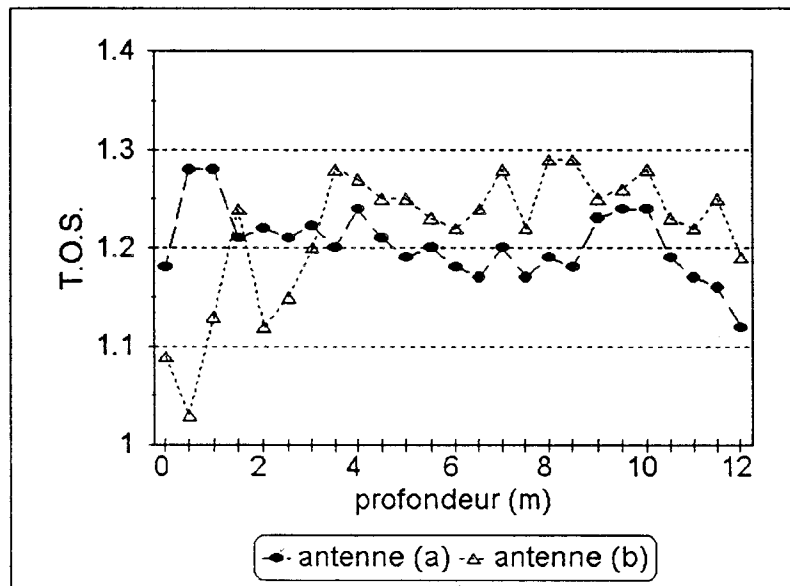


Figure 3-17 : T.O.S. en fonction de l'enfoncement de l'antenne dans le forage pour les deux types d'antennes (a) et (b)

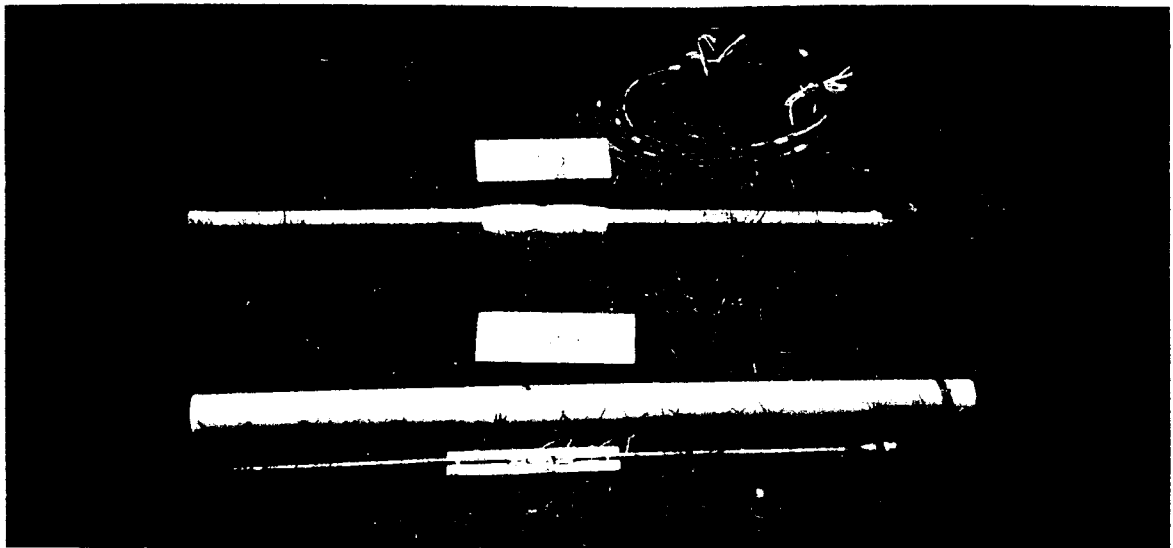
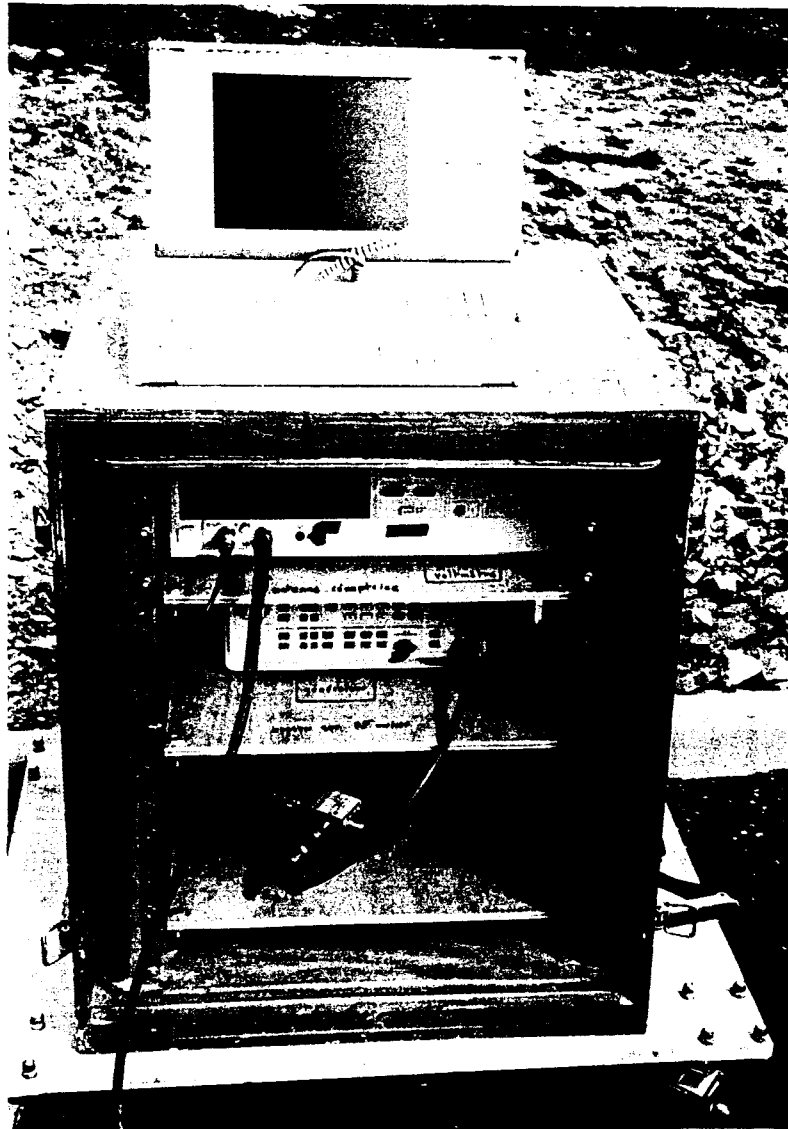


Figure 3-18 : Photographies

- a - du matériel de tomographie
- b- d'une antenne de forage de type (a) et (b)

III-3 LES ANTENNES POUR LE MODELE REDUIT

L'utilisation d'un modèle réduit permet de tester la méthode de prospection dans un milieu de propagation parfaitement déterminé.

III-3-1 Description

a) Du modèle réduit

Le modèle réduit est une cuve de 2 m de haut et 3 m de diamètre, remplie d'eau. L'objectif est de réaliser des tomographies dans la cuve. Nous utilisons pour cela un dispositif plan situé à mi-hauteur (à 1 m) et d'extension 1 m sur 1,10 m.

b) Des antennes

Il faut concevoir des antennes de petite taille pour pouvoir être utilisées dans la cuve. Travaillant dans la bande de fréquence 100 MHz - 1 GHz, l'antenne la plus courante est une antenne demi-onde dont le câble d'alimentation est perpendiculaire à celle-ci (cf. Figure 3-19).

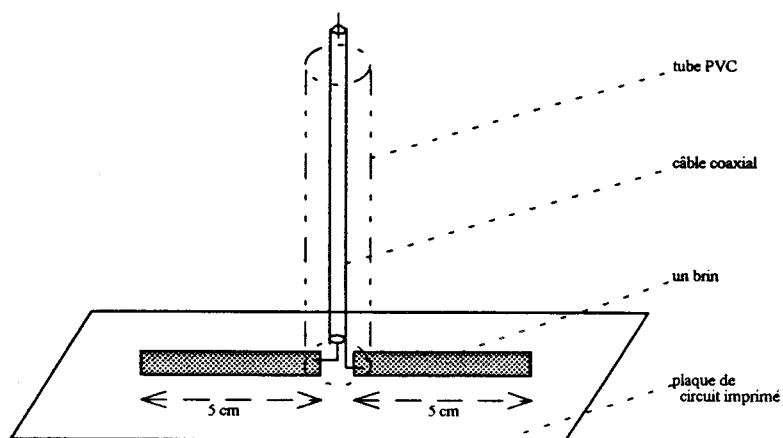


Figure 3-19 : Schéma de l'antenne pour le modèle réduit

Les brins, de longueur 5 cm et de largeur 0,5 cm, sont réalisés en circuit imprimé. Le câble coaxial d'alimentation (RG 58C/U) se trouve dans un tube PVC de diamètre 1 cm afin de rigidifier l'ensemble, et d'assurer l'étanchéité de la connexion câble-antenne.

III-3-2 Caractéristiques dans l'air

- coefficient de réflexion

La figure 3-20 présente les variations de $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence. L'antenne est très bien adaptée à la fréquence de 1 GHz, $|S_{11}|$ vaut -31 dB.

- diagramme de rayonnement

Seul le diagramme dans le plan E est étudié, l'ensemble des mesures tomographiques se faisant uniquement dans ce plan.

Les mesures sont réalisées en espace libre, à la fréquence de 1 GHz, avec deux antennes similaires à l'émission et à la réception, distantes de 1,5 m.

Dans le diagramme polaire de la figure 3-21, nous reportons les points de mesure, et traçons le diagramme de rayonnement théorique d'une antenne demi-onde résonante (cf. Chapitre II-1-3-2-a)).

Nous obtenons, expérimentalement, un des deux lobes plus petit que l'autre. Ceci est dû au fait que l'antenne est alimentée de manière dissymétrique. Il nous suffira d'orienter convenablement l'antenne lors des mesures en transmission afin de travailler avec le lobe le plus énergétique.

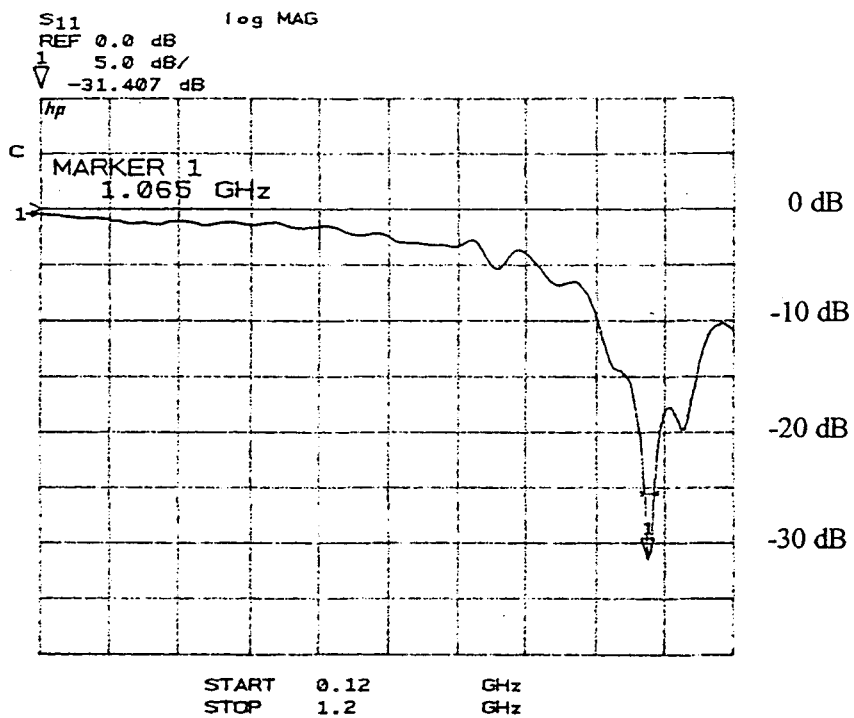


Figure 3-20 : $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence
 - antenne dans l'air -

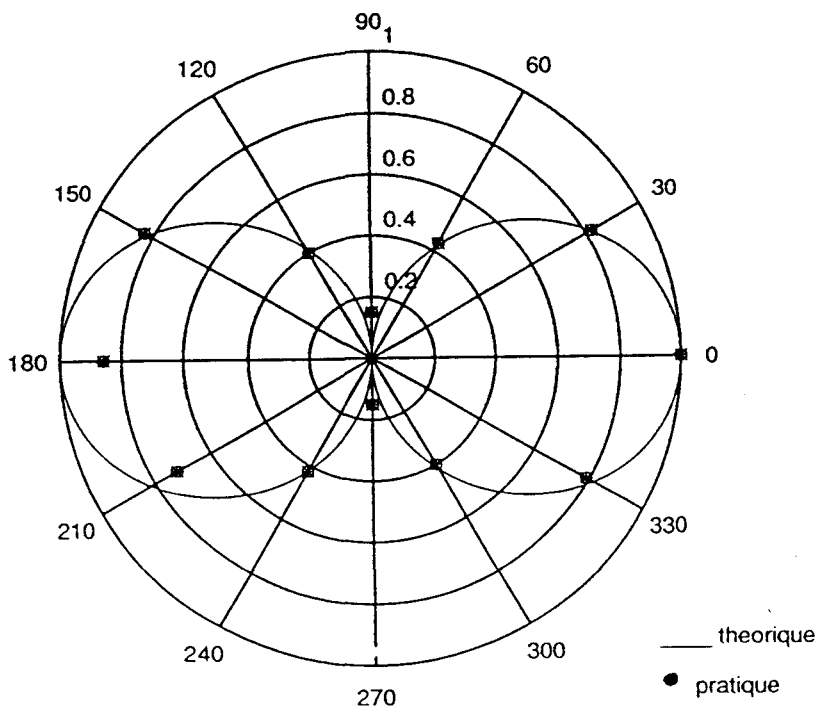


Figure 3-21 : Diagramme de rayonnement
 - antenne dans l'air -

III-3-3 Caractéristiques dans l'eau

L'antenne est plongée dans l'eau de la cuve, à 1 m de la surface. Un petit sac de sable permet de la lester (cf. Figure 3-22).

- coefficient de réflexion

Nous mesurons le coefficient de réflexion à l'aide du dispositif de la figure 3-5-a. Les variations du module de S_{11} en fonction de la fréquence sont présentées figure 3-23.

Nous observons deux pics de résonance, l'un à 360 MHz, l'autre à la fréquence double de 720 MHz. Pour la fréquence de résonance de 360 MHz, le module de S_{11} est égal à -21 dB. C'est à cette fréquence que seront réalisées les tomographies présentées dans le chapitre 4.

- diagramme de rayonnement

Il est obtenu à l'aide du dispositif de la figure 3-24. Les antennes d'émission et de réception sont plongées dans l'eau de la cuve. Distantes de 1,20 m*, l'une est fixe, l'autre tourne sur elle-même. Le générateur délivre un signal d'amplitude 10 dBm. A $\theta = 0^\circ$, l'amplitude reçue est de 60 dB μ V (soit -47 dBm). Nous relevons l'amplitude reçue pour chaque angle. Le diagramme de rayonnement dans l'eau est présenté figure 3-25. Nous constatons, d'une part qu'un des lobes est plus petit que l'autre (même remarque dans l'air), d'autre part que l'angle d'ouverture n'est que de 44 degrés (au lieu de 73° dans l'air).

* la longueur d'onde dans l'eau est donnée par

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-5)$$

La fréquence de travail est de 360 MHz la permittivité relative de l'eau est de 81, la longueur d'onde est alors de 9,25 cm. La distance séparant les antennes est donc supérieure à 10λ , nous nous situons en champ lointain.

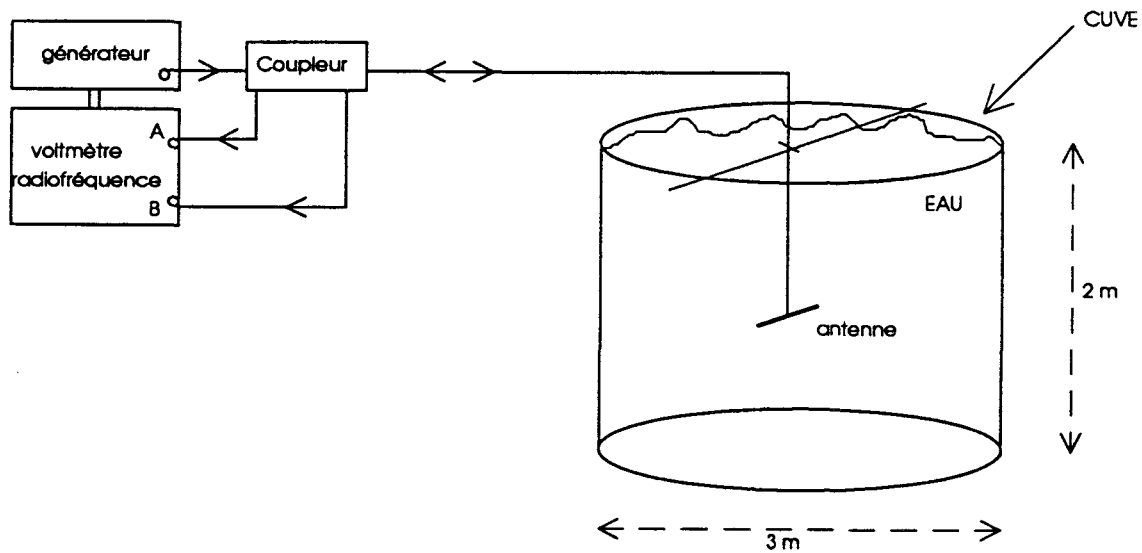


Figure 3-22 : Dispositif pour mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne plongée dans l'eau

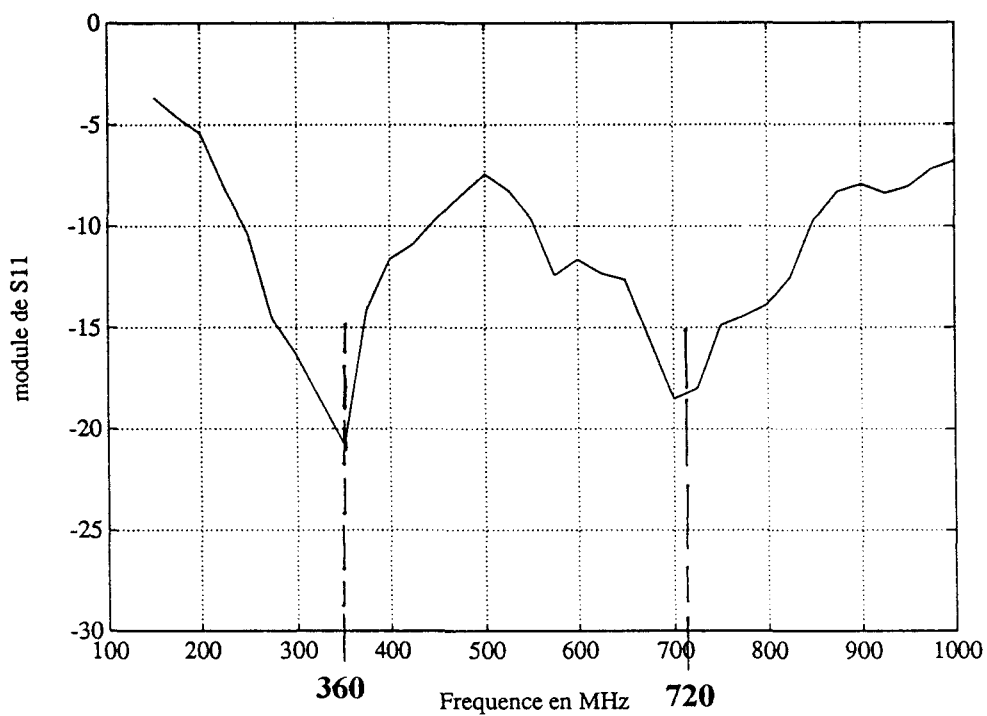


Figure 3-23 : $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence
- antenne dans l'eau -

