N° d'ordre: 1824



Année 1996

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité: Electronique

par

Anne-Marie DUFRENOY- DELABRIERE

Ingénieur E.U.D.I.L.

CONCEPTION, REALISATION ET COMPARAISON DE DEUX RADARS GEOLOGIQUES DE TYPE IMPULSIONNEL ET A IMPULSIONS SYNTHETIQUES

Soutenue le: 19 décembre 1996



devant le jury composé de:

M. R. GABILLARD M. J. FONTAINE M. R. LAGABRIELLE M. P. DEGAUQUE M. Y. NGUYEN Mile. N. HAESE Président Rapporteur Rapporteur Directeur de thèse Co-Directeur de thèse Examinateur



SÓMMAIRE

Page

INT	RODU	UCTION GENERALE	1
Ι	<u>PRE</u>	SENTATION GENERALE DES RADARS DE GEOPHYSIQUE	6
INT	RODU	JCTION	6
I.1	GEN DE G	TERALITES SUR LE FONCTIONNEMENT ET L'UTILISATION DU RAGEOPHYSIQUE	ADAR 6
I.2	DESC	CRIPTION GENERALE DES SYSTEMES RADARS	17
	I.2.1	Les différents dispositifs d'émission	17
		I.2.1.1 Le radar à ondes continues	17
		I.2.1.2 Le radar FM-CW	17
		I.2.1.3 Le radar impulsionnel	17
		I.2.1.4 le radar à impulsion synthétique ou "swept pulse radar" ou e	encore
		"step frequency radar"	17
	I.2.2	Synoptique du radar impulsionnel et à impulsions synthétiques	18
		I.2.2.1 Le radar impulsionnel	18
		I.2.2.2 Le radar à impulsions synthétiques	19
	I.2.3	Les antennes	20
I.3	LES (CRITERES DE PERFORMANCE DES RADARS	21
	I.3.1	La portée du radar	22
	I.3.2	Le facteur de performance ou la dynamique du système	24
	I.3.3	La résolution du radar	25
I.4	LES I	RADARS DE GEOPHYSIQUE: ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE	25
	I.4.1	Les radars de forage	25
	I.4.2	Les radars de surface	28
	I.4.3	Les radars réalisés	32
	I.4.4	Les applications de polarimétrie	33
		I.4.4.1 Les radars de surface	33
		I.4.4.2 Les radars de forage	34
	I.4.5	Nos expériences en polarimétrie	36
COI	NCLUS	SION	36

Π	ETUDE THEORIQUE DE LA PROPAGATION EN MILIEU GEOLOGIQUE	39
INT	RODUCTION	39
II. 1	PROPAGATION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE PLANE DANS UN MILIEU GEOLOGIQUE HOMOGENE	40
II.2	CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU MILIEU GEOLOGIQUE	41
II.3	REFLEXION ET REFRACTION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES PLANES SUR UNE INTERFACE: APPROXIMATION DE L'OPTIQUE GEOMETRIQUE	48
II.4	ETUDE DE LA PROPAGATION THEORIQUE D'UNE ONDE SPHERIQUE	
	DANS UN DEMI MILIEU	54
	II.4.1 Présentation de l'étude	54
	II.4.2 Expressions théoriques des champs E et H	56
	II.4.3 Application numérique et exploitation des résultats	60
	II.4.3.1 Propagation en milieu infini	60
	II.4.3.2 Influence de l'interface sol / air	63
	II.4.3.2.a Influence de l'interface sol / air sur l'intensité du champ	
	capté pour différents paramètres	63
	II.4.3.2.b Comparaison de la théorie exacte et de la théorie approch	ée
	de l'onde plane à partir de l'optique géométrique	68
CON	ICLUSION	80
ш	DESCRIPTION DES RADARS REALISES	82
INT	RODUCTION	82
III.1	SYNOPTIQUES	82
	III.1.1 Le radar à impulsions synthétiques	82
	III.1.2 Le radar impulsionnel	87
III.2	LES ANTENNES	91
	III.2.1 Approches théoriques	92
	III.2.1.1 L'antenne cylindrique fente (à polarisation horizontale)	92
	III.2.1.2 L'antenne biconique	93
	III.2.2 Approches expérimentales	96
	III.2.2.1 L'antenne cylindrique fente	97
	III.2.2.1.a Impédance d'entrée dans le milieu	97

III.2.2.1.bDiagrammes de rayonnement	98
III.2.2.1.c Réponses impulsionnelles en courant	99
III.2.2.1.dTransmission inter-antennes	101
III.2.2.2 L'antenne biconique	102
III.2.2.2.a Impédance d'entrée dans l'air et dans le milieu	102
III.2.2.2.b Diagrammes de rayonnement	105
III.2.2.2.c Réponses impulsionnelles en courant dans le milieu	106
III.2.2.2.d Transmission biconique-biconique dans l'air	107
III.3 PERFORMANCE DES RADARS REALISES	
III.3.1 Le radar impulsionnel	112
III.3.1.1 Le facteur de performance	112
III.3.1.2 La portée	115
III.3.2 Le radar à impulsions synthétiques	116
III.3.2.1 Le facteur de performance	116
III.3.2.2 La portée	118
III.3.3 Le PULSE EKKO	119
CONCLUSION	120

IV	PRESENTATION DES RESULTATS ISSUS DES CAMPAGNES DE	
	<u>MESURES</u>	123
INTE	RODUCTION	123
IV .1	METHODE DE DETERMINATION APPROCHEE DES CARACTERISTIQUES	
	ELECTRIQUES DU MILIEU SONDE	124
IV.2	PROPAGATION DANS L'AIR	127
	IV.2.1 Technique de la troncature	127
	IV 2.2 Comparaison des polarisations verticale et horizontale	131

	IV.2.2 Comparaison des polarisations verticale et horizontale	131
	IV.2.3 Comparaison des systèmes synthétique et impulsionnel	131
IV.3	CAMPAGNE DE MESURES A THASSOS	134
	IV.3.1 Description du site	134
	IV.3.2 Détermination des caractéristiques électriques du milieu	136
	IV.3.3 Réponses fréquentielles et temporelles	136
	IV.3.4 Radargrammes du radar expérimental et du PULSE EKKO	139
IV.4	CAMPAGNE DE MESURES A ST BRIEUC	140
	IV.4.1 Description du site	141

	IV.4.2 Détermination des caractéristiques électriques du milieu	144
	IV.4.3 Adaptation des antennes dans le milieu	146
	IV.4.4 Réponses des systèmes impulsionnel et synthétique en polarisation verticale	146
	IV.4.5 Réponses du radar synthétique à polarisation verticale et horizontale	147
	IV.4.6 Radargrammes et images	147
IV.5	CAMPAGNE DE MESURES A BUDDUSO	157
	IV.5.1 Description du site de mesures	157
	IV.5.2 Détermination des caractéristiques électriques du milieu	160
	IV.5.3 Les deux versions du radar synthétique à polarisation verticale	160
	IV.5.4 Coefficients de réflexion des antennes dans le milieu géologique	160
	IV.5.5 Réponses temporelles et fréquentielles obtenues en polarisation verticale et	t
	horizontale pour le radar à impulsions synthétiques et impulsionnel	163
	IV.5.5.1 Radars impulsionnel et synthétique en polarisation V	163
	IV.5.5.2 Radars synthétiques à polarisation V et H	164
	IV.5.5.3 Radars impulsionnels à polarisation V et H	164
	IV.5.5.4 Radars synthétique et impulsionnel en polarisation H	164
	IV.5.5.5 conclusion	174
	IV.5.6 Réponses du PULSE EKKO	174
	IV.5.7 Images obtenues en polarisation horizontale et verticale pour les radar	S
	synthétique et impulsionnel	177
	IV.5.8 Radargrammes obtenus avec le PULSE EKKO	183
	IV.5.9 Résultats des tomographies	186
CON	CLUSION	188
CON	CLUSION GENERALE	190
Référ	rences biblographiques	192

Annexe

197

INTRODUCTION GENERALE

Depuis une dizaine d'années, la détection de fissures dans les roches cristallines comme le marbre ou le granite s'est avérée nécessaire dans le cadre de nouvelles applications d'exploration du sous sol à grandes profondeurs (supérieures à 10m) et à grandes précisions (de l'ordre du centimètre). Les applications concernées sont la détermination du plan d'écoulement d'eau en hydrogéologie, le stockage de déchets nucléaires, ou encore l'étude des tremblements de terre.

Une étude géologique très complète de roches ornementales a été effectuée dans le cadre du projet européen BRITE EURAM. Un nombre important de techniques de caractérisation du sous sol telle que la gravimétrie, la sismique, les mesures topographiques, et les techniques radars ont été utilisées, de manière à faire apparaître clairement dans ces milieux particuliers, les performances de chacune de ces méthodes spécifiques. Les sites tests prévus pour cette caractérisation géologique sont des carrières de granite et de marbre situées en Grèce et en Sardaigne. Membre du consortium Européen, le BRGM, chargé de tester la technique des radars géologiques, s'est associé au LRPE pour la réalisation de radars de forage.

Notre travail spécifique porte sur l'étude, la conception et la réalisation de radars de forage "hautes fréquences" capables de détecter des fissures d'épaisseur inférieure au centimètre dans des roches ornementales.

Nous nous sommes déjà intéressés aux techniques de forages lors de mon DEA [Delabriere 1993]. Associés au LCPC, nous avons travaillé sur la tòmographie électromagnétique entre forages à la fréquence de 200 MHz. Le but de cette méthode de prospection géophysique notamment appliquée à la détection de cavités de taille métrique dans le sous sol, est de réaliser une "radio" du milieu situé entre deux forages. Nous avons réalisé différents types d'antennes monofréquences à polarisation verticale et horizontale, puis des campagnes de mesures sur le terrain ont été effectuées dans la carrière de granite de St Brieuc. Des mesures d'adaptation des antennes dans les forages, et de transmission entre forages ont été effectuées. Seule la puissance captée par l'antenne de réception est mesurée. Aucune information de phase n'est disponible par ce premier dispositif.

Des programmes d'inversion issus des méthodes sismiques permettent de réaliser une tomographie du terrain à partir de mesures de puissance effectuées.

Les radars "hautes fréquences" de forage que nous proposons de réaliser diffèrent beaucoup du dispositif décrit plus haut. En effet, l'interprétation classique des réponses radars est effectuée au moyen de la mesure des temps d'arrivée des échos, représentatifs de la réflexion des ondes électromagnétiques sur des hétérogénéités. Le dispositif d'émission est donc classiquement un générateur d'impulsions temporelles.

Nous avions le choix entre deux dispositifs pour générer les impulsions: le générateur à impulsions "vraies", ou le générateur à impulsions synthétiques. Ce dernier consiste à émettre successivement un grand nombre de raies fréquentielles d'amplitude constante à partir de 500 MHz jusqu'à 1.5 GHz par exemple. La Transformée de Fourier Rapide inverse de ce spectre émis correspond à une impulsion dont la largeur est inversement proportionnelle à la bande passante du système (1 ns dans ce cas). En réception, l'impulsion est reconstituée par la même opération de FFT inverse à partir de l'amplitude et de la phase des données fréquentielles. Ce dispositif est très attirant, car il possède une grande bande passante, et contrairement au spectre d'une impulsion temporelle classique, l'amplitude de chacune des raies fréquentielles émises est constante. A priori, ce dispositif pourrait fournir plus d'informations que le dispositif classique, mais est peu utilisé dans les applications radar. En effet, il nécessite l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel coûteux, encombrant et difficilement intégrable sous forme de cartes électroniques simples.

Nous avons réalisé dans un premier temps un radar à impulsions synthétiques, dont les performances sur le terrain sont encore peu connues.

Une partie de notre travail a donc porté sur la réalisation d'antennes large bande de forage rayonnant autour d'une fréquence centrale proche de 500 MHz, et sur la mise au point d'un système d'émission et de réception à partir d'un analyseur de réseau vectoriel 8753B. Le BRGM travaille plus particulièrement sur la "partie traitement de signal" du projet, dans le but de reconstituer un plan du sous sol prospecté à partir des mesures effectuées sur le terrain. Des campagnes de mesures effectuées dans une carrière de marbre en Grèce et dans la mine de granite à Jouac en France nous ont permis de tester et de valider le radar réalisé. Après des résultats obtenus satisfaisants, il nous a semblé intéressant de réaliser un radar de type impulsionnel, de manière à comparer les deux techniques dans les mêmes conditions (même fréquence centrale de fonctionnement, mêmes antennes, même site exploité).

Notre nouvel axe de recherche s'est alors porté vers un système impulsionnel pouvant émettre une impulsion très brève (de quelques ns) et d'amplitude la plus élevée possible. La comparaison des deux systèmes réalisés porte sur la qualité du signal reçu, la portée, la précision, mais aussi sur les conditions pratiques d'utilisation sur le terrain et le coût. Cette comparaison s'avère originale, puisque très peu d'articles aborde ce sujet.

Le deuxième axe de recherche que nous nous sommes fixés suite aux premières campagnes de mesures, s'est porté sur les antennes. Les fractures que nous visualisons dans les milieux prospectés sont horizontales, verticales ou diagonales. Ces fractures ne devaient pas être toutes repérées par les radars réalisés, équipés d'antennes à polarisation verticale.

Nous avons donc envisagé de réaliser un deuxième couple d'antennes à polarisation horizontale adaptable aux radars impulsionnel et à impulsions synthétiques.

Des expériences en polarisation croisée ont pu être relevées dans la littérature: l'émission est assurée par une antenne à polarisation verticale tandis que la réception est assurée par une antenne à polarisation horizontale.

Nous proposons une étude comparative entre résultats issus de mesures en polarisation linéaire verticale et horizontale, peu abordée dans la littérature.

Un premier chapitre introductif à ce mémoire décrit le principe de fonctionnement des radars géologiques, la façon classique de présenter les réponses obtenues, ainsi que les critères de performance des radars tels que la résolution ou la portée.

Nous présentons les caractéristiques ainsi que les performances des radars géologiques commercialisés ou au stade de la recherche, disponibles dans la littérature, ainsi que celles des radars réalisés dans le cadre de cette thèse.

Les références bibliographiques portent sur les radars de surface ou de forage de type impulsionnel et à impulsions synthétiques, ainsi que sur les travaux réalisés en polarisations croisées.

Le deuxième chapitre est consacré à l'ensemble des notions théoriques nécessaires à l'étude approfondie des radars géologique. Ces notions englobent la connaissance des milieux géologiques, la propagation des ondes dans un milieu à pertes ou sans pertes, et l'influence des hétérogénéités sur la mesure.

L'influence des paramètres comme la distance inter-forages, la permittivité relative, la conductivité, et la fréquence sur l'intensité du champ reçu est quantifiée.

Les fractures sont représentées par un plan infini. Une étude simplifiée basée sur l'optique géométrique permet d'évaluer les coefficients de réflexion et de transmission en polarisation orthogonale et parallèle apparaissant au niveau d'une surface de séparation.

Cette première étude théorique est comparée à une étude plus rigoureuse de la réflexion d'une onde sphérique sur une interface sol/air. Le milieu de propagation est un demi milieu homogène surmonté de l'atmosphère et les sources sont des dipôles élémentaires à polarisation horizontale et verticale. Nous quantifions l'influence de la surface du sol au moyen de la résolution des intégrales de Sommerfeld.

Le troisième chapitre concerne la présentation des systèmes mis au point: antennes, électronique d'émission et de réception du radar à impulsions synthétiques et impulsionnel vrai.

Dans une première étape, nous présentons l'étude théorique des antennes puis nous confrontons les résultats théoriques aux résultats expérimentaux.

Dans une deuxième étape, nous présentons les synoptiques des systèmes réalisés. L'amplification, le filtrage, la procédure de calibrage, la procédure de synchronisation, l'échantillonnage, seront décrits et certains choix seront justifiés. Une comparaison des courants émis par les deux systèmes sera réalisée.

Le principe de la génération de l'impulsion du radar impulsionnel réalisé est original par rapport aux principes utilisés classiquement, et fait actuellement l'objet d'un brevet (NGUYEN 96).

Nous comparerons les performances des deux systèmes réalisés: impulsionnel et synthétique en terme de dynamique, de signal sur bruit, de portée et de temps d'acquisition. Des cibles fictives telles qu'une sphère métallique, ou une fracture infinie seront utilisées pour définir les portées de ces systèmes.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons les résultats issus des diverses campagnes de mesures dans les roches ornementales, et comparons les images produites par les deux systèmes et des deux polarisations. Nous présentons les résultats fréquentiels et temporels obtenus avec les deux types de radars. Une méthode approximative de détermination des caractéristiques électriques du milieu à partir des résultats fréquentiels est proposée.

Les résultats de forage présentés sous forme de tomogrammes de vitesse ou d'atténuation sont comparés à ceux de surface obtenus avec le radar commercial PULSE EKKO testé sur le même terrain.

En conclusion, nous proposons un récapitulatif des avantages et des inconvénients des deux systèmes réalisés.

Nous concluons sur l'intérêt ou non d'utiliser deux polarisations et proposons les perspectives de ce travail.

CHAPITRE I

PRESENTATION GENERALE DES RADARS DE GEOPHYSIQUE

INTRODUCTION

Le radar de géophysique encore appelé "GPR" pour Ground Penetrating Radar est une technique relativement récente comparée aux méthodes de géophysique traditionnelles comme la sismique, la gravité ou l'électromagnétisme basse fréquence. Le radar a été utilisé pour la première fois durant la deuxième guerre mondiale pour détecter et localiser les avions ou les bateaux. Les premiers radars géologiques apparaissent dans les années 70, pour l'étude des gisements de sel gemme. Le radar a permis de localiser dans ces milieux des poches de saumure, des forages abandonnés, et des contrastes géologiques, avec beaucoup de succès. Hormis quelques applications particulières telles que la mesure d'épaisseurs de permafrost (ANNAN 1976), de glace ou de neige, il est utilisé en général pour des investigations peu profondes demandant une forte résolution, telles que la recherche d'eau, de cavités karstiques, de tuyaux enterrés, ou le contrôle d'ouvrage d'art (parois de tunnels).

L'objectif de ce premier chapitre est une présentation du radar de géophysique de forage ou de surface. Nous présentons son principe de fonctionnement, son mode d'utilisation, les différents types de radar existants et ses critères de performances. Nous présentons ensuite quelques caractéristiques et performances (tirées de la littérature) de radars commerciaux ou au stade de la recherche. A titre de comparaison, nous exposons les résultats finaux obtenus avec nos radars expérimentaux afin de situer nos réalisations parmi celles existantes.

I.1. GENERALITES SUR LE FONCTIONNEMENT ET L'UTILISATION DU RADAR DE GEOPHYSIOUE

Le principe du GPR repose sur la réflexion, la réfraction ou la diffraction d'ondes électromagnétiques aux frontières des contrastes électriques présents dans le milieu. Les propriétés électriques d'un milieu sont la permittivité et la conductivité qui régissent respectivement la vitesse et l'atténuation de l'onde qui se propage dans ce milieu. Dans la plupart des applications, la perméabilité magnétique des roches est constante et égale à celle du vide (μ_0), et ne contribue pas au phénomène de réflexion ou de réfraction des ondes électromagnétiques.

Il est difficile de fixer une valeur de permittivité relative et de conductivité pour un type de milieu géologique donné car ces paramètres dépendent fortement du taux d'humidité, de la porosité des matériaux et de la fréquence de travail dans le cas de la conductivité (cf. chapitre II).

Globalement, la permittivité électrique relative des milieux géologiques varie de 3 à 40. Celle de l'air est égale à l'unité, et celle de l'eau de mer est de 80. Une fracture ou une cavité remplie d'air ou de matériaux altérés présente donc un contraste de permittivité avec le milieu encaissant, ce qui la rend détectable par une onde électromagnétique.

Les contrastes de conductivités sont également à l'origine des phénomènes de réflexion des ondes. La conductivité de l'eau de mer est de 3 S/m, de l'eau fraîche est de $0.5 \cdot 10^{-3}$ S/m, celle du granite varie de 10^{-5} à 10^{-3} S/m.

Les GPR commercialisés ou conçus par les laboratoires de recherche sont en grande majorité du type impulsionnel. L'onde émise est une impulsion temporelle très courte variant de quelques ns à une quarantaine de ns, d'une amplitude de 50 à 1000 V, et répétée environ toutes les ms. Les fréquences centrales de fonctionnement de ces systèmes sont approximativement égales à l'inverse de la largeur temporelle de l'impulsion rayonnée, et varient de 30 MHz à 1 GHz. Typiquement, la bande passante du système est égale à la fréquence centrale (F_c) de fonctionnement. La figure I.1 montre une impulsion temporelle de largeur T=1/F_C rayonnée par l'antenne, ainsi que son spectre de bande passante à mi-hauteur égale à F_{C} . La fréquence centrale est choisie en fonction du type de terrain (très conducteur ou pas), de la profondeur d'investigation et de la précision recherchées. A titre d'exemple, un granite moyennement conducteur présente une constante d'atténuation α de 1 dB/m à 200 MHz, et de 5 dB/m à 1 GHz : en effet, l'atténuation augmente avec la fréquence. D'autre part, la résolution d'un radar (distance de séparation minimale entre deux cibles toutes deux détectables) est de l'ordre de la longueur d'onde dans le milieu, et sera d'autant meilleure que la fréquence sera élevée. Un compromis entre profondeur d'investigation et précision doit permettre de trouver la fréquence de fonctionnement la mieux adaptée à l'application.

Les antennes sont les éléments intermédiaires entre les systèmes électroniques d'émission et de réception, et le milieu encaissant. Elles doivent rayonner dans la bande de fréquence du générateur, et sont donc de type large bande. Elles doivent de plus rester adaptées sur toute la bande de fonctionnement lorsqu'elles sont au contact du milieu encaissant.

Elles sont de forme et de taille quelconque si le radar fonctionne en surface, et de forme cylindrique et de diamètre inférieur à celui du forage (100 mm), si le radar fonctionne en forage.



Figure I.1: Evolution fréquentielle et temporelle de l'impulsion rayonnée par une antenne en radar impulsionnel

Pour caractériser le sous sol, les antennes sont déplacées régulièrement par pas d'une dizaine de cm sur le sol ou dans le forage. Le pas de déplacement dépend en fait des fréquences de fonctionnement utilisées. En radar de surface, la surface du sous-sol à caractériser est régulièrement quadrillée en longueur et en largeur encore appelées "profils" (figure I.2). Les antennes sont déplacées par pas réguliers le long de ces profils. Deux grands types de déplacement des antennes, ou mode de fonctionnement des radars peuvent être distingués (figure I.3):

(1) le mode de réflexion

En surface, l'ensemble formé par les deux antennes d'émission et de réception est déplacé le long d'un profil tandis qu'en forage, cet ensemble est déplacé le long du forage. La distance de séparation entre l'antenne d'émission et de réception est fixe. Lorsque les antennes sont très proches l'une de l'autre, des phénomènes de couplage peuvent intervenir. Une même antenne peut alors assurer la fonction d'émission et de réception. On parle dans ce cas de système monostatique. Un interrupteur rapide assure le basculement de l'antenne vers l'électronique d'émission ou de réception. Dans ce mode, seules les ondes réfléchies ou diffractées par les hétérogénéités parviennent au dispositif de réception.