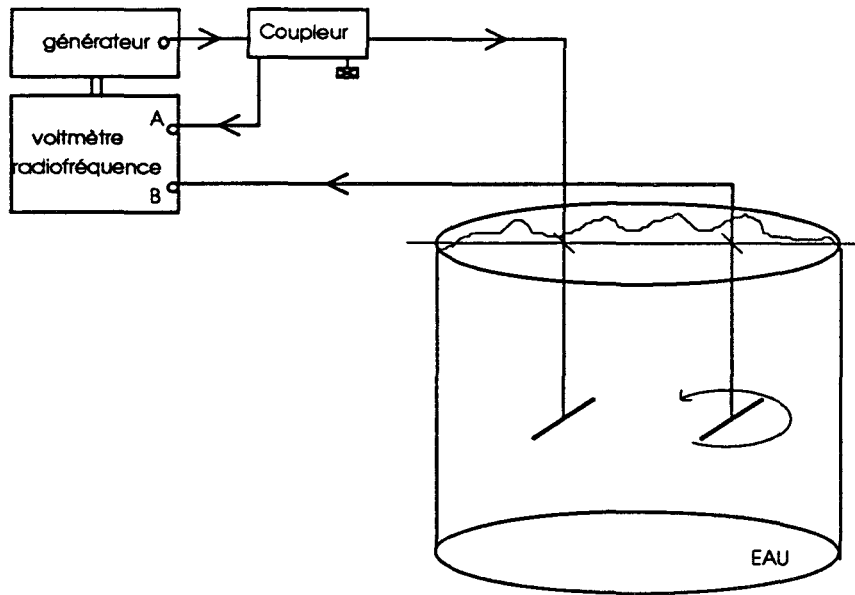


Figure 3-24 : Dispositif pour mesurer le diagramme de rayonnement en plan E dans la cuve

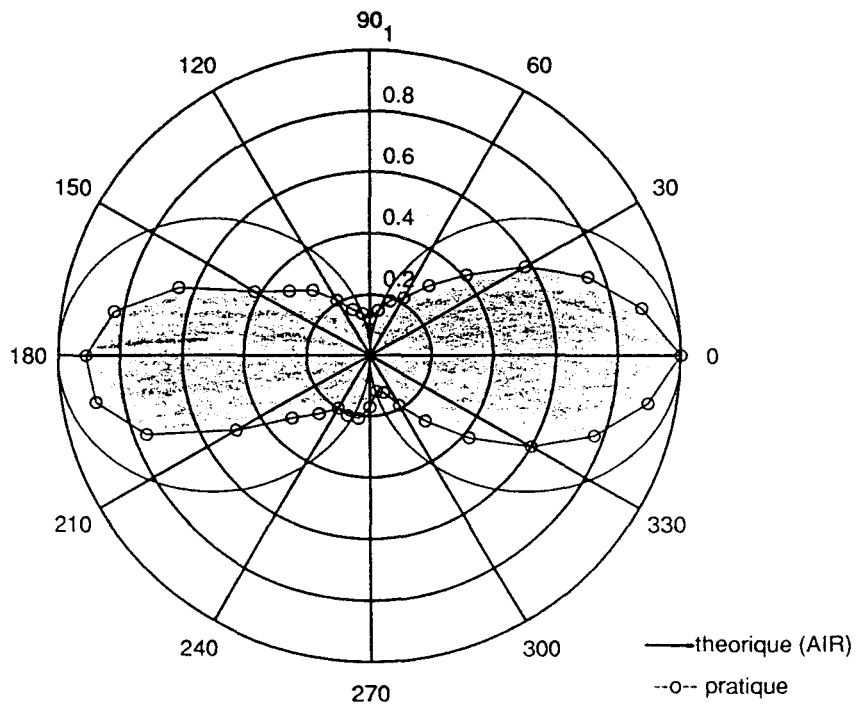


Figure 3-25 : Diagramme de rayonnement
- antenne dans l'eau -

remarques

La fréquence obtenue dans l'eau est supérieure à la fréquence de résonance escomptée ($\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ où f_0 est la fréquence de résonance dans l'air).

Ceci est dû au fait que l'eau est un milieu à pertes. King et Smith [5] ont montré que la distribution du courant sur une antenne demi-onde placée dans un milieu à pertes, n'est plus sinusoïdale (cf. Figure 3-26).



Figure 3-26 : Allure de la distribution du courant sur une antenne demi-onde

(1) : dans l'air

(2) : dans un milieu à pertes

(d'après King et Smith)

Le courant le long des brins décroît plus rapidement que dans le cas où l'antenne est placée dans un milieu non conducteur. Cette distribution du courant a deux conséquences. La première est de raccourcir la longueur électrique de l'antenne, ce qui a pour effet d'augmenter la fréquence de résonance.

Pour cela, nous avons étudié les variations de la fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la résistivité de l'eau (cf. Figure 3-27). L'antenne demi-onde est plongée dans de l'eau plus ou moins salée afin d'en faire varier sa résistivité. Nous mesurons la résistivité en basse fréquence avec le dispositif présenté Figure 4-3 du chapitre IV. Nous rappelons qu'à 20° C la résistivité de l'eau douce est de l'ordre de 20 Ω .m, et que celle de l'eau de mer est égale à 0,2 Ω .m. Nous relevons la fréquence de résonance à l'aide d'un analyseur de réseau.

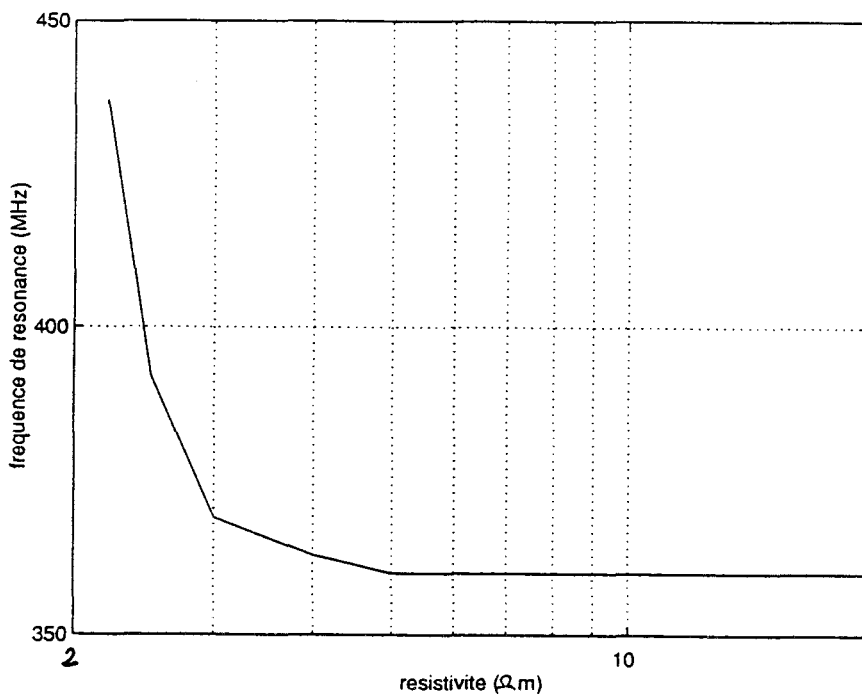


Figure 3-27 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la résistivité

Nous constatons que la fréquence de résonance augmente lorsque la résistivité diminue (la conductivité augmente), ce qui est bien en accord avec la théorie [5]. Pour des résistivités inférieures à 2 Ω.m, nous n'observons plus de phénomènes de résonance.

La deuxième conséquence de cette distribution de courant différente est de modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le diagramme est dans ce cas plus directif, c'est ce que nous obtenons expérimentalement.

Chapitre IV

Etude expérimentale sur
modèle réduit

CHAPITRE IV

IV-1 MODELE REDUIT	137
IV-1-1 Introduction	137
a) intérêt d'une modélisation physique	
b) avantage d'un modèle réduit	
IV-1-2 Conditions de similitude entre un milieu de propagation et son modèle réduit	138
IV-1-3 Application à la cuve remplie d'eau	141
IV-2 MESURES DE LA CONDUCTIVITE DE L'EAU	142
IV-2-1 Rappel théorique	142
a) la polarisation	
b) cas de l'eau	
c) quelques valeurs numériques	
IV-2-2 A très basse fréquence	147
IV-2-3 A la fréquence de 360 MHz	148
a) à $\theta = 0^\circ$	
b) à θ variable	
IV-3 TOMOGRAPHIES	153

Levent N., Côte P., Lagabrielle R. 1994.
Tomographie électromagnétique monochromatique.
Essais sur modèle réduit.
Bull. Liaison LCPC, 193, pp 21-26.

CHAPITRE IV

IV-1 MODELE REDUIT

IV-1-1 Introduction

A l'aide de simulations numériques, on a montré la faisabilité de la méthode de tomographie électromagnétique (cf. chapitre II). Nous passons maintenant à une phase plus expérimentale.

a) *Intérêt d'une modélisation physique*

Mettre au point une nouvelle méthode de prospection géophysique, à partir de mesures sur un sous-sol mal défini n'est pas possible. En effet, nous avons, dans ce cas, deux inconnues : la méthode à tester, le sous-sol à caractériser. Il faut donc disposer d'un sous-sol parfaitement déterminé que nous appellerons modèle physique. Ce modèle permettra de réaliser un ensemble d'essais, afin de tester expérimentalement les performances et les limites de la méthode de prospection.

b) *Avantage d'un modèle réduit*

Il faut pouvoir passer en revue le plus grand nombre possible de cas qui pourront se présenter ultérieurement sur le terrain. La configuration géométrique la plus classique est constituée par deux forages distants d'une dizaine de mètres, et profonds de 15 m. La réalisation d'un modèle physique à échelle 1 nécessiterait le déplacement d'un grand nombre de mètres cube de terre. C'est pourquoi, nous avons préféré travailler sur un modèle réduit.

IV-1-2 Conditions de similitude entre un milieu et son modèle réduit

Nous analysons d'un point de vue électromagnétique les conséquences de la réduction géométrique du modèle. Pour cela, nous déterminons les conditions de similitude existant entre un milieu de propagation et son modèle réduit [1].

Ecrivons les équations de Maxwell en régime sinusoïdal, pour un milieu linéaire, isotrope et homogène :

$$\begin{cases} \text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \\ \text{rot } \mathbf{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{E} \end{cases} \quad (4-1)$$

- E** : champ électrique
- H** : champ magnétique.
- σ : conductivité du milieu de propagation
- ε : permittivité du milieu de propagation
- μ : perméabilité du milieu de propagation
- ω : pulsation de l'onde ($\omega = 2\pi f$).

Définissons les indices f, pour le milieu, et m, pour son modèle réduit. Les équations de Maxwell sont, pour chacun de ces milieux :

$$\begin{cases} \text{rot}_i \mathbf{E}_i = -j\omega_i\mu_i\mathbf{H}_i \\ \text{rot}_i \mathbf{H}_i = (\sigma_i + j\omega_i\varepsilon_i)\mathbf{E}_i \end{cases} \quad \text{avec } i = f, m \quad (4-2)$$

Définissons un facteur d'échelle pour chaque composante intervenant dans les équations (4-2). Nous obtenons :

$$\begin{aligned} \text{pour le champ électromagnétique :} \quad & \mathbf{E}_m = k_E \mathbf{E}_f \\ & \mathbf{H}_m = k_H \mathbf{H}_f \end{aligned}$$

pour les caractéristiques électriques :

$$\begin{aligned}\sigma_m &= k_\sigma \sigma_f \\ \epsilon_m &= k_\epsilon \epsilon_f \\ \mu_m &= k_\mu \mu_f\end{aligned}$$

pour la pulsation :

$$\omega_m = k_\omega \omega_f$$

pour la dimension géométrique :

$$\ell_m = k_\ell \ell_f$$

Le facteur k_ℓ est inférieur à 1 puisque le modèle est réduit.

On rappelle que l'opérateur rotationnel a pour dimension l'inverse d'une longueur.

Les sept facteurs d'échelle obéissent à des relations particulières afin de réaliser une similitude complète entre les deux milieux.

Les équations de Maxwell pour le modèle réduit sont, d'après (4-2) :

$$\begin{cases} \text{rot}_m \mathbf{E}_m = -j\omega_m \mu_m \mathbf{E}_m \\ \text{rot}_m \mathbf{H}_m = (\sigma_m + j\omega_m \epsilon_m) \mathbf{E}_m \end{cases} \quad (4-3)$$

En introduisant les facteurs d'échelle dans les équations (4-3) nous aboutissons à :

$$\begin{cases} \frac{k_E}{k_\ell} \text{rot}_f \mathbf{E}_f = -j(k_\omega k_\mu k_E) \omega_f \mu_f \mathbf{E}_f \\ \frac{k_H}{k_\ell} \text{rot}_f \mathbf{H}_f = (k_\sigma k_E) \sigma_f + j(k_\omega k_\epsilon k_E) \omega_f \epsilon_f \mathbf{E}_f \end{cases} \quad (4-4)$$

Les équations (4-4) sont équivalentes aux équations (4-3) lorsque le système d'équations suivant est vérifié :

$$\begin{cases} k_\sigma = \frac{1}{k_\ell} \frac{k_H}{k_E} \\ k_\epsilon = \frac{1}{k_\ell k_\omega} \frac{k_H}{k_E} \\ k_\mu = \frac{1}{k_\ell k_\omega} \frac{k_E}{k_H} \end{cases} \quad (4-5)$$

Les matériaux constituant le sous-sol, ainsi que l'eau, ont une perméabilité égale à celle du vide ($\mu_i = \mu_0$ où $i = f, m$). Le facteur k_μ est alors égal à 1.

Le rapport $\frac{k_E}{k_H}$ peut être interprété comme le facteur d'échelle d'impédance d'onde.

Si $\frac{k_E}{k_H} = 1$, les relations entre les facteurs d'échelle sont : $k_\sigma = \frac{1}{k_\ell}$, $k_\varepsilon = 1$, $k_\omega = \frac{1}{k_\ell}$. Le facteur k_ℓ étant inférieur à 1, les valeurs de conductivité et de fréquence pour le modèle réduit sont supérieures à celles du milieu de propagation. De plus, les permittivités du milieu de propagation et du modèle doivent être identiques.

Si $\frac{k_E}{k_H}$ est différent de 1, les relations sont les suivantes :

$$k_\sigma = \frac{1}{k_\ell^2 k_\omega}$$

$$k_\varepsilon = \frac{1}{(k_\ell k_\omega)^2} \tag{4-6}$$

$$k_\omega = \frac{1}{k_\ell} \frac{k_E}{k_H}$$

IV-1-3 Application à la cuve remplie d'eau

Ayant à notre disposition le modèle réduit, nous utilisons les conditions de similitude (cf. (4-6)) pour déterminer quel type de sous-sol sera simulé avec ce modèle.

Le modèle réduit est une cuve de 2 m de haut et de 3 m de diamètre, remplie d'eau. Le sous-sol et l'eau n'ont pas même permittivité, nous utilisons les relations (4-6). Afin de limiter les effets de bord, l'extension géométrique du dispositif de mesure est de 1 m sur 1,10 m. Les antennes d'émission et de réception sont décrites dans le chapitre III-3. La fréquence de l'onde propagée dans la cuve est de 360 MHz. La permittivité relative de l'eau est supposée égale à 81. La conductivité est de 0,2 S/m (sa détermination fait l'objet du chapitre IV-2).

Le milieu de propagation est un sous-sol. Considérons le cas suivant : fréquence propagée dans le sol égale à 200 MHz, forages distants de 10 m et profonds de 11 m.

A partir de ces données, nous calculons les facteurs d'échelle k_ω et k_ℓ . Nous en déduisons les facteurs k_ϵ , k_σ et $\frac{k_E}{k_H}$.

Nous obtenons $k_\omega = 1,8$, $k_\ell = 0,1$, $k_\epsilon = 31$, $k_\sigma = 55$, et $\frac{k_E}{k_H} = 0,18$.

Les caractéristiques du sous-sol simulé par la cuve seront donc les suivantes : conductivité $\sigma = 3,6 \cdot 10^{-3}$ S/m, permittivité relative $\epsilon_r = 2,6$. Ces valeurs peuvent correspondre à celles d'un granite altéré ou d'un calcaire.

IV-2 MESURES DE LA CONDUCTIVITE DE L'EAU DE LA CUVE

IV-2-1 Rappel théorique

Lorsque l'on veut déterminer la conductivité d'un milieu de propagation, il est très difficile de dissocier le terme σ du terme $\omega\epsilon''$ [2].

a) La polarisation [2], [3]

Le vecteur polarisation \mathbf{P} est défini par :

$$\mathbf{P} = (\epsilon - \epsilon_0) \mathbf{E} \quad (4-7)$$

où \mathbf{E} : champ électrique

ϵ : permittivité du milieu de propagation

ϵ_0 : permittivité du vide

La permittivité est donnée par :

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (4-8)$$

Au delà de la simple relation linéaire (4-7), la polarisation est d'un point de vue microscopique un processus assez complexe. On peut distinguer trois types de polarisation.

La polarisation électronique est provoquée par le mouvement des électrons. Elle se produit dans tous les milieux, solide, liquide ou gazeux. En raison de la faible masse des électrons, le temps nécessaire à la polarisation est très court, de l'ordre de 10^{-15} s, ce qui est bien plus petit que la période d'une onde radiofréquence (pour la bande de fréquence 1 MHz - 1 GHz, la période est comprise entre 10^{-9} et 10^{-6} s).

La polarisation ionique est due au déplacement des ions d'un atome ou d'une molécule. Ce type de polarisation se rencontre aussi bien dans un milieu cristallin qu'amorphe. Les fréquences propres des oscillateurs que sont les ions, sont comprises entre 10^{12} et 10^{13} Hz. Ces vibrations se situent donc dans le domaine infrarouge.

La polarisation d'orientation est relative aux milieux polaires, tels que l'eau. Sous l'action de \mathbf{E} , les molécules tendent à aligner l'axe de leur dipôle dans la direction du champ électrique. C'est un processus qui dépend très fortement de la température. Ce type de polarisation joue un rôle important dans le domaine des radiofréquences.

b) Cas de l'eau

A basse fréquence, la permittivité relative de l'eau a une valeur très élevée, $\epsilon_{rs}^* = 81$, en raison des forts moments dipolaires permanents des molécules. (* s comme statique)

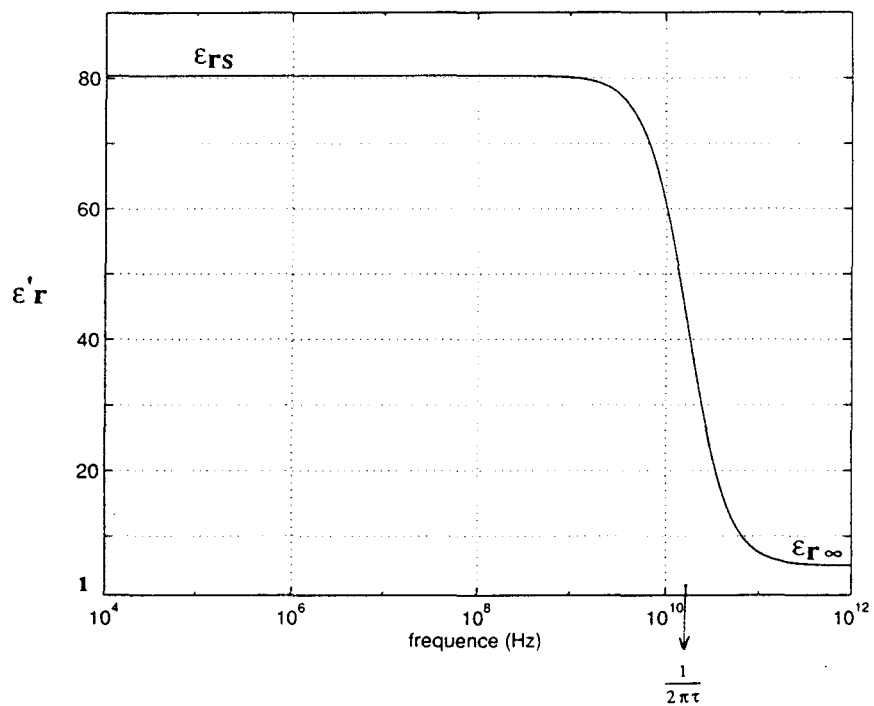
A haute fréquence (en optique notamment), seule la polarisation électronique intervient. La permittivité relative, notée dans ce cas $\epsilon_{r\infty}$, est égale à 5,5.

La loi de Debye exprime la permittivité ϵ_r du milieu de propagation en fonction du temps de relaxation τ du processus de polarisation, des comportements diélectriques aux limites haute et basse fréquence, et de la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ du champ électrique.

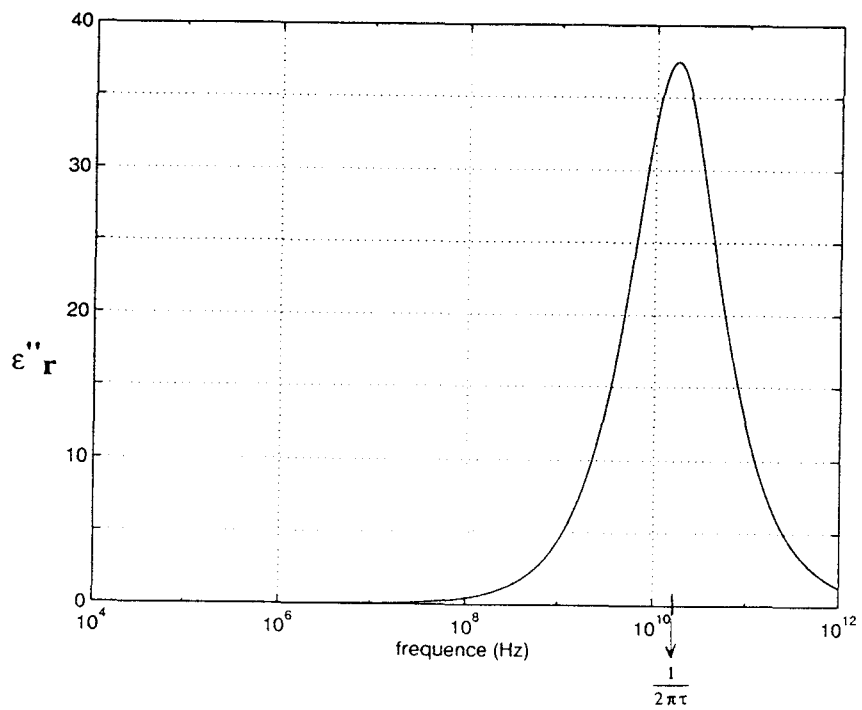
$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_{r\infty} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + j\omega\tau} \quad (4-9)$$

A 20° C, τ est égal à $9,5 \cdot 10^{-12}$ s [2].

A partir de l'expression (4-9) et des valeurs numériques de ϵ_{rs} , $\epsilon_{r\infty}$, et τ , nous calculons ϵ_r' et ϵ_r'' pour des fréquences comprises entre 10 kHz et 1000 GHz. Les figure 4-1-a et 4-1-b présentent les courbes obtenues. A la fréquence $f = \frac{1}{2\pi\tau} = 16,75$ Ghz, la valeur de ϵ_r'' est de 37,45.



- a -



- b -

Figure 4-1 : Variation de ϵ'_r et ϵ''_r en fonction de la fréquence (d'après l'expression (4-9))

c) Quelques valeurs numériques

D'après la courbe C de la figure 2-1, (ou la figure 4-2), la conductivité, égale à 3.10^{-3} S/m en basse fréquence, croit à partir de 100 MHz, puis se stabilise à une valeur de 70 S/m pour des fréquences supérieures à 100 GHz.

A la fréquence de 300 MHz, la conductivité est égale à $1,8 \cdot 10^{-2}$ S/m.

A titre de comparaison, les tables de Von Hippel [4] donnent, pour l'eau pure à 25° C, et à la fréquence de 300 MHz, les valeurs suivantes : $\epsilon_r = 77,5$, $\text{tg } \delta = 160^*$, ce qui correspond à une conductivité de $2 \cdot 10^{-2}$ S/m.

* L'angle de perte δ est défini par la relation :

$$\text{tg } \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (4-11)$$

Nous avons ainsi constaté que la conductivité est un paramètre qui dépend à la fois de la fréquence et de la qualité de l'eau.

Afin de connaître la valeur de la conductivité de l'eau de la cuve, nous avons réalisé des mesures, d'une part à très basse fréquence, d'autre part à 360 MHz. La mesure à très basse fréquence permettra de déterminer σ_0 . La fréquence de 360 MHz est celle à laquelle seront réalisées les mesures tomographiques.

La conductivité que l'on mesure est égale à :

$$\sigma = \sigma_0 + \omega \varepsilon'' \quad (4-10)$$

où σ_0 est la conductivité liée à la présence d'ions dans l'eau

$$\varepsilon'' = \varepsilon_0 \varepsilon''_r$$

Pour de l'eau pure, σ_0 est comprise entre 10^{-3} et 10^{-2} S/m

Pour l'eau de mer, σ_0 vaut 5 S/m

La figure 4-2 présente les variations de la conductivité "mesurable" en fonction de la fréquence.

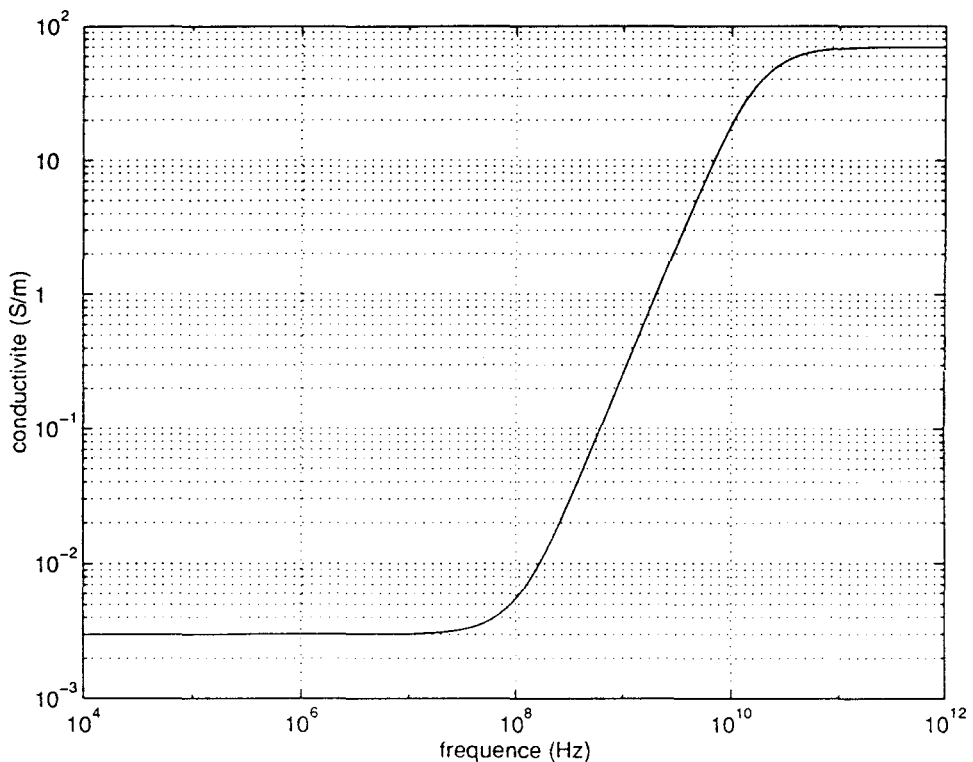


Figure 4-2 : Variation de la conductivité σ en fonction de la fréquence (d'après les expressions (4-9) et (4-10))

La valeur de σ_0 est, pour cet exemple, égale à 3.10^{-3} S/m. La courbe de la figure 4-2 est alors identique à la courbe C de la figure 2-1 du chapitre II.

IV-2-2 A très basse fréquence [5]

Nous utilisons le dispositif de prospection électrique présenté Figure 4-3.

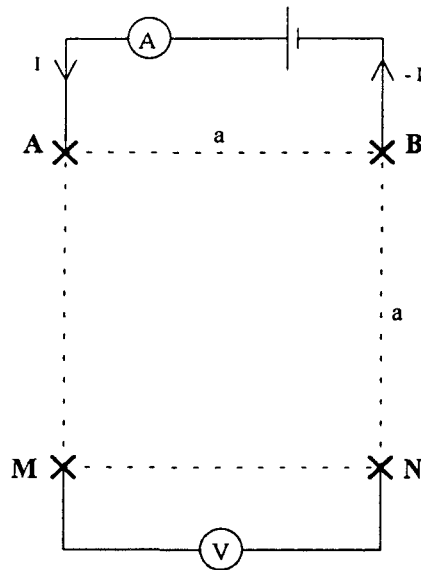


Figure 4-3 : Schéma du dispositif de mesure de la résistivité de l'eau à très basse fréquence

Quatre électrodes se situent aux coins d'un carré de côté $a = 7 \text{ cm}$. Elles sont constituées par les têtes des clous enfoncés dans une plaque de polystyrène afin que le tout flotte sur l'eau.

Le facteur géométrique k , défini en (1-3), est égal à $\pi(2 + \sqrt{2})a$, soit $0,75 \text{ m}$ (cf. chapitre I). La résistivité est donnée par $\rho = k \frac{V}{I}$, où I est le courant injecté entre les électrodes A et B, et V est la tension mesurée entre M et N.

Le courant I est, non pas continu, mais alternatif très basse fréquence afin d'éviter les problèmes de polarisation.

Nous mesurons, pour un courant de $4,8 \text{ mA}$, une tension de 145 mV . La résistivité de l'eau, ρ , est égale à $22,6 \Omega \cdot \text{m}$.

L'inverse de cette valeur donne la conductivité σ_0 , elle vaut $4,4 \cdot 10^{-2} \text{ S/m}$.

IV-2-3 A la fréquence de 360 MHz

Nous supposons la valeur de la permittivité relative de l'eau égale à 81. La condition $\omega\epsilon \gg \sigma$ est toujours vérifiée à la fréquence de 360 MHz (mis à part pour l'eau de mer où la valeur de la conductivité est trop élevée).

La constante d'atténuation est, d'après (2-18), égale à $\frac{60\pi\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}}$. En fixant ϵ_r nous obtenons la relation $\alpha = 21 \sigma$ entre la constante d'atténuation et la conductivité de l'eau.

Le principe de la mesure est de déterminer la constante d'atténuation α , puis d'en déduire la valeur de la conductivité σ .

D'après (2-20), le champ électrique en un point de réception distant de r du dipôle émetteur est (cf. Fig. 2-4) :

$$E_{\theta} = \frac{Il}{4\pi} \frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \frac{\sin\theta}{r^3} (1 + \gamma r + \gamma^2 r^2) e^{-\gamma r} \quad (4-12)$$

Comme $\gamma^2 r^2 \gg 1$ (son module est égal à 4633), l'expression (4-12) se réduit à :

$$E_{\theta} = \frac{j\omega\mu Il}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r} e^{-\gamma r} \quad (4-13)$$

L'amplitude $V = |E|l$, où l est la longueur du dipôle récepteur (sinon l est égale à la longueur effective de l'antenne réceptrice), est donnée par :

$$V = A_o \frac{\sin\theta}{r} e^{-\alpha r} \quad (4-14)$$

$$\text{où } A_o = \frac{Il^2\omega\mu}{4\pi}$$

α est la constante d'atténuation

Nous mesurons V dans les deux cas suivants :
 - à $\theta = 0^\circ$
 - à θ variable .

a) à $\theta = 0^\circ$

Le dispositif utilisé est présenté Figure 4-4.

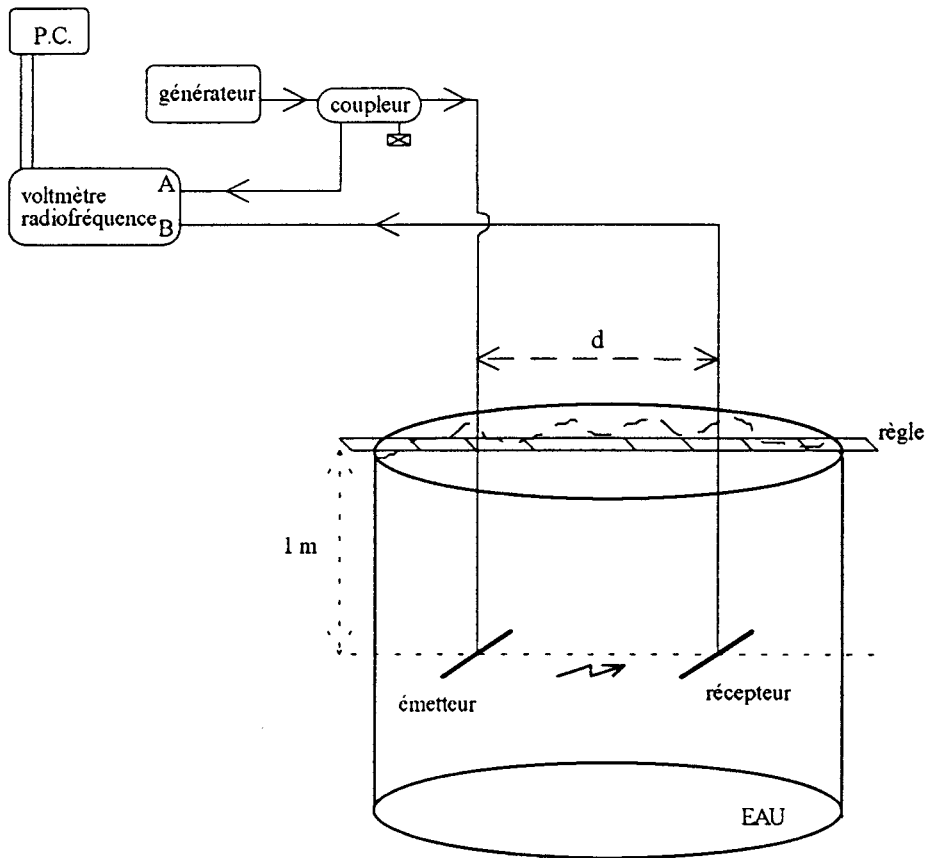


Figure 4-4 : Dispositif de mesure de la constante d'atténuation α dans le cas $\theta = 0^\circ$

Les antennes émettrice et réceptrice sont plongées dans l'eau, et se situent à 1 m de la surface. L'antenne émettrice est fixe, l'antenne réceptrice mobile. Nous faisons varier la distance d entre les deux antennes (cf. Figure 4-5).

Le générateur délivre un signal de fréquence 360 MHz et d'amplitude 10 dBm. Nous relevons, pour chaque position de l'antenne réceptrice, la valeur de l'amplitude reçue à l'aide du voltmètre radiofréquence.

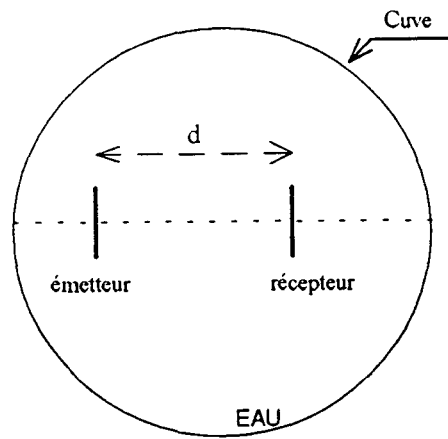


Figure 4-5 : Vue de dessus de la cuve

La figure 4-6 présente les résultats de mesure et la courbe théorique calculée à partir de (4-14) pour une valeur de $A_0 = 0,1$ et de $\alpha = 4,2$ Np/m.

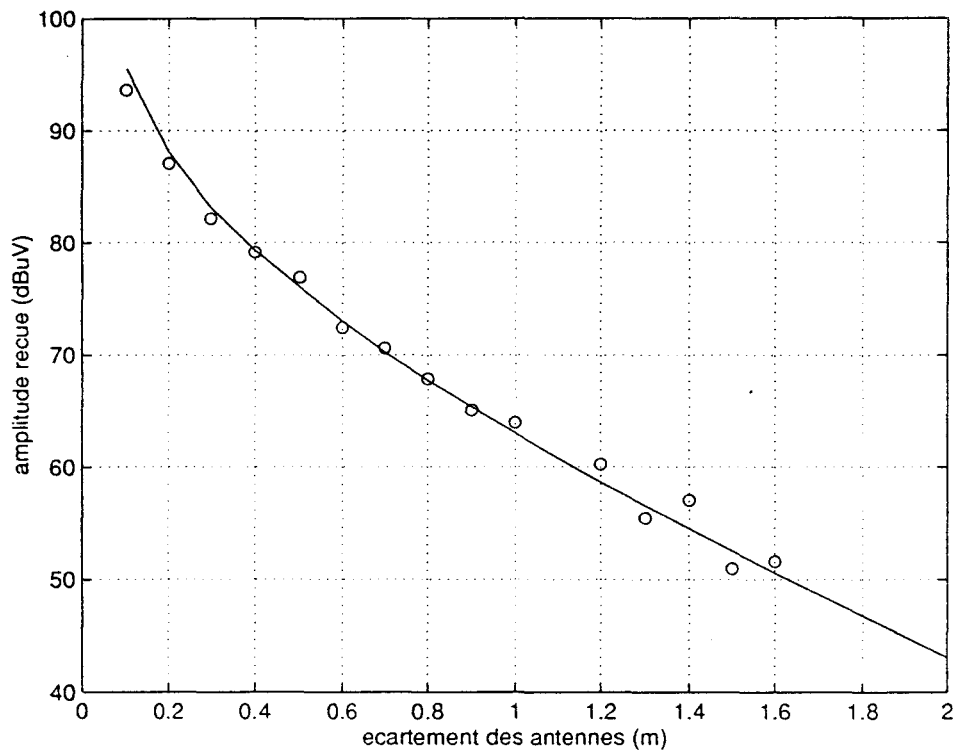


Figure 4-6 : Variation de l'amplitude reçue (en $\text{dB}\mu\text{V}$) en fonction de l'écartement d des antennes (en m)

D'après ces mesures, la conductivité de l'eau de la cuve à la fréquence de 360 MHz, est égale à $0,2$ S/m.

b) à θ variable

Nous utilisons le dispositif de la figure 4-7 pour réaliser les mesures à θ variable.