Figure I.2: Radar de surface - Déplacement des antennes le long de profils

(2) le mode de transillumination

Ce mode est utilisé principalement en forage. C'est un mode obligatoirement bistatique. Chaque antenne est placée dans un forage distinct. L'antenne d'émission est fixe, l'antenne de réception effectue un log (déplacement par pas réguliers le long du forage). Puis, pour un décalage de l'antenne d'émission, un nouveau log du récepteur est effectué, etc. Dans ce mode, l'antenne de réception capte l'onde directe (l'onde émise par l'antenne d'émission et qui a parcouru la distance inter antennes) puis après certains retards, les échos issus des réflexions ou diffractions sur les hétérogénéités. Les ondes réfractées (ou transmises) par les hétérogénéités sont également détectables en mode de transillumination.

Chaque réponse temporelle issue d'une position des antennes est représentée verticalement sur un graphe. La réponse de la position suivante des antennes dans le forage ou le long du même profil en radar de surface est placée à côté de la précédente, etc. Nous obtenons ainsi un graphe classique dans le domaine du radar, relatif à un profil ou à un log en forage: l'axe horizontal représente la succession des positions d'antennes dans le forage ou le long du profil tandis que l'axe vertical représente le temps de parcours des ondes. L'obtention de ce graphe à partir d'un exemple de prospection en surface est illustré sur la figure I.4a et I.4b.







a)

b)

a) Réflexion de l'anomalie

b) Radargramme correspondant

La présence d'une anomalie quasiment ponctuelle dans le milieu est repérée sur le graphe par une hyperbole: lorsque les antennes sont au dessus de l'anomalie, le temps du trajet allerretour de l'onde est le plus court. Lorsque les antennes s'éloignent de l'anomalie, les trajets des ondes sont plus importants et les temps plus longs. Une couche de stratification horizontale de caractéristiques électriques différentes que celles du milieu est repérée par une ligne pratiquement droite sur le graphe. On obtient donc une section en coupe du terrain. Pour

- 11 -

mieux distinguer les hyperboles et les alignements d'échos, l'espace contenu dans les monocycles supérieurs est généralement noirci.

La représentation en coupe d'un sous-sol est obtenue à partir des données acquises qui peuvent être brutes ou traitées. Nous pouvons citer 4 types de traitement de signal très fréquemment utilisés:

(1) Le moyennage

Il est généralement appliqué en temps réel lors d'une acquisition temporelle. Il permet la réduction du bruit aléatoire (cf. § III.3).

(2) L'application d'un gain variant avec le temps

L'amplitude du champ électromagnétique décroît exponentiellement suivant $\frac{\exp^{-\alpha R}}{P}$ où

 α exprime la constante d'affaiblissement en Np/m du milieu de propagation et R: le trajet de l'onde en m. L'amplitude des échos temporels produits par une cible lointaine sera plus réduite que celle produite par une cible proche. L'application d'un gain inversement proportionnel à l'atténuation de l'onde dans le milieu permet d'homogénéiser les niveaux des différents échos. Ce gain s'exprime en fonction de la distance:

$$G(R) = \frac{\exp^{+\alpha R}}{R}$$
 (E.I.1)

ou en fonction du temps de propagation:

$$G(t) = \frac{\exp^{+\omega t}}{vt}$$
(E.I.2)

où v exprime la vitesse en m/s de l'onde dans le milieu. La figure I.5 illustre ce principe.



Figure I.5: Principe du gain variant exponentiellement avec le temps

(3) Le filtrage temporel.

Il s'agit d'un filtrage destiné à éliminer certains signaux parasites se trouvant sur l'axe temporel des réponses. C'est un filtrage vertical effectué trace par trace.

L'origine des signaux parasites peut être: thermique (bruit thermique) ou électromagnétique (émetteurs TV ou radio, perturbations induites). D'autre part, il existe également un autre type de bruit nommé habituellement "clutter" ou "fouilli" qui est dû à la réflexion des ondes électromagnétiques sur des multitudes de petites inhomogénéités disposées de manière aléatoire au voisinage des éléments à localiser.

Ces signaux parasites se distinguent par leurs fréquences plus hautes ou plus basses que celles utilisées par le système. Un exemple d'application de filtrage sur des données est présenté figure I.6. Autour de la position 70 mètres, plusieurs traces se trouvent bruitées par une ondulation haute fréquence. L'application d'un filtre passe bas réduit les oscillations hautes fréquences sans perturber le reste des données.



a) Signal bruité b) Signal traité

(4) Le filtrage spatial

C'est un filtrage horizontal qui filtre une zone spatiale à un temps t_0 donné. Le filtre spatial passe bas moyenne les données pour éliminer le bruit blanc. Le filtre passe haut élimine les ondulations ("ringing") causées par les antennes ou les réflexions multiples. Un exemple d'application de filtrage spatial sur des données est présenté figure I.7.



Figure I.7: Illustration du filtre spatial

a) Signal original

- b) Application d'un filtre spatial passe bas
- c) Application d'un filtre signal passe haut

(5) La soustraction de la moyenne

La technique de soustraction de la moyenne permet de réduire l'effet des clutters et donc de mieux distinguer la cible. Le bruit causé par la multitude de cibles fixes n'est pas un bruit de type aléatoire et ne peut être éliminé par simple moyennage. L'opération décrite ici consiste à faire la moyenne de l'ensemble des traces. Dans un deuxième temps, chaque trace est transformée en lui soustrayant la moyenne. Ce traitement nécessite un nombre important de mesures effectuées sur un même site. Cette technique fournit de bons résultats quand les propriétés du milieu géologique varient de façon aléatoire, indépendamment des positions des antennes, et quand les réflexions produites par la cible n'apparaissent que sur un nombre limité de traces. Dans ce cas, la moyenne d'un nombre important de mesures peut être considérée comme la signature des clutters.

L'exploitation des données est la dernière étape de l'analyse d'un milieu par le radar de géophysique après l'acquisition et le traitement.

L'exploitation des données est surtout nécessaire en radar de forage. En radar de surface, les radargrammes fournissent directement une vue en coupe du terrain qui permet d'estimer aisément la position des hétérogénéités, ce qui n'est pas le cas en radar de forage.

En radar de forage, des algorithmes numériques (appelés d'inversion) sont utilisés pour reconstituer la nature du milieu exploré (détermination de la position des fractures, des différentes couches de stratification, des objets enterrés). L'exploitation classique des données est réalisée par la tomographie 2D de vitesse ou d'atténuation largement développée dans la littérature (IVANSSON 1987) (TARANTOLA 1987) (MOTOYUKI 1991) (JACKSON 1994).

Chaque rayon qui lie l'émetteur au récepteur donne une information sur la moyenne des caractéristiques du milieu le long de son parcours. Pour estimer plus précisément les propriétés du milieu en chaque point du plan situé entre les deux forages, une étude sur plusieurs rayons doit être effectuée. L'ensemble des logs réalisés entre 2 forages permet de fournir ces informations.

Les points d'intersection créés par l'ensemble des rayons de directions différentes permettent de déterminer finement les variations de propriétés du milieu le long d'un même rayon. En termes mathématiques, la tomographie se résume à la résolution d'un système linéaire (si on considère les rayons rectilignes et non les rayons courbes). Nous avons le système d'équations suivant:

$$t_i = \sum_{j=1}^{M} p_j d_{ij}$$
 (i=1...N) (E.I.3)

où M représente le nombre de pixels qui décompose chaque rayon,

p_i (j=1..M) représente la lenteur (inverse de la vitesse) du pixel n°j,

d_{ii} représente la longueur du pixel j sur le rayon i,

t_i est le temps de parcours du rayon i.

L'équation (E.I.3) peut se transformer en système matriciel:

$$[T] = [D] [P]$$
 (E.I.4)

où T et P sont des vecteurs colonnes de dimension respective N et M, et D est une matrice rectangulaire de dimension N par M.

La tomographie de vitesse consiste à déduire le champ de lenteur P à partir des matrices T et D connues.

De la même façon, la tomographie d'atténuation consiste à déduire la matrice d'atténuation A à partir des matrices amplitude B et distance D connues:

$$[B] = [D] [A]$$
 (E.I.5)

où la matrice amplitude B dépend de l'amplitude de l'onde directe, des fonctions caractéristiques des antennes et de la distance émetteur-récepteur.

La résolution des systèmes linéaires (E.I.4) et (E.I.5) est effectuée à l'aide de l'algorithme SIRT (Simultaneous Iterative Reconstruction Technique) par itérations successives (VAN DER SLUIS 1987).

Dans ce mémoire, nous présentons au chapitre IV les tomographies de vitesse et d'atténuation réalisées par le BRGM sur des mesures en forage.

Les tomographies de vitesse et d'atténuation sont limitées dans le sens où elles n'exploitent que le temps d'arrivée ou l'amplitude du trajet direct. Les échos représentatifs des réflexions des cibles ne sont pas pris en compte par ces techniques. Le BRGM travaille donc actuellement sur un nouveau procédé qui pourrait prendre en compte la totalité des échos.

D'autres techniques permettent également d'obtenir des images géologiques à partir de mesures radar ou sismiques (LAZARATOS 1993), telles que la tomographie de diffraction ou de réflexion (STORK 1992), etc.

I.2. DESCRIPTION GENERALE DES SYSTEMES RADARS

I.2.1. Les différents dispositifs d'émission

Les radars de géophysique sont classés par type selon leur dispositif d'émission. Nous pouvons citer quelques méthodes d'émission existantes.

I.2.1.1. Le radar à ondes continues

Il se compose d'un émetteur et d'un récepteur accordés sur une fréquence fixe, généralement comprise entre quelques MHz et 300 MHz (NICKEL 1983) (DELABRIERE 1993). Le récepteur mesure la puissance ou la tension captée par l'antenne de réception. Cette mesure d'amplitude peut éventuellement être complétée par celle de la phase.

I.2.1.2. Le radar FM-CW

Le radar à modulation de fréquence ou "Continuous Wave Frequency Modulation Radar" émet une fréquence F_e qui varie linéairement avec le temps. A l'instant t_1 , il reçoit une fréquence $F_r(t_1)$ qui est alors soustraite à la fréquence $F_e(t_1)$ au moyen d'un mélangeur. Les fréquences de battement obtenues ($F_r(t_1) \pm F_e(t_1)$) sont proportionnelles à l'éloignement des réflecteurs. Ces radars sont à bande étroite à cause de la faible variation de la fréquence de battement, fonctionnent aux hautes fréquences (quelques GHz) et donnent de bons résultats lors d'investigations de courte portée (BOTROS 1986). Une description de ce radar est donnée dans l'ouvrage de M.I. SKOLNIK (SKOLNIK 1981).

I.2.1.3. Le radar impulsionnel

Il consiste à envoyer une impulsion temporelle de très courte durée et de grande amplitude.

I.2.1.4. le radar à impulsion synthétique ou "swept pulse radar" ou encore "step frequency radar"

Il reconstitue une impulsion en émettant successivement ses composantes spectrales. Les fréquences sont émises les unes après les autres avec une amplitude réglable. Les amplitudes et phases de chaque raie fréquentielle F_i reçue sont comparées aux amplitudes et phases de chaque raie F_i émise.

A priori, les systèmes fréquentiels présentent beaucoup d'avantages. Les signaux émis et reçus sont facilement corrigés pour tenir compte des imperfections fréquentielles des antennes, des câbles ou de l'atténuation du milieu. Mais dans la pratique, ces corrections ne sont pas indispensables. La réalisation d'un système temporel à partir de cartes et de modules électroniques est beaucoup plus simple que celle d'un système fréquentiel qui doit présenter des caractéristiques de stabilité et de linéarité très strictes (OSWALD 1988).

Les types de radar les plus souvent rencontrés sont donc de type impulsionnel et plus rarement à impulsions synthétiques.

L'un des avantages manifestes du radar à impulsions synthétiques par rapport au radar impulsionnel est cependant sa grande bande passante. Les raies fréquentielles émises peuvent être choisies d'amplitude constante contrairement au système impulsionnel dont le spectre a approximativement l'allure de la fonction $\frac{\sin(x)}{x}$.

Ces deux derniers types de radar ayant fait l'objet de nos travaux, nous présentons leur synoptique respectif.

I.2.2. Synoptique du radar impulsionnel et à impulsions synthétiques

I.2.2.1. Le radar impulsionnel

La figure I.8 illustre le synoptique général du radar impulsionnel.





L'électronique d'émission est un générateur d'impulsions généralement basé sur l'effet d'avalanche d'un transistor. L'électronique de réception comprend les amplificateurs faible bruit, dont le gain peut être adapté en fonction de l'application ou de la profondeur de la cible recherchée, et le dispositif de mesures type oscilloscope numérique à haute résolution. L'oscilloscope numérique est un outil de laboratoire très performant qui permet d'échantillonner et de visualiser le signal en temps réel. Dans le cas de radars de géophysique à un stade industriel, l'oscilloscope numérique est remplacé par plusieurs cartes ou modules électroniques réalisant les fonctions de l'oscilloscope que sont la détection, la conversion analogique/numérique et le moyennage. Il est préférable d'utiliser des cartes électroniques intégrées à l'antenne de réception plutôt qu'un oscilloscope fixe séparé de l'antenne par des câbles coaxiaux de longueur importante qui bruitent le signal analogique. Dans le cas d'un système intégré, des données numériques transitent dans des fibres optiques jusqu'au dispositif de stockage et de visualisation. Certains systèmes utilisent un déclenchement manuel (interrupteur) qui a pour effet de lancer la génération de N créneaux successifs qui vont déclencher successivement l'envoi d'une impulsion. Ces tops de synchronisation constituent la référence de temps, déclenchent le générateur d'impulsions et placent à l'état d'écoute l'électronique de réception. Pour chaque position des antennes, le nombre N de créneaux successifs envoyé correspond au taux de moyennage (cf. § III.3).

I.2.2.2. Le radar à impulsions synthétiques

Le synoptique du radar à impulsions synthétiques réalisé à partir d'un analyseur de réseau vectoriel est donné figure I.9. L'analyseur de réseau assure les fonctions d'émetteur et de récepteur. Le port 1 émet successivement toutes les fréquences comprises entre F_1 et F_N avec la même amplitude. Le port 2 mesure le S_{21} , rapport en module et en phase entre signal reçu et signal transmis pour toutes les fréquences émises. Les radars de ce type rencontrés dans la littérature sont également conçus à partir d'un analyseur de réseau vectoriel, trop complexe pour être remplacé par des cartes et modules électroniques intégrés dans les sondes. Les signaux fréquentiels acquis sont stockés puis traités. La transformée de Fourier rapide permet d'obtenir la réponse temporelle du signal.



Figure I.9: Synoptique du radar à impulsions synthétique

I.2.3. Les antennes

Les antennes des radars impulsionnels ou à impulsions synthétiques sont avant tout des antennes large bande dont la plage de fonctionnement coïncide avec celle du générateur et qui restent adaptées dans la bande lorsqu'elles sont au contact du milieu géologique.

L'antenne choisie doit également posséder de bonnes caractéristiques en mode impulsionnel: elle doit répondre avec un nombre de rebonds minimum à une excitation en tension. Un nombre de rebonds important signifie que l'antenne oscille. Durant les rebonds de l'impulsion, le radar ne peut détecter correctement les cibles. Ces rebonds perturbateurs créent une "zone aveugle radar". Pour éviter ces rebonds, l'antenne doit être large bande et être le siège d'ondes progressives. Des charges ou absorbants sont souvent placés en extrémité d'antenne afin d'atténuer l'écho de courant prenant naissance aux bouts des antennes.

Le dipôle chargé est de plus en plus utilisé. Des charges (souvent résistives), disposées le long du dipôle, permettent une décroissance rapide du courant dans l'antenne, ce qui lui procure une très large bande et un nombre de rebonds minimum. KANDA a réalisé une antenne de ce type qui fonctionne dans la bande 200 MHz - 5 GHz (KANDA 1978). La réponse impulsionnelle de cette antenne a une durée de 70 ps. L'inconvénient majeur de cette antenne réside dans sa très mauvaise efficacité de rayonnement (d'où un gain très médiocre). L'efficacité de l'antenne de KANDA est de -10 dB à 1 GHz et de -3 dB à 10 GHz.

Les antennes peuvent aussi être choisies en fonction de leur polarisation (linéaire ou circulaire).

Les antennes spirales ou log périodique sont de type large bande, mais présentent une réponse fréquentielle en phase non linéaire. Ces non linéarités peuvent provoquer des incertitudes sur les mesures des temps dans le cas des radars à grande résolution. Une correction de cette non linéarité fréquentielle peut être apportée dans le cas des radars fréquentiels.

Les antennes les plus utilisées sont les antennes dipôles chargées, les bow-tie (antennes papillons qui sont la réplique planaire des antennes biconiques), et les antennes cornets (KERR 1973) (WALTON 1964). Elles sont toutes large bande et présentent de bonnes caractéristiques impulsionnelles et une réponse fréquentielle en phase linéaire. Le type d'antenne sera choisi selon le gain et l'encombrement souhaité.

I.3. LES CRITERES DE PERFORMANCE DES RADARS

Globalement, les radars de forage ou de surface, impulsionnel ou fréquentiel, fonctionnent suivant un même principe qui consiste en l'émission d'une impulsion vraie ou synthétique et en la réception d'échos dus à la réflexion de l'onde sur des hétérogénéités. Ils se différencient toutefois suivant 3 critères :

- la bande de fonctionnement
- la performance des éléments constitutifs
- le traitement de signal.

La bande de fonctionnement est déterminée dans un premier temps par celle du générateur d'impulsions ou du générateur fréquentiel. On cherche à réaliser des générateurs à large bande passante autour de la fréquence centrale choisie, de manière à améliorer la résolution du système. La bande passante optimale des antennes est identique ou supérieure à celle du générateur. Dans le cas contraire, elle réduit et impose sa bande de fonctionnement au système.

La performance des éléments constitutifs dépend principalement de la puissance maximale que peut fournir le générateur et des caractéristiques telle que la sensibilité du récepteur. Le traitement du signal et la visualisation des données dépendent fortement de l'application et de l'objectif visé par l'utilisateur. Ce dernier peut être un géologue, un géophysicien ou un électronicien, etc.

Nos travaux étant axés sur la partie système électronique du radar, nous nous limiterons à définir ses performances. Nous ne traiterons pas les performances concernant "l'exploitation des données".

Trois principaux critères de performance des radars peuvent être relevés:

- la portée ou la profondeur d'investigation
- le facteur de performance ou dynamique du système
- la résolution.

I.3.1. La portée du radar

L'équation du radar permet d'estimer la puissance qui sera reçue en fonction de la profondeur de la cible et donc de prévoir la profondeur maximale d'investigation.

L'équation du radar nécessite la connaissance des caractéristiques des antennes, de la cible et du milieu de propagation. Généralement, ces caractéristiques sont inconnues ou connues avec peu de précisions, c'est pourquoi l'utilisation de l'équation du radar n'est qu'une méthode approximative mais qui permet cependant de fournir des ordres de grandeurs. Ces derniers sont d'un grand intérêt avant toute expérimentation sur le terrain.

La configuration des antennes et de la cible (supposée être située en champ lointain) est illustrée figure I.10.

La source émet une puissance P_e[W].

La puissance rayonnée en direction de la cible s'écrit $P_2=G_EP_e$ [W] où G_E représente le gain de l'antenne d'émission dans la direction de la cible. La densité de puissance qui atteint la cible est égale à $S_3 = \frac{\exp^{-2\alpha L_{EC}}}{4\pi L_{FC}^2}P_2$ [W/m²] où L_{EC} représente la distance émetteur-cible.

La cible re-rayonne la puissance incidente dans toutes les directions (retrodiffusion) selon $P_4 = \sigma_t S_3$ [W] où σ_t [m²] représente la surface équivalente radar (SER) totale de la cible. Cette dernière doit être considérée comme une surface effective qui recueille une puissance incidente et la re-rayonne dans toutes les directions (4π sr). La puissance re-rayonnée par la cible vers l'antenne de réception s'écrit $P_5 = D \cdot P_4$ [W] où D est la directivité de la cible dans la direction de l'antenne de réception. La densité de puissance au niveau de l'antenne de réception

s'écrit $S_6 = \frac{\exp^{-2\alpha L_{RC}}}{4\pi L_{RC}^2} P_5$ [W/m²] où L_{RC} représente la distance cible-antenne de réception.

Enfin, la puissance P_R qui atteint le récepteur s'écrit $P_R = A_e S_6$ [W], où A_e représente l'aire effective de l'antenne de réception (ANNAN 1992) (KRAUSS 1976).



Figure I.10: Illustration de l'équation du radar

Finalement,

$$P_{\rm R} = \frac{G_{\rm E}G_{\rm R}\lambda_{\rm m}^2\sigma}{(4\pi)^3 L_{\rm EC}^2 L_{\rm RC}^2} \cdot p \cdot \exp^{-2\alpha L_{\rm EC}} \cdot \exp^{-2\alpha L_{\rm RC}} \cdot P_{\rm e}$$
(E.I.6)

où $\sigma = \mathbf{D} \cdot \sigma_t$ est la surface équivalente radar de la cible [m²],

 $A_e = A'_e \cdot p$, l'aire effective de l'antenne de réception [m²] (TAI 1961),

p, le facteur de dépolarisation de l'antenne de réception par rapport à l'onde incidente [sans dimension] compris entre 0 et 1.

 $A_{e} = \frac{\lambda_{m}^{2}}{4\pi}G_{R}$, l'aire effective maximale de l'antenne de réception [m²],

 λ_m , la longueur d'onde dans le milieu [m],

 G_R , le gain de l'antenne de réception qui prend en compte son efficacité totale [sans dimension].

Les gains G définis ici prennent en compte les propriétés directionnelles de rayonnement des antennes ainsi que leur efficacité. Cette dernière traduit les pertes de désadaptation et de structure (pertes par conduction et pertes diélectriques).

Nous pouvons simplifier l'équation du radar en considérant le cas où :

- il n'y a pas de dépolarisation entre l'antenne de réception et l'onde rayonnée par la cible, d'où p=1,
- la distance L_{FC} est identique à la distance L_{RC} . Elle est notée R.

Dans ce cas,

$$P_{\rm R} = P_{\rm e} \cdot \underbrace{G_{\rm E}}_{\text{ant. d'E}} \cdot \underbrace{G_{\rm R}}_{\text{ant. de R}} \underbrace{\sigma}_{\rm cible} \cdot \underbrace{\frac{\lambda_{\rm m}^2}{(4\pi)^3 {\rm R}^4}}_{\text{terme de propagation}} \cdot \underbrace{\exp^{-2\alpha(2{\rm R})}}_{\text{terme d'atténuation}}$$
(E.I.7)

La puissance reçue est directement proportionnelle à la surface équivalente radar de la cible. Celle ci dépend de la forme de la cible, du matériau qui la constitue, de son orientation, de la fréquence et de la polarisation de l'onde incidente.

L'équation du radar (E.1.7) permet de déterminer la puissance approximative qui sera reçue pour une certaine profondeur de la cible, ou de déterminer la distance maximale d'investigation (R_{max}) pour une sensibilité de système ($P_{R_{min}}$) donnée.

Cette équation sera appliquée au chapitre III pour estimer la distance maximale de détection de deux cibles: une sphère métallique de rayon 60 cm et une interface sol/air supposée représenter un plan de fracturation dans le milieu géologique. Les caractéristiques des radars utilisées pour cette application seront celles des radars de forage réalisés et du radar commercial de surface, le PULSE EKKO.