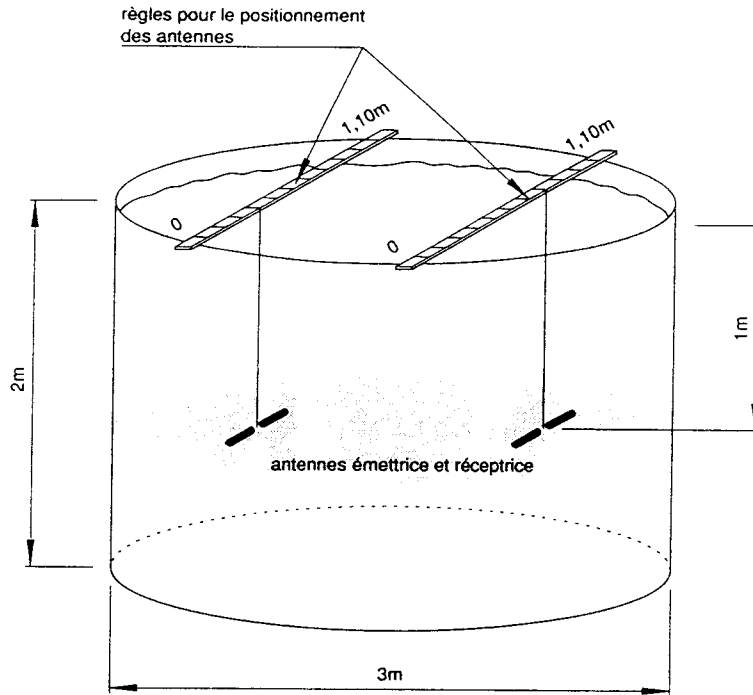


Figure 4-7 : Dispositif de mesure de la constante d'atténuation α dans le cas θ variable

Deux règles parallèles, distantes de $d = 1$ m, graduées de 0 à 1,10 m, sont placées sur le bord supérieur de la cuve. L'antenne émettrice est à la position 0,6 m. L'antenne réceptrice balaye successivement toutes les graduations de la règle. Pour chaque position de l'antenne réceptrice, nous relevons l'amplitude reçue.

La figure 4-8 est une vue de dessus de la cuve. On repère ainsi la distance r séparant l'émetteur du récepteur, l'écartement d des règles, l'angle θ .

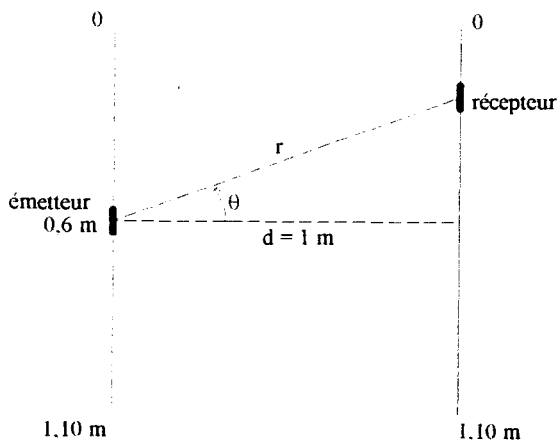


Figure 4-8 : Vue de dessus de la cuve

Les résultats de mesure sont figurés par des cercles sur la figure 4-9.

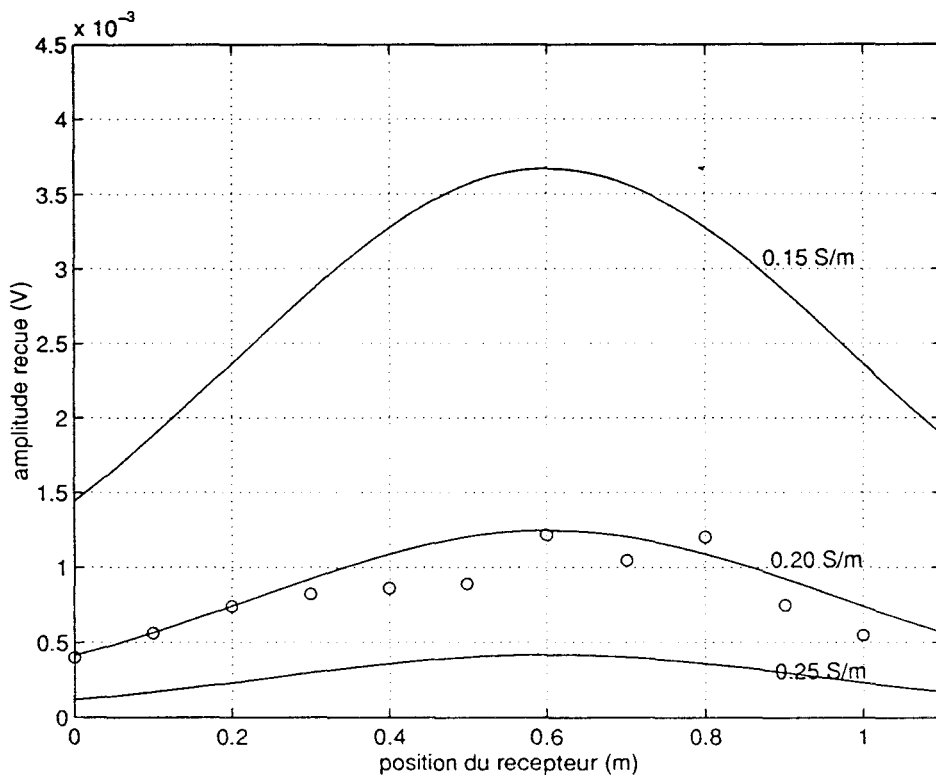


Figure 4-9 : Variation de l'amplitude reçue en fonction de la position du récepteur
- l'émetteur est à 0,6 m -

Sur cette même figure, nous représentons les variations théoriques de l'amplitude reçue (cf. (4-14)) dans les cas suivants : $\alpha = 3,14$; 4,2 et 5,23, soit en fixant ϵ_r à 81, $\sigma = 0,15$; 0,20 et 0,25 S/m. La courbe théorique qui s'approche le plus des mesures est celle correspondant à $\sigma = 0,2$ S/m. Nous retrouvons le même résultat que lors des mesures à $\theta = 0^\circ$.

IV-3 TOMOGRAPHIES

Dans ce chapitre, nous présentons un article relatif aux tomographies sur modèle réduit.

Cet article a été publié dans le bulletin de liaison des laboratoires de Ponts et Chaussées, en septembre 1994.

Après un rappel général de la méthode de prospection, nous décrivons le dispositif de mesures dans la cuve, il permet de simuler un milieu homogène, un milieu avec une cavité ou avec un tunnel. Nous présentons les mesures obtenues, que nous inversons à l'aide de l'algorithme RAI-2D. Ces tomographies sont comparées à celles provenant d'une simulation numérique. Les données du programme d'inversion ne sont plus dans ce cas les mesures réalisées dans la cuve, mais proviennent du calcul par la méthode intégrale (cf. chapitre II).

Les deux approches, théorique et expérimentale, donnent des résultats similaires.

Tomographie électromagnétique monochromatique

Essais sur modèle réduit

Nathalie LEVENT
Doctorante

Philippe CÔTE
Docteur ès sciences
Chef de section

Richard LAGABRIELLE
Docteur ès sciences
Chef de division

Section Reconnaissance et géophysique
Division Reconnaissance et mécanique des sols
Laboratoire Central des Ponts et Chaussées
Centre de Nantes

La tomographie électromagnétique en onde monochromatique, appelée MEW (*Monofrequency Electromagnetic Wave*), est une méthode de prospection géophysique entre forages actuellement développée au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC). Basée sur l'émission et la réception d'une onde électromagnétique monochromatique dans la bande des radiofréquences, cette méthode permet de déterminer les caractéristiques du proche sous-sol. Une application importante de cette méthode est la détection de cavités.

Nous présentons ici des essais réalisés sur modèle réduit, ainsi que des simulations numériques nous ayant permis de valider cette nouvelle méthode.

Principe des mesures

La MEW est une méthode de tomographie en transmission, elle exploite les propriétés d'interaction entre une onde électromagnétique et la matière à travers laquelle elle se propage. L'onde est générée par une source radiofréquence externe et une antenne d'émission. L'amplitude du signal produit est détectée à l'aide d'une antenne de réception. La matière, encore appelée milieu de propagation, située entre les deux antennes d'émission et de réception est ainsi auscultée. Pour explorer le sous-sol, nous utilisons deux forages. Dans un des forages se situe l'émetteur, dans l'autre le récepteur (fig. 1). L'ensemble des mesures correspondant à toutes les positions possibles des sondes émettrices et réceptrices dans les forages nous fournit les données du

RÉSUMÉ

Un besoin actuel dans le génie civil est la détection de cavités pouvant présenter un réel danger lors de la construction d'ouvrages. Certaines de ces cavités, en raison de leurs petites dimensions, ne peuvent être détectées par des méthodes de surface (microgravimétrie, électrique). C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à une méthode entre forages pour détecter de telles cavités. Une série d'études est actuellement menée au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC), en collaboration avec l'université de Lille, sur la mise au point d'une méthode de tomographie basée sur la propagation d'une onde électromagnétique monochromatique entre deux forages. Des modélisations physiques sur modèle réduit ainsi que des modélisations numériques nous ont permis de mieux cerner les performances et les limites de cette nouvelle méthode de prospection géophysique.

MOTS CLÉS : 41 - Forage (trou) - Onde - Radio - Détection - Cavité - Modèle physique - Simulation - Numérique - Prospection - Géophysique - Électricité - Monochromatique - Magnétisme - Tomographie.

problème inverse. La résolution du problème inverse par des techniques d'inversion et d'imagerie nous permet d'obtenir une cartographie du milieu situé entre les deux forages (en gris sur la figure 1). L'ensemble de ce processus est communément appelé tomographie électromagnétique. Le terme tomographie, composé des deux racines grecques *tomos* et *graphia*, signifie : procédé de visualisation d'une coupe d'un objet. Ce procédé est naturellement non destructif.

Description du matériel de mesures

L'onde propagée dans le sous-sol se situe dans la gamme 100 MHz - 1 GHz. Pour générer ce type d'onde, nous utilisons un générateur de signal radiofréquence. Ce signal est amplifié pour atteindre un niveau de 10 W, à l'aide d'un amplificateur de puissance RF. Pour propager le signal dans l'espace, nous avons réalisé une antenne d'émission. Examinons maintenant la chaîne de réception. L'onde est captée par une antenne de réception similaire à l'antenne d'émission. La mesure du niveau reçu par cette antenne est réalisée à l'aide d'un voltmètre vectoriel radiofréquence. Un ordinateur portable pilote l'ensemble du dispositif par carte IEEE. L'enregistrement automatique des mesures est très rapide.

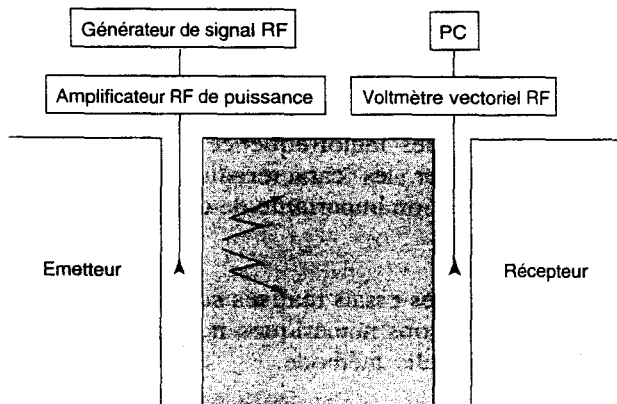


Fig. 1 - Description du système de mesures.

Le modèle réduit

Nous présentons des essais réalisés sur un modèle réduit. L'utilisation d'un modèle à échelle réduite par rapport à un milieu de propagation réel (sous-sol encadré de deux forages) présente des avantages certains :

- connaissance parfaite du milieu de propagation,
- réduction du coût,
- commodité pour réaliser les mesures.

Le modèle réduit choisi est une cuve de 2 m de haut et 3 m de diamètre, remplie d'eau de ville. La fréquence du signal propagé dans l'eau est de

360 MHz. En raison des rapports de similitude existant entre le milieu de propagation réel et son modèle à échelle réduite [6], la cuve nous permet de modéliser un sous-sol constitué de granit altéré, la profondeur d'investigation ainsi que la distance entre forages est de 10 m en travaillant à une fréquence de 200 MHz. Nous nous consacrons à présent aux tomographies. La figure 2 présente le dispositif de mesures tomographiques dans la cuve.

Deux règles parallèles sont placées sur le bord supérieur de la cuve. Elles sont distantes de 1 m et graduées de 0 à 1,10 m par pas de 10 cm. Nous les appelons *Remet* et *Rrecep* (cf. fig. 2). Les antennes émettrice et réceptrice sont situées à 1 m de la surface. Elles sont placées perpendiculairement aux câbles reliant les appareils de mesures. Pour de raisons de commodité, les « forages » sont donc horizontaux dans la cuve. L'antenne émettrice balaye successivement toutes les graduations de la règle *Remet*. L'antenne réceptrice balaye la règle *Rrecep*. Ainsi les mesures correspondantes à tous les couples possibles émetteur-récepteur sont obtenues. La figure 3 est une vue d'en haut de la cuve. Un exemple de couple émetteur-récepteur est représenté sur cette figure (les distances sont exprimées en mètres). La ligne surmontée d'une flèche symbolise le *rai* [2]. L'ensemble des rais est situé dans le plan horizontal distant de 1 m de la surface. Ce plan est représenté en gris sur la figure 2. Les tomographies sont réalisées dans ce plan.

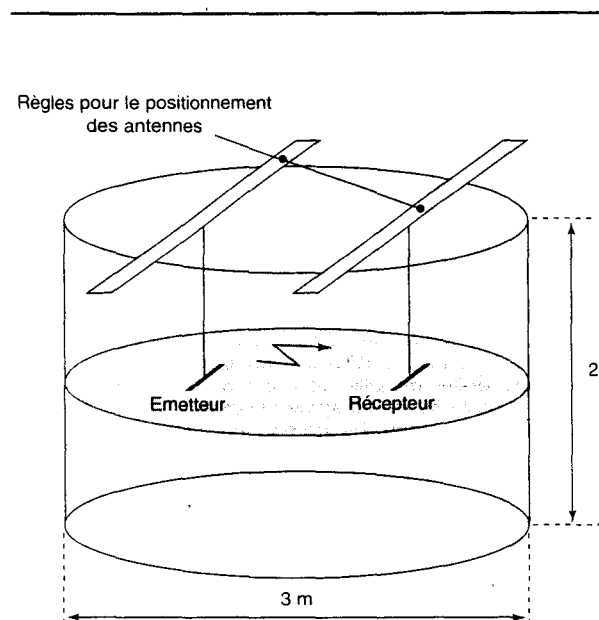


Fig. 2 - Dispositif de mesures dans la cuve.

Tomographies

Nous présentons trois tomographies réalisées dans la cuve. La première tomographie correspond à un milieu homogène. Ce premier essai permettra de valider le dispositif de mesures, ainsi que la méthode d'inversion (comme nous le verrons dans le chapitre suivant). La deuxième tomographie est réalisée en introduisant un ballon de volley dans le plan de tomographie (cf. fig. 3). Ce deuxième essai permet de simuler une cavité de petite dimension (par rapport à la longueur d'onde). La troisième tomographie est effectuée en plaçant verticalement un tube PVC de 10 cm de diamètre. Ce tube coupe perpendiculairement le plan de mesures. Ce troisième essai permet de simuler un tunnel.

Afin de cerner l'effet provoqué par une hétérogénéité sur les niveaux du champ électromagnétique reçu, nous présentons en figure 4 les variations de l'amplitude du champ, avec et sans le ballon de volley, en fonction de la position du récepteur pour une abscisse d'émetteur de 0,5 mètre (cf. fig. 3).

Le niveau reçu est exprimé en dBm, unité logarithmique de puissance ($0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW}$). Lorsque le récepteur se trouve à 0,5 m, émetteur et récepteur se trouvent face à face : la puissance reçue est maximum dans le cas du milieu homogène (en trait plein sur la figure 4). Plus la longueur du rayon r est grande, plus le niveau reçu est faible. Lorsque le ballon de volley est placé à 0,5 m, la puissance reçue par le récepteur est réduite de 8 dBm (pour le récepteur situé à 0,5 m). Le ballon a donc pour effet de créer une zone d'ombre. Il en sera de même pour le tube PVC simulant un tunnel.

Afin de visualiser l'ensemble des mesures de champs pour tous les couples possibles émetteur-récepteur, nous avons utilisé une représentation 3-D à l'aide du logiciel UNIRAS. La figure 5 présente les trois cas précités :

- milieu homogène ;
- milieu avec ballon à 0,5 m ;
- milieu avec tube PVC à 0,15 m.

Dans ces représentations, nous portons en abscisse la position de l'émetteur, en ordonnée la position du récepteur. Les niveaux de couleur correspondent aux puissances mesurées en dBm : du bleu foncé au jaune pâle respectivement de -70 dBm ($70 \mu\text{V}$) à -45 dBm ($1,26 \text{ mV}$). Cette échelle est commune aux trois représentations de la figure 5. Pour le milieu homogène, nous obtenons des bandes parallèles à la première diagonale. Cette symétrie dans la représentation des mesures provient de la symétrie du milieu de propagation par rapport à la médiane parallèle aux règles *Remet* et *Rrecep* (cf. fig. 3). Une dissymétrie dans la représentation des mesures nous informera sur la distance au forage de l'hétérogénéité. Une chute du niveau de puissance reçue nous renseignera sur

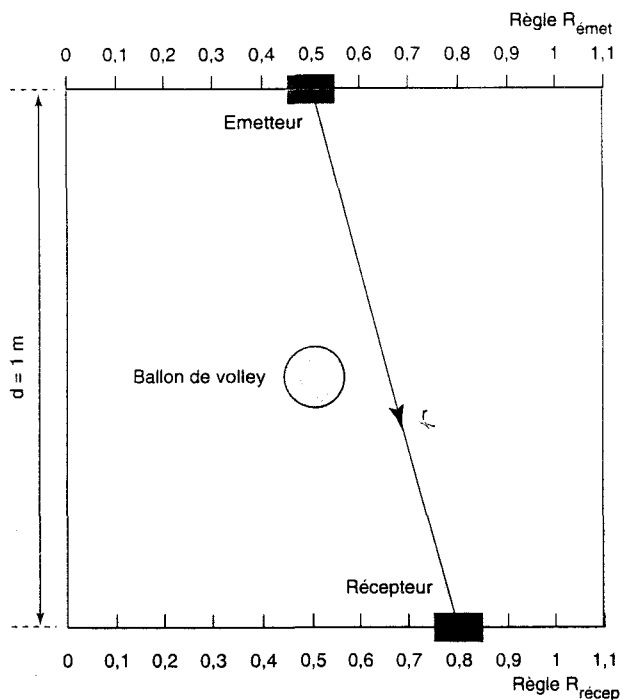


Fig. 3 - Vue de dessus de la cuve.

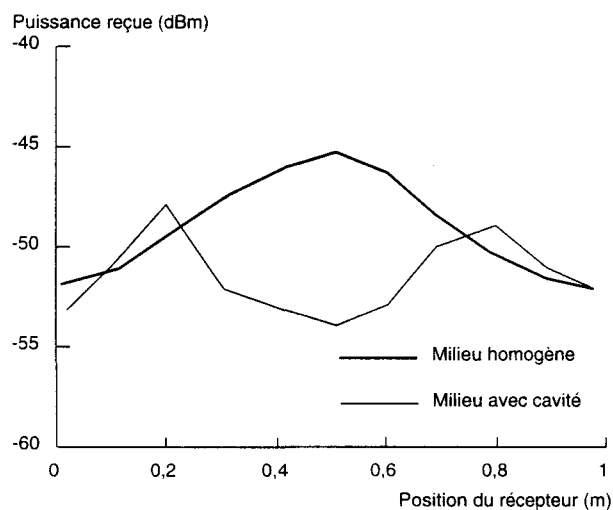


Fig. 4 - Variation de la puissance reçue en fonction de la position du récepteur.

l'existence et la position de l'hétérogénéité par rapport aux zéros des règles *Remet* et *Rrecep*. Ainsi la position respectivement du ballon (à 0,5 m) et du tube (à 0,15 m) apparaît très nettement sur les figure 5b et 5c : une chute du niveau de puissance reçue de l'ordre de 10 dBm est enregistrée.

La représentation 3-D des mesures permet de décider rapidement de l'existence ou de la non-existence d'une hétérogénéité dans un milieu donné, ainsi que sa position. Toutefois, il est intéressant d'inverser ces mesures expérimentales afin d'aboutir à une image réelle du milieu de propagation. Cela fait l'objet du chapitre suivant.