I.3.2. Le facteur de performance ou la dynamique du système

Le facteur de performance Q d'un système, appelé aussi "dynamique du système" exprime le rapport entre la puissance maximale de l'émetteur et le niveau de bruit en puissance du récepteur. C'est un indicateur qui permet de comparer les performances des radars. Il s'exprime en décibel suivant les équations E.I.8.

$$Q = 10 \log_{10} \left[\frac{\text{Puissance max imale de la source}}{\text{Niveau de bruit en puissance du récepteur}} \right]$$

$$Q = 20 \log_{10} \left[\frac{\text{Tension max imale de la source}}{\text{Tension de bruit du récepteur}} \right]$$

$$[dB]$$

Il est évident que plus Q sera élevé, plus la profondeur de pénétration dans le milieu sera importante.

La tension de bruit du récepteur et donc le facteur de performance prennent en compte les atténuations et les gains des éléments constituant le système (pertes amenées par les câbles, les antennes, ainsi que le gain des amplificateurs faible bruit insérés dans la chaîne de réception).

Le facteur de performance des radars réalisés sera calculé dans le chapitre III.

I.3.3. La résolution du radar

La résolution est la distance minimale séparant 2 cibles afin que ces dernières soient discernables l'une de l'autre. Une formule donne l'ordre de grandeur de la résolution, notée δz .

$$\delta z = \frac{75}{F_{C}[MHz]\sqrt{\varepsilon_{r}}} \quad [m]$$
(E.I.9)

où F_C est la fréquence centrale de fonctionnement.

I.4. LES RADARS DE GEOPHYSIOUE: ETUDE BIBLIOGRAPHIOUE

I.4.1. Les radars de forage

A notre connaissance, un seul radar de forage est pour l'instant disponible sur le marché. Il s'agit du système RAMAC, commercialisé par la société ABEM. Ce système est opérationnel depuis les années 1985, et a été utilisé de nombreuses fois pour des applications telles que l'exploration minière, la détection de tunnel, la construction souterraine, ou le stockage de déchets nucléaires.

Ce système de type impulsionnel possède plusieurs antennes (dipôles chargés) adaptables au radar. Ces dernières fonctionnent dans la gamme de fréquence 10 - 80 MHz. Le facteur de performance Q de ce système est de 150 dB, la puissance maximale du pulse émis est de 500 W, avec un taux de répétition de 43 KHz. L'impulsion est générée par la décharge d'un câble coaxial dans un transistor à avalanche.

OLSSON a utilisé le radar de forage RAMAC pour détecter des fractures dans un milieu granitique (OLSSON 1992). Les fréquences de fonctionnement du système lui ont permis d'obtenir une résolution de l'ordre de 1 à 3 m dans ce type de roche cristalline. Des investigations jusqu'à des distances de 100 m et de 200 à 300 m ont été réalisées respectivement en mode de réflexion et de transillumination.

En mode de réflexion, les antennes d'émission et de réflexion sont distinctes et séparées de 14.5 m. La figure I.11 montre les radargrammes obtenus dans ces conditions avec une fréquence centrale de 22 MHz. La profondeur d'investigation (ou le temps de propagation des ondes) est représentée sur l'axe des ordonnées, tandis que le déplacement de 0 à 250 m des antennes dans le forage est représenté sur l'axe des abscisses. Les réflexions indiquées par les flèches sont causées par des fractures. La figure I.12 explique que seules les réponses "linéaires" sont représentatives des fractures.



Figure I.11: Radargramme obtenu dans un milieu granitique avec le radar de forage RAMAC en mode de réflexion équipé d'une antenne 22 MHz (d'après OLSSON).





La figure I.13 illustre la réponse en transillumination du radar à 22 MHz lorsque les forages sont distants de 112 m. Sur l'axe des ordonnées, nous observons le temps de propagation des ondes converti ici en profondeur d'investigation de 0 à 210 m, et sur l'axe des abscisses, le déplacement de l'émetteur dans un forage entre les profondeurs de 50 à 190 m (l'antenne de réception est fixe dans le deuxième forage). Les premières hyperboles sont causées par la réponse directe entre antennes d'émission et de réception. La flèche et la notation K indiquent la réflexion d'une fracture.



Figure I.13: Radargramme obtenu en milieu granitique avec le radar de forage RAMAC en mode de transillumination équipé d'une antenne 22 MHz (d'après OLSSON).

De nombreux travaux sur les radars de forage ont également été menés par des organismes de recherche qui ont réalisé et testé de nombreux prototypes. Citons à titre d'exemple les travaux de NICKEL (NICKEL 1983).

Ce dernier a effectué des expérimentations en forage dans des mines de sel. Les cavités recherchées sont de craie, d'anhydrite ou de basalte. Pour cela, des forages d'une profondeur supérieure à 3 km et espacés de 470 m ont été percés. L'objectif étant encore ici l'investigation à grande distance, des fréquences entre 20 et 40 MHz ont été choisies.

Des mesures ont d'abord été effectuées en fréquentiel entretenu à une fréquence de 22.5 MHz entre 2 forages de manière à obtenir l'atténuation du milieu entre une distance connue.

La signature des cavités est obtenue en radar impulsionnel en mode de réflexion dans un forage. Une fréquence centrale de 40 MHz a permis une investigation de l'ordre de 300 m, et une fréquence centrale de 20 MHz a permis une investigation jusqu'à 600 m.

I.4.2. Les radars de surface

Deux principaux radars commerciaux de surface se partagent le marché. Il s'agit du PULSE EKKO de SENSORS & SOFTWARE, et du SIR10 de la société G.S.S.I. (GEOPHYSICAL SURVEY SYSTEMS, INC.).

Ces deux radars possèdent un certain nombre d'antennes adaptables au système et dont les fréquences centrales de fonctionnement varient de 50 à 1000 MHz. Les performances de ces radars varient suivant la fréquence centrale de l'antenne utilisée.

Le PULSE EKKO (figure I.14) émet une impulsion de 1000 V lorsqu'il travaille avec l'antenne 100 MHz. La tension minimale de réception est de 200 μ V, le facteur de performance Q du système est de 98.5 dB (ANNAN 1992).

Nous pouvons citer quelques caractéristiques du SIR 10 équipé d'antennes fonctionnant à 500 MHz et 1 GHz. Les tensions crêtes des générateurs d'impulsions sont respectivement de 100 V et de 50 V. Les puissances crêtes correspondantes sont de 42 W et 10 W. La figure I.15 montre une antenne et le dispositif de visualisation et de stockage des données du SIR10.

Quelques performances de radars réalisés par les laboratoires de recherche ont été relevées dans la littérature.



Figure I.14: Photographie du radar de surface: le Pulse Ekko



Figure I.15: Photographie du radar de surface: le SIR10

Une profondeur d'investigation de 15 m dans le charbon a été obtenue avec un radar impulsionnel de surface dont la fréquence de fonctionnement est de 120 MHz, et dont l'amplitude de l'impulsion émise est de 100 V (COON 1981).

CALDECOTT (CALDECOTT 1988) a réalisé un radar de surface impulsionnel pour détecter des tuyaux en céramique de 20 cm de diamètre enterrés à des profondeurs inférieures à 4.5 m dans le sol. Un facteur de performance de 104 dB du système est nécessaire pour atteindre ces cibles dans un milieu supposé atténuer à un taux de 11.5 dB/m (11.5*2*4.5=103.5 dB).

Le radar, composé d'un générateur et d'un oscilloscope est schématisé figure I.16. Le générateur délivre des impulsions d'une largeur de 3 ns et de 200 V d'amplitude avec un taux de répétition de 25 kHz. Le niveau de bruit à l'entrée du récepteur (un oscilloscope à échantillonnage) est de 10 mV.

Le facteur de performance Q de ce système est de 99 dB. Il est obtenu en considérant d'une part les pertes amenées par les antennes et le câble de réception, et d'autre part le gain de l'amplificateur de réception. Cette dynamique autorise des investigations jusqu'à des profondeurs atteignant 4.3 m.

Le facteur Q est difficilement améliorable. L'amplitude maximale délivrée par le générateur est limitée pour les faibles largeurs d'impulsions (inférieures à 10 ns). En effet, elles sont générées par des composants rapides dont les temps de montée se dégradent aux amplitudes élevées.



gain des amplificateurs: +30dB atténuation due aux antennes et au câble de réception: 17dB

Figure I.16: Synoptique simplifié du radar impulsionnel en terme de performance du radar (d'après CALDECOTT)

Le gain des amplificateurs faible bruit est également limité en radar de surface afin que les niveaux d'interférence créés entre le signal amplifié et les émetteurs de T.V. restent inférieurs au niveau de bruit de l'oscilloscope numérique. IIZUKA (IIZUKA 1984) a réalisé un radar de surface à impulsions synthétiques pour la détection de cibles de petites tailles (une centaine de cm) enterrées à des faibles profondeurs (quelques cm) dans des milieux très conducteurs (atténuation de 95 dB/m). Les antennes d'émission et de réception utilisées sont de type spirale conique avec un sens de polarisation circulaire opposé de manière à limiter le couplage entre les deux antennes qui sont proches l'une de l'autre.

L'émetteur est un oscillateur à fréquence variable suivi d'un amplificateur qui délivre une puissance de 1 W. Les fréquences générées varient de 315 à 803 MHz par pas de 15.72 MHz. L'atténuation et le déphasage induits par les longueurs de câbles et les antennes sont quantifiées et une correction des mesures fréquentielles est effectuée.

2 tuyaux en matière plastique remplis d'eau, d'un diamètre de 7.6 cm, enterrés à 35 cm dans le sol et séparés de 15 cm ont été détectés par le radar. Ce dernier fournit une résolution inférieure à la longueur d'onde dans le milieu (de l'ordre de la dizaine de cm). Des substances organiques telles qu'un poulet, des bananes, un poisson, ont également été détectées, à une profondeur de 35 cm.

ROBINSON (ROBINSON 1974) a réalisé un radar à impulsions synthétiques de surface à partir d'un analyseur de réseau vectoriel. Des antennes de surface très large bande couvrant la plage de fonctionnement choisie pour l'analyseur de réseau ont été réalisées. Les fréquences s'étendent de 400 MHz à 3440 MHz par pas de 80 MHz. L'impulsion émise (figure I.17.a) a une largeur "T" de 1.1 ns. La cible est un block de paraffine dont le volume est de 26*26*10 cm³. La figure I.17.b illustre la réponse de la cible dans l'air à une distance de 90 cm des antennes. La figure I.17.c illustre la réponse de la même cible enterrée dans du sable à quelques centimètres de profondeur. Un taux de corrélation important entre la réponse de la cible dans l'air et dans le milieu est obtenu.

Nous voyons d'après les quelques exemples tirés de la littérature, que les radars de forage réalisés jusqu'à maintenant fonctionnent aux basses fréquences et sont destinés aux applications à grandes distances d'investigation. Les radars de surface sont par contre plus particulièrement destinés aux applications faibles profondeurs et grande résolution. Les performances moyennes de ces radars sont de l'ordre de la dizaine de cm pour la résolution et une distance d'investigation de 1 m (distance aller-retour) dans un milieu moyennement conducteur.

L'objectif de notre travail est d'allier les techniques et les performances des radars de surface et de forage pour réaliser un radar de forage hautes fréquences et haute résolution fonctionnant en mode de transillumination (crosshole) pour détecter des fissures de quelques
cm d'épaisseur dans des roches cristallines faiblement conductrices jusqu'à des profondeurs d'investigation de 10 m environ (distance aller-simple). Nous présentons ci dessous les résultats finaux obtenus avec nos radars réalisés, de manière à situer leurs performances parmi celles des radars existants.



c)



I.4.3. Les radars réalisés

Les radars de forage réalisés fonctionnent autour de 500 MHz. La résolution théorique obtenue est donc de l'ordre de quelques cm.

Le facteur de performance obtenu avec les radars impulsionnels réalisés est de 123 dB, et celui obtenu avec les radars à impulsions synthétiques est de 107 dB.

Ces facteurs de performance sont supérieurs à ceux des radars de surface décrits dans la littérature, voisins de 100 dB.

L'estimation de la portée des radars de forage réalisés est de l'ordre de 18 m (distance aller simple) dans les terrains granitiques explorés lors de nos campagnes de mesures. Une portée de 9 m (distance aller - retour) a été obtenue avec le radar de surface le PULSE EKKO équipé de ses antennes 225 MHz (antennes basses fréquences qui favorisent la propagation à grande distance d'investigation) dans ces mêmes milieux.

I.4.4. Les applications de polarimétrie

La polarimétrie concerne l'utilisation des propriétés des cibles qui re-rayonnent différemment suivant la polarisation de l'onde incidente.

I.4.4.1. Les radars de surface

De nombreux auteurs (CALDECOTT 1988) (MOFFATT 1976) ont utilisé le principe de la paire de dipôles disposée orthogonalement de manière à réaliser un radar de surface sensible aux objets enterrés, et insensible aux stratifications horizontales des couches que forment le milieu géologique. La transpolarisation des ondes est observable dans le cas d'objets de petites tailles par rapport à la longueur d'onde, et non pas dans le cas de structures planes infinies. La réponse temporelle des objets comme les tuyaux est d'amplitude maximale lorsque ces derniers sont situés à 45 ° des bras de l'antenne. Il est donc nécessaire de couvrir le sol 2 fois en effectuant une rotation de 45 ° des antennes entre les deux passages afin de détecter des cibles dont l'orientation est à priori inconnue.

Il a été observé par la mesure, que la réflexion des objets linéaires comme les tuyaux ou les câbles, était très dépendante de la polarisation de l'onde incidente. Lorsque l'orientation de l'objet enterré est inconnue et que l'antenne est déplacée parallèlement à l'objet, les réflexions sont faibles, même si l'antenne est située exactement au dessus de l'objet (DANIELS 1988). L'expérience et les résultats correspondants (figure I.18) illustre l'effet de polarimétrie des objets. SATO (SATO 1993) a mesuré les différents niveaux de signal reçus lorsque l'orientation ϕ des antennes d'émission et de réception varie par rapport à celle de la cible. Les cibles sont ici un tuyau conducteur de 10 cm de diamètre et une plaque plate conductrice (60*120 cm) tous deux enterrés dans le sol à une profondeur de 1.5 m.



a)

b)

Figure I.18: Polarimétrie des objets (d'après SATO) a) tuyau conducteur b) plaque plate métallique

I.4.4.2. Les radars de forage

En forage, la polarimétrie a également été testée (SATO 1993): la figure I.19 présente deux types de sondes. La sonde "a" fonctionne en co-polarisation dans un forage unique. Les deux antennes émettrices et réceptrices de la sonde sont identiques. Elles fonctionnent toutes deux en polarisation verticale. La figure I.20.a illustre l'image obtenue dans un milieu granitique avec cette sonde. Les résultats peuvent être comparés à ceux obtenus avec une sonde à polarisation croisée (figure I.19.b) caractérisée par une antenne d'émission à polarisation horizontale et une antenne de réception à polarisation verticale. L'image radar correspondante est illustrée figure I.20.b. La différence de résultats entre ces deux expériences est manifeste et prouve l'intérêt de la polarimétrie en forage.



a) Polarisation linéaire b) Polarisation croisée

Figure I.19: Présentation des sondes en radar de forage (d'après SATO)



Figure I.20: Images obtenues en radar de forage en milieu granitique (d'après SATO)

I.4.5. Nos expériences en polarimétrie [GOURRY 95]

Nous avons choisi de réaliser des radars fonctionnant en polarisation linéaire: les antennes d'émission et de réception sont identiques. Nous comparons les images obtenues avec un radar équipé d'antennes à polarisation verticale et un radar équipé d'antennes à polarisation horizontale. A notre connaissance, aucune comparaison de ce type n'a été traitée dans la littérature.

Nous présentons figure I.21 (p. 38), les images obtenues en radar impulsionnel dans le granite de Budduso. Ces images montrent des traces représentatives de la réflexion des fractures. Ces traces sont différentes suivant les deux polarisations, mais cette différence n'est cependant pas très marquée. Les fractures repérées dans ce milieu sont en fait toutes horizontales ou sub-horizontales avec un faible pendage (inférieur à 30°). Ce milieu composé de fractures de même orientation n'est donc probablement pas le milieu optimum qui permet de vérifier la complémentarité du radar à polarisation verticale et du radar à polarisation horizontale.

CONCLUSION

Ce premier chapitre de présentation générale était destiné à se familiariser avec les termes et les ordres de grandeur relatifs aux radars de géophysiques. La description de l'utilisation du radar sur le terrain, de la représentation et du traitement des traces a été effectuée et facilitera la compréhension des chapitres suivants.

Nous connaissons également les performances et les limites des radars de géophysiques disponibles actuellement. Les radars de forage sont généralement destinés à la recherche de cavités géologiques pour des investigations très profondes de l'ordre de 400 m. Les radars de surface sont destinés aux investigations à faible profondeur, de l'ordre du mètre avec des précisions de l'ordre du centimètre. Ils sont utilisés pour la détection de petits objets enterrés tels que des tuyaux.

Les besoins en radar de géophysique se diversifient. Il est nécessaire aujourd'hui de réaliser des radars de forage à distance d'investigation moyenne (de l'ordre de la dizaine de mètre) et fournissant une résolution de l'ordre du centimètre. Ces radars sont entre autres destinés à la recherche de fractures dans les milieux granitiques ou calcaire.

La réalisation de nouveaux radars durant cette étude répond à ce nouveau besoin. En effet, la performance des radars réalisés, indicateur sûr de la distance d'investigation du système, est de 123 dB contre 100 dB pour les systèmes existants en surface. Le chapitre III

permettra sur des exemples précis de mieux cerner l'avantage d'un bon facteur de performance sur la détection de cibles.

Il faut tout de même préciser que les radars expérimentaux réalisés sont moins bien adaptés pour une utilisation sur le terrain que les radars commerciaux. Ces derniers permettent une visualisation des traces radars, ainsi qu'un traitement des signaux en temps réel.

La possibilité d'ajuster les gains des amplificateurs de réception en fonction de la profondeur prospectée est également un avantage important des radars de terrain. En effet, un système de puissance importante et non contrôlable comme le notre ne permettrait pas des investigations à la fois proche et lointaine au risque de saturer et de détériorer les éléments de réception. Cette possibilité n'est cependant pas indispensable en radar de forage puisque la distance minimale de prospection est au moins équivalente à la distance inter-forages et est supérieure à 7 m.

Nous avons également montré les images obtenues en milieu granitique avec les radars à impulsions synthétiques à polarisation horizontale et verticale. Les différences inhérentes à la polarisation des antennes ne sont pas franches dans le type de terrain exploré, pour lequel les fractures ont toutes la même orientation. Le chapitre II présente l'étude de la propagation théorique dans les milieux géologiques et montre la différence de comportement des ondes réfléchies sur les fractures suivant l'orientation de cette dernière et suivant la polarisation de l'onde incidente.

Profondeur du récepteur dans le forage (m)





CHAPITRE II

ETUDE THEORIQUE DE LA PROPAGATION EN MILIEU GEOLOGIQUE

INTRODUCTION

Ce chapitre est réservé à la présentation de quelques notions théoriques concernant la propagation en milieu géologique.

Dans un premier temps, nous présentons le vecteur de propagation, la constante d'atténuation et le vecteur déphasage linéique, représentatifs du milieu de propagation. Nous décrivons les deux types de courant qui circulent dans les milieux géologiques: le courant de déplacement et le courant de conduction.

Quelques caractéristiques électriques de milieux géologiques classiques sont également présentées.

Dans un deuxième temps, nous étudions les phénomènes de réflexion et de transmission qui prennent naissance sur une interface infinie, sensée représenter une fracture. Nous distinguons la polarisation orthogonale de la polarisation parallèle. Cette étude simplifiée établie à partir de l'optique géométrique est menée dans le cas de milieux géologiques sans pertes.

Une étude plus détaillée et plus précise est ensuite menée grâce à la résolution des équations de Maxwell dans le cas de milieux géologiques avec et sans pertes. Nous présentons l'évolution du champ E en fonction de la profondeur du récepteur dans le forage lorsque les paramètres tels que permittivité relative, conductivité, fréquence, et distance inter-forages varient.

Dans le cadre de cette étude plus rigoureuse, nous présentons les phénomènes de réflexion des ondes qui apparaissent sur l'interface sol/air dans le cas de la polarisation parallèle et orthogonale, et comparons ces résultats à ceux fournis par la méthode de l'optique géométrique.

Nous concluons sur l'intérêt ou non d'utiliser deux types d'antennes pour la détection de certaines cibles.

II.1. PROPAGATION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE PLANE DANS UN MILIEU GEOLOGIOUE HOMOGENE

L'expression du champ E qui se propage dans un milieu géologique déterminé est obtenue en résolvant l'équation d'onde ou équation d'Helmoltz. Elle est donnée par (E.II.1):

$$E(r) = E_0 \exp(-\gamma r + j\omega t)$$
(E.II.1)

où E(r) est la composante électrique complexe du champ électromagnétique, r est le vecteur indiquant la position d'observation [m], E_0 est le champ électrique complexe en r = 0 [V.m⁻¹], γ est le vecteur phaseur de propagation dans le milieu, ω est la pulsation du signal [rad.s⁻¹], $j = \sqrt{-1}$.

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta.$$
 (E.II.2)

 ϵ , σ et μ sont les caractéristiques électriques et magnétique du milieu de propagation.

α, partie réelle du vecteur phaseur de propagation est le vecteur d'affaiblissement linéique [Np/m].

 β , partie imaginaire du vecteur phaseur de propagation est le vecteur déphasage linéique [rad/m].

Les expressions détaillées de α et de β obtenues par identification des 2 membres de l'équation E.II.2 sont données par E.II.3:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon_0 \varepsilon_r}{2}} (\sqrt{1 + (\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r})^2} - 1) \quad [Np/m]$$

$$\alpha_{[dB/m]} = 8.686 \alpha_{[Np/m]} \qquad (E.II.3)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon_0 \varepsilon_r}{2}} (\sqrt{1 + (\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r})^2} + 1) \quad [rad/m]$$

Dans le cas de l'onde plane uniforme, le vecteur d'affaiblissement linéique α est colinéaire au vecteur déphasage linéique β et les plans équiamplitudes (plans perpendiculaires au vecteur α) coïncident avec les plans équiphases (perpendiculaires au vecteur β). L'affaiblissement maximal apparaît alors dans la direction de propagation.

La vitesse de propagation de l'onde appelée vitesse de phase (v) est déduite du vecteur déphasage linéique par la relation:

$$v = \frac{\omega}{\beta}$$
 [m/s]. (E.II.4)

II.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU MILIEU GEOLOGIQUE

Le champ électrique dans les matériaux donne naissance au mouvement de charges électriques et donc de courants électriques. Nous pouvons distinguer 2 types de courant: le courant de conduction et le courant de déplacement.

Le courant de conduction:

Il apparaît dès qu'il y a des charges libres dans le matériau (métal, sels en solution). Les charges se déplacent dès l'application d'un champ E et s'arrêtent lorsque celui ci s'annule (figure II.1). Ce déplacement des charges provoque une dissipation d'énergie. L'énergie est extraite du champ électromagnétique et transférée irréversiblement au milieu. Dans les matériaux simples, une équation établit la relation entre courant de conduction (J_c) et le champ E:

$$J_{c} = \sigma E \tag{E.II.5}$$

où σ est la conductivité électrique du milieu (S/m).

La conductivité est très dépendante de la densité de charge contenue dans le milieu. Dans les matériaux réels, elle n'est pas constante et varie notamment avec la fréquence d'oscillation du champ E.

COURANT DE CONDUCTION



Figure II.1: Illustration du mouvement des charges qui produit le courant de conduction.