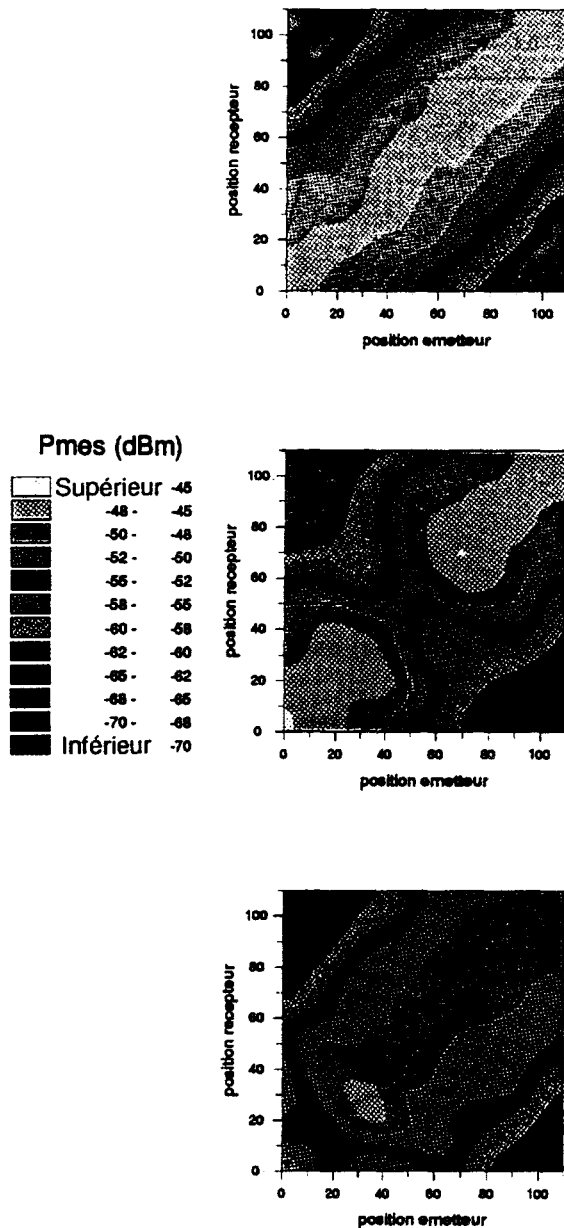
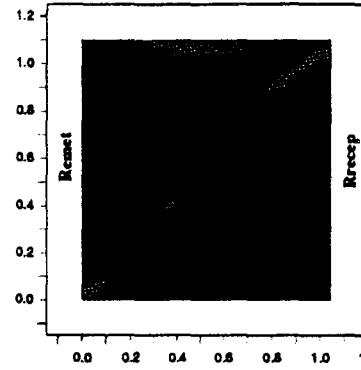
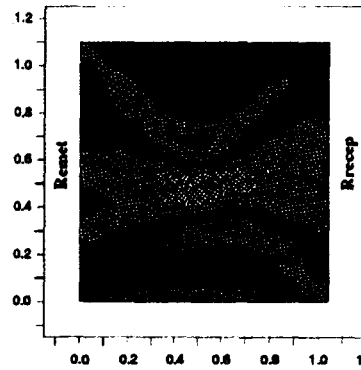
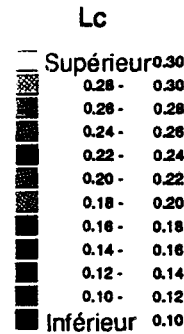


Fig. 5 - Représentation des mesures expérimentales.
 a - Milieu homogène
 b - Milieu avec le ballon de volley à 50 cm
 c - Milieu avec le tube PVC à 15 cm.

milieu homogène



milieu avec ballon de volley



milieu avec tube PVC

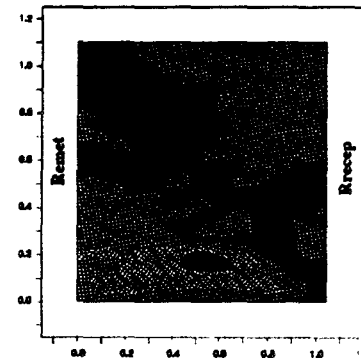


Fig. 6 - Inversion des mesures expérimentales.
 a - Milieu homogène
 b - Milieu avec le ballon de volley
 c - Milieu avec le tube PVC.

Inversion des mesures

Nous avons adapté l'algorithme d'inversion RAI-2D, initialement utilisé pour inverser des temps de trajet en sismique [2], à l'inversion des amplitudes en électromagnétisme. Ce programme est basé sur des méthodes géométriques. La propagation des ondes est décrite par des rayons. Les phénomènes de diffraction ne sont pas pris en compte dans ce modèle. C'est donc une approximation.

La résolution du problème inverse fournit une image du milieu de propagation. Un milieu de propagation est caractérisé d'un point de vue électromagnétique par sa conductivité σ (en S/m) et sa permittivité ϵ_r . Dans notre cas, l'image obtenue

rend compte de la répartition de L_c , qui est une combinaison de ces deux composantes :

$$L_c = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60 \pi \sigma}$$

L_c est appelée longueur caractéristique. C'est la longueur de pénétration des ondes électromagnétiques dans un milieu donné lorsque $\sigma \ll \omega \epsilon$. Pour l'air, L_c est infinie. Pour les matériaux contenant une quantité d'eau importante, L_c est faible (quelques dm), le matériau est absorbant [4].

La figure 6 présente les cartographies en L_c pour les trois cas. Le résultat de l'inversion des mesures correspondant à un milieu homogène est satisfaisant.

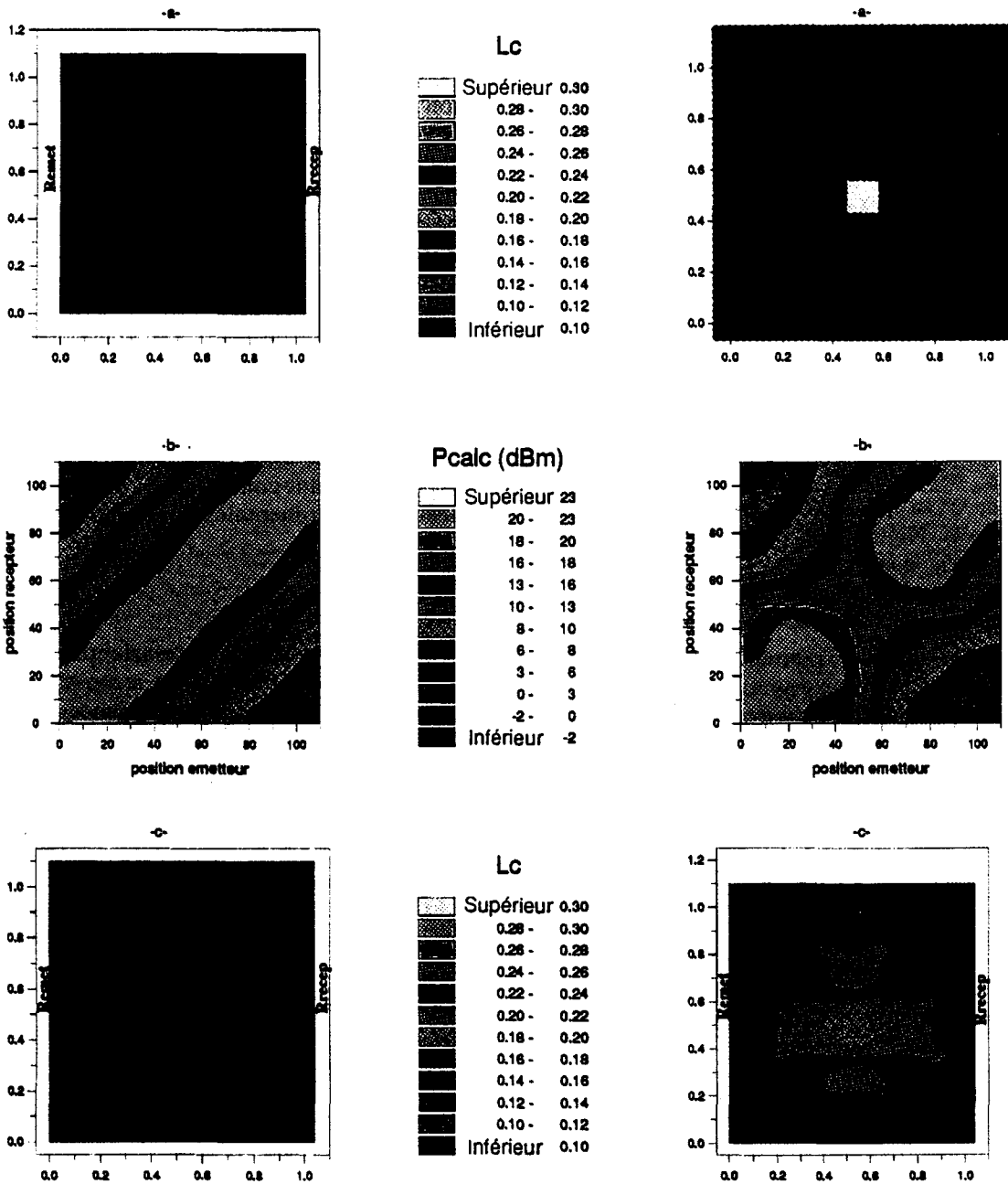


Fig. 7 - Milieu homogène.
 a - Modèle.
 b - Données calculées (puissance)
 c - Inversion des données synthétiques.

Fig. 8 - Milieu avec une hétérogénéité carrée :
 a - Modèle.
 b - Données calculées (puissance)
 c - Inversion des données synthétiques.

Ce n'est pas le cas pour les figures 6b et 6c où apparaissent un certain nombre d'artefacts. La longueur caractéristique L_c attendue pour le ballon ou le tube (air : $\sigma = 0$, L_c infinie) n'est pas celle réellement obtenue. Ces deux phénomènes sont occasionnés par la trop grande simplicité du modèle d'inversion qui ne tient pas compte des phénomènes de diffraction [5]. Cependant la position des hétérogénéités est bien retrouvée, nous conserverons donc ce modèle qui de plus se caractérise par sa rapidité d'exécution. C'est un compromis entre la qualité de l'image et la simplicité du traitement.

Inversion de données synthétiques

Afin de valider les résultats expérimentaux de tomographie, nous avons réalisé des simulations numériques. Les mesures expérimentales de champ sont remplacées par des données synthétiques. Ces données sont issues d'un calcul numérique qui détermine les niveaux des signaux reçus, connaissant *a priori* le milieu de propagation. Ce calcul, mis au point au LRPE (Laboratoire de Radiopropagation et Électronique de Lille), est réalisé à l'aide d'un programme basé sur une méthode des moments [1], [5]. Il résout en 3-D le problème direct avec le minimum d'approxima-

tion, c'est-à-dire que les données calculées rendent compte de tous les phénomènes de propagation réellement mis en jeu.

Les caractéristiques des milieux de propagation sont similaires à celles de l'eau de la cuve. Après obtention des données synthétiques, nous les inversons à l'aide de l'algorithme RAI-2D. Nous traitons les cas du milieu homogène et du milieu avec une hétérogénéité. L'ensemble des résultats est présenté figures 7 et 8, avec en :

- a. le modèle ;
- b. le résultat du calcul des champs ;
- c. le résultat de l'inversion.

Ce type de représentation des mesures permet de situer une hétérogénéité quant à son abscisse (équivalent à sa profondeur pour l'auscultation d'un sous-sol). Nous observons pour les représentations 5-b et 5c une diminution de l'amplitude du champ électrique à l'abscisse où se situe le ballon dans la cuve. Il en est de même pour le tube PVC.

L'inversion des mesures permet d'obtenir une cartographie du milieu de propagation. Le positionnement de l'hétérogénéité est retrouvé avec toutefois quelques artefacts provoqués par la très grande simplicité du processus d'inversion.

La cartographie 7c réalisée en inversant les données calculées (et présentées en 7b) est en tout point similaire au modèle 7c ayant servi comme modèle. Le résultat est correct.

La représentation des données calculées (6b) situe parfaitement l'hétérogénéité. L'inversion fournit un résultat comparable à celui correspondant à l'inversion des mesures dans la cuve (fig. 6).

Milieu homogène

Les données synthétiques sont calculées pour un milieu, appelé modèle, dont les caractéristiques électriques sont semblables à celles de la cuve : la permittivité est de 81, la conductivité est de 0,2 S/m, soit une longueur caractéristique L_c de 0,23 mètre.

Le calcul rigoureux de l'ensemble des champs (traduits sous forme de puissance et notés P_{calc}) pour tous les couples possibles émetteur-récepteur est obtenu par une méthode des moments. Ce programme diffère totalement quant à son principe du programme d'inversion RAI-2D. La figure 7b est à comparer aux mesures expérimentales dans la cuve (fig. 5a). Les résultats sont similaires. Le décalage des échelles entre ces deux figures est causé par la normalisation du courant et de la longueur effective de l'antenne lors du calcul des données synthétiques. Ce décalage est de - 68 dBm.

Afin de pouvoir établir des comparaisons, l'échelle en L_c est commune aux figures 6, 7a et 7c. Nous obtenons, après inversion, un milieu identique au modèle nous ayant servi pour le calcul des données

synthétiques. Cet essai valide le processus numérique. De plus, l'inversion est comparable à l'inversion des mesures expérimentales.

Milieu avec une hétérogénéité

Nous introduisons dans le milieu précédent une hétérogénéité constituée par un cube de côté 10 L_c et de caractéristiques électriques : $\sigma = 0$ S/m, $\epsilon_r = 1$. Le choix d'une forme rectangulaire pour la simulation numérique est imposé par le programme de calcul des données synthétiques. À la même échelle que précédemment, nous présentons figure 8 le modèle, le calcul des champs et le résultat de l'inversion. L'ensemble de ces résultats est en tout point comparable à ceux provenant de mesures expérimentales (fig. 5 et 6).

Conclusion

Le but de l'ensemble de ces essais était de réaliser des tomographies, c'est-à-dire de reconstituer un milieu donné à partir de la seule connaissance des mesures des champs sur les frontières de ce milieu, cela de manière non destructive. L'ensemble des résultats présentés ici ont été effectués sur modèle réduit : une cuve remplie d'eau instrumentée telle que la présentée la figure 2. La reconstruction du milieu de propagation a été calculée avec l'algorithme d'inversion RAI-2D du LCPC adapté à l'électromagnétisme. Enfin, des simulations numériques ont été réalisées afin de comparer théorie et expérience.

Nous avons ainsi montré l'efficacité de la tomographie électromagnétique en onde entretenue pour la détection de cavités localisées ou allongées en petites dimensions. Le processus d'inversion RAI-2D fournit des résultats corrects relativement à la simplicité du traitement.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] ABOU ARAM M. (1990), *Influence de la topographie du terrain sur la propagation des ondes électromagnétiques en basses fréquences*, Thèse de troisième cycle, Lille.
- [2] CÔTE P. (1988), *Tomographies sismiques en géologie civile*, Thèse d'état, Grenoble.
- [3] DEGAUQUE P., CÔTE P., LAGABRIELLE (1992), *Monofrequency electromagnetic tomography*, 54th Meeting and Technical Exhibition EAEG, Paris.
- [4] GABILLARD R., *Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs*, Co de DEA, Lille.
- [5] KASSI-LAHLLOU M. (1988), *Rayonnement d'antenne verticale placée dans un forage. Application à la tomographie électromagnétique*, Thèse de troisième cycle, Lille.
- [6] KING R.-W.-P., SMITH G.-S. (1981), *Antenna matter*, The MIT Press.

remarques :

Dans le chapitre IV-2, nous déterminons expérimentalement la conductivité de l'eau. A 360 MHz, elle est égale à $\sigma = 0,2$ S/m. Dans le chapitre IV-3, nous réalisons les mesures tomographiques dans la cuve, que nous inversons à l'aide de l'algorithme RAI-2D. D'après la tomographie présentée en figure 6-a de l'article, nous constatons que la longueur caractéristique est égale à 0,23 m (couleur rouge). En prenant $\epsilon_r = 81$ pour l'eau, nous retrouvons exactement la valeur de σ déterminée expérimentalement.

Dans l'algorithme d'inversion RAI-2D, nous supposons implicitement que le diagramme de rayonnement est celui d'un dipôle électrique vertical (cf. (2-53)). Or, dans le chapitre III, nous constatons que le diagramme des antennes pour le modèle réduit est relativement directionnel (cf. Fig. 3-25). Nous n'avons toutefois pas tenu compte de ce fait. En effet, dans le cas le plus critique où l'émetteur est à 0 m, et le récepteur à 1,10 m, l'angle θ est alors de 42 degrés. La différence entre les deux diagrammes n'est que de 2 dB (cf. Fig. 3-25). Cette différence est du même ordre de grandeur que l'erreur de mesure.

Chapitre V
Etude expérimentale
sur le terrain

CHAPITRE V

V-1 PRESENTATION DU SITE.....	158
V-2 RESULTATS DE LA CAMPAGNE DE MESURES.....	160
V-2-1 Ecartement entre forages d = 4 m.....	161
V-2-2 Ecartement entre forages d = 8 m.....	167
V-3 INVERSION DES MESURES	168

CHAPITRE V

V-1 PRESENTATION DU SITE

Un grand nombre de zones sont susceptibles de renfermer des cavités souterraines. Celles-ci peuvent présenter des dangers pour les ouvrages d'art si elles ne sont pas détectées.

Du fait de la guerre 1914-1918, il existe dans la Somme de nombreuses tranchées et sapes rebouchées sommairement après la guerre, et dont pratiquement aucun plan ne fait état. On remarque leurs présences après de fortes pluies par la création de fontis, ou après des périodes de chaleur par une différence de teinte de la végétation.

Une campagne de mesures a été réalisée dans la commune d'Ablaincourt-Pressoir, au voisinage d'un fontis. Nous avons ainsi testé la méthode de prospection en vraie grandeur, sur un site où a été reconnue une cavité.

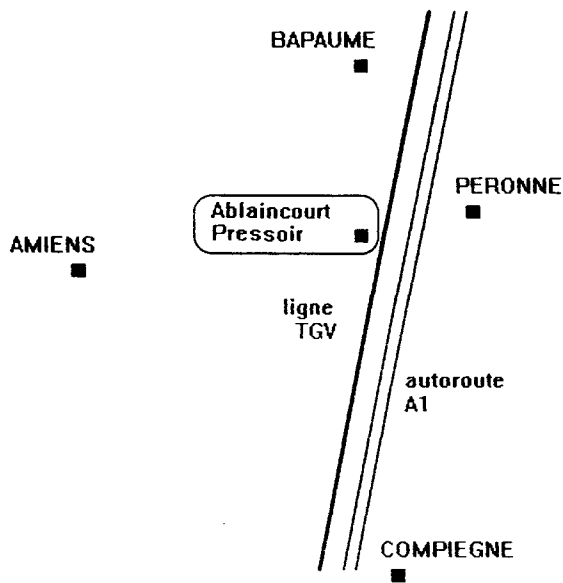


Figure 5-1 : Situation géographique

La figure 5-2 présente le schéma d'implantation des forages.

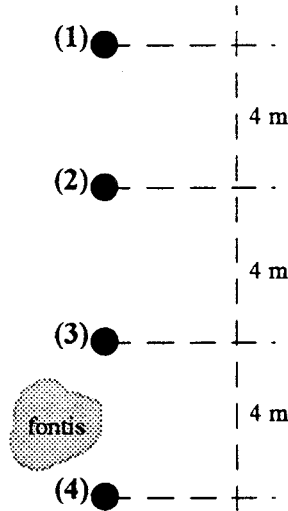


Figure 5-2 : Schéma d'implantation des forages

Les forages, indicés de (1) à (4), sont situés près d'un fontis. Ce fontis est le résultat de l'effondrement de l'entrée d'une sape de la guerre 1914-1918. Afin de confirmer la présence de la sape, un forage, situé entre (3) et (4), a été réalisé. Dans celui-ci, une chute d'outil fut constatée à la profondeur de 5,50 m.

Les forages, tubés PVC, ont un diamètre de 60 mm et une profondeur maximum de 13 mètres.

Les formations géologiques rencontrées sont caractéristiques du Nord de la France : une couche de limon de 0 à 5 m de profondeur, suivie par une couche de craie.

Cette implantation des forages permet de réaliser une étude comparative entre deux zones appelées "avec cavité" et "sans cavité".

V-2 RESULTATS DE LA CAMPAGNE DE MESURE

Nous présentons des mesures en cross-hole et des mesures tomographiques. Le matériel utilisé est décrit dans le chapitre III.

Un cross-hole est un type de mesure où l'émetteur et le récepteur se trouvent toujours à la même profondeur. Le sous-sol est alors sondé par tranche horizontale (cf. Figure 5-3-a).

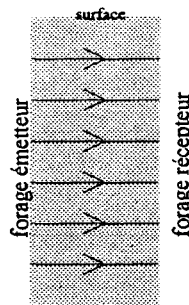


Figure 5-3-a : Principe des mesures en cross-hole

Les mesures tomographiques sont réalisées pour toutes les profondeurs possibles de l'émetteur et du récepteur (cf. Figure 5-3-b). Avec un pas de mesure de 0,5 m, nous obtenons 25*25, soit 625 mesures pour une profondeur de forage égale à 12 m.

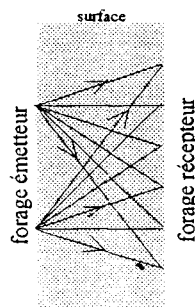


Figure 5-3-b : Principe des mesures tomographiques
pour simplifier la figure, seules sont représentées 2 positions de l'émetteur et
6 positions du récepteur

V-2-1 Ecartement entre forages $d = 4$ m

Les mesures sont effectuées pour les deux couples de forages (1)-(2) et (3)-(4). Les antennes sont du type (a), la fréquence de travail est de 190 MHz.

a) La figure 5-4 présente les résultats des mesures en cross-hole.

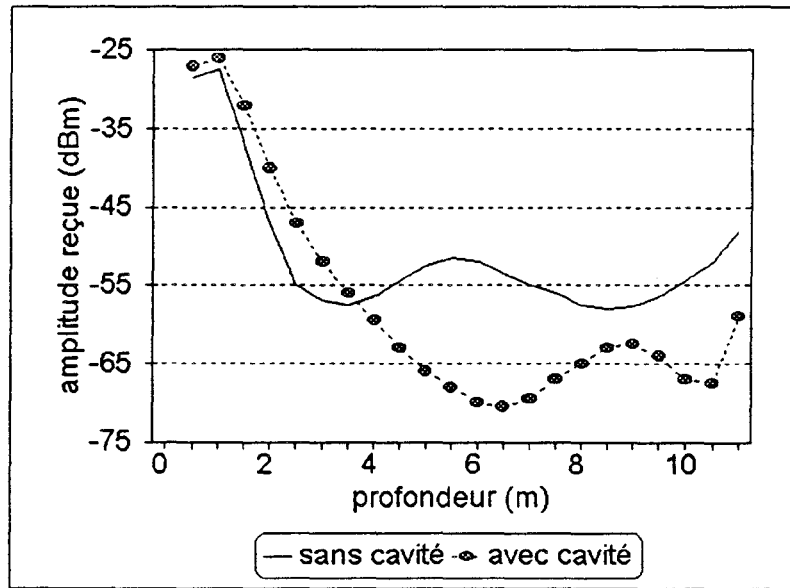


Figure 5-4 : Amplitude reçue en fonction de la profondeur des antennes
- cross-hole à $d = 4$ m -

La courbe en trait plein correspond aux mesures "sans cavité" du couple (1)-(2), celle en trait pointillé aux mesures "avec cavité" du couple de forages (3)-(4).

L'amplitude reçue décroît rapidement jusqu'à une profondeur de 3 m. La courbe en trait plein se stabilise vers une valeur moyenne de -55 dBm, celle en trait pointillé vers une valeur moyenne de -67 dBm.

A partir de ces courbes, nous pouvons en déduire, d'une part que l'effet de la surface se fait ressentir jusqu'à une profondeur de 3 m, d'autre part que la présence de la cavité provoque une atténuation de l'amplitude reçue.

b) Toutes les mesures nécessaires à la réalisation d'une tomographie ont été réalisées.

Les figures 5-5 a, b et c présentent les variations de l'amplitude reçue en fonction de la profondeur du récepteur, pour trois positions de l'émetteur, respectivement 3 m, 6 m et 9 m. Les courbes en trait plein correspondent aux mesures "sans cavité" réalisées dans les forages (1) et (2). Celles en trait pointillé correspondent aux mesures "avec cavité" réalisées dans les forages (3) et (4) (cf. Fig. 5-2).

Figure 5-5-a : émetteur à 3 m

L'allure des courbes est identique. Plus la profondeur du récepteur augmente, plus l'amplitude reçue diminue.

Figure 5-5-b : émetteur à 6 m

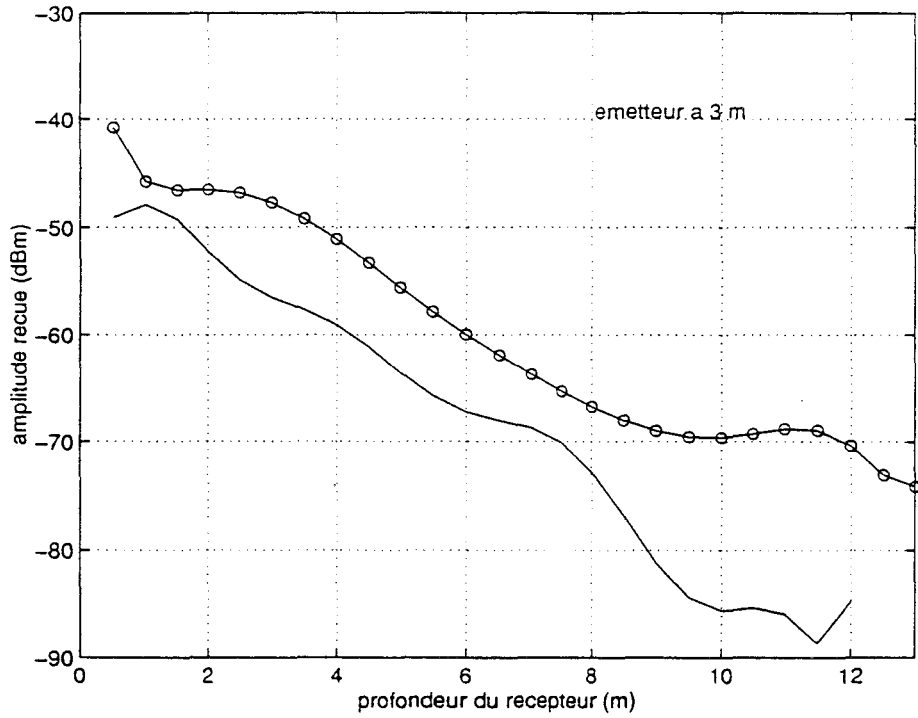
Pour la courbe en trait plein, nous retrouvons, à partir d'une profondeur de 3 m, la courbe caractéristique d'un milieu homogène. Lorsque le récepteur est à la même profondeur que l'émetteur, l'amplitude reçue est maximum. Puis elle décroît au fur et à mesure que le récepteur s'éloigne de cette position, la distance r séparant l'émetteur du récepteur augmente.

Nous constatons que la courbe en trait pointillé est différente de celle en trait plein. Lorsque le récepteur est à 6 m de profondeur, l'amplitude reçue est réduite de 20 dB. A partir de 10 m de profondeur, les deux courbes se rejoignent.

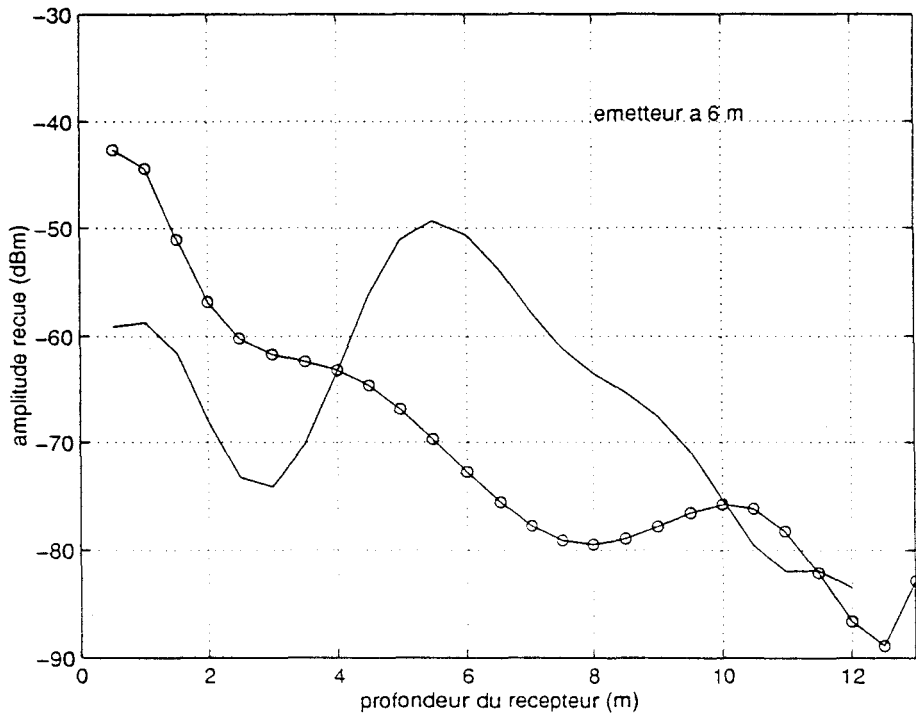
Figure 5-5-c : émetteur à 9 m

L'allure des courbes est quasiment identique. Jusqu'à une profondeur de 5 m environ, les mesures sont perturbées par la présence de la surface et de l'interface limon-craie. Après, nous retrouvons l'allure caractéristique d'un milieu homogène, l'amplitude est maximum lorsque l'émetteur et le récepteur sont à la même profondeur. L'effet de la cavité ne se fait donc plus du tout ressentir lorsque l'émetteur est à 9 m.

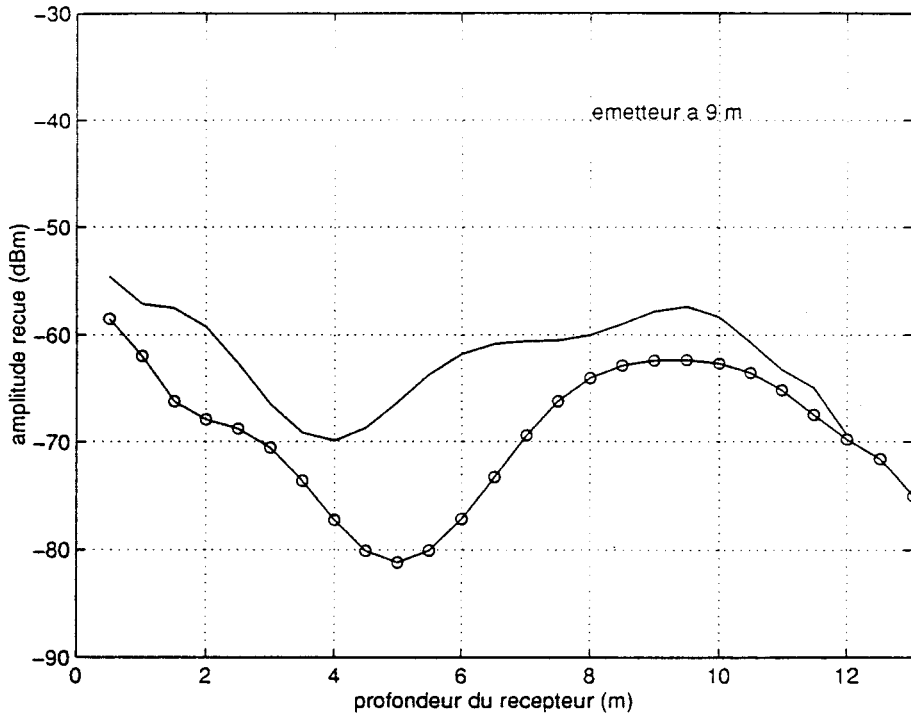
Ainsi, rien qu'à partir de ces trois figures, nous pouvons déjà en déduire que la cavité se trouve plutôt à une profondeur de 6 m.



- a -



- b -



- c -

Figure 5-5 : Amplitude reçue en fonction de la profondeur du récepteur

- a - émetteur à 3 m de profondeur
- b - émetteur à 6 m de profondeur
- c - émetteur à 9 m de profondeur

Afin de visualiser l'ensemble des mesures correspondant à toutes les profondeurs de l'émetteur, nous utilisons la représentation en deux dimensions décrite dans le chapitre II. En abscisse est portée la profondeur de l'émetteur, en ordonnée la profondeur du récepteur, en grisé l'amplitude reçue.

Les figures 5-6 et 5-7 correspondent respectivement aux mesures "sans cavité" et "avec cavité".

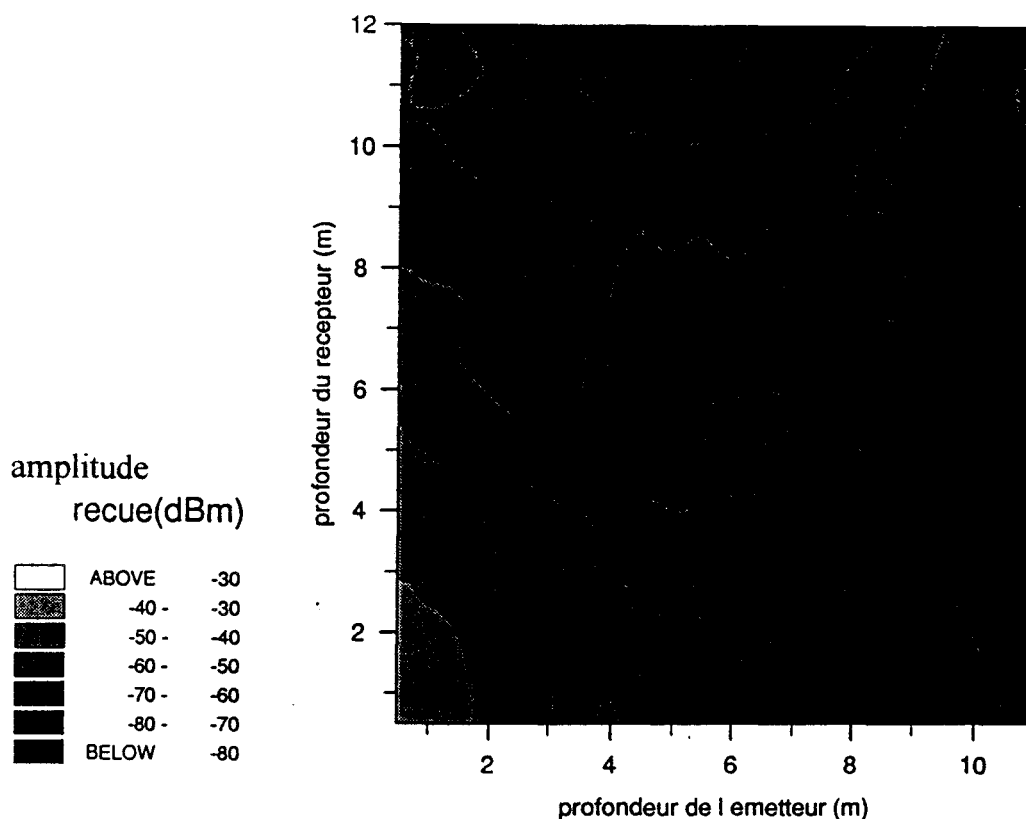


Figure 5-6 : représentation des mesures - cas "sans cavité"

Dans un milieu parfaitement homogène, la représentation est symétrique par rapport à la première diagonale. Sur la figure 5-6, nous retrouvons ce type d'arrangement à partir de 5 m de profondeur.

De 0,5 à 5 m, nous obtenons des bandes perpendiculaires à la première diagonale. Ce qui veut dire que plus l'on est proche de la surface, plus l'amplitude reçue augmente. Ce phénomène a également été constaté en théorie (cf. Fig. 2-21, 2-22 et 2-23 du chapitre II).

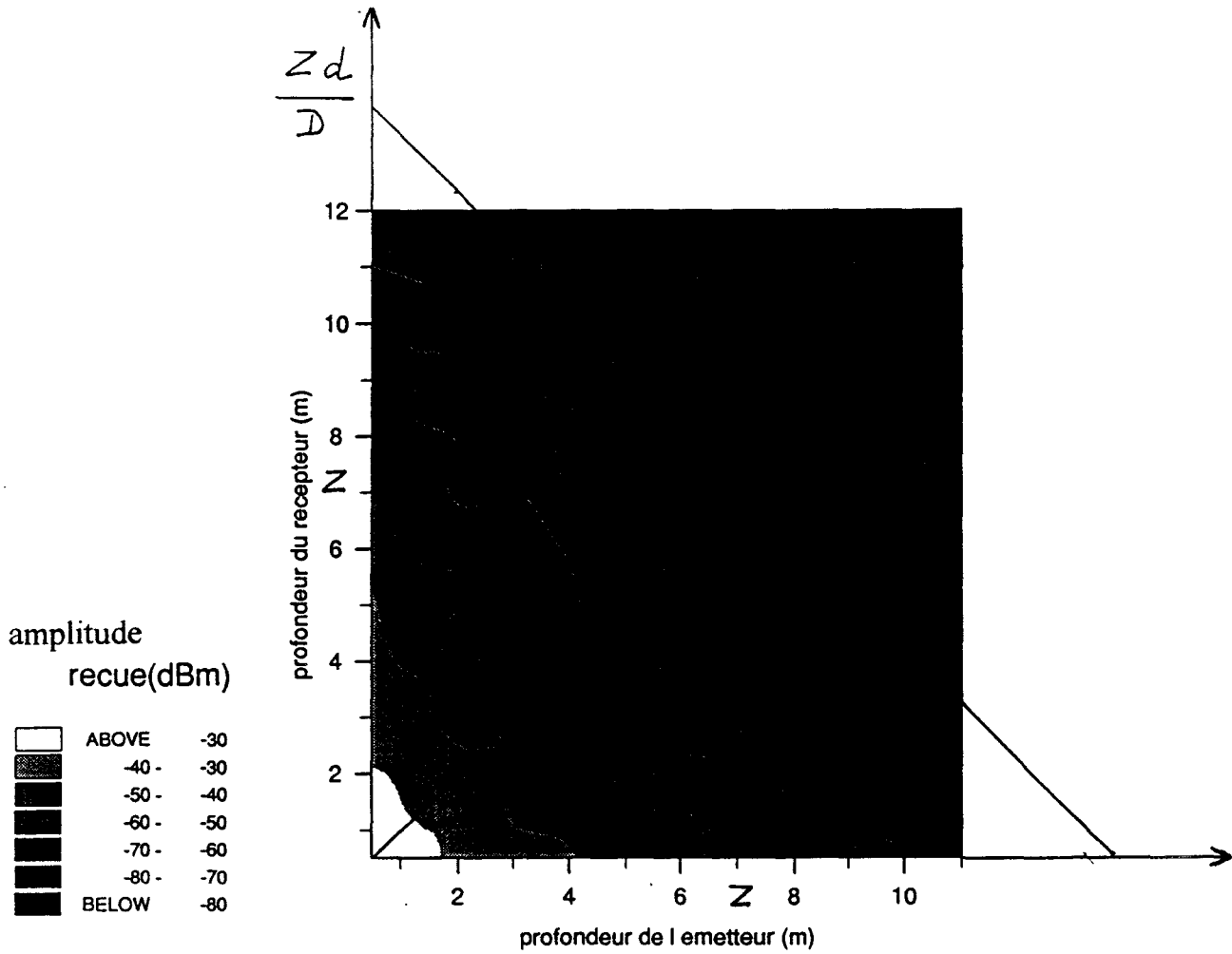


Figure 5-7 : représentation des mesures - cas "avec cavité"

Tout comme pour la figure 5-6, nous obtenons des bandes perpendiculaires à la première diagonale en raison des effets de surface.