Le courant de déplacement ou de polarisation:

Il est crée par le déplacement des charges liées à l'intérieur d'un atome ou d'une molécule. Lors de l'application d'un champ E, une polarisation apparaît: les charges se déplacent légèrement autour de leur position d'équilibre pour y retourner dès l'annulation du champ (Fig. II.2). Le déplacement de ces charges et leur retour à leur position d'équilibre s'accompagne d'un transfert d'énergie (stockage et restitution) entre le champ électromagnétique et le milieu.

Le courant de déplacement qui apparaît lors de l'application d'un champ E se traduit sous forme mathématique par l'équation :

$$J_{\rm D} = \varepsilon \frac{dE}{dt}$$
(E.II.6)

où ε est la permittivité du matériau [Farads/m],

 $\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$ est la permittivité relative du matériau [sans unité],

 $\varepsilon_0 = 8.854 \ 10^{-12}$ F/m, la permittivité du vide.

COURANT DE DEPLACEMENT



Figure II.2: Illustration du mouvement des charges qui produit le courant de déplacement.

Courant total:

Dans n'importe quel matériau, l'application d'un champ donne naissance aux 2 types de courant. Selon la fréquence du champ et la nature du matériau, l'un sera prépondérant. Le courant total (J) s'exprime selon la formule :

$$J = J_{c} + J_{D}$$
$$J = \sigma E + \varepsilon \frac{dE}{dt}$$
(E.II.7)

Pour les variations sinusoïdales du temps, nous pouvons écrire :

$$J = (\sigma + j\omega\varepsilon)E$$
(E.II.8)

avec $\omega = 2\pi f$, la fréquence angulaire, f, la fréquence d'excitation.

Le courant de déplacement est dépendant de la fréquence. La figure II.3 montre l'évolution des deux courants en fonction de la fréquence lorsque ε et σ sont des constantes.



Figure II.3: Evolution du courant total en fonction de la fréquence.

Il existe une fréquence f_T de transition pour laquelle les deux courants sont égaux. On a dans ce cas les égalités:

et

$$\mathbf{f}_{\mathrm{T}} = \frac{\sigma}{2\pi\epsilon}.$$
 (E.II.9)

On définit la tangente à l'angle de perte comme le rapport entre courant de conduction et de déplacement. La tangente à l'angle de perte s'exprime selon E.II.10 lorsque la permittivité ε est supposée réelle.

$$\tan \delta = \frac{|\mathbf{J}_{\rm C}|}{|\mathbf{J}_{\rm D}|} = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}.$$
 (E.II.10)

La permittivité est en fait un paramètre complexe qui s'écrit: $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ où ε'' traduit les pertes diélectriques du matériau. La conductivité s'exprime en fonction de ε " selon: $\sigma = \varepsilon$ " ω , d'où l'expression de la tangente à l'angle de perte (VON HIPPEL 1961):

$$tg\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \tag{E.II.11}$$

Nous pouvons distinguer 2 zones de travail.

• 1) Une première zone où les fréquences sont inférieures à la fréquence de transition:

$$f < f_T \Rightarrow \sigma > \omega \epsilon.$$
 (E.II.12)

Cette dernière inégalité permet de simplifier l'expression de α , de β et donc de v:

$$f < f_T \implies v = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}}$$

(E.II.13)

 $\alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$

et

et

La vitesse et la constante d'atténuation croissent avec la fréquence. Les mécanismes de conduction dominent et le milieu est dispersif.

• 2) Une deuxième zone où les fréquences sont supérieures à la fréquence de transition:

$$f > f_T \Rightarrow \sigma < \omega \epsilon.$$
 (E.II.14)

Cette deuxième inégalité permet de simplifier l'expression de α , de β et donc de v:

 $f > f_{T} \implies v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r}}}$ $\alpha = \frac{1}{2} Z_{0} \frac{\sigma}{\sqrt{\epsilon_{r}}}$ (E.II.15) $\alpha = \sqrt{\frac{\mu_{0}}{\epsilon_{0}}} = 120 \ \pi = \text{impédance du vide } [\Omega].$

L'énergie se propage dans le milieu comme une onde avec peu ou pas de dispersion.

La figure II.4 montre l'évolution de la vitesse de propagation de l'onde ainsi que son atténuation en fonction de la fréquence dans le cas simplifié ou permittivité et conductivité sont constantes.



Figure II.4: Evolution de la vitesse et de l'atténuation en fonction de la fréquence.

Dans le domaine du radar, où un spectre étendu de fréquences est émis, il est préférable de travailler aux fréquences supérieures à f_T où l'on peut en première approximation considérer la vitesse des ondes constante par rapport à la fréquence.

La Figure II.5 donne un ordre de grandeur des distances atteintes par une onde atténuée de 100 dB par le milieu, dans le cas d'une transmission dans le domaine de propagation de l'onde $(f > f_{T})$.



ATTENUATION DU MILIEU DE 100 dB

Figure II.5: Evolution de la portée en fonction de la conductivité pour une atténuation du milieu de 100 dB.

Lorsque $\sigma = 200$ mS/m on peut détecter à moins d'un mètre, et lorsque $\sigma = 1$ mS/m, la distance excède 100m. Ceci explique pourquoi le radar fonctionne très bien dans certains terrains, et mal dans d'autres. Il faut préciser que l'atténuation totale subie par l'onde dans un milieu est produite par la constante d'atténuation mais aussi par le terme de propagation qui s'exprime suivant $\left(\frac{\lambda_{milieu}}{4\pi R}\right)^2$ où R est la distance parcourue par l'onde.

Les matériaux géologiques:

Les propriétés électriques d'un milieu géologique sont déterminées en grande partie par la quantité d'eau qu'il contient.

Les molécules d'eau ont un moment dipolaire intrinsèque naturel qui lui procure une permittivité relative très élevée ($\varepsilon_r = 80$). La figure II.6 montre l'évolution de la permittivité relative en fonction de la quantité d'eau contenue dans le milieu.



Figure II.6: Variation de la permittivité relative et de la vitesse en fonction de la teneur en eau (d'après Annan).

Les ions dissous dans l'eau donnent également naissance à un mécanisme de conduction électrique.

La figure II.7 présente les variations de conductivité et de 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.

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. Entre 100 MHz - 50 GHz, gamme de

fréquences à l'intérieur de laquelle nous travaillons, la conductivité varie fortement avec la fréquence.





Le tableau ci dessous donne la permittivité relative, la conductivité, la vitesse de propagation des ondes et la constante d'affaiblissement de quelques matériaux géologiques à la fréquence de 100 MHz (DAVIS 1989). La dernière colonne fournit les fréquences de transition de ces matériaux.

matériau	ε	σ (mS/m)	v (cm/ns)	α. (dB/m)	f _T (MHz)
air	1	0	30	0	0
eau distillée	80	0.01	3.3	2.10-3	0.002
eau fraîche	80	0.5	3.3	0.1	0.112
eau de mer	80	3.104	1	10 ³	6 740
sable sec	3 - 5	0.01	15	0.01	0.045
sable saturé	20 - 30	0.1 - 1	6	0.03 - 0.3	0.360
calcaire	4 - 8	0.5 - 2	12	0.4 - 1	3
schiste	5 - 15	1 - 100	9	1 - 100	18
boue	5 - 30	1 - 100	7	1 - 100	9
argile	5 - 40	2 - 1000	6	1 - 300	449
granite	4 - 6	0.01 - 1	13	0.01 - 1	0.180
sel sec	5-6	0.01 - 1	13	0.01 - 1	0.180
glace	3 - 4	0.01	16	0.01	0.060

Tableau II.1: caractéristiques électriques de quelques matériaux géologiques.

La permittivité relative du granite est donc approximativement de 5, sa conductivité à 100 MHz est proche de 0.001 S/m et la fréquence de transition de ce milieu est de 180 kHz. Les fréquences avec lesquelles nous travaillons sont donc largement supérieures à cette fréquence de transition.

II.3. REFLEXION ET REFRACTION DES ONDES ELECTROMAGNETIOUES PLANES SUR UNE INTERFACE: APPROXIMATION DE L'OPTIOUE GEOMETRIOUE

Le milieu géologique sondé lors de nos campagnes de mesures est constitué par des roches ornementales (granite ou marbre) et présente de faibles pertes diélectriques. C'est pourquoi, dans le but de décrire les phénomènes de réflexion et de réfraction électromagnétiques qui prennent naissance sur une surface séparant deux milieux caractérisés par des permittivités différentes, on peut considérer en première approximation, les milieux en question sans pertes. Pour simplifier encore l'étude, l'onde incidente est considérée comme plane.

Nous traitons dans cette partie la réflexion d'une onde plane uniforme sur un demi milieu infini car on assimile une fracture à un plan infini. Ce modèle très simplifié du milieu géologique et de la fracture permet de fournir des ordres de grandeur et de montrer les différences inhérentes aux deux types de polarisation de l'onde (polarisation orthogonale et parallèle).

Nous modélisons par ailleurs le coefficient de réflexion d'une onde plane en incidence normale sur une lame remplie d'air. Ce modèle peut représenter une fracture remplie d'air dans un milieu géologique.

Le premier modèle utilisé est composé de 2 demi-espaces 1 et 2 séparés par une interface (figure II.8). L'onde incidente se propage dans le milieu 2 avec un angle d'incidence θ_0 par rapport à la normale de l'interface et se réfléchit avec un angle θ_2 par rapport à cette normale. L'angle de réfraction est θ_1 . Les milieux 1 et 2 sont caractérisés par leurs paramètres électriques respectivement : la permittivité diélectrique relative ε_{r1} et ε_{r2} , et la conductivité électrique σ_1 et σ_2 . La perméabilité magnétique des diélectriques est supposée égale à celle du vide (μ_0). γ_1 et γ_2 sont les constantes de propagation respectives des deux milieux.



Figure II.8: Réflexion et réfraction sur une interface.

Les phénomènes de réflexion et de réfraction qui se produisent sur une interface sont décrits par les équations de Snell et de Fresnel.

D'après les lois de Snell :

où

$$\sin \theta_2 = \sin \theta_0$$

$$\gamma_2 \sin \theta_0 = \gamma_1 \sin \theta_1$$
(E.II.16)

$$\gamma_i = \sqrt{-\omega^2 \varepsilon_i \mu_i + j \mu_i \sigma_i \omega}$$
(E.II.17)

Dans le cas général et indépendamment du type d'antenne employé (à polarisation verticale ou horizontale), le champ électrique E se décompose en deux composantes: une composante de champ électrique à polarisation parallèle $E_{//}$ (le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence) et une composante de champ électrique à polarisation orthogonale E_{\perp} (le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence). La figure II.8 illustre la décomposition du champ E_i incident en composantes parallèle et orthogonale.

On définit les coefficients de réflexion en puissance
$$\mathbf{R}_{II} = \left| \frac{E_{II} réfléchi}{\mathbf{E}_{II} incident} \right|^2$$
 et $R_{\perp} = \left| \frac{E_{\perp} réfléchi}{E_{\perp} incident} \right|^2$
et de transmission $\mathbf{T}_{II} = \left| \frac{E_{II} transmis}{\mathbf{E}_{II} incident} \right|^2$ et $T_{\perp} = \left| \frac{E_{\perp} transmis}{E_{\perp} incident} \right|^2$.

Ces coefficients, issus des équations de Fresnel s'écrivent selon E.II.18 (STRATTON, 1961):

$$R_{II} = \frac{tg^{2}(\theta_{0} - \theta_{1})}{tg^{2}(\theta_{0} + \theta_{1})} \qquad R_{\perp} = \frac{\sin^{2}(\theta_{1} - \theta_{0})}{\sin^{2}(\theta_{1} + \theta_{0})}$$

$$T_{II} = \frac{\sin(2\theta_{0})\sin(2\theta_{1})}{\sin^{2}(\theta_{0} + \theta_{1})\cos^{2}(\theta_{0} - \theta_{1})} \qquad T_{\perp} = \frac{\sin(2\theta_{0})\sin(2\theta_{1})}{\sin^{2}(\theta_{0} + \theta_{1})}$$
(E.II.18)

où R+T =1

La figure II.9 a et b illustre l'évolution des coefficients de réflexion en fonction de l'angle d'incidence θ_0 lorsque l'onde incidente est émise dans le milieu le plus dense (a), puis lorsque l'onde incidente est émise dans le milieu le moins dense (b). Plusieurs permittivités relatives sont utilisées pour caractériser le milieu géologique: 5 / 8 / 25 / 80.

Les coefficients de réflexion dépendent fortement du contraste de permittivité entre les deux milieux et diffèrent selon la polarisation. Deux angles particuliers peuvent être relevés: θ_B angle de Brewster et θ_C , l'angle critique.

L'angle de Brewster apparaît en polarisation parallèle et correspond à une transmission totale.

$$\theta_{B} = Arctg \sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}}.$$
 (E.II.19)

L'angle critique apparaît lorsque l'onde incidente est émise dans le milieu diélectrique (le milieu de permittivité relative supérieure), pour les deux types de polarisation. Lorsque l'angle d'incidence est supérieur ou égal à l'angle critique, il se produit une réflexion totale sur la surface et apparaissent des ondes dites évanescentes (non uniformes) pour lesquelles les angles de transmission sont complexes.

$$\theta_{c} = Arc \sin \sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}}.$$
 (E.II.20)

En résumé, les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent du type de polarisation de l'onde incidente: c'est pourquoi le système utilise deux couples d'antennes d'émission et de réception, l'un à polarisation verticale (antennes biconiques), et l'autre à polarisation horizontale. Ainsi, selon son orientation, un plan de fracturation sera plus facilement détectable suivant l'une ou l'autre des polarisations.

Dans le cas des milieux sans pertes, et excepté la configuration de la réflexion totale, les coefficients de réflexion et de réfraction sont réels.

Les phénomènes de réflexion et de réfraction sont profondément modifiés par l'existence d'une conductivité dans l'un des milieux. Les lois de Snell et de Fresnel restent valables de façon formelle mais, comme dans le cas de la réflexion totale, les valeurs complexes de l'angle θ_1 conduisent à une interprétation physique totalement différente (STRATTON, 1961). WAIT traite les phénomènes de réflexion et de réfraction qui prennent naissance dans les milieux à pertes (WAIT 1987).

Réflexion sur une lame mince

Après avoir quantifier l'effet de réflexion et de réfraction sur un demi milieu, il est intéressant à présent d'étudier le cas d'une lame d'air dans un milieu infini. Son aptitude à réfléchir ou à transmettre une onde (supposée plane et uniforme) dépend dans ce cas de son épaisseur par rapport à la longueur d'onde. En incidence normale, les coefficients de réflexion et de transmission en puissance sont donnés par les expressions :

$$R = \left| \frac{r_{12} + r_{23} \exp(-2\gamma_2 d)}{1 + r_{12} r_{23} \exp(-2\gamma_2 d)} \right|^2$$
(E.II.21)

avec

$$r_{jk} = \frac{\mu_k \gamma_j - \mu_j \gamma_k}{\mu_k \gamma_j + \mu_j \gamma_k}$$
(E.II.22)

où
$$\varepsilon_i = \varepsilon_{ri} \cdot \varepsilon_0$$
, $\mu_i = \mu_0$.

$$T = \left| \frac{1}{(1+Z_{12})(1+Z_{23})} \frac{4 \exp[(\gamma_3 - \gamma_2)d]}{1 + r_{12}r_{23}\exp(-2\gamma_2 d)} \right|^2$$
(E.II.23)

où

 $Z_{jk} = \frac{\mu_j}{\mu_k} \left(\frac{\alpha_k^2 + \beta_k^2}{\alpha_j^2 + \beta_j^2} \right)^{\frac{1}{2}} \exp(il_{jk})$ (E.II.24)

et

 $tg(l_{jk}) = \frac{\alpha_j \beta_k - \alpha_k \beta_j}{\alpha_j \alpha_k + \beta_k \beta_j}$

La figure II.10 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur d de la lame d'air pour quelques fréquences variant entre 200 MHz et 1000 MHz.

Le module du coefficient de réflexion maximum de 0.5 est obtenu pour des épaisseurs de lame $d = (2p+1)\frac{\lambda_2}{4}$, avec p: un entier naturel et λ_2 la longueur d'onde dans la lame (lame d'air dans notre cas).

A 500 MHz, l'épaisseur de la lame donnant le coefficient de réflexion le plus grand est de 15 cm et à 1 GHz, cette épaisseur est de 7.5 cm. L'utilisation des hautes fréquences s'avère donc nécessaire pour détecter de fines fractures.



Figure II.9: Réflexion d'une onde plane sur une interface infinie séparant 2 demi-espaces: l'air et un diélectrique ($\varepsilon_r = 5 / 8 / 25 / 80$)



Figure II.10: Réflexion d'une onde plane sur une lame d'air d'épaisseur "d" dans un milieu diélectrique de permittivité relative de 6.6 pour plusieurs fréquences: 200 / 500 / 800 / 1000 MHz.

II.4. ETUDE DE LA PROPAGATION THEORIOUE D'UNE ONDE SPHERIOUE DANS UN DEMI MILIEU

<u>II.4.1. Présentation de l'étude</u>

Nous verrons au paragraphe 2 du chapitre III, que le rayonnement des antennes biconiques et à polarisation horizontale réalisées peut s'apparenter en première approximation à celui produit respectivement par le dipôle demi-onde et la fente demi-onde taillée dans une plaque conductrice infinie. En effet, l'orientation et le diagramme de rayonnement des champs E et H en champ lointain de ces antennes sont similaires.

Les caractéristiques, telles que le diagramme de rayonnement, la distribution de courant et donc la hauteur effective de l'antenne dipôle sont parfaitement connues.

Dans le cadre de cette étude théorique de la propagation de l'onde électromagnétique dans un milieu géologique, les antennes sont assimilées à des dipôles élémentaires. Les dipôles élémentaires qui respectent le mieux l'orientation et le diagramme de rayonnement des champs rayonnés par les antennes dipôles et fente demi-onde lorsqu'elles sont en forage sont respectivement le DEV (Dipôle Electrique Vertical) et le DMV (Dipôle Magnétique Vertical). L'orientation des champs E émis ainsi que le diagramme de rayonnement en champ E de ces dipôles élémentaires sont donnés figure II.11. Dans le plan de l'élévation (plan qui passe par l'axe principal des antennes: figure II.12), le diagramme de rayonnement de ces doublets élémentaires est moins directif que celui présenté par les antennes demi-onde ou fente. Il évolue suivant "sin θ " dans le cas des dipôles élémentaires et suivant la fonction caractéristique

 $"F(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cdot \cos\theta)}{\sin\theta} "$ dans le cas des antennes dipôle et fente demi-onde. Une différence maximale de 2 dB existe entre ces deux diagrammes de rayonnement pour $\theta = 20^{\circ}$ (figure II.13).

Les dipôles élémentaires électriques sont des fils électriques de longueur dl très inférieure à la longueur d'onde dans le milieu. Ils sont parcourus par un courant $I_v = I_{ov} e^{j\omega t}$. Le moment électrique de ces antennes est $p = I_v dl$. L'axe du DEV est orienté suivant la direction \hat{e}_z .

Les dipôles élémentaires magnétiques sont des boucles circulaires de surface totale "da" et de diamètre très inférieur à la longueur d'onde dans le milieu. Elles sont parcourues par un courant $I_H = I_{0H} e^{j\omega t}$. Le moment magnétique de ces antennes est $m = I_H$ da. L'axe du DMV est orienté suivant la direction \hat{e}_z .



Figure II.11: Orientation des champs électromagnétiques et diagramme de rayonnement en champ E des dipôles élémentaires (a): DEV (b): DMV



Figure II.12: Description des plans d'élévation et azimutal d'une antenne.



Figure II.13: Evolution des fonctions $\sin\theta$ (—) et F(θ) (-.-.).

Dans une première partie de cette étude, nous exprimons les équations théoriques des champs E et H du DEV et du DMV rayonnés dans un demi milieu géologique surmonté par l'atmosphère.

Dans une deuxième partie, nous présentons des applications numériques concernant la propagation en milieu géologique infini. Nous quantifions l'influence des paramètres tels que la distance de propagation, les paramètres électriques du milieu et la fréquence sur l'intensité du champ reçu.

Dans une troisième partie, nous quantifions l'influence de l'interface sol/air sur l'intensité du champ E en fonction des profondeurs des antennes dans les forages pour différentes valeurs de distances inter-forages, de caractéristiques électriques et de fréquences.

En se reférent à la figure II.14, on observe que le champ E_{θ} émis par le DEV est polarisé parallèlement par rapport au plan d'incidence tandis que le champ E_{Ψ} émis par le DMV est polarisé orthogonalement. Nous comparons les phénomènes de réflexion qui apparaissent pour ces deux types de polarisation à ceux observés dans des conditions identiques par l'étude précédemment menée dans le cas de l'approximation de l'optique géométrique. Nous concluons sur la validité de la méthode simplifiée de l'optique géométrique ainsi que sur l'intérêt ou non de l'usage de deux types de polarisation pour la détection d'un obstacle tel que l'interface.



Figure II.14: Orientation des champs à polarisation parallèle et orthogonale lors de la réflexion d'un rayon sur l'interface sol / air.

II.4.2. Expressions théoriques des champs E et H

De façons générales, les deux milieux (1) et (2) ont pour caractéristiques électromagnétiques respectives (σ_1 , ε_1 , μ_1) et (σ_2 , ε_2 , μ_2). L'interface qui les sépare est confondue avec le plan (0, x, y). (figure II.15).



Figure II.15: Configuration des dipôles élémentaires dans le demi milieu infini.

Les points d'observation et d'émission M et M', tous deux situés dans le milieu (1) sont repérés par leurs coordonnées cylindriques (r, Ψ , z).

Le champ électromagnétique rayonné est solution des équations de Maxwell. Les composantes électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} du champ sont déduites des formules E.II.25 où $\vec{\Pi}_i$ est le potentiel de Hertz dans le milieu (i).

$$\vec{E}_{i} = \vec{rot} \ \vec{rot} \ \vec{\Pi}_{i}$$

$$\vec{H}_{i} = (\sigma_{i} + j\omega\epsilon_{i}) \ \vec{rot} \ \vec{\Pi}_{i}$$

$$(E.II.25)$$

Le vecteur $\vec{\Pi}_i$ s'exprime suivant la direction \hat{e}_z dans le cas du DEV ou du DMV (GABILLARD) (BANOS 1966).

DEV:
$$\Pi_i = \hat{e}_z \Pi_{iz}$$
 DMV: $\Pi_i = \hat{e}_z \Pi_{iz}$ (E.II.26)

Lorsque le dipôle élémentaire est plongé dans le milieu (1), le vecteur Π_i doit satisfaire l'équation d'onde:

DEV:
$$(\Delta - \gamma_1^2)\Pi_{1z} = \frac{-p d}{4\pi\sigma_1\epsilon_1}$$

 $(\Delta - \gamma_2^2)\Pi_{2z} = 0$
 $DMV: (\Delta - \gamma_1^2)\Pi_{1z} = -m d$
(E.II.27)
 $(\Delta - \gamma_2^2)\Pi_{2z} = 0$

où Δ est le laplacien et d, une fonction égale à 1 à l'intérieur de l'antenne et à 0 à l'extérieur.

Les solutions de ces équations sont des fonctions de Green exprimées sous forme intégrales. Les constantes d'intégration sont déterminées à partir des conditions aux limites déduites de la continuité des composantes tangentielles de \vec{E} et de \vec{H} à l'interface (z = 0). Les conditions aux limites s'expriment suivant les relations :

$$DEV: \quad \gamma_1^2 \Pi_{1z} = \gamma_2^2 \Pi_{2z} \qquad DMV: \quad \Pi_{1z} = \Pi_{2z} \qquad (E.II.28)$$
$$\frac{\partial \Pi_{1z}}{\partial z} = \frac{\partial \Pi_{2z}}{\partial z} \qquad \frac{\partial \Pi_{1z}}{\partial z} = \frac{\partial \Pi_{2z}}{\partial z}$$

Les composantes des vecteurs $\vec{\Pi}_i$ s'expriment suivant les relations:

DEV:
$$\Pi_{z1} = \frac{j\omega p}{4\pi\gamma_1^2} (G_{11} - G_{12} - \gamma_2^2 V_{11})$$
 DMV: $\Pi_{z1} = \frac{m}{4\pi} (G_{11} - G_{12} + U_{11})$ (E.II.29)

où:

G₁₁ et G₁₂ sont les fonctions de Green primaire:

$$G_{11} = \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z'+z)}}{u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda = \frac{e^{-\gamma_{1}R_{1}}}{R_{1}}$$

$$G_{12} = \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda = \frac{e^{-\gamma_{1}R_{2}}}{R_{2}}$$

où $J_n(\lambda r)$ est la fonction de Bessel d'indice n et d'argument λr .

 V_{11} et U_{11} sont des intégrales de Sommerfeld:

$$V_{11} = -2\int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2} + \gamma_{2}^{2}u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda$$

$$U_{11} = 2 \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z^{2}-z)}}{u_{2}+u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda$$

avec
$$u_i = [\lambda^2 + \gamma_i^2]^{\frac{1}{2}}$$
 (Re $(u_i) > 0$) $i = 1, 2,$
 $R_1 = [r^2 + (z' + z)^2]^{\frac{1}{2}},$

$$\mathbf{R}_{2} = \left[\mathbf{r}^{2} + (\mathbf{z}' - \mathbf{z})^{2}\right]^{\frac{1}{2}}$$

z' et z représentent respectivement la profondeur de l'émetteur et celle du récepteur. z' est positif et z est négatif ou nul.

Les relations suivantes donnent les composantes de \vec{E} et de \vec{H} lorsque l'émetteur et le récepteur sont situés dans le milieu (1) (BANOS 1966).

$$DEV: \quad \mathbf{E}_{1r} = \frac{j\omega\mu_{0}p}{4\pi\gamma_{1}^{2}} \left\{ \frac{\partial^{2}}{\partial r\partial z} (\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} - \gamma_{2}^{2}\mathbf{V}_{11}) \right\} \qquad DMV: \quad \mathbf{E}_{1\Psi} = \frac{-j\omega m\mu_{0}}{4\pi} \left\{ \frac{\partial}{\partial r} (\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} + \mathbf{U}_{11}) \right\}$$
$$\mathbf{E}_{1z} = \frac{j\omega\mu_{0}p}{4\pi\gamma_{1}^{2}} \left\{ (\frac{\partial^{2}}{\partial z^{2}} - \gamma_{1}^{2})(\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} - \gamma_{2}^{2}\mathbf{V}_{11}) \right\} \qquad \mathbf{H}_{1r} = \frac{m}{4\pi} \left\{ \frac{\partial^{2}}{\partial r\partial z} [\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} + \mathbf{U}_{11}] \right\}$$
$$\mathbf{H}_{1\Psi} = \frac{-p}{4\pi} \left\{ \frac{\partial}{\partial r} (\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} - \gamma_{2}^{2}\mathbf{V}_{11}) \right\} \qquad \mathbf{H}_{1z} = \frac{m}{4\pi} \left\{ (\frac{\partial^{2}}{\partial z^{2}} - \gamma_{1}^{2})[\mathbf{G}_{11} - \mathbf{G}_{12} + \mathbf{U}_{11}] \right\}$$

Les expressions détaillées des composantes des champs \vec{E} et \vec{H} sont données en annexe.

La théorie de l'électromagnétisme montre que le champ en un point M est la résultante

- du rayonnement reçu directement de la source émettrice
- et des réflexions à l'interface.

Ces réflexions sont représentées par une source image symétrique à la source réelle par rapport au plan (O, x, y) et par des termes complémentaires qui sont les intégrales de Sommerfeld.

Comme les profondeurs z' et z de l'émetteur et du récepteur et la distance horizontale r les séparant sont du même ordre de grandeur, il n'y a pas de développement approché permettant de calculer le champ capté par l'antenne de réception.

Dans la suite, nous présentons l'évolution de $|E_z|$ en V/m dans le cas du DEV lorsque le moment électrique est égal à 1.

Dans le cas du DMV, nous présentons l'évolution de $|E_{\psi}|$ en V/m. Pour que le rayonnement émis par les deux dipôles élémentaires soient comparables, le moment magnétique "m" est déduit de l'égalité des champs E rayonnés par le DEV et le DMV en milieu infini.

II.4.3. Application numérique et exploitation des résultats

II.4.3.1. Propagation en milieu infini

L'évolution du champ E capté par le DEV ou le DMV en milieu infini en fonction de la distance inter-forages r dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont à la même profondeur est illustrée figures II.16 et II.17. Dans cette configuration des antennes, nous avons l'égalité: $E_{\Psi} = E_{\theta} = E_z$. Les paramètres tels que la fréquence, la conductivité et la permittivité relative sont successivement modifiés.

Aux fréquences de travail (de 200 MHz à 1 GHz), l'intensité du champ E chute très fortement pendant les deux premiers mètres (champ proche) puis diminue plus lentement au delà de cette distance.

A conductivité égale, l'intensité du champ émis est supérieure pour les hautes fréquences: ce phénomène résulte de l'augmentation du rapport de la longueur du dipôle à la longueur de l'onde émise, mais après ajustement des conductivités en fonction de la fréquence (cf. chapitre IV), nous observons une inversion des comportements à partir d'une distance de 4m. L'effet de la conductivité sur l'atténuation subie par l'onde est donc déterminante.

Lorsque la conductivité évolue avec la fréquence et pour une distance de séparation de 7m, on note pour notre exemple une différence de niveaux reçus qui atteint : 5 dB entre les fréquences 200 MHz et 500 MHz et 14 dB entre les fréquences 200 MHz et 800 MHz.

Dans le cas d'une distance de séparation de 10m, la différence de niveau reçu entre ces mêmes fréquences atteint respectivement 9 dB et 25 dB.

Pour une puissance d'émission identique, nous observons donc une grande différence entre les niveaux reçus à 200 MHz et 800 MHz.

L'influence de la permittivité relative et de la conductivité sur l'intensité du champ E émis à 500 MHz est illustrée figure II.17. A 10 m de séparation, on note une différence de champ reçu qui atteint 32 dB entre permittivité relative de 2 et 7 et 10 dB entre permittivité relative de 7 et 12.

En ce qui concerne la conductivité, on note une différence de champ reçu qui atteint 25 dB entre conductivités de 0.001 et 0.005 S/m et 31 dB entre conductivités de 0.005 et 0.01 S/m.

Les caractéristiques électriques du milieu ont donc une influence notable sur l'atténuation subie par l'onde lors de sa propagation.

Influence de la fréquence



FigureII.16: Evolution du champ $|E_z|$ ou $|E_{\psi}|$ en milieu homogène infini en fonction de la distance de propagation pour trois fréquences de travail. Antennes d'émission et de réception sont à même profondeur.

a) $\varepsilon_r = 7$ et $\sigma = 0.006$ S/m.

b) $\varepsilon_r = 7$ et σ varie avec la fréquence





b)

a)

Figure II.17: Evolution du champ $|E_z|$ ou $|E_{\Psi}|$ en milieu homogène infini en fonction de la distance de propagation. Antennes d'émission et de réception sont à même profondeur. F = 500 MHz.

a) pour trois valeurs de permittivités relatives (epsr) différentes avec $\sigma = 0.006$ S/m. b) pour trois valeurs de conductivités (cond) différentes avec $\varepsilon_r = 7$.

II.4.3.2. Influence de l'interface sol / air

• II.4.3.2.a. influence de l'interface sol / air sur l'intensité du champ capté pour différents paramètres

Nous représentons figures II.18 à II.21 l'évolution du champ E capté par le DEV et le DMV en fonction de la profondeur de récepteur dans le forage pour une position fixe de l'émetteur et pour différentes valeurs de paramètres tels que la distance inter-forages, la fréquence, la conductivité ou la permittivité. Généralement, les caractéristiques du milieu géologique sont approximativement celles des granites explorés à St Brieuc et à Budduso et la fréquence de travail est de 500 MHz.

Les courbes en trait plein représentent l'évolution du champ en milieu infini, tandis que les courbes en pointillé représentent l'évolution du champ en milieu semi infini (demi milieu géologique infini surmonté de l'atmosphère).

Nous observons que l'influence de l'interface sur les mesures fréquentielles se manifeste par des oscillations de la réponse autour de la valeur obtenue en milieu infini.

Nous vérifions que plus les antennes sont proches de l'interface, plus le niveau des oscillations est important. L'effet de l'interface se manifeste plus loin lorsque les distances interforages "r" sont importantes: pour les grandes distances "r", les distances parcourues par les ondes réfléchies sont du même ordre de grandeur que celles parcourues par l'onde directe. Les atténuations subies pour l'onde directe et l'onde réfléchie sont donc du même ordre de grandeur.

Les oscillations crées par l'interface ont mêmes amplitudes pour des fréquences de travail différentes.

La conductivité intervient fortement sur la quantité d'oscillations crée par l'interface. Plus elle est élevée, plus les ondes sont atténuées, et moins l'influence de l'interface se fait sentir. En effet, la distance parcourue par l'onde réfléchie est plus importante que celle parcourue par le trajet direct: l'atténuation subie par l'onde réfléchie croît donc rapidement lorsque le récepteur descend dans le forage.

Dans les conditions d'expérimentation à Budduso, c'est à dire pour une distance interforages de 10 m, l'influence de l'interface est considérée négligeable dès que l'émetteur et le récepteur se situent à des profondeurs supérieures à 3 m.



Influence de la distance inter-forages z' = 3 m

b) DMV

Figure II.18: z' = 3m Evolution théorique de |E|en fonction de la profondeur du récepteur dans le forage. $F = 500 \text{ MHz} / \varepsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0.006 \text{ S/m.}$ (---): milieu géologique infini (-.--): demi milieu géologique surmonté de l'atmosphère pour le DEV (a) et le DMV (b).



Influence de la distance inter-forages z' = 6 m.

b) DMV

b) DEV

Figure II.19: z' = 6m Evolution théorique de |E|en fonction de la profondeur du récepteur dans le forage. $F = 500 \text{ MHz} / \varepsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0.006 \text{ S/m.}$ (---): milieu géologique infini (-.--): demi milieu géologique surmonté de l'atmosphère pour le DEV (a) et le DMV (b).

Influence de la fréquence



b) DMV

a) DEV

Figure II.20: z' = 6 m, r = 10m Evolution théorique de |E|en fonction de la profondeur du récepteur dans le forage. $\varepsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0.006 \text{ S/m.}$ (---): milieu géologique infini (-.--): demi milieu géologique surmonté de l'atmosphère pour le DEV (a) et le DMV (b).

Influence de la conductivité



b) DMV

a) DEV

Figure II.21: Evolution théorique de |E|en fonction de la profondeur du récepteur dans le forage. $z' = 6 \text{ m / r} = 10 \text{ m / } \epsilon_{r1} = 6.6 \text{ / } F= 500 \text{ MHz.}$ (---): milieu géologique infini (-.--): demi milieu géologique surmonté de l'atmosphère pour le DEV (a) et le DMV (b).
• II.4.3.2.b. Comparaison de la théorie exacte et de la théorie approchée de l'onde plane à partir de l'optique géométrique

Les coefficients de réflexion donnés par la théorie simplifiée produits par l'interface sol / air sont représentés figure II.22 dans le cas d'un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 6.6. D'après E.II.19 et E.II.20, $\theta_C = 22.9^\circ$ et $\theta_B = 21.3^\circ$. Lorsque l'angle d'incidence est compris entre 0° et θ_C , la réflexion des ondes diffère selon la polarisation: parallèle ou orthogonale.



Figure II.22: Module du coefficient de réflexion lorsque l'onde incidente provient du diélectrique ($\varepsilon_r = 6.6$).

L'objectif est de vérifier si par la théorie exacte, on retrouve cette même différence entre polarisation orthogonale et parallèle dans le cas où l'angle d'incidence θ_0 est inférieur à l'angle critique.

Le champ E total mesuré en un point de réception peut se décomposer comme suit:

E_{total} = E_{interface} + E_{infini} où E_{infini} est le champ qui serait capté en milieu infini, et E_{intertace} représente la contribution de l'interface (image + Sommerfeld).

La figure II.23 illustre l'évolution de ces deux dernières composantes en fonction de la profondeur de l'antenne de réception (z) dans le cas du DEV (figure II.24). La contribution de l'interface est 60 fois plus petite que celle du milieu infini dans cette configuration.



Figure II.23: Ez_interface et Ez_infini en fonction de la profondeur du récepteur. F = 200 MHz / r = 10 m / z' = 12 m / ϵ_{r1} = 6.6 / σ_1 = 0 S/m.



Figure II.24: Configuration des antennes pour l'étude de la réflexion de l'onde sur la surface du sol.

Pour comparer les phénomènes de réflexion décrits par la théorie simplifiée et par la théorie exacte, nous ne considérerons que la composante réfléchie par l'interface, soit Einterface.

Les expressions des champs E_{interface} données par la théorie exacte dans le cas du DEV et du DMV sont rappelées ci dessous:

$$E_{1z \text{ interface}} = \frac{j\omega\mu_0 p}{4\pi\gamma_1^2} \quad \left\{ \left[-\frac{(z'-z)^2}{R_2^2} (\gamma_1^2 R_2^2 + 3\gamma_1 R_2 + 3) + (\gamma_1^2 R_2^2 + \gamma_1 R_2 + 1) \right] \frac{e^{-\gamma_1 R_2}}{R_2^3} + \frac{1}{2} \frac{e^{-\gamma_1 R_2}}{R_2^3} \right\}$$

$$\left[+2\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty}u_{1}^{2}\frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2}+\gamma_{2}^{2}u_{1}}\lambda J_{0}(\lambda r)d\lambda-2\gamma_{1}^{2}\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty}\frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2}+\gamma_{2}^{2}u_{1}}\lambda J_{0}(\lambda r)d\lambda\right]\right\} \quad (E.II.31)$$

$$E_{1\Psi \text{ interface}} = \frac{-j\omega m\mu_0}{4\pi} \left\{ + \frac{e^{-\gamma_1 R_2}}{R_2^2} (\gamma_1 r + \frac{r}{R_2}) - \int_0^{\infty} 2\frac{e^{-ul(zp-z)}}{u_1 + u_2} \lambda^2 J_1(\lambda r) d\lambda \right\}$$

Cette même composante s'exprime dans le cas de la théorie simplifiée selon:

$$\mathbf{E}_{\text{interface}} = \mathbf{K} * \mathbf{R} * \mathbf{e}^{-j\beta(\mathbf{d}_1 + \mathbf{d}_2)}$$
(E.II.32)

- où R est le coefficient de réflexion complexe en polarisation parallèle ou orthogonale,
 d₁ représente le trajet du rayon entre l'émetteur et l'interface (figure II.24),
 d₂ représente le trajet de l'onde entre l'interface et le récepteur,
 - β représente la constante de phase du milieu géologique sans perte ($\sigma = 0$),
- et K est un facteur multiplicatif qui prend en compte les distances d_1 et d_2 ainsi que les caractéristiques des antennes.

Dans le cas du DEV:

$$\mathbf{E}_{z_{\text{interface}}} = \mathbf{K} * \mathbf{R}_{//} * \mathbf{e}^{-j\beta(\mathbf{d}_1 + \mathbf{d}_2)} * \sin \theta_0$$
(E.II.33)

Dans le cas du DMV:

$$\mathbf{E}_{\Psi-\text{interface}} = \mathbf{K} * \mathbf{R}_{\perp} * \mathbf{e}^{-j\beta(\mathbf{d}_1 + \mathbf{d}_2)}$$
(E.II.34)

Les figures II.25 à II.28 illustrent ces comparaisons dans la configuration suivante: la distance inter-forages (r) est de 10 m, la profondeur de l'émetteur (z') est de 12 m et celle du récepteur (z) varie entre 12 et 17 m. Pour ces positions, les angles d'incidence varient de 22.6 à 19° en passant par l'angle de Brewster lorsque le récepteur est à une profondeur de 13.8 m environ. La conductivité du milieu géologique est nulle et la permittivité relative est de 6.6. Les comparaisons sont menées en polarisation parallèle et orthogonale pour quelques fréquences comprises entre 200 MHz et 1 GHz.

De manière à comparer l'évolution des champs donnés par les deux méthodes, le maximum des champs $E_{interface}$ calculés est normalisé à 1.



Figure II.25: Evolution de la composante réfléchie du champ E sur une interface sol / air selon la théorie exacte et la théorie simplifiée de l'optique géométrique. $f = 200 \text{ MHz} / r = 10 \text{ m} / z' = 12 \text{ m} / \epsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0 \text{ S/m}.$





Figure II.26: Evolution de la composante réfléchie du champ E sur une interface sol / air selon la théorie exacte et la théorie simplifiée de l'optique géométrique. $f = 400 \text{ MHz} / r = 10 \text{ m} / z' = 12 \text{ m} / \epsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0 \text{ S/m}.$





Figure II.27: Evolution de la composante réfléchie du champ E sur une interface sol / air selon la théorie exacte et la théorie simplifiée de l'optique géométrique. $f = 800 \text{ MHz} / r = 10 \text{ m} / z' = 12 \text{ m} / \varepsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0 \text{ S/m}.$





Figure II.28: Evolution de la composante réfléchie du champ E sur une interface sol / air selon la théorie exacte et la théorie simplifiée de l'optique géométrique. $f = 1000 \text{ MHz} / r = 10 \text{ m} / z' = 12 \text{ m} / \epsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 = 0 \text{ S/m}.$

En polarisation orthogonale, l'évolution des champs est ressemblante pour les deux méthodes. En polarisation parallèle, nous retrouvons des résultats ressemblants entre théorie simplifiée et exacte lorsque la fréquence de travail est suffisamment élevée (à partir de 800 MHz) et lorsque l'on considère la moyenne des oscillations du champ $E_{z_{interface}}$ qui apparaissent dans le cas de la théorie exacte.

La différence de comportement des ondes selon la polarisation apparaît aussi dans le domaine temporel, où l'on aperçoit l'écho relatif à la réflexion de l'interface. Cette étude temporelle est menée pour la théorie exacte dans le cas d'un milieu géologique de conductivité nulle, puis de conductivité qui évolue avec la fréquence: cette conductivité variable correspond aux valeurs mesurées sur le site de Budduso (cf. chapitre IV). Les résultats sont illustrés figures II.29 à II.32 dans le cas particulier de l'angle de Brewster, et dans le cas où l'angle d'incidence est supérieur à l'angle critique (cas de la réflexion totale). Quand l'écho relatif à l'interface est trop petit pour être clairement visualisé, un deuxième graphe sur lequel il apparaît seul figure à droite de l'aperçu général de la réponse temporelle.

L'étude est menée entre les fréquences 50 MHz et 2000 MHz sur 600 points. Dans le cas d'un milieu géologique sans pertes, les impulsions temporelles sont très étroites. Il est nécessaire de choisir un échantillonnage temporel suffisamment petit pour éviter de déformer de façon trop importante l'allure de l'impulsion. La bande passante importante choisie ici permet d'obtenir des intervalles temporels suffisamment petits de 0.5 ns. Cependant, il est probable que dans les exemples illustrés ici, et dans le cas de la conductivité nulle, les impulsions soient déformées par un manque de précision dans l'échantillonnage temporel. Les temps de calculs étant relativement long (30 h de calcul pour une analyse fréquentielle sur 600 points) et les résultats suffisamment convaincants, nous nous sommes contentés de cette bande d'analyse.

Nous vérifions bien qu'en polarisation orthogonale, l'écho représentatif de l'interface est d'amplitude plus importante qu'en polarisation parallèle lorsque $\theta_0 = \theta_B$, et que les amplitudes des échos sont similaires pour un angle d'incidence supérieur à l'angle critique.

Pour détecter une cible du même genre que celle présentée par l'interface, il semble donc que les deux polarisations soient complémentaires.

Lorsque le milieu géologique est de conductivité non nulle, on retrouve les mêmes phénomènes. Nous pouvons cependant noter la déformation et l'élargissement des impulsions provoquées par les pertes induites par le milieu.





Figure II.29: Evolution du champ E selon la théorie exacte. Visualisation de l'écho de surface en incidence de Brewster (polarisation parallèle) $r = 10 \text{ m / } z' = 12 \text{ m / } z = -13.78 \text{ m / } \epsilon_{r1} = 6.6 \text{ / } \sigma_1 = 0 \text{ S/m.}$ $\theta_0 = \theta_B$





Figure II.30: Evolution du champ E selon la théorie exacte. Visualisation de l'écho de surface en incidence critique $r = 10 \text{ m / } z' = 12 \text{ m / } z = -5.32 \text{ m / } \epsilon_{r1} = 6.6 \text{ / } \sigma_1 = 0 \text{ S/m.}$ $\theta_0 = 30^\circ > \theta_C$



Polarisation orthogonale



Evolution du champ E selon la théorie exacte en utilisant la variation de conductivité du milieu en fonction de la fréquence ($\sigma_1(f)$ mesurée effectivement sur le site de Budduso).

 $r = 10 \text{ m} / z' = 12 \text{ m} / z = -13.78 \text{ m} / \epsilon_{r1} = 6.6 / \sigma_1 \text{variable}.$

$$\theta_0 = \theta_B$$



Figure II.32: Evolution du champ E selon la théorie exacte σ_1 variable (Budduso). $r = 10 \text{ m / } z' = 12 \text{ m / } z = -5.32 \text{ m / } \epsilon_{r1} = 6.6$ $\theta_0 = 30^\circ > \theta_C$

CONCLUSION

D'après le formalisme de l'optique géométrique, et dans le cas où la fracture est assimilée à une interface entre deux milieux semi-infinis, les phénomènes de réflexion et de réfraction sont différents selon la polarisation de l'onde incidente (parallèle ou orthogonale). Ce constat nous a incité à réaliser deux types d'antennes: une antenne à polarisation verticale et une antenne à polarisation horizontale. Selon l'orientation de l'onde incidente par rapport à celle de la fracture, la réflexion des ondes émises par chacune des antennes sera différente.

Dans le cas qui nous concerne, c'est à dire celui de l'onde incidente émise dans le milieu le plus dense, nous pouvons noter deux angles d'incidence particuliers: l'angle de Brewster, pour lequel apparaît une transmission totale de l'onde à travers la surface, et l'angle critique. Pour les angles d'incidence supérieurs à l'angle critique, et quelle que soit la polarisation de l'onde, il y a réflexion totale. La valeur de cet angle pour une transition granite / air est approximativement de 23° .

Cette première étude est comparée à une étude plus rigoureuse établie à partir de la résolution des équations de Maxwell. Les dipôles élémentaires utilisés sont le DEV et le DMV, car ils respectent l'orientation et le diagramme de rayonnement des champs émis par les antennes réalisées.

Lorsque l'interface est représentée par la surface du sol, le rayonnement émis par le DEV est à polarisation parallèle et celui émis par le DMV est à polarisation orthogonale.