A partir d'une profondeur de 5 m, nous constatons que l'amplitude reçue subit une atténuation de l'ordre de 20 dB. Les bandes parallèles à la première diagonale sont plus foncées.

A partir de cette représentation, nous déterminons la position du centre de la cavité (cf. chapitre II). Nous rappelons que d est l'écartement des forages (4 m), D est la distance du forage émetteur au centre de la cavité, et Z est la profondeur du centre de la cavité. Sur la figure 5-7, nous relevons $Z \approx 7$ m, et nous calculons $D \approx 2$ m. Nous avons localisé le centre de la cavité. Il est situé à 7 m de profondeur, et est centré entre les forages.

V-2-2 Ecartement entre forages d = 8 m

Les phénomènes d'atténuation de l'onde électromagnétique dans le sous-sol sont de plus en plus importants au fur et à mesure que la distance entre les forages croît. Pour s'assurer de mesurer des amplitudes dont le niveau est supérieur à celui du bruit, nous avons placé l'amplificateur faible bruit dans la chaîne de réception (cf. chapitre III).

Les deux couples de forages distants de 8 m sont (1)-(3) et (2)-(4). La figure 5-8 présente le résultat des mesures en cross-hole.

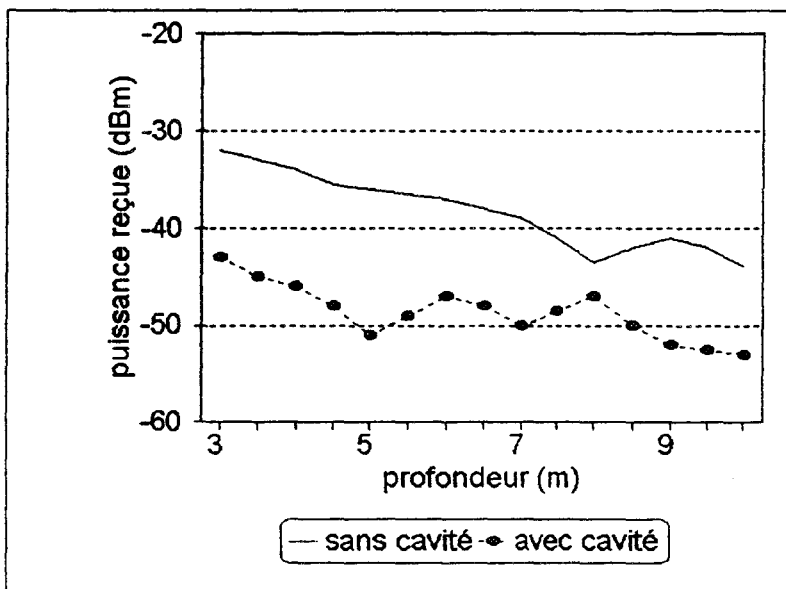


Figure 5-8 : Amplitude reçue en fonction de la profondeur des antennes
- cross-hole à d = 8 m -

Nous constatons que l'amplitude reçue dans le cas "avec cavité" est réduite. Les mesures en cross-hole sont insuffisantes. Et seul l'ensemble des mesures tomographiques permet de conclure sur la présence éventuelle d'une cavité, ceci avant même l'inversion.

V-3 INVERSION DES RESULTATS

Nous inversons les mesures correspondant à l'écartement entre forages de 4 m pour obtenir la tomographie du sous-sol entre les forages (1) et (2) d'une part, et (3) et (4) d'autre part. Nous utilisons pour cela le programme RAI-2D.

Afin de négliger l'effet de la surface, nous ne prenons pas en compte les mesures réalisées entre 0 et 3 m de profondeur.

Nous déterminons la constante A_0 (cf. ch. II-2-3-2). La fréquence est égale à 190 MHz. La longueur effective de l'antenne (a) est de 48 cm. Si la puissance au niveau de l'antenne émettrice est de 3 W, le courant I_0 vaut 250 mA. Et A_0 est alors égale à 7 V.m.

Quelques minutes ont suffi sur station SUN-IPX pour obtenir les tomographies présentées figures 5-9 et 5-10.

figure 5-9 : tomographie obtenue après inversion des mesures "sans cavité"

Nous obtenons un milieu bicouche avec, de 3 à 5 m de profondeur une longueur caractéristique de l'ordre de 5 m, et pour des profondeurs supérieures à 5 m une longueur caractéristique de 2 m. Nous retrouvons exactement la position de l'interface limon-craie, qui se trouve à 5 m de profondeur.

D'après [4] du chapitre II, les limons ont des valeurs de résistivité faible, proche de celles de l'argile et des marnes, soit de 4 à 30 Ω .m. Les craies présentent des résistivités variant de 100 à 300 Ω .m selon la teneur en eau. La permittivité diélectrique relative de ces deux matériaux est comprise entre 5 et 10.

D'après la reconstruction tomographique, nous avons une longueur caractéristique de 2 m pour la craie. Sachant que $L_c = \frac{\rho \sqrt{\epsilon_r}}{60 \pi}$, nous obtenons une résistivité ρ égale à 120 Ω .m et 170 Ω .m pour les valeurs extrêmes 5 et 10 de la permittivité relative.

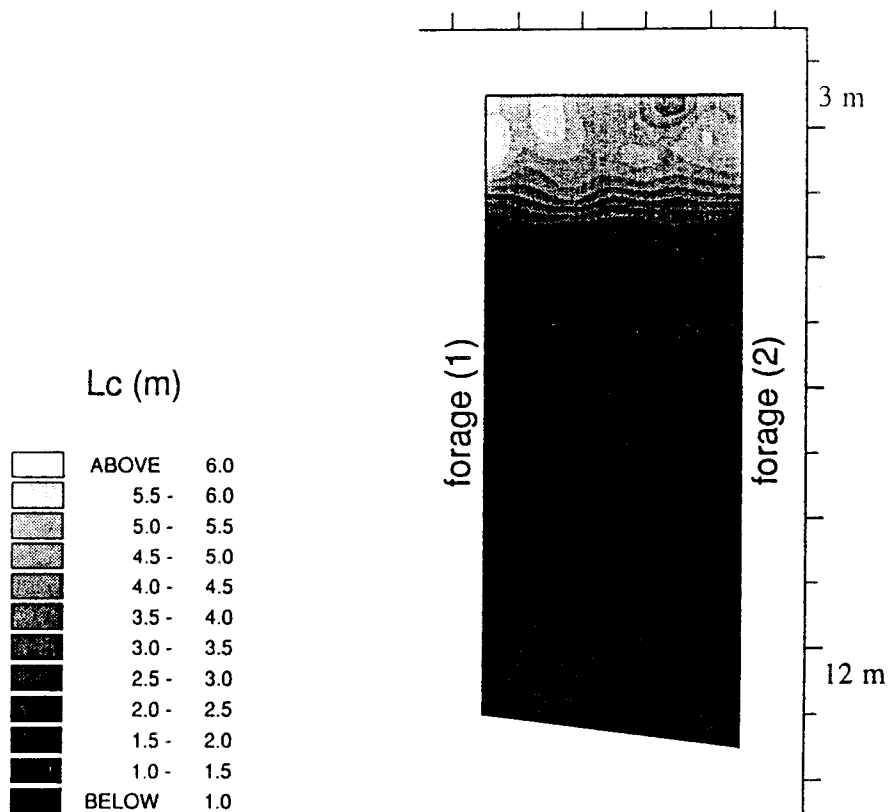


Figure 5-9 : Tomographie du sous-sol entre les forages (1) et (2)

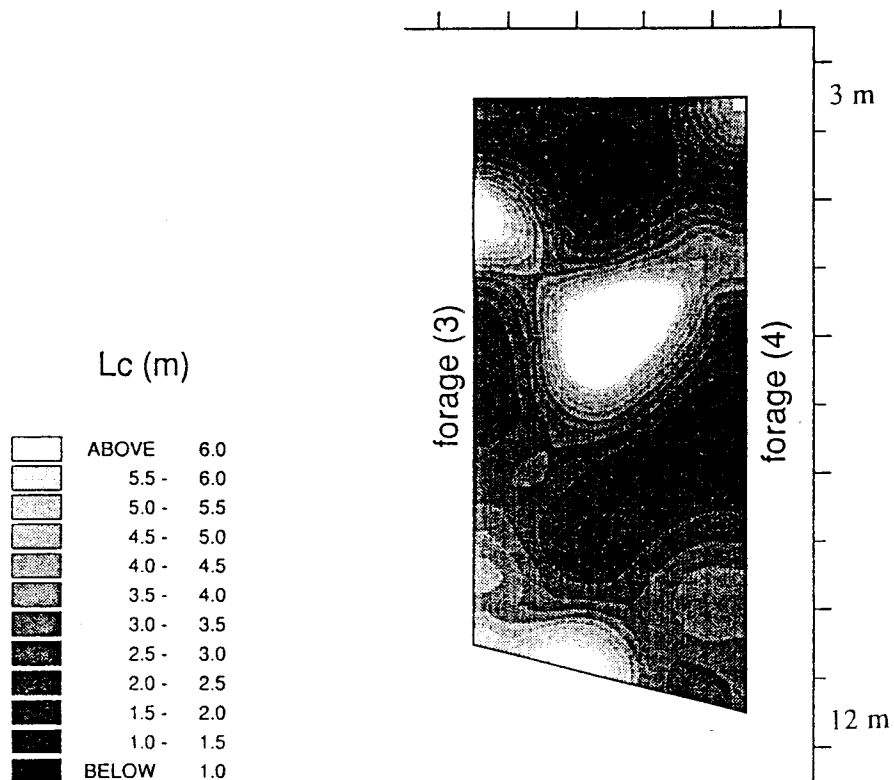


Figure 5-10 : Tomographie du sous-sol entre les forages (3) et (4)

Pour le limon, nous obtenons une longueur caractéristique plus faible que pour la craie, donc une résistivité plus importante. La reconstruction tomographique fournit donc un résultat erroné.

figure 5-10 : tomographie obtenue après inversion des mesures "avec cavité"

L'échelle en L_c est identique à celle de la figure 5-9.

Nous observons au centre de l'image une zone blanche de 2 m de large, située entre 5,50 m et 8 m de profondeur, cette zone correspond à la cavité.

De nombreux artefacts perturbent l'image. On note la présence de "rebonds" en noir, de part et d'autre de la cavité. Ils masquent la couche de limon. Ces "rebonds" ont également été observés lors des simulations numériques (cf. figure 8-c - article - chapitre IV). Par ailleurs, on perd toute information sur la longueur caractéristique du sous-sol. La qualité médiocre de la reconstruction peut s'expliquer par le fait que la cavité occupe une surface relativement importante dans l'image.

Le positionnement de la cavité est toutefois correct.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

La tomographie électromagnétique en onde monochromatique apparaît comme une méthode de prospection adéquate pour détecter des cavités souterraines, même de petites dimensions.

La méthode est fondée sur la mesure des variations de l'amplitude du champ électrique en fonction de la profondeur d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice placées chacune dans un forage.

L'étude des conditions de propagation d'une onde électromagnétique dans un sous-sol homogène a permis de définir l'écartement maximum des forages. Il dépend principalement de la conductivité du sous-sol. Pour pouvoir établir une liaison haute fréquence (de 100 à 200 MHz), l'écartement doit être au maximum de 15 m pour du granite, et de 8 m pour de la craie. On notera que la portée est bien supérieure à celle d'un radar impulsif classique, en transmission. Par ailleurs, la méthode ne peut être utilisée dans des terrains argileux, la condition $\omega\epsilon \gg \sigma$ n'étant plus vérifiée.

Afin de déterminer l'influence d'une cavité sur l'amplitude du champ électrique, nous avons utilisé un programme de calcul basé sur une méthode des équations intégrales résolue par une méthode des moments. Une cavité de 1 m³, située à moins de 1 m du plan des forages, est détectable. Comme nous étions limité par le temps de calcul et la place mémoire, nous n'avons pu simuler des cavités de grandes dimensions.

Pour obtenir la tomographie du sous-sol, image de la répartition de la longueur caractéristique ($L_c = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60\pi\sigma}$ où σ : conductivité, ϵ_r : permittivité diélectrique relative), nous avons adapté un programme d'inversion basé sur une théorie simplifiée des rayons, où tout phénomène de diffraction est négligé. Du fait que les dimensions de la cavité sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, nous obtenons des tomographies avec quelques artefacts, de plus nous ne pouvons préciser la nature du remplissage de la cavité.

La reconstruction tomographique ne s'avère pas toujours indispensable. En effet, la représentation du champ électrique en fonction de la profondeur de l'émetteur et de la profondeur du récepteur est suffisante pour détecter une éventuelle cavité, et la localiser approximativement.

Concernant la phase expérimentale de nos travaux, nous avons conçu, réalisé et caractérisé les antennes descendues dans les forages, ainsi que celles utilisées pour le modèle réduit. Par ailleurs, nous avons mis au point l'ensemble du système d'acquisition de mesures.

Une étude sur modèle réduit a été réalisée. Du fait des conditions de similitude entre un milieu de propagation et son modèle réduit, nous avons simulé un sous-sol à partir d'une cuve remplie d'eau. Nous avons mesuré la conductivité de cette eau, à très basse fréquence et à 360 MHz. Nous avons réalisé les mesures dans la cuve, puis nous les avons inversées. Les tomographies obtenues ont été comparées à celles provenant d'une simulation numérique, les résultats pour une cavité de petite dimension sont tout à fait semblables. De plus, l'étude sur modèle réduit a permis de tester la méthode quant à la détection de tunnels.

Des études expérimentales sur le terrain ont également été menées. Pour l'exemple décrit au chapitre V, nous avons constaté qu'en présence d'une cavité, le champ électrique subit une atténuation de 20 dB en moyenne par rapport à un sous-sol sans cavité.

Les performances et les limites de la méthode sont maintenant bien connues. La méthode, peu coûteuse et facile d'utilisation, est opérationnelle. Des études réelles de détection de cavités sont en cours.

A la suite de cette thèse, d'autres domaines d'applications sont envisagés, et en cours de développement :

- L'auscultation des murs de monuments historiques. Deux antennes dièdre large bande sont placées de part et d'autre du mur. Nous mesurons l'atténuation à 1 GHz de l'onde propagée dans le mur. La méthode s'avère plus performante que l'utilisation d'un radar impulsif (le rapport signal sur bruit est bien meilleur).

- La tomographie de sites pollués par les hydrocarbures. La procédure de mesures serait proche de celle développée dans ce mémoire.

CHAPITRE I

- [1] Delattre, Mériaux, Waterlot 1973.
Guide géologique régional du Nord - Bassin de Mons. Masson.
- [2] Grisoni J.C. 1979
Argiles à meulières et calcaire de Beauce en Hurepoix. Rapport de recherche LPC, 87, 76 p.
- [3] Lagabrielle R. 1994.
La détection des cavités souterraines. Bulletin des LPC 191, pp 91-92.
- [4] Du Mouza J.
Les cavités souterraines de la région parisienne - Classification, conditions d'existence, méthode de détection. Thèse de 3^o cycle. Paris VI.
- [5] Leplat J. 1973.
Les cavités souterraines de la craie dans le nord de la France. Bulletin des LPC. Spécial V. La craie.
- [6] Lagabrielle R. 1994.
Cours de prospection électrique courant continu. LCPC Nantes.
- [7] Lagabrielle R. 1986.
Les bases de la radiomagnétotellurique artificielle. Industrie minérale - mines et carrières - les techniques. pp 373-384.
- [8] Special issue on subsurface radar. August 1988.
IEEE proceedings. Vol. 135. Part. F. No. 4
- [9] Gabillard R., Dubus J.P., Cauterman M. 1971.
Campagne de détection de carrières souterraines dans la région lilloise par une méthode de prospection électrique. Bulletin des LPC 54, pp 101-108.
- [10] Cagniard L. 1953.
Principe de la méthode magnétotellurique . Annales de géophysique 9, 95-125.
- [11] Guineau B., Dupis A. 1973.
Dispositif pour la prospection magnétotellurique de subsurface. ANVAR, Paris, brevet n°73-11-573.
- [12] Tillard S. 1991.
Evaluation des performances de la technique radar en prospection géophysique. Thèse I.P.G. Strasbourg.
- [13] Halleux L. 1992.
Prospection géophysique en eau douce : voies hydrauliques, lacs, zones marécageuses. Université de Liège. Belgique.
- [14] Leparoux D. (en cours)
Radar. Thèse LCPC Nantes - Université Rennes.
- [15] Delabrière A.M. (en cours)
Radar. Thèse Lille.
- [16] Lakshmanan J. 1990.
Traitement et inversion des données gravimétriques - la microgravimétrie, son application aux recherches de vides. Thèse E.N.S.G. Nancy.

- [17] Neumann R. 1967.
La gravimétrie de haute précision - application aux recherches de cavités.
Geophysical prospecting. Vol. XV. No. 1.
- [18] Piwakowski B. 1989.
Contribution à la théorie de la réponse impulsionnelle de diffraction. Exemple d'application : détection sismique de cavités souterraine. Thèse d'habilitation.
Université de Valenciennes.
- [19] Eiselt F. 1993.
Etude de la propagation d'ondes sismiques de hautes fréquences : application à la reconnaissance des cavités du proche sous-sol. Thèse E.C.L. Lille.
- [20] Thorin R., Unvois J.P. 1975.
Identification des cavités par sondages. Bulletin des LPC 88, pp 124-128.
- [21] Gabillard R., Dubus J.P., Bavandi R., Rat M., Lagabrielle R. 1977.
Détection de cavités souterraines par une méthode électromagnétique entre surface et forage. Bulletin des LPC 92, pp 68-73.
- [22] Dubus J.P. 1968.
Recherche théorique et expérimentale des possibilités d'adaptation de certaines méthodes électromagnétiques à la détection de cavités souterraines. Thèse de 3^e cycle Lille.
- [23] Lantier F. 1994.
Brevet Techsol - procédé et dispositif de sondage d'un volume de sous-sol.
- [24] Corbetta F., Lantier F. 1994.
Reconnaissance à l'avancement depuis tunnelier par géophysique : le cylindre électrique Techsol. Rapport de chantier de l'Européenne De Géophysique.
- [25] Siggins A.F. 1992.
Limitations of shallow cross-hole radar investigations. Fourth International Conference on Ground Penetrating Radar; June 8-13, Rovaniemi, Finland. pp 307-315.
- [26] Sandberg E.V., Olsson O.L., Falk L.R. 1991.
Combined interpretation of fracture zones in crystalline rock using single hole, cross-hole tomography and directional borehole-radar data. The Log Analyst. March-april. pp 108-119.
- [27] Pottecher G. 1987.
Radars de forage et fracturation - étude bibliographique. BRGM 87DT010GPH.
- [28] Bouhenni S. , Couchard I., Dethy B., Wauters J.P., Corin L., Halleux L., Dijkshoorn P., Monjoie A., Richter Th. 1994.
Tomographie radar appliquée à la reconnaissance des terrains de fondation du futur viaduc TGV d'Arbre.
Colloque national du CBGI - La géologie de l'ingénieur et les grands travaux d'infrastructure - contribution aux projets TGV - Louvain-La-Neuve.
- [29] Menke W. 1989.
Geophysical data analysis : discrete inverse theory.
Academic Press
- [30] Sabatier P.C. 1993
Introduction générale aux problèmes inverses de diffusion. Journées européennes sur les méthodes numériques en électromagnétisme. CERT Toulouse. pp 45-55.