Le champ $E_{z-interface}$ qui représente la composante réfléchie du champ E admet un minimum en polarisation parallèle pour un angle d'incidence égal à l'angle de Brewster. Ce minimum apparaît plus nettement aux fréquences élevées (à partir de 800 MHz).

Aux angles supérieurs à l'angle critique, l'écho de l'interface représentatif du phénomène de réflexion, est quasi identique pour les deux polarisations.

La théorie exacte confirme la différence des phénomènes de réflexion qui apparaissent entre les deux polarisations. Il est donc intéressant d'utiliser deux types d'antennes pour la détection de cibles. Le chapitre IV présente les radargrammes obtenus avec les radars à polarisation horizontale et verticale dans des conditions identiques.

Les réflexions de l'onde sur l'interface dans le domaine fréquentiel apparaissent comme des oscillations du champ autour de la valeur qui aurait été trouvée en milieu infini. A partir d'une profondeur de 3m pour l'émetteur et le récepteur, nous pouvons considérer l'influence de l'interface négligeable sur les mesures fréquentielles.

CHAPITRE III

DESCRIPTION DES RADARS REALISES

INTRODUCTION

Les synoptiques des deux types de radars de forage réalisés: à impulsions synthétiques et impulsionnel, sont décrits dans ce chapitre. Les caractéristiques des dispositifs d'émission et de réception sont présentées. Les particularités de chacun des systèmes seront expliquées. Elles concernent notamment la bande passante, le calibrage et le filtrage fréquentiel pour le radar à impulsions synthétiques, et l'autonomie des sondes émettrices, la synchronisation par fibre optique, le moyennage et les mesures simultanées en polarisation verticale et horizontale en impulsionnel vrai.

Les antennes utilisées dans le système sont brièvement traitées de manière théorique en les assimilant à des modèles simplifiés tels que l'antenne biconique de longueur infinie et l'antenne cylindrique fente. Les antennes large bande réalisées pour les radars sont ensuite caractérisées dans l'air en termes d'impédances d'entrée, de bande passante, de gains, et de diagrammes de rayonnement.

Enfin, une comparaison des performances techniques de ces deux types de radar sera abordée: elle concerne la détermination du facteur de performance défini au chapitre I, ainsi que la détermination de la distance maximale de détection de deux cibles de référence: une sphère métallique de rayon inférieur à la longueur d'onde dans le milieu, et une interface représentant une fracture infinie dans un milieu géologique. Les performances des radars réalisés seront comparées à celles du PULSE EKKO dans des conditions identiques.

Nous conclurons sur les intérêts et les défauts des deux types de système mis en oeuvre, en termes de facilité d'utilisation sur le terrain, de précision et de performance.

III.1. SYNOPTIQUES

III.1.1. Le radar à impulsions synthétiques

Le synoptique du radar à impulsions synthétiques est présenté figure III.1.



Figure III.1: Synoptique du radar à impulsions synthétiques

- a) en polarisation verticale
- b) en polarisation horizontale

Le radar se décompose en 3 parties: une sonde émettrice et une sonde réceptrice placées chacune dans un forage et un analyseur de réseau placé à la surface du sol, qui assure les fonctions d'émetteur et de récepteur de signaux. On nomme "sonde" l'ensemble des éléments plongé dans les forages et inséré dans un tube de PVC. L'antenne constitue l'élément principal de ce type de sonde.

Les sondes émettrices et réceptrices introduites dans les forages ne sont pas autonomes. Elles sont reliées au moyen d'un câble coaxial (de type RG213/U-50 Ω) de 40 m de longueur aux ports 1 et 2 qui sont respectivement le port d'émission et de réception de l'analyseur de réseau. Des signaux analogiques "hautes fréquences" transitent directement dans ces câbles. Les sondes sont suspendues dans les forages par une corde qui longe le câble coaxial.

L'analyseur de réseau peut être équipé d'un couple de sondes à polarisation verticale ou d'un couple de sonde à polarisation horizontale. Les deux radars distincts obtenus se dénomment alors respectivement radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale et radar à impulsions synthétiques à polarisation horizontale.

L'analyseur de réseau (HP 8753B de la société HEWLETT PACKARD) assure la fonction d'émetteur et de récepteur des signaux. Il s'agit d'un analyseur vectoriel qui mesure le module et la phase des signaux. Quatre paramètres S_{ij} sont mesurés à l'aide d'un coupleur directionnel (HP 85047A) connecté à l'analyseur proprement dit.

N fréquences discrètes séparées de ΔF , comprises entre F_1 et F_N , et d'amplitude constante sont émises au moyen d'un générateur synthétisé interne (les fréquences sont stabilisées grâce à une boucle à verrouillage de phase). Le port 1 de l'analyseur émet une puissance Pe maximale de 20 dBm. Le port 2 mesure le S_{21} , rapport en module et en phase entre le signal reçu et le signal émis. Un filtre suiveur de fréquence intermédiaire (FI) et de bande passante réglable par l'utilisateur est intégré au port de réception de l'analyseur. Chacun des ports mesure également le S_{11} et S_{22} , coefficients de réflexion complexes présentés respectivement par la sonde d'émission et de réception.

Les acquisitions des S_{21} fréquentiels pour chaque position d'antennes d'émission et de réception, ainsi que des S_{11} et S_{22} pour quelques positions de ces antennes dans les forages sont réalisées au moyen d'un micro-ordinateur de type PC. Avec l'aide de ce dernier, les données fréquentielles sont transformées en données temporelles à l'aide de la Transformée de Fourier Rapide (FFT).

La bande passante de ce type de radar est surtout limitée par les antennes. L'émetteur (port 1) et le récepteur (port 2) de l'analyseur de réseau peuvent être utilisés dans une plage s'étendant de 300 kHz à 3 GHz.

La fréquence centrale de fonctionnement du radar est imposée par l'application. Elle a une valeur approximative de 500 MHz qui résulte d'un compromis pour obtenir une résolution suffisamment fine (de l'ordre du cm) et une distance d'investigation suffisamment élevée (de l'ordre de 18 m en distance aller-simple).

Le schéma III.2 permet de visualiser simplement les écarts ΔF et Δt existant entre les N échantillons fréquentiels et temporels. Les relations de base qui lient les deux domaines sont rappelées ici:

Soit $F_N - F_1$, la plage d'observation fréquentielle,

$$\Delta F = \frac{\text{plage d'observation fréquentielle}}{N-1}$$

D'où $\frac{1}{\Delta F} = (N-1) \Delta t$ représente la plage d'observation temporelle (E.III.1)



Figure III.2: Transformation de Fourier Discrète: correspondance entre intervalles d'échantillons fréquentiels et temporels

Le nombre d'échantillons N, ainsi que les fréquences limites F_1 et F_N émises par l'analyseur de réseau ont été choisis de manière à obtenir un écart Δt entre échantillons

temporels, suffisamment petit (inférieur à 1 nanoseconde) pour obtenir une réponse temporelle de bonne définition. La plage d'observation fréquentielle correspondante est dans ce cas supérieure à 1 GHz. Nous avons choisi les réglages suivants de l'analyseur de réseau:

 $F_1 = 50 \text{ MHz}$ $F_N = 2000 \text{ MHz}$ N = 801

d'où une plage d'observation fréquentielle = 1950 MHz

 $\Delta F \approx 2 \text{ MHz.}$ $\Delta t \approx 0.5 \text{ ns}$

et une plage d'observation temporelle \approx 500 ns

La bande de fonctionnement du système complet est différente de la plage d'observation fréquentielle décrite plus haut puisque les antennes fonctionnent dans une bande plus réduite de l'ordre de 500 MHz. La largeur des impulsions reconstituées dans l'air est donc de l'ordre de la nanoseconde.

En réception, deux amplificateurs faible bruit, respectivement de S/N de 1.5 dB et 3 dB, et de gain total de 70 dB sont insérés entre l'extrémité du câble coaxial et le port 2 de l'analyseur. Ces amplificateurs auraient dû apparaître au premier niveau de la chaîne de réception, c'est à dire directement après les antennes, et donc avant l'atténuateur que constitue le câble coaxial, de manière à réduire le bruit dans la chaîne. Nous n'avons pas retenu cette configuration afin d'intégrer les amplificateurs dans le calibrage de l'analyseur de réseau.

Le calibrage permet de corriger les effets d'atténuation et de déphasage produits par les câbles de descente, les connections diverses, ainsi que les amplificateurs (amplification et déphasage). Ce plan de calibrage se situe au niveau de la fiche N d'alimentation des sondes (figure III.1). Les mesures de S_{21} sont donc représentatives du milieu sondé et des antennes. Ces dernières ont été choisies de telle manière que leur bande passante soit la plus large possible et que la distorsion de phase amenée soit la plus faible possible (DANIELS 88).

La mesure précise du déphasage induit par le milieu permet de déterminer de façon très précise (à 0.5 ns près) les temps d'arrivée de l'impulsion directe et des différents échos à l'antenne de réception.

Les temps de propagation inter-forages sont corrigés en retranchant aux temps d'arrivée mesurés le temps de propagation introduit par les éléments internes à la sonde (câble semirigide et symétriseur) implantés entre le plan de calibrage et l'antenne proprement dite.

III.1.2. Le radar impulsionnel

Le synoptique du radar impulsionnel est donné figure III.3.



Figure III.3: Synoptique du radar impulsionnel

Le radar se décompose en 3 parties: une sonde émettrice et une sonde réceptrice placées chacune dans un forage et un oscilloscope numérique à échantillonnage 1 Giga échantillons/seconde relié à un dispositif de synchronisation, placé à la surface. Comme précédemment, la sonde est constituée par l'ensemble des éléments déplacés dans les forages et protégés par un tube en PVC.

Contrairement aux radars à impulsions synthétiques, les mesures en polarisation verticale et horizontale sont réalisées simultanément, ce qui explique la présence de 2 antennes (à polarisation verticale et horizontale) dans une même sonde. Cette méthode permet de gagner beaucoup de temps par rapport à celle utilisée avec le radar à impulsions synthétiques qui nécessite des logs distincts en polarisation verticale puis en polarisation horizontale. La configuration du radar impulsionnel est réalisable grâce à l'autonomie de la sonde émettrice. En effet, le générateur d'impulsions est intégré à la sonde d'émission et évite l'utilisation de câbles coaxiaux de descente véhiculant les signaux "hautes fréquences". Il n'existe donc pas de couplage électromagnétique entre antenne d'émission et câble de descente.

Bien que les sondes radars en mode impulsionnel travaillent simultanément en polarisation verticale et horizontale, nous parlerons de 2 radars impulsionnels: à polarisation verticale et à polarisation horizontale.

La photographie figure III.4 montrent les sondes émettrices et réceptrices. Elles ont une hauteur de 1.5 mètres.

La proximité des 2 antennes émettrices altère peu leur rayonnement respectif, puisqu'un découplage supérieur à 25 dB a été mesuré entre les deux types d'antennes. Le même raisonnement est valable en réception.

Contrairement au radar à impulsions synthétiques, l'impulsion est ici générée directement dans la sonde d'émission: on réduit ainsi les distorsions de phase et d'amplitude qui seraient produites par l'usage d'un câble coaxial de descente véhiculant l'impulsion produite par un générateur en surface.

Le générateur d'impulsions intégré fait l'objet d'une procédure de dépôt de brevet. Sa description précise ne sera pas fournit dans ce mémoire.

Le générateur excite directement l'antenne à polarisation horizontale à travers un symétriseur. L'entrée symétrique de l'antenne à polarisation horizontale est connectée à l'aide d'une ligne bifilaire à l'antenne à polarisation verticale. La ligne bifilaire est par définition symétrique et est adaptée à chaque extrémité à l'impédance des antennes. Il apparaît donc un

décalage temporel entre l'émission en polarisation horizontale et l'émission en polarisation verticale. Ce retard mesuré de 3.2 ns permet de corriger les temps d'arrivée.



Figure III.4: Photographie des sondes émettrice et réceptrice en radar impulsionnel

La sonde émettrice est alimentée par une batterie de 12 V dont l'autonomie de fonctionnement est d'environ de 2 heures. La sonde est suspendue à une corde de nylon. La fibre optique de descente assure la propagation du signal de synchronisation.

De la même façon que la sonde émettrice, la sonde réceptrice est composée des 2 types d'antennes. Chacune de ces dernières est connectée à un amplificateur faible bruit alimenté par une batterie de 12 V. Ils sont placés à proximité des antennes afin d'augmenter la sensibilité du système. La remontée des signaux de réception est assurée par deux câbles coaxiaux de type N

d'une longueur de 40 m reliés respectivement aux 2 antennes. La deuxième extrémité de ces câbles est connectée aux voies 1 et 2 de l'oscilloscope numérique.

L'antenne réceptrice à polarisation verticale est sensible au rayonnement de l'antenne émettrice à même polarisation. Dans une moindre mesure, elle peut être réceptrice aux ondes émises par l'antenne à polarisation horizontale (émise à 3.2 ns d'intervalle) dépolarisées par certaines "cibles". Nous supposons que ce phénomène de dépolarisation des ondes est peu important et sera négligé ici.

La synchronisation a un rôle prépondérant en radar impulsionnel. Elle fixe la référence de temps et permet la mesure précise des temps d'arrivée.

Un signal de synchronisation, un créneau d'amplitude de 5 V et de largeur fixée par l'application, est envoyé simultanément vers l'entrée "synchronisation" de l'oscilloscope et du générateur d'impulsions. Le front de montée (ou de descente) du signal de synchronisation est la référence temporelle de l'oscilloscope. Au niveau du générateur, le signal de synchronisation déclenche l'émission d'une impulsion.

La fréquence de répétition du signal de synchronisation, de l'ordre de quelques centaines de Hz, permet une opération de moyennage effectuée en temps réel par l'oscilloscope numérique. Ce moyennage permet la réduction du bruit aléatoire.

Pour que l'opération de moyennage soit valide, il est nécessaire de produire un créneau de synchronisation dont le front de montée soit très rapide et très stable (la précision obtenue avec les maquettes est meilleure que 100 ps). En effet, des décalages aléatoires de la référence temporelle (jitter) provoquerait une impression de flou sur le signal moyenné.

Le signal de synchronisation est transmis au générateur au moyen d'une fibre optique afin d'éviter l'utilisation de câble métallique qui serait le siège de réception et de ré-émission d'ondes électromagnétiques (par effet de couplage). Deux modules de transformation de signal analogique en signal lumineux, et de signal lumineux en signal analogique ont été réalisés.

La connaissance des temps de parcours des signaux dans les différents câbles et fibres permet de corriger les temps d'arrivée des impulsions. La précision ainsi obtenue sur les temps de parcours des impulsions dans le milieu géologique est de l'ordre de la nanoseconde.

III.2. LES ANTENNES

Nous avons vu précédemment que les performances du radar étaient en partie liées aux caractéristiques des antennes. Un travail important a été fourni pour optimiser le fonctionnement de ces antennes en milieu géologique. En effet, une antenne qui "rayonne bien" dans l'air peut présenter de mauvaises performances de rayonnement si elle est plongée dans un milieu.

Ces antennes doivent en outre être capables de travailler en régime impulsionnel, c'est à dire véhiculer une impulsion de courant tout en minimisant les rebonds qui prennent principalement naissance sur les extrémités. Parmi les antennes qui possèdent cette particularité, on trouve celles de type dipôle chargé par des éléments résistifs ou absorbants répartis continuellement le long des brins. La distribution des résistances a été établie par WU, KING et SHEN (WU 1965) (SHEN 1967) Malheureusement, bien que très large bande, ces antennes sont difficiles à réaliser et possèdent une très mauvaise efficacité de rayonnement: typiquement -17 dB (soit 2% seulement). Elles sont cependant souvent utilisées dans les radars de surface.

Pour notre part, compte tenu des contraintes liées au petit diamètre des forages, nous avons réalisé deux antennes large bande: une antenne à polarisation verticale de type biconique et une antenne originale à polarisation horizontale de type fente pratiquée le long d'un tube cylindrique conducteur. Ce dernier type d'antenne a été utilisé dans un système de sondes de forage en mono-fréquence (200 MHz) dans le cadre d'un projet commun LRPE-Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (DELABRIERE 1993).

L'utilisation de ces deux types d'antennes possède deux avantages: d'une part, comme nous l'avons vu au chapitre I, de pouvoir distinguer les réflexions de cibles en polarisation verticale des réflexions en polarisation horizontale, et d'autre part, d'assurer un bon découplage inter-antennes dans le cas des sondes impulsionnelles.

L'approche théorique et expérimentale se rapportant aux deux antennes est conduite de la manière suivante:

- étude théorique sur des antennes simplifiées dont les caractéristiques peuvent être déterminées analytiquement,
- modélisation des antennes par des fils fins: étude du rayonnement dans l'air grâce au logiciel NEC2D qui utilise la méthode numérique des moments (BURKE 77),
- caractéristiques expérimentales des antennes dans l'air et dans le milieu géologique: cela en régime harmonique, puis en régime impulsionnel.

III.2.1. Approches théoriques

III.2.1.1. L'antenne cylindrique fente (à polarisation horizontale)

Le fonctionnement de l'antenne classique de type fente taillée dans un plan métallique infini est déduit du principe connu de BABINET (BOOKER 1946). Cette antenne se présente sous la forme d'une ouverture rectangulaire de longueur L et de largeur W découpée dans une plaque métallique. Si la longueur L est égale à environ $\lambda/2$, la fente résonne. L'impédance d'entrée au milieu de la fente est de 363 - j 211 Ω . On montre que ce dispositif ne se distingue du dipôle $\lambda/2$ que par l'orientation des composantes du champ rayonné. En effet, le diagramme de rayonnement de la fente dans le plan H est semblable au diagramme du dipôle dans le plan E, c'est à dire que le champ électrique émis est perpendiculaire à la fente tandis que le champ magnétique lui est parallèle.

Ce type d'antenne ne peut être introduit dans un forage du fait des dimensions importantes du plan métallique. La solution consiste à replier la tôle conductrice autour d'un axe Oz de manière à former un cylindre de diamètre D = 2a (figure III.5).

Des courants circulent alors sur la circonférence du cylindre et contribuent ainsi au rayonnement. Le rayonnement d'une telle structure a été étudié par plusieurs auteurs (SINCLAIR 1948) (WAIT 1955) (COMPTON 1969):COMPTON et COLLIN (entre autres) ont montré que dans le cas d'une fente $\lambda/2$ taillée dans un cylindre de longueur infinie, le champ électrique rayonné dans une direction OM est normal au plan formé par OM et Oz (polarisation horizontale en forage), et que dans le plan H (correspondant au plan d'élévation en disposition forage), la caractéristique de rayonnement est presque identique à celle d'un dipôle demi-onde.



Figure III.5: Antenne cylindrique à fente axiale

III.2.1.2. L'antenne biconique

L'approche théorique concernant l'antenne biconique infinie a été établie tout d'abord par SCHELKUNOFF en la considérant comme une ligne de transmission [SCHELKUNOFF 1943]. La figure III.6 montre la configuration des champs E et H au voisinage de l'antenne. SCHELKUNOFF montre que l'impédance est constante sur toute sa longueur est donnée par:

$$Z_{\rm r} = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{Z_{\rm o}}{\pi} \operatorname{Ln}(\cot g \frac{\theta_{\rm hc}}{2})$$
(E.III.2)

où Z_0 est l'impédance intrinsèque du milieu ambiant (120 π [Ω] pour l'air).

L'équation E.III.2 nous montre que l'impédance caractéristique de l'antenne biconique infinie est réelle et indépendante de r, et donc de la fréquence.

Pratiquement, l'antenne est de dimensions finies: longueur L = 380 mm, diamètre maximal d'un cône = 75 mm, θ_{hc} = 12°. L'application numérique de E.III.2 donne une impédance d'entrée Za = 270 Ω .

Dans le cas des biconiques de longueur finie, et pour des angles θ_{hc} faibles (< 2 ou 3°), l'impédance d'entrée peut également être calculée analytiquement. L'expérience montre que pour qu'une antenne biconique soit suffisamment large bande, il faut que θ_{hc} soit grand. Dans ce cas, à notre connaissance, il n'existe pas de formules analytiques permettant d'établir théoriquement les caractéristiques de l'antenne.



Figure III.6: Configuration des champs E et H de l'antenne biconique infinie

Pour ce faire, l'antenne a été simulée grâce au logiciel NEC2D qui utilise la méthode de calcul numérique dite des moments. La structure de l'antenne est alors construite à base de fils fins subdivisés en éléments appelés segments (figure III.7).



Figure III.7: Description de la simulation d'une antenne par la méthode des moments

Dans la simulation, chaque génératrice des cônes est divisée en 8 segments; les fils formant les hexagones représentant les bases des cônes comportent 2 segments.

Le tableau ci dessous donne les impédances d'entrée dans l'air calculée par la méthode des moments pour différentes fréquences.

Fréquences	200	300	400	500	600	700	800
[MHz] Ze [Ω]	15 - j54	44 + j49	113 + j127	240 + j136	309 + j10	230 - j79	145 - j60
	-	-		-			-
Fréquence [MHz]	800	1000	1100	1200	1300	1400	1500
Ze [Ω]	145 -j60	105 + j49	150 + j95	217 + j89	245 + j36	222 + j11	179 - j20

Ces résultats montrent que l'antenne simulée ne présente pas une impédance constante en fonction de la fréquence. Ces impédances seront comparés à celles mesurées sur l'antenne prototype ci après.

III.2.2. Approches expérimentales

La structure des antennes qui équipent le radar résulte de nombreux essais sur différents prototypes. Bien que s'inspirant des modèles d'antennes présentés précédemment, les antennes sont modifiées dans le but d'optimiser d'une part leur réponse impulsionnelle dans le sol (c'est à dire leur largeur de bande) et d'autre part, leurs diagrammes de rayonnement. Ces derniers ne doivent en effet pas trop se déformer dans toute la bande de fréquence afin de rayonner l'impulsion électromagnétique avec le moins de distorsion possible. L'impulsion de courant couramment utilisée en radar de géophysique est de type gaussienne qui possède la particularité d'avoir un spectre également de forme gaussienne. A titre de rappel, on appelle gaussienne temporelle normalisée centrée, la fonction g(t) centrée sur 0, d'amplitude maximale égale à 1 et de largeur de base (à 4% du sommet) comprise entre -1 et +1. L'expression de g(t) est alors: $g(t)=exp(-\pi t^2)$

et sa transformée de FOURIER est:

 $G(F) = \exp(-\pi F^2)$

La figure III.8 montre une impulsion gaussienne de 3 ns de largeur, et le spectre fréquentiel correspondant.



Figure III.8: Impulsion gaussienne dans le domaine temporel et fréquentiel.

III.2.2.1. L'antenne cylindrique fente

III.2.2.1.a. Impédance d'entrée dans le milieu

Elles sont données pour différentes fréquences sur l'abaque de Smith de la figure III.9. L'impédance au centre de l'abaque est de 50 Ω . L'antenne est plongée dans un milieu à faibles pertes diélectriques de permittivité relative égale à 6 environ.

600 MHz : 54 - j4 52



Figure III.9: Impédances d'entrée de l'antenne à polarisation horizontale plongée dans le milieu ($\varepsilon_r \approx 6$)

Les impédances mesurées entre 600 et 1500 MHz sont relativement groupées autour de 60 Ω . Les adaptateurs large bande qui établissent la liaison entre le générateur d'impulsions et l'antenne permettent d'obtenir une bonne adaptation dans la bande utilisée. La figure III.10 montre l'évolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne dans le cas où elle est alimentée par une ligne d'impédance caractéristique égale à 60 Ω . Il est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquences de travail.