- [31] Wait J.R. 1971.
Electromagnetic probing in geophysics.
The Golem Press.
- [32] Weng Cho Chew 1990.
Waves and fields in inhomogeneous media.
Van Nostrand Reinhold.
- [33] Ward H.W., Hohmann G.W.
Electromagnetic theory for geophysical applications
- [34] Mittra R. 1987.
Computer techniques for electromagnetics
Hemisphere Pub. Corp.
- [35] Baños A. 1966.
Dipole radiation in the presence of a conducting half-space.
Pergamon.
- [36] Lager D.L., Lytle R.J. 1977.
Determining a subsurface electromagnetic profile from high-frequency measurements by applying reconstruction-technique algorithms. *Radio Science*, Vol. 12, No. 2, pp 249-260.
- [37] Lytle R.J., Laine E.F., Lager D.L., Davis D.T. 1979.
Cross-borehole electromagnetic probing to locate high-contrast anomalies. *Geophysics*, Vol. 44, No. 10, pp 1667-1676.
- [38] Dines K.A., Lytle R.J. 1979.
Computerized geophysical tomography. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 67, No. 7, pp 1065-1073.
- [39] Ramirez A.L., Daily W.D. 1987.
Evaluation of alternate geophysical tomography in welded tuff. *Journal of Geophysical Research*, Vol. 92, No. B8, pp 7843-7853.
- [40] Howard A.Q., Kretzschmar J.R., J.L. 1986.
Synthesis of EM geophysical tomographic data. *Proceedings of IEEE*, Vol. 74, No. 2, pp 353-361.
- [41] Schneider J., Brew J., Peden I.C. 1991.
Electromagnetic detection of buried dielectric targets. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 29, No.4, pp 555-562.
- [42] Radcliff R.D., Balanis C.A. 1981.
Electromagnetic geophysical imaging incorporating refraction and reflection. *IEEE Trans. on Antennas and propagation*, Vol. AP-29, No. 2, pp 288-292.
- [43] Gabillard R., Degauque P., Wait J.R. 1971.
Subsurface electromagnetic telecommunication - a review. *IEEE Trans. on Communication Technology*, Vol. COM-19, No. 6, pp 1217-1228.
- [44] Degauque P., Côte P., Lagabrielle R. 1992.
Monofrequency electromagnetic tomography. 54th EAEG meeting. Paris, expanded abstracts, pp 450-451.
- [45] Côte P., Degauque P., Lagabrielle R., Levent N. (accepté)
Detection of underground cavities with monofrequency electromagnetic tomography between boreholes in the frequency range 100 MHz-1 GHz. *Geophysical Prospecting*.

- [46] Abou Aram M. 1990.
Influence de la topographie du terrain sur la propagation des ondes électromagnétiques en basses fréquences. Thèse Lille.
- [47] Kassi Lahlou M. 1988.
Rayonnement d'une antenne verticale placée dans un forage - application à la tomographie électromagnétique. Thèse Lille.
- [48] Benjelloun N. 1991.
Détermination des caractéristiques électriques d'antennes descendues dans des forages de reconnaissance - application à la tomographie électromagnétique. Thèse Lille.
- [49] Degauque P., Kassi Lahlou M. 1986.
Tomographie électromagnétique - compte rendu des mesures effectuées à Saint-Brieuc. Rapport de contrat USTL/LCPC.
- [50] Degauque P., Kassi-Lahlou M., Côte P., Lagabrielle R. 1987.
Comparison between attenuation seismic tomography and hole to hole electromagnetic measurements at 200 MHz in granite sites. 57th SEG meeting, New Orleans, expanded abstract, pp 843-844.
- [51] Côte Ph., Degauque P., Gautier V., Lagabrielle R. 1990.
Localisation d'hétérogénéités par tomographie électromagnétique entre forages. Journées diagraphies et mécaniques des roches, Bordeaux, pp 151-167.
- [52] Côte Ph. 1988.
Tomographies sismiques en génie civil. Thèse de doctorat d'Etat. Grenoble.

CHAPITRE II

- [1] Stratton J.A. 1961.
Théorie de l'électromagnétisme.
Dunod.
- [2] Gabillard R.
Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs -
Application aux télécommunications souterraines. Cours de D.E.A. de l'Université
de Lille.
- [3] Von Hippel 1961.
Dielectric materials and applications.
M.I.T. Press.
- [4] Parkhomenko 1967.
Electrical properties of rocks.
Monographs in Geoscience, Plenum Publishing Corporation - New-York.
- [5] Carmichael 1982.
Handbook of physical properties of rocks.
CRC Press, Vol. 1, pp 217-295.
- [6] Vassalo 1980.
Electromagnétisme classique dans la matière. chapitre 9.
Dunod.
- [7] Perez J.Ph., Carles R., Fleckinger R. 1991.
Electromagnétisme - vide et milieux matériels. pp 489-510.
Masson.
- [8] Boithias 1984.
Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre.
Dunod.
- [9] Wait J.R. 1962.
Electromagnetic waves in stratified media.
Pergamon Press.
- [10] Degauque P., Hamelin J. 1990.
Compatibilité électromagnétique - bruits et perturbations radioélectriques.
pp 456-488. Dunod.
- [11] Kastner R., Mitra R. 1983.
A spectral iteration technique for analysing scattering from arbitrary bodies.
IEEE Trans. on Ant. and Prop., vol. AP 31, n°4, july, pp 499-506 et pp 533-537.
- [12] Peterson A.P. 1986.
An analysis of the spectral iterative technique for electromagnetic scattering from
individual and periodic structures. *Electromagnetics*, n°6, pp 255-276.
- [13] Kassi Lahlou M. 1988.
- [14] Rayonnement d'une antenne verticale placée dans un forage - application à la
tomographie électromagnétique. Thèse Lille.
Chapitre 5.
Chapitre 1.

- [15] Balanis C.A. 1982.
Antenna theory - analysis and design.
Harper & Row, Publishers, New-york.
- [16] Benjelloun N. 1991.
- [17] Détermination des caractéristiques électriques d'antennes descendues dans des forages de reconnaissance - application à la tomographie électromagnétique.
Thèse Lille.
Chapitre 3.
Chapitre 4.
- [18] Kassi Lahlou M. 1988.
Rayonnement d'une antenne verticale placée dans un forage - application à la tomographie électromagnétique. Thèse Lille.
pp 126-131.
- [19] Côte P. 1988.
Tomographies sismiques en génie civil. Thèse de doctorat d'Etat. Grenoble.
- [20] Devaney A.J. 1984.
Geophysical diffraction tomography.
IEEE Trans. on Geos. and Rem. Sens., vol. GE-22, no 1, january.
- [21] Kaveh M., Soumekh M., Greenleaf J.F. 1984.
Signal processing for diffraction tomography.
IEEE Trans. on Son. and Ultras., vol.SU-31, no 4, july.
- [22] Belkebir K., Pichot C., Bolomey J.C, Bertaud P., Cottard G., Derobert X., Fauchoux G. . 1994.
Microwave tomography system for reinforced concrete structures
24th European Microwave Conference Proceedings, Cannes, pp 1209-1214.
- [23] Dourthe C. (en cours)
Auscultation radar : application à la reconnaissance géotechnique.
Thèse LCPC Nantes - Université de Nice.
- [24] Lager D.L., Lytle R.J. 1977.
Determining a subsurface electromagnetic profile from high-frequency measurements by applying reconstruction-technique algorithms.
Radio Science, vol. 12, No. 2, pp 249-260.
- [25] Gilbert P. 1972.
Iterative methods for the three dimensionnal reconstruction of an object from projections. Journ. Theor. Biol. Vol. 36, pp 105-117.
- [26] Côte Ph., Degauque P., Gautier V., Lagabrielle R. 1990.
Localisation d'hétérogénéités par tomographie électromagnétique entre forages.
Journées diagraphies et mécaniques des roches, Bordeaux, pp 151-167.

CHAPITRE III

- [1] Degauque P., Lorthioir A., Degardin P. 1986.
Etude et réalisation des dispositifs d'émission et de réception pour la tomographie entre forages. Rapport de contrat USTL/LCPC.
- [2] Degauque P., Kassi Lahlou M. 1986.
Tomographie électromagnétique - transmission forage-forage. Compte rendu des mesures effectuées à St-Brieux. Rapport de contrat USTL/LCPC.
- [3] Levent N. 1992.
Tomographie électromagnétique du sous-sol : étude théorique de la propagation dans le sol - caractérisation des antennes. Rapport de DEA. Lille.
- [4] Kassi Lahlou M. 1988.
Rayonnement d'une antenne verticale placée dans un forage - application à la tomographie électromagnétique. Thèse Lille.
- [5] King R.W.P., Smith G.S. 1981.
Antennas in matter - Fundamentals, theory and applications. Chapitre 2.
M.I.T. Press.

Quelques références sur les antennes :

- Jasik H. 1961.
Antenna engineering handbook.
Mac Graw Hill.
- Balanis C.A. 1982.
Antenna theory - analysis and design.
Harper & Row, Publishers, New-york.
- Houzé R.C. 1987.
Les antennes : du fil rayonnant à la parabole.
Fréquences.

CHAPITRE IV

- [1] King R.W.P., Smith G.S. 1981.
- [2] *Antennas in matter - Fundamentals, theory and applications.*
M.I.T. Press.
Chapitre 12.
Chapitre 6.
- [3] Perez J.Ph., Carles R., Fleckinger R. 1991.
Electromagnétisme - vide et milieux matériels. Chapitre 27.
Masson.
- [4] Von Hippel 1961.
Dielectric materials and applications.
M.I.T. Press.
- [5] Lagabrielle R. 1994.
Cours de prospection électrique par courant continu. LCPC Nantes

Références bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE GENERALE

- Abou Aram M. 1990.
Influence de la topographie du terrain sur la propagation des ondes électromagnétiques en basses fréquences. Thèse Lille.
- Balanis C.A. 1982.
Antenna theory - analysis and design.
Harper & Row, Publishers, New-york.
- Baños A. 1966.
Dipole radiation in the presence of a conducting half-space.
Pergamon.
- Belkebir K., Pichot C., Bolomey J.C, Bertaud P., Cottard G., Derobert X., Fauchoux G. . 1994.
Microwave tomography system for reinforced concrete structures
24th European Microwave Conference Proceedings, Cannes, pp 1209-1214.
- Benjelloun N. 1991.
Détermination des caractéristiques électriques d'antennes descendues dans des forages de reconnaissance - application à la tomographie électromagnétique.
Thèse Lille.
- Boithias 1984.
Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre.
Dunod.
- Bouhenni S. , Couchard I., Dethy B., Wauters J.P., Corin L., Halleux L., Dijkshoorn P., Monjoie A., Richter Th. 1994.
Tomographie radar appliquée à la reconnaissance des terrains de fondation du futur viaduc TGV d'Arbre.
Colloque national du CBGI - La géologie de l'ingénieur et les grands travaux d'infrastructure - contribution aux projets TGV - Louvain-La-Neuve.
- Cagniard L. 1953.
Principe de la méthode magnétotellurique . Annales de géophysique 9, 95-125.
- Carmichael 1982.
Handbook of physical properties of rocks.
CRC Press, Vol. 1, pp 217-295.
- Corbetta F., Lantier F. 1994.
Reconnaissance à l'avancement depuis tunnelier par géophysique : le cylindre électrique Techsol. Rapport de chantier de l'Européenne De Géophysique.
- Côte Ph. 1988.
Tomographies sismiques en génie civil. Thèse de doctorat d'Etat. Grenoble.
- Côte Ph., Degauque P., Gautier V., Lagabriele R. 1990.
Localisation d'hétérogénéités par tomographie électromagnétique entre forages.
Journées diagraphies et mécaniques des roches, Bordeaux, pp 151-167.

Côte P., Degauque P., Lagabrielle R., Levent N. (accepté -1995)
Detection of underground cavities with monofrequency electromagnetic tomography between boreholes in the frequency range 100 MHz-1 GHz. Geophysical Prospecting.

Côte Ph., Derobert X., Levent N., Cariou J. 1995.
Electromagnetic auscultation on brick masonry.
International Symposium - Non destructive testing in civil engineering. Berlin.

Degauque P., Dulong-Courty M., Baranowski S., Levent N. 1992.
Etude de la propagation des ondes électromagnétiques en milieu conducteur complexe. Rapport final du contrat DCN/USTLFA.

Degauque P., Kassi Lahlou M. 1986.
Tomographie électromagnétique - transmission forage-forage. Compte rendu des mesures effectuées à St-Brieux. Rapport de contrat USTL/LCPC.

Degauque P., Lorthioir A., Degardin P. 1986.
Etude et réalisation des dispositifs d'émission et de réception pour la tomographie entre forages. Rapport de contrat USTL/LCPC.

Degauque P., Kassi-Lahlou M., Côte P., Lagabrielle R. 1987.
Comparison between attenuation seismic tomography and hole to hole electromagnetic measurements at 200 MHz in granite sites. 57th SEG meeting, New Orleans, expanded abstract, pp 843-844.

Degauque P., Hamelin J. 1990.
Compatibilité électromagnétique - bruits et perturbations radioélectriques.
pp 456-488. Dunod.

Degauque P., Côte P., Lagabrielle R. 1992.
Monofrequency electromagnetic tomography. 54th EAEG meeting. Paris, expanded abstracts, pp 450-451.

Delabrière A.M. (en cours)
Radar. Thèse Lille.

Delattre, Mériaux, Waterlot 1973.
Guide géologique régional du Nord - Bassin de Mons. Masson.

Devaney A.J. 1984.
Geophysical diffraction tomography.
IEEE Trans. on Geos. and Rem. Sens., vol. GE-22, no 1, january.

Dines K.A., Lytle R.J. 1979.
Computerized geophysical tomography. Proceedings of the IEEE, Vol. 67, No. 7, pp 1065-1073.

Dourthe C. (en cours)
Auscultation radar : application à la reconnaissance géotechnique.
Thèse LCPC Nantes - Université de Nice.

Dubus J.P. 1968.
Recherche théorique et expérimentale des possibilités d'adaptation de certaines méthodes électromagnétiques à la détection de cavités souterraines. Thèse de 3^o cycle Lille.

Du Mouza J.
Les cavités souterraines de la région parisienne - Classification, conditions d'existence, méthode de détection. Thèse de 3^o cycle. Paris VI.

- King R.W.P., Smith G.S. 1981.
Antennas in matter - Fundamentals, theory and applications.
M.I.T. Press.
- Lagabrielle R. 1986.
Les bases de la radiomagnétotellurique artificielle. Industrie minière - mines et carrières - les techniques. pp 373-384.
- Lagabrielle R. 1994.
La détection des cavités souterraines. Bulletin des LPC 191, pp 91-92.
- Lagabrielle R. 1994.
Cours de prospection électrique courant continu. LCPC Nantes.
- Lagabrielle R., Levent N. 1994.
Détection des cavités souterraines par tomographie électromagnétique entre forages à 200 MHz.
Congrès de l'association internationale de géologie de l'ingénieur. Lisbonne.
- Lager D.L., Lytle R.J. 1977.
Determining a subsurface electromagnetic profile from high-frequency measurements by applying reconstruction-technique algorithms. Radio Science, Vol. 12, No. 2, pp 249-260.
- Lakshmanan J. 1990.
Traitement et inversion des données gravimétriques - la microgravimétrie, son application aux recherches de vides. Thèse E.N.S.G. Nancy.
- Lantier F. 1994.
Brevet Techsol - procédé et dispositif de sondage d'un volume de sous-sol.
- Leparoux D. (en cours)
Radar. Thèse LCPC Nantes - Université Rennes.
- Leplat J. 1973.
Les cavités souterraines de la craie dans le nord de la France. Bulletin des LPC. Spécial V. La craie.
- Levent N. 1992.
Tomographie électromagnétique du sous-sol : étude théorique de la propagation dans le sol - caractérisation des antennes. Rapport de DEA. Lille.
- Levent N., Côte Ph., Lagabrielle R. 1994.
Tomographie électromagnétique - essais sur modèle réduit.
Bulletin des LPC, no 193.
- Levent N., Côte Ph., Degauque P., Lagabrielle R. 1994.
Détection des cavités souterraines par tomographie électromagnétique.
Comité Belge de Géologie de l'Ingénieur. Contribution aux projets TGV.
Louvain la Neuve.
- Lytle R.J., Laine E.F., Lager D.L., Davis D.T. 1979.
Cross-borehole electromagnetic probing to locate high-contrast anomalies. Geophysics, Vol. 44, No. 10, pp 1667-1676.
- Menke W. 1989.
Geophysical data analysis : discrete inverse theory.
Academic Press
- Mitra R. 1987.
Computer techniques for electromagnetics
Hemisphere Pub. Corp.

- Neumann R. 1967.
La gravimétrie de haute précision - application aux recherches de cavités.
Geophysical prospecting. Vol. XV. No. 1.
Special issue on subsurface radar. August 1988.
IEEE proceedings. Vol. 135. Part. F. No. 4
- Parkhomenko 1967.
Electrical properties of rocks.
Monographs in Geoscience, Plenum Publishing Corporation - New-York.
- Perez J.Ph., Carles R., Fleckinger R. 1991.
Electromagnétisme - vide et milieux matériels.
Masson.
- Peterson A.P. 1986.
An analysis of the spectral iterative technique for electromagnetic scattering from individual and periodic structures. *Electromagnetics*, n°6, pp 255-276.
- Piwakowski B. 1989.
Contribution à la théorie de la réponse impulsionnelle de diffraction. Exemple d'application : détection sismique de cavités souterraine. Thèse d'habilitation. Université de Valenciennes.
- Pottecher G. 1987.
Radars de forage et fracturation - étude bibliographique. BRGM 87DT010GPH.
- Radcliff R.D., Balanis C.A. 1981.
Electromagnetic geophysical imaging incorporating refraction and reflection. *IEEE Trans. on Antennas and propagation*, Vol. AP-29, No. 2, pp 288-292.
- Ramirez A.L., Daily W.D. 1987.
Evaluation of alterant geophysical tomography in welded tuff. *Journal of Geophysical Research*, Vol. 92, No. B8, pp 7843-7853
- Sabatier P.C. 1993
Introduction générale aux problèmes inverses de diffusion. Journées européennes sur les méthodes numériques en électromagnétisme. CERT Toulouse. pp 45-55.
- Sandberg E.V., Olsson O.L., Falk L.R. 1991.
Combined interpretation of fracture zones in crystalline rock using single hole, cross-hole tomography and directional borehole-radar data. *The Log Analyst*.
March-april. pp 108-119.
- Schneider J., Brew J., Peden I.C. 1991.
Electromagnetic detection of buried dielectric targets. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 29, No.4, pp 555-562.
- Siggins A.F. 1992.
Limitations of shallow cross-hole radar investigations. Fourth International Conference on Ground Penetrating Radar; June 8-13, Rovaniemi, Finland. pp 307-315.
- Stratton J.A. 1961.
Théorie de l'électromagnétisme.
Dunod.
- Thorin R., Unvois J.P. 1975.
Identification des cavités par sondages. *Bulletin des LPC* 88, pp 124-128.
- Tillard S. 1991.
Evaluation des performances de la technique radar en prospection géophysique.
Thèse I.P.G. Strasbourg.

Vassalo 1980.
Electromagnétisme classique dans la matière. chapitre 9.
Dunod.

Von Hippel 1961.
Dielectric materials and applications.
M.I.T. Press.

Wait J.R. 1962.
Electromagnetic waves in stratified media.
Pergamon Press.

Wait J.R. 1971.
Electromagnetic probing in geophysics.
The Golem Press.

Ward H.W., Hohmann G.W.
Electromagnetic theory for geophysical applications

Weng Cho Chew 1990.
Waves and fields in inhomogeneous media.
Van Nostrand Reinhold.