Figure III.10: Coefficient de réflexion de l'antenne à polarisation horizontale.

III.2.2.1.b. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans le plan de l'élévation de l'antenne à polarisation horizontale sont représentés pour les fréquences 500 - 700 - 900 - et 1100 MHz sur la figure III.11. Les mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque (dans l'air). Les gains mesurés en utilisant la méthode dite de trois antennes varient globalement entre -2 et +3 dBi (dB par rapport à l'isotrope).



Figure III.11: Diagrammes de rayonnement dans le plan de l'élévation de l'antenne à polarisation horizontale.

III.2.2.1.c. Réponses impulsionnelles en courant

Nous donnons les réponses des antennes plongées dans le milieu pour les deux systèmes: impulsionnel et synthétique.

système impulsionnel.

L'impulsion de courant mesurée à l'entrée de l'antenne à polarisation horizontale du système impulsionnel est montrée sur la figure III.12. La valeur crête de l'impulsion est de 8 A et sa largeur à mi-hauteur est d'environ de 1.3 ns. On remarque également des oscillations après la descente de l'impulsion qui proviennent aussi des perturbations importantes induites sur la sonde de mesures du courant. La puissance crête d'émission est d'environ 4 kW.





Figure III.12: Courant mesuré au centre de l'antenne à polarisation horizontale plongée dans un milieu géologique ($\varepsilon_r = 6.6$) en impulsion vraie.

- a) courant temporel
- b) spectre

Système à impulsions synthétiques.

L'impulsion de courant reconstituée dans le domaine temporel est mesurée à l'entrée de l'antenne. Elle est montrée à la figure III.13. Sa valeur crête atteint 30 mA. Sa largeur à mihauteur est d'environ 1 ns.

On remarque la faible amplitude des rebonds qui interviennent après l'impulsion principale.

Remarque: la bande d'analyse de l'analyseur de réseau est réglée ici de 300 KHz à 3 GHz: la résolution temporelle ne peut donc meilleure que 0.66 ns.



Figure III.13: Impulsion reconstituée du courant mesuré au centre de l'antenne à polarisation horizontale plongée dans un milieu géologique (ε_r =6.6) en synthétique.

III.2.2.1.d. Transmission inter-antennes

Le module du coefficient de transmission dans l'air entre antennes à polarisation horizontale de même type (montées dans les sondes) est tracé sur la figure III.14. La distance qui sépare les antennes est de 3.6m. La bande de fréquence à -10 dB du maximum est comprise entre 500 et 1200 MHz.



Figure III.14: Antennes à polarisation horizontale - Mesure du |S21|dB en transmission en chambre anéchoïde lorsque les antennes sont distantes de 3.6m

III.2.2.2. L'antenne biconique

III.2.2.2.a. Impédance d'entrée dans l'air et dans le milieu

Elles sont données pour différentes fréquences, tout d'abord lorsque l'antenne est dans l'air, sur la figure III.15 a. de 300 à 1500 MHz. Les valeurs théoriques sont relativement proches des valeurs expérimentales.



Figure III.15a Impédances théoriques et mesurées de l'antenne biconique dans l'air.

Lorsque l'antenne est dans le milieu ($\varepsilon_r \approx 6$), les impédances sont tracées sur l'abaque de SMITH de la figure III.15.b. Dans la bande de travail, le module de l'impédance est approximativement de 150 Ω .


Figure III.15.b: Impédances mesurées de l'antenne biconique dans le milieu

Le coefficient de réflexion de l'antenne dans le milieu, alimentée par une ligne d'impédance caractéristique de 150 Ω est montré sur la figure III.16. Il est de l'ordre de -10 dB de 250 à 1.5 GHz, ce qui prouve la bonne adaptation de l'antenne dans la bande de travail.



Figure III.16: Coefficient de réflexion de l'antenne biconique dans le milieu ($Zc = 150 \Omega$)

III.2.2.2.b. Diagrammes de rayonnement

Ils sont représentés pour les fréquences 200 - 400 - 600 - et 800 MHz sur la figure III.17. Les gains mesurés varient de 0 à 5 dBi.







III.2.2.2.c. Réponses impulsionnelles en courant dans le milieu

Système impulsionnel

L'impulsion de courant atteint une valeur crête de 3 A (figure III.18). Sa largeur à mihauteur est d'environ 1.7 ns. La puissance crête d'émission est égale à environ 1400 W.



Figure III.18: Courant mesuré au centre de l'antenne biconique plongée dans un milieu géologique (ε_r =6.6) en impulsionnel vrai.

Système synthétique

L'impulsion de courant reconstituée dans le domaine temporel est montrée sur la figure III.19. Sa largeur à mi-hauteur est d'environ 1.5 ns. Son amplitude crête est de 13 mA.



Figure III.19: Impulsion de courant synthétique mesurée (reconstituée dans le domaine temporel) au centre de l'antenne biconique plongée dans un milieu géologique (ε_r =6.6)

III.2.2.2.d. Transmission biconique-biconique dans l'air

Le module du coefficient de transmission dans l'air entre les deux antennes biconiques de même type (montées dans les sondes) est représenté sur la figure III.20. La distance de séparation est de 3.6m. La bande de transmission à -10 dB du maximum est comprise entre 200 et 950 MHz.



Figure III.20: Antennes à polarisation verticale (biconiques) Mesure du |S21|dB en transmission en chambre anéchoïde lorsque les antennes sont distantes de 3.6m

En résumé, les antennes large bande réalisées sont relativement bien adaptées dans les bandes de fréquences utiles. La bande de fonctionnement des antennes à polarisation horizontale est décalée vers les hautes fréquences par rapport aux biconiques: les réponses plus hautes fréquences obtenues en analyse terrain pourraient dans ce cas compléter les informations acquises avec les biconiques.

Les deux types d'antennes possèdent un diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel dans le plan azimutal et, dans le plan d'élévation, on pourra approximer la caractéristique de rayonnement à celui d'un dipôle demi-onde.

Dans la bande de fonctionnement, les gains mesurés dans la direction maximale de rayonnement sont compris entre -3 et +5 dBi pour l'antenne à polarisation horizontale, entre 0 et 5 dBi pour l'antenne à polarisation verticale.

On peut dire que les deux antennes transmettent correctement les impulsions de forme gaussienne d'une largeur d'environ 1 à 2 ns à mi-hauteur.

.

III.3. PERFORMANCES DES RADARS REALISES

Nous avons vu au chapitre I (§ I.3) la méthode permettant de déterminer les trois principaux critères de performances des radars: la portée, le facteur de performance et la résolution.

Plusieurs facteurs affectent la dynamique du signal dans le sol. Les principaux sont liés aux performances du radar en question (rapport signal/bruit, gain des antennes, etc.), à l'atténuation dans le sol, et aux réflexions prenant naissance sur des discontinuités appelées ici plus généralement "cibles" et dont les caractéristiques électriques varient par rapport à celles du milieu encaissant.

Nous nous proposons ici de préciser les performances des 2 types de radar réalisés (impulsionnel et à impulsions synthétiques) en terme de facteur de performance et de distance maximale pour localiser une cible présentant une surface équivalente radar déterminée. Les performances de ces radars seront comparées à celles du PULSE EKKO dans des conditions identiques.

L'étude sera menée à 100 MHz, fréquence pour laquelle les performances du PULSE EKKO sont connues, et à 500 MHz, fréquence centrale des radars réalisés.

Les cibles qui nous permettront de calculer les portées sont de deux types:

une sphère métallique de rayon a = 2m dans le cas de l'étude à 100 MHz,
et de rayon a = 60 cm dans le cas de l'étude à 500 MHz,
et un plan infini supposé représenter une fracture.

La géométrie de la sphère constituée d'un matériau parfaitement conducteur rend sa SER (surface équivalente radar notée dans la suite: σ) indépendante de son orientation et de la polarisation de l'onde incidente. La SER de cette sphère métallique de rayon "a" supérieur à la longueur d'onde dans le milieu (λ_m) est égale à:

$$\sigma = \pi a^2$$
. (E.III.3)
Lorsque le rayon a est inférieur à $\frac{\lambda_m}{10}$, la SER est équivalente à:
 $\sigma = 14026 \cdot (\frac{a}{\lambda_m})^4 \cdot \pi \cdot a^2$ (KOUYOUMJIAN 1953)· (E.III.4)

La plupart des cibles géologiques sont constituées par des fractures ou des surfaces arrondies qui peuvent être localement assimilées à des plans. Les rugosités de surface sont souvent de dimensions inférieures aux longueurs d'onde des fréquences générées par les radars. Les surfaces se comportent alors comme des cibles suffisamment rugueuses pour produire un phénomène de rétrodiffusion spéculaire diffuse. COOK montre qu'un plan infini de ce type situé à la distance L_{EC} du radar présente une cible équivalente radar :

$$\sigma \approx \pi \lambda_{\rm m} \frac{L_{\rm EC}}{2}$$
 (COOK 1975). (E.III.5)

L'application de l'équation du radar (E.1.6) permet de déterminer la portée des radars pour détecter les 3 cibles de référence définies plus haut.

La dynamique du système étudié dépend surtout de la capacité du récepteur à discerner les signaux utiles (échos) parmi les bruits d'origines diverses. Au niveau du récepteur, la puissance de bruit thermique constitue une limite basse de détection. Elle est donnée par l'expression classique:

Puissance de bruit thermique = Puissance minimale détectable = $k T_0 BW$ (E.III.6)

où k est la constante de Boltzmann = $1.38 \ 10^{-23} \ W/Hz/^{\circ}K$,

T₀ est la température ambiante en °K (ici 300 °K environ),

BW est la bande d'analyse de fréquences en Hz (ici 2000 MHz environ).

Dans notre cas, la puissance minimale détectable ne pourra donc pas être inférieure à $8.3 \ 10^{-18}$ W.

Rappelons la définition du facteur de performance Q d'un système (§ I.3.2.):

 $Q = \frac{Puissance crête délivrée par la source d'émission}{puissance min imum détectable par le récepteur}$

Le numérateur et le dénominateur pourraient être mesurés au niveau de l'alimentation des antennes. Ce rapport pourrait être déduit directement en pointant l'antenne d'émission vers l'antenne de réception, cela à courte distance de séparation et en intercalant des atténuateurs variables calibrés. Pratiquement, ce type de mesure est impossible à réaliser car la puissance crête fournie par l'émetteur impulsionnel est de l'ordre du kW.

III.3.1. Le radar impulsionnel

III.3.1.1. Le facteur de performance

La chaîne de réception du radar impulsionnel est illustrée figure III.21.





où F₁ est le facteur de bruit de l'amplificateur,

L₂ sont les pertes (ou le facteur de bruit) du câble,

 T_{A1} et T_{A2} sont respectivement les températures de bruit en entrée de l'amplificateur et du câble de descente:

$$T_{Ai} = T_a (F_i - 1)$$
 (E.III.7)
et Ta = 300 °K (température ambiante).

On considère tous les éléments adaptés pour le maximum de transfert de puissance.

Le rapport signal sur bruit (ou la température équivalente de bruit Te_{ref}) au point de référence peut être calculé en utilisant le formalisme classique des quadripôles en cascade:

$$T_{e_{ref}} = T_{A1} + \frac{T_{A2}}{G_1}$$
 (E.III.8)

avec $T_{A1} = 123 \text{ °K}$ $T_{A2} = 894 \text{ °K}$

d'où $Te_{ref} \approx 123 \text{ }^{\circ}K$

La température de bruit ramenée au point de référence est voisine de la température équivalente de l'amplificateur. Le facteur de bruit de l'ensemble est donc proche de celui du préamplificateur, soit 1.5 dB. En l'absence d'amplification, le facteur de bruit serait égal aux pertes produites par le câble, c'est à dire 6 dB. L'amélioration du facteur de bruit due à l'insertion du préamplificateur atteint donc 4.5 dB. Sans amplification, pour obtenir les mêmes performances de détection, l'émetteur devrait fournir une puissance 2.8 fois plus importante $(10.\ln 2.8 = 4.5 \text{ dB})$.

On notera donc l'importance du préamplificateur en entrée de chaîne qui augmente fortement la sensibilité du récepteur. Pour que cette technique classique soit valable, il faut que le gain de l'amplificateur soit grand et que son facteur de bruit soit faible.

On suppose l'antenne adaptée à l'entrée de la chaîne. Elle se comporte donc comme une charge adaptée à la température ambiante Ta. Si on considère en plus une bande passante d'analyse de 2 GHz, la puissance de bruit totale au point de référence est:

$$Pe_{ref} = k (Te_{ref} + T_a) BW$$
(E.III.9)

soit

$$Pe_{ref} = 1.2 \ 10^{-11} W = -109 \ dBW$$

Pour le système à polarisation verticale, la source délivre 500 V crête sur une résistance d'antenne d'environ 150 Ω , soit une puissance crête fournie par l'émetteur de 1.66 kW.

Le facteur de performance en polarisation verticale est donc de:

$$Q_{\text{vertical}} = \frac{1.66 \ 10^3}{1.2 \ 10^{-11}} = 1.4 \ 10^{14}, \text{ soit } 141 \text{ dB}$$

Pour le système à polarisation horizontale, la source délivre 500 V sur une résistance d'antenne de 60 Ω environ, soit une puissance crête fournie de 4.16 kW.

Le facteur de performance en polarisation horizontale est donc de:

$$Q_{\text{horizontal}} = \frac{4.16 \ 10^3}{1.2 \ 10^{-11}} = 3.5 \ 10^{14}, \text{ soit } 145 \text{ dB}.$$

Signalons qu'il est possible d'améliorer notablement la performance d'un radar grâce au moyennage du signal reçu (appelé aussi accumulation ou stacking) (MAX 1981). Le rapport signal/bruit (en amplitude) du récepteur est multiplié par \sqrt{M} avec M le nombre d'enregistrements successifs sur lesquels s'effectue le moyennage.

Dans notre cas, le moyennage est effectué en temps réel par l'oscilloscope numérique sur 20 enregistrements. Le gain en terme de signal sur bruit est donc de 4.47 soit 13 dB.

L'amélioration apportée par ce filtrage numérique au système à polarisation horizontale par exemple lui confère un facteur de performance théorique égal à 158 dB.

Nous avons vu que la puissance de bruit du récepteur est égale à 12 pW, ce qui correspond à une amplitude de bruit d'environ 25 μ V (sur 50 Ω). Le signal capté est moyenné 20 fois, ce qui ramène la tension de bruit à 5.6 μ V (proche de 1 pW).

Pratiquement, sur le site de mesure, il faut tenir compte:

- du bruit propre de l'oscilloscope numérique (bruit thermique + bruit de quantification), et du bruit induit par d'éventuels brouilleurs électromagnétiques externes (émetteurs TV, etc.),
- de la marge nécessaire pour discerner le signal utile des bruits mentionnés ci dessus mais également et principalement du bruit de clutter (fouillis) produit par les multiples petites inhomogénéités (surtout dans les couches altérées près de la surface du sol).

Sur le site de Budduso, la tension quadratique moyenne de bruit (sur 50 Ω) reçue par l'oscilloscope est d'environ 20 $\mu V.$

D'après ces remarques, on se fixe raisonnablement une puissance minimale détectable (ou plus exactement interprétable sur les relevés graphiques) de 8 10^{-10} W soit une tension de 200 μ V sur 50 Ω . Le facteur de performance est par conséquent considérablement réduit: il n'est plus que de 123 dB en polarisation verticale et de 127 dB en polarisation horizontale.

III.3.1.2. La portée

La première cible de référence est une sphère conductrice de rayon "a" supérieur à la longueur d'onde dans le milieu.

La sphère et les antennes plongées dans un milieu géologique se situent dans un même plan à la profondeur "z" (figure III.22). La sphère est placée dans le plan de rayonnement maximal des antennes (gain maximal $G_{max} \approx 1.6$)

La permittivité relative du milieu est de 6.6, sa constante d'atténuation à 100 MHz est de 1 dB/m et de 3 dB/m à 500 MHz.



Figure III.22: Configuration des antennes et de la sphère conductrice (la cible) dans le milieu géologique

La résolution de l'équation du radar (E.I.6) permet d'évaluer la distance 2R égale à $L_{EC}+L_{RC}$:

à 100 MHz, pour la sphère de rayon $a = 2 m$,	2R = 50 m,
à 500 MHz, pour la sphère de rayon $a = 60$ cm,	2R = 15.4 m.

La distance (2R) est de 15.4 m en polarisation verticale lorsque l'on considère la puissance minimale de réception égale à 8.10^{-10} W. Si l'on considére à présent le niveau de bruit théorique: k.T.BW $\approx 10^{-12}$ W, la distance maximale de détection serait de 22 m.

L'utilisation d'antennes directives pointées vers la cible permettrait d'améliorer la portée du radar.

Dans ce même milieu, nous pouvons évaluer la portée des radars lorsque la cible est une interface infinie "rugueuse" représentant une fracture. Dans le cas de l'exemple montré à la figure III.23, les antennes sont distantes de 10m et sont à même profondeur "z" dans les forages. La distance 2R (égale à $L_{EC} + L_{RC}$) est recherchée. Contrairement au cas précédent, les antennes ne présentent plus leur gain maximal, et il est nécessaire de faire intervenir la fonction caractéristique F(θ) de l'antenne (sin θ) dans l'expression du gain.

A 100 MHz,	2R = 43 m,
à 500 MHz,	2R = 15.2 m



Figure III.23: Configuration des antennes et de l'interface sol/air

III.3.2. Le radar à impulsions synthétiques

III.3.2.1. Le facteur de performance

Les critères de performance du radar sont ici liés essentiellement à ceux de l'analyseur de réseau (HP 8753B manual).

Rappelons que les antennes utilisées: antennes biconiques et antennes à polarisation horizontale, sont identiques à celles qui équipent le radar impulsionnel. La bande de fréquences utilisée pour l'application s'étend de 50 MHz à 2 GHz. La puissance maximale délivrée par le port 1 sur lequel est connecté la chaîne d'émission est de 20 dBm (100 mW). La bande passante du filtre de fréquence intermédiaire (IF BW) est réglée à 300 Hz dans le but de fixer

le plancher de bruit de l'analyseur (seul) à -95 dBm (d'après le constructeur) soit 3.16 10⁻¹³ W. La dynamique de l'analyseur obtenue avec ces réglages est de 95 dB.

Pour l'application radar, cette dynamique est insuffisante, c'est pourquoi nous avons intercalé 2 amplificateurs hyperfréquences de gain total 70 dB dans la chaîne de réception. Le schéma bloc du radar est illustré figure III.24

Comme expliqué §III.1.1., les amplificateurs ont été connectés au port 2 de l'analyseur alors qu'il aurait été préférable de les placer en sortie de l'antenne de réception.

Les calculs qui suivent établiront le niveau de bruit dans la configuration réelle. Puis, afin de déterminer les performances optimales de ce type de radar, nous déterminerons le nouveau niveau de bruit dans la configuration optimale, c'est à dire en plaçant les amplificateurs au niveau de l'antenne de réception.



Figure III.24: Chaîne de réception du radar à impulsions synthétiques

En utilisant la même méthode que pour le radar impulsionnel, la température équivalente de bruit de l'ensemble: câble de réception + amplificateurs, ramenée au point de référence radar est:

$$Te_{ref} = 1386$$
 °K.

Le facteur de bruit correspondant est de 7.5 dB.

Ce facteur correspond à la dégradation en signal sur bruit du système. Dans ces conditions, la puissance minimale détectable par le système doit être corrigée par le niveau de bruit à l'entrée de l'analyseur:

Puissance minimale détectable = 7.5 dB + -95 dBm = -87.5 dBm, soit 1.8 10⁻¹² W.

La puissance effectivement délivrée par l'antenne d'émission étant de 14 dBm, le facteur de performance brut du système synthétique est de:

Q = 14 + 87.5 = 101.5 dB.

Dans la configuration optimale où les amplificateurs seraient connectés directement à l'antenne de réception, un calcul analogue donnerait une température équivalente de bruit:

$$Te_{ref} = 123 \, ^{\circ}K,$$

soit un facteur de bruit égal à F ≈ 1.5 dB.

La puissance minimale détectable est alors de -95 + 1.5 = -93.5 dBm = 4.5 10⁻¹³ W.

Le nouveau facteur de performance est:

$$Q = 14 + 93.5 = 107.5 dB$$

III.3.2.2. La portée

A titre de comparaison avec le système impulsionnel, nous reprenons les exemples de la sphère métallique et de la surface du sous sol. Les premières valeurs de la distance (2R) mentionnées sont celles qui seraient obtenues avec notre système actuel. Les valeurs entre parenthèses sont celles qui seraient obtenues si les amplificateurs de réception étaient intégrés aux sondes.

à 100 MHz,	pour la sphère de rayon $a = 2 m$,	2R = 38.8 m	(2R = 43 m)
à 500 MHz,	pour la sphère de rayon $a = 60$ cm,	2R = 11.6 m	(2R = 13 m)

Dans le cas de la fracture,

à 100 MHz,	2R = 32.2 m	(2R = 36.8 m)
à 500 MHz,	2R = 11.8 m	(2R = 13 m).

III.3.3. Le PULSE EKKO

Le facteur de performance Q du PULSE EKKO équipé d'antennes 100 MHz est de 98 dB. Il émet une tension crête de 1000 V aux bornes de l'antenne qui possède un gain de -17 dB. Ce gain médiocre est obtenu avec des antennes chargées. La tension minimale détectable est de 200 μ V.

La portée est calculée comme précédemment:

à 100 MHz, pour la sphère de rayon $a = 2 m$,	2R = 31.2 m
à 100 MHz, pour la fracture,	2R = 26.6 m.

CONCLUSION

Nous pouvons à présent comparer les deux types de radar réalisés: impulsionnel et à impulsions synthétiques en terme de facilité d'utilisation sur le terrain, de précision et de performance.

Grâce à l'autonomie de la sonde émettrice du radar impulsionnel, il est possible en un seul log d'effectuer simultanément les mesures en polarisation verticale et horizontale, ce qui n'est pas le cas en synthétique. Un gain double de temps entre mesures impulsionnelles et synthétiques apparaît déjà.

Il est également intéressant d'effectuer un unique log pour les 2 polarisations de manière à pratiquer des mesures dans des conditions strictement identiques notamment à cause des perturbations non constantes produites par les sources perturbatrices avoisinantes, la non répètabilité de la position de la sonde dans le forage etc.

L'autonomie de la sonde émettrice en impulsionnel évite également tout problème de couplage qui pourrait exister entre le câble de descente et l'antenne émettrice.

L'amélioration de la sensibilité du système de réception synthétique est obtenue par un réglage du filtre sélectif IF de l'analyseur de réseau à 300 Hz. Ce réglage a le désavantage d'augmenter le temps de calcul de l'analyseur. En effet, le sweep time (temps qui s'écoule entre l'émission d'une raie fréquentielle F_i et F_{i+1}) initialement important à cause de la grande longueur des câbles coaxiaux (80 m au total) que doit parcourir les ondes, doit encore être augmenté à cause de la bande passante très faible du filtre: il est réglé à 5 secondes. Le temps nécessaire pour une acquisition (1 position des antennes), temps pendant lequel l'analyseur effectue ses opérations entre le port 1 et le port 2 pour la mesure du S_{21} en module et en phase) est approximativement de 2 minutes.

En impulsionnel, c'est l'opération de moyennage qui est utilisée pour améliorer la sensibilité de détection. Cette opération est effectuée très rapidement par l'oscilloscope et ne retarde pas notablement le temps de mesure. Pour une position des antennes, le temps d'acquisition est de 5 secondes, soit 24 fois moins de temps que pour le système synthétique. Ce gain de temps est ramené à un facteur 48 lorsque l'on prend en compte les deux logs distincts qu'il faut effectuer en synthétique en polarisation verticale puis horizontale.

Les puissances disponibles à l'émission sont très différentes pour les deux systèmes: 100 mW en synthétique contre 1.7 à 4 kW en impulsionnel. L'utilisation d'une puissance d'émission

importante permet la réduction du taux d'amplification et donc du niveau de bruit de la chaîne de réception. Aussi, pour un nombre identique d'amplificateurs en réception, la dynamique en impulsionnel sera toujours supérieure à celle obtenue en synthétique.

En émission, la bande passante du système synthétique est plus large que celle du système impulsionnel. Nous visualiserons les conséquences de cette différence sur les résultats de mesures dans le chapitre IV.

L'analyseur de réseau procure également deux avantages liés au calibrage du système:

- lecture quasi immédiate et avec une grande précision (à la nanoseconde près) des temps d'arrivée des impulsions,
- corrections des effets d'atténuation et de déphasage produits par les câbles de descentes et les amplificateurs: les mesures sont donc représentatives que des transmissions entre antennes.

En impulsionnel, la procédure est plus complexe: il faut déterminer le temps de parcours des ondes dans la fibre optique, dans les câbles coaxiaux de réception et également dans les câbles semi-rigide ou les lignes bifilaires qui sont intégrés dans les sondes. Certains temps sont à ajouter, d'autres à retrancher aux temps d'arrivée. En résumé, la mesure des temps d'arrivée des ondes peut être réalisée très précisément (à la nanosecondes près) au prix de mesures précises des temps de parcours des ondes dans les câbles.

En ce qui concerne les antennes, nous avons vu que leurs gains étaient compris entre environ -2 à 5 dBi et qu'ils étaient presque constants dans la bande de fréquences utile. Notons que le gain des antennes qui équipent le PULSE EKKO (antennes chargées) est de - 17 dBi. Ces dernières représentent une source de pertes importante au niveau du bilan de transmission final.

D'un autre coté, pour le système impulsionnel réalisé, il existe un bon découplage entre l'antenne à polarisation verticale et l'antenne à polarisation horizontale; cette particularité pourrait être mise à profit pour construire un système de diagraphie de transpolarisation d'ondes produite par certains obstacles.

Les performances théoriques des radars réalisés sont meilleures que celles du PULSE EKKO. Les facteurs de performance sont respectivement de 98 dB, 107 dB, et 123 dB pour le PULSE EKKO, le radar synthétique et le radar impulsionnel à polarisation verticale. Dans un milieu à faibles pertes (α =1dB/m), à100 MHz, une fracture est détectée à une distance R (distance aller-simple) de 13.3 m pour le PULSE EKKO, de 18.4 m pour le radar synthétique et de 21.5 m pour le radar impulsionnel.

Il semble donc que le système impulsionnel soit le mieux adapté aux mesures de terrain.

. .

.

.

Le chapitre IV nous permettra de comparer les images radar obtenues avec les deux systèmes réalisés dans divers sites d'expérimentation.

CHAPITRE IV

PRESENTATION DES RESULTATS ISSUS DES CAMPAGNES DE MESURES

INTRODUCTION

Dans le chapitre III, nous avons décrit les systèmes impulsionnels et synthétiques réalisés ainsi que leurs critères de performance.

Le chapitre IV présente les réponses temporelles et fréquentielles délivrées par les radars utilisés dans divers milieux géologiques.

Nous proposons d'abord une méthode simple de détermination approchée des caractéristiques électriques du milieu sondé. Puis, nous présentons les réponses des radars acquises lors de nos campagnes de mesures. Seuls les sites qui présentent un intérêt particulier sont présentés. Il s'agit des carrières de granite de St Brieuc et de Budduso, ainsi que de la carrière de marbre de Thassos. Nous confrontons les résultats théoriques (chapitre II) aux résultats expérimentaux, notamment en ce qui concerne l'influence de l'interface sol/air.

L'étude portant sur la dernière campagne de mesures menée à Budduso est la plus complète. Nous testons dans des configurations identiques les 4 radars de forage réalisés:

- le radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale,
- le radar à impulsions synthétiques à polarisation horizontale,
- le radar impulsionnel à polarisation verticale,
- le radar impulsionnel à polarisation horizontale.

Les performances des radars réalisés sont comparées de la manière suivante:

- comparaison du système impulsionnel avec le système synthétique pour une polarisation donnée (verticale puis horizontale),
- comparaison des résultats obtenus entre polarisation verticale et horizontale avec un même type de radar (synthétique puis impulsionnel).

Nous concluons sur l'intérêt ou non d'utiliser deux polarisations, et sur l'aptitude de chacun des deux systèmes à détecter des fractures.

Une vue en coupe du milieu entre les deux forages est obtenue à partir de tomographies: nous pouvons observer la position des fractures déduite des réponses obtenues avec les radars expérimentaux. Nous comparons ces positions de fractures à celles obtenues avec le radar de surface commercial: le PULSE EKKO, ainsi qu'à celles données par les carottages. Souvent, pour ne pas surcharger les écritures des figures et pour plus de clarté, nous nous contenterons d'écrire la lettre "V" pour "verticale" et la lettre "H" pour "horizontale", ainsi que "Synthétique" pour radar à impulsions synthétiques et "Impulsionnel" pour radar impulsionnel.

IV.1. METHODE DE DETERMINATION APPROCHEE DES CARACTERISTIQUES ELECTRIOUES DU MILIEU SONDE

Les caractéristiques électriques moyennes du milieu sont la permittivité relative ε_r et la conductivité σ .

La permittivité relative se déduit de la mesure des temps d'arrivée des trajets directs t_a au moyen de la relation suivante :

$$\varepsilon_{\rm r} = \left(\frac{c * t_{\rm a}}{D}\right)^2 \tag{E.IV.1}$$

avec c, la vitesse de la lumière dans le vide en m/s,

et D la distance inter-antennes en m.

La conductivité se déduit des formules E.IV.2 et E.IV.3 lorsque la constante d'atténuation α et la permittivité relative sont connues.

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = w \varepsilon_0 \varepsilon_r t g \delta \qquad [Sm^{-1}] \tag{E.IV.2}$$

$$tg^{2}\delta = \sqrt{2*\left(\frac{\alpha_{[dB/m]}*\lambda_{m}}{8.686*2*\pi}\right)^{2} + 1 - 1}$$
 (E.IV.3)

avec

et

$$\alpha_{[dB/m]} = 8.686\alpha_{[Np/m]}$$
 (E.IV.4)

La constante d'atténuation est déduite d'une mesure comparative entre transmission dans le milieu géologique supposé homogène et dans l'air. Les mesures dans l'air et dans le milieu sont effectuées dans des configurations identiques des antennes (même distance de séparation, mêmes angles azimutal et de zénith). La configuration la plus simple des antennes pour cette mesure comparative dans l'air et dans le milieu est celle où les antennes d'émission et de réception sont face à face, à même hauteur ou même profondeur et séparées d'une distance D (distance inter-forages).

Le milieu parfaitement homogène n'existe pas dans la pratique. Le bilan de transmission relatif au milieu supposé homogène est en fait la moyenne des mesures effectuées en milieu inhomogènes lorsque les antennes sont situées à même profondeur dans les forages. Si on appelle p_1 , p_2 , p_3 p_n , les profondeurs successives des antennes dans les forages et m_1 , m_2 , m_3 m_n , les mesures des $|S_{21}|$ correspondantes, alors,

$$\left| S_{21} \right|_{\substack{\text{sup posé} \\ \text{hom ogène}}}^{\text{milieu}} = \frac{m_1 + m_2 + m_3 + \dots + m_n}{n}.$$
(E.IV.5)

Ce moyennage permet de réduire l'influence des hétérogénéités du milieu.

Un deuxième type de traitement permet d'obtenir le bilan de transmission en milieu homogène. Il consiste à appliquer une fenêtre sur les données temporelles de manière à ne conserver que l'arrivée directe de la réponse temporelle et d'éliminer les échos produits par les hétérogénéités du milieu. La transformée de Fourier inverse de ce signal temporel filtré fournit la réponse fréquentielle approximative du milieu considéré alors comme homogène.

Il est important de connaître parfaitement le bilan de transmission effectif entre les antennes, c'est à dire en corrigeant les effets parasites: pertes produites par les câbles de descente, fluctuations de gain et de déphasage en fonction de la fréquence produites par les amplificateurs, etc. Il est donc préférable de mesurer les transmissions à l'aide du radar à impulsions synthétiques, qui permet un calibrage du système au niveau même des 2 antennes.

Théoriquement et dans le cas où les antennes sont face à face et distantes de D, les transmissions dans l'air et dans le milieu sont décrites par la formule de FRIIS:

Pour une transmission dans l'air:

$$\left|\mathbf{S}_{21}\right|_{0(D)}^{2} = \frac{\mathbf{P}_{r0(D)}}{\mathbf{P}_{e}} = (1 - \left|\Gamma_{r}\right|_{0}^{2})(1 - \left|\Gamma_{e}\right|_{0}^{2})\left(\frac{\lambda_{0}}{4\pi D}\right)^{2} \mathbf{G}_{M}^{2}$$
(E.IV.6)

Pour une transmission dans le milieu homogène:

$$\left|S_{21}\right|_{m(D)}^{2} = \frac{P_{m(D)}}{P_{e}} = (1 - \left|\Gamma_{r}\right|_{m}^{2})(1 - \left|\Gamma_{e}\right|_{m}^{2})\left(\frac{\lambda_{m}}{4\pi D}\right)^{2}G_{M}^{2}e^{-2\alpha D}$$
(E.IV.7)

où les indices "0" et "m" ont été respectivement choisis pour "l'air" et le "milieu" et les indices "e" et "r" respectivement pour "émission" et "réception". L'indice D se rapporte à la distance inter-antennes,

P désigne une puissance [W],

 Γ désigne un coefficient de réflexion,

 λ désigne une longueur d'onde [m],

 G_{M} désigne le gain maximal de l'antenne, supposé identique dans l'air et dans le milieu.

La mesure des paramètres de transmission S_{21} ainsi que des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} , à la fois dans le milieu et dans l'air, dans les configurations citées plus haut (antennes face à face), permet la détermination de la constante d'affaiblissement du milieu pour chaque fréquence de travail.

D'après E.IV.6 et E.IV.7,

$$\alpha = \frac{\ln \left[\frac{|S21|_{m(D)}^{2}}{|S21|_{0(D)}^{2}} \frac{(1 - |\Gamma_{t}|_{0}^{2})^{2} (1 - |\Gamma_{r}|_{0}^{2})^{2}}{(1 - |\Gamma_{t}|_{m}^{2})^{2} (1 - |\Gamma_{r}|_{m}^{2})^{2}} \frac{\lambda_{0}^{2}}{\lambda_{m}^{2}} \right]}{-2D} \qquad [Np/m] \qquad (E.IV.8)$$

avec

$$\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_m}\right)^2 = \varepsilon_r \tag{E.IV.9}$$

Le calcul de la constante d'atténuation α n'est qu'approximatif puisque le paramètre $|S_{21}|_{m(D)}$ de transmission utilisé n'est pas relatif à un milieu purement homogène, mais est obtenu par moyennage des $|S_{21}|$ mesurés dans un milieu (non homogène) puis par lissage de cette moyenne, ou par filtrage temporel des signaux indésirables (échos divers).

La connaissance de la constante d'affaiblissement permettra de déduire la conductivité moyenne du milieu en utilisant les relations E.IV.2 et 3.

Signalons que les caractéristiques électriques des milieux dépendent fortement de leur degré de porosité et surtout de leur taux d'humidité.

Cette méthode de détermination des caractéristiques électriques du milieu est intéressante, car à notre connaissance, les caractéristiques électriques des roches telles que le granite ou le marbre ne sont fournies qu'aux fréquences inférieures à 100 MHz.

IV.2. PROPAGATION DANS L'AIR

L'objectif est ici de caractériser les réponses en transmission obtenues avec les différents radars dans le milieu homogène constitué par l'air. Les mesures en transmission dans l'air ont été effectuées en chambre anéchoïque de manière à éviter au maximum les réflexions des ondes sur divers objets avoisinants. Les antennes sont alors distantes de 3.6 m et sont orientées de manière à présenter leur gain maximal.

IV.2.1. Technique de la troncature

Lors de mesures en transmission en chambre anéchoïque, nous observons malgré tout de nombreux échos temporels représentatifs de la réflexion des ondes notamment sur le sol ou sur les murs.

La technique de troncature consiste à appliquer une fenêtre temporelle sur l'arrivée directe de l'impulsion temporelle. Les échos parasites suivants sont alors filtrés. L'opération de transformée de Fourier inverse appliquée à cette réponse temporelle filtrée fournit une réponse fréquentielle approchée du radar en milieu homogène. Cette technique est utilisée ici pour les réponses en transmission dans l'air, et sera appliquée ultérieurement lorsqu'il sera nécessaire de caractériser la réponse fréquentielle du radar dans un milieu géologique considéré comme homogène.

L'application de cette méthode est illustrée figures IV.1 à IV.3 pour les radars à polarisation verticale ou horizontale en impulsions synthétiques et en impulsionnel vrai. L'opération de troncature temporelle a pour effet de lisser les courbes fréquentielles initiales.



Figure IV.1: Mesure en transmission en chambre anéchoïque.

Radar impulsionnel à polarisation verticale.

Distance inter-antennes = 3.6 m.

Réponses temporelles et fréquentielles du radar avec et sans troncature temporelle.





Figure IV.2: Mesure en transmission en chambre anéchoïque Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale. Distance inter-antennes = 3.6 m. Réponses temporelles et fréquentielles du radar avec et sans troncature temporelle.



Figure IV.3: Mesure en transmission en chambre anéchoïque.

Radar à impulsions synthétiques à polarisation horizontale.

Distance inter-antennes
$$= 3.6$$
 m.

Réponses temporelles et fréquentielles du radar avec et sans troncature temporelle.

IV.2.2. Comparaison des polarisations verticale et horizontale

La différence entre radar à polarisation verticale et horizontale est illustrée dans le cas du radar à impulsions synthétiques uniquement.

Nous avions déjà observé dans le chapitre III, que la plage de fonctionnement des antennes à polarisation horizontale à -10 dB de la puissance maximale transmise, est plus élevée que celle des antennes à polarisation verticale. Elle est respectivement de [500 MHz - 1.26 GHz] et de [200 MHz - 950 MHz].

La largeur de l'impulsion temporelle est donc plus étroite dans le cas de la polarisation horizontale (figure IV.4). La largeur de l'impulsion (deux monocycles) en polarisation verticale est proche de 2 ns, et celle obtenue en polarisation horizontale est proche de 1.2 ns.

IV.2.3. Comparaison des systèmes synthétique et impulsionnel

La différence entre radar à impulsions synthétiques et impulsionnel est illustrée dans le cas de la polarisation verticale uniquement (figure IV.5).

Les fréquences de fonctionnement du radar impulsionnel sont inférieures à celles du radar à impulsions synthétiques. Le radar impulsionnel fonctionne dans la plage [100 MHz - 550 MHz] (à -10 dB du maxi). La largeur de l'impulsion temporelle est plus importante en impulsionnel qu'en impulsions synthétiques: elle est environ de 3.8 ns.

Conclusion: Dans l'air, l'antenne à polarisation horizontale réalisée fonctionne dans une bande de fréquences supérieure à celle de l'antenne à polarisation verticale. Les fréquences de fonctionnement des antennes sont directement liées à leurs dimensions et à leur géométrie. Une différence inhérente au système d'excitation est également apparue. Equipés d'antennes biconiques identiques, la bande passante du radar à impulsions synthétiques est supérieure à celle obtenue en radar impulsionnel vrai.



Figure IV.4: Mesure en transmission en chambre anéchoïque.

Radar à impulsions synthétiques.

Distance inter-antennes = 3.6 m.

Réponses temporelles et fréquentielles du radar à polarisation verticale et horizontale.



Air Synthétique/Impulsionnel Polarisation V

Figure IV.5: Mesure en transmission en chambre anéchoïque.

Polarisation verticale - Distance inter-antennes = 3.6 m. Réponses temporelles et fréquentielles du radar à impulsions synthétiques et du radar impulsionnel.

IV.3. CAMPAGNE DE MESURES A THASSOS

Thassos est une petite île grecque située près de Salonique.

La carrière de marbre de Thassos fait partie d'un des sites internationaux sélectionné par le consortium européen pour la réalisation des campagnes de mesures. Les essais se sont déroulés en avril 94 sur une durée de 15 jours. Ils ont consisté à tester la première version du radar de forage expérimental ainsi qu'à effectuer des mesures en surface avec le radar commercial PULSE EKKO.

Le radar de forage à impulsions synthétiques utilisé est légèrement différent de celui exposé au chapitre III. La différence porte sur la bande de fonctionnement du système (analyseur de réseau et antennes): le radar est équipé d'antennes biconiques de fréquence centrale proche de 1 GHz et l'analyseur de réseau fonctionne dans la bande [500 MHz - 1.5 GHz] sur 201 points. Un amplificateur de réception faible bruit de 38 dB de gain est intégré au calibrage du système.

De nombreux logs en forage ont été réalisés avec le radar expérimental. Malheureusement, les signaux obtenus à la fois avec ce dernier et avec le radar PULSE EKKO ont été très bruités par un émetteur TV proche.

IV.3.1. Description du site

Le site se compose de 4 forages F1, F2, F3 et F4 représentés figure IV.6. Nous avons effectué des logs entre les forages F1 et F3 distants de 10.7 m et entre les forages F1 et F2 distants de 10.10 m.





Les photos figures IV.7 et IV.8 montrent la montagne de marbre et le détail des blocs de marbre dans lesquels les forages sont percés. Le marbre apparaît comme une roche relativement homogène mais très fissurée à certains endroits.



Figure IV.7: Thassos - carrière de marbre - montagne de marbre.



Figure IV.8: Thassos - carrière de marbre - détail des blocs de marbre et des fissures.

IV.3.2 Détermination des caractéristiques électriques du milieu

La permittivité relative et la conductivité du milieu ont été calculées à partir de la méthode exposée §IV.1.

La figure IV.9 illustre la réponse temporelle du radar lorsque les antennes sont distantes de 10.1 m et situées à des profondeurs identiques dans les forages. Le temps d'arrivée de l'onde directe mesuré est de 92 ns, ce qui correspond à une vitesse dans le milieu de 10.9 cm/ns. La permittivité relative du milieu est approximativement de 7.4.

La constante d'atténuation et la conductivité sont déduites de la différence des puissances captées dans des configurations identiques (antennes face à face et distantes de 10.1 m) dans l'air et dans le milieu, par le radar à impulsions synthétiques (figure IV.10). La figure IV.11 présentent les constantes obtenues entre 500 et 1000 MHz. La conductivité évolue relativement peu sur la gamme de fréquence étudiée. Elle est proche de 0.003 S/m. La constante d'atténuation varie légèrement autour de 2.2 dB/m entre 500 MHz et 1 GHz.

IV.3.3. Réponses fréquentielles et temporelles

La figure IV.12 illustre l'évolution du module du coefficient de réflexion d'une antenne dans un forage en fonction de la fréquence. Le $|S_{11}|$ est très bruité, mais sa valeur est toujours inférieur à -5 dB dans la bande de fréquence étudiée. L'antenne est donc bien adaptée.

La figure IV.13 illustre une transmission entre les forages F1 et F2 représentée en mode temporel et fréquentiel. Les signaux sont encore très bruités. Les puissances captées sont au dessus du niveau de planché de bruit (-110 dB lorsqu'il n'y a qu'un seul amplificateur en réception) jusqu'à 1.4 GHz environ. La largeur d'une impulsion temporellé est approximativement de 5.8 ns.

Thassos Détermination des caractéristiques électriques du milieu



Figure IV.10: Thassos carrière de marbre - Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale. Distance inter-antennes = 10.1 m.Comparaison entre réponses fréquentielles dans le milieu et dans l'air.

Figure IV.9: Thassos -

carrière de marbre - Réponse temporelle du radar à

impulsions synthétiques à

polarisation verticale

Figure IV.11: Thassos carrière de marbre. Conductivité et constante d'atténuation approximatives du milieu géologique en fonction de la fréquence.



Figure IV.12: Thassos - carrière de marbre. Module du coefficient de réflexion de l'antenne biconique dans le milieu.

Thassos Synthétique Polarisation V



Figure IV.13: Thassos - carrière de marbre - Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale - E (F2) = -4.2 m / R (F1) = -4.2 m - Réponses temporelle et fréquentielle.

IV.3.4. Radargrammes du radar expérimental et du PULSE EKKO

La figure IV.14 illustre le radargramme du radar expérimental entre les forages F1 et F3. Nous retrouvons des signaux très bruités qui ne permettent pas de distinguer nettement les fractures. Le radargramme de surface illustré figure IV.15 est obtenu avec le PULSE EKKO et son antenne 900 MHz. Il correspond au profil Y000: profil qui passe au dessus des forages F3 et F4 suivant l'axe y=0 illustré figure IV.6. Nous observons également beaucoup de bruit sur ce radargramme difficilement exploitable.



Figure IV.14: Thassos - carrière de marbre - Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale. Radargramme obtenu pour une position de récepteur de -4 m dans le forage 1 et pour 31 positions de l'émetteur entre -3 m et -6 m par pas de 0.1 m dans le forage 3.


IV.4. CAMPAGNE DE MESURES A ST BRIEUC

Cette campagne de mesures d'une durée d'une semaine s'est déroulée en avril 95. Elle était destinée à tester les nouveaux prototypes avant la campagne de mesures à l'étranger. Le site est une carrière de granite encore en exploitation actuellement. Comme le marbre, ce milieu géologique présente l'avantage d'être peu conducteur et d'être relativement homogène.

Durant cette campagne, nous avons testé le radar à impulsions synthétiques en polarisation verticale et horizontale, ainsi que le radar impulsionnel à polarisation verticale présentés dans le chapitre III. Les antennes utilisées pour ces radars sont celles décrites et caractérisées au chapitre III. Pour ces trois radars, nous utilisons un seul et unique amplificateur faible bruit en réception. Sa caractéristique fréquentielle est donnée figure IV.16. Sa fréquence de coupure à -3 dB est de 300 MHz.





Les résultats de cette campagne de mesures sont exposés car le site présente un intérêt particulier. Le milieu est très homogène et les réflexions produites sur la surface du sol et sur le front de taille distant de 6 à 7 m des forages, apparaissent clairement. Les phénomènes de réflexion sur une interface milieu/air ont été étudiés en théorie dans le chapitre II, ce qui nous permet de confronter les résultats théoriques et expérimentaux.

La réponse de chacun des radars face à ces deux discontinuités (transitions milieu/air) de grande dimension et connues sera observée et comparée.

Nous ne commenterons pas ici les réflexions issues de fractures probables du milieu puisque nous ne disposons d'aucun moyen de vérification.

IV.4.1. Description du site

Ce site comporte 3 forages séparés de 7 et 14 m et exploitables jusqu'à une profondeur de 8 m (figure IV.17). Seules les transmissions entre forages distants de 7 m ont été réalisées. Le front de taille distant de 7 m environ des forages est schématisé sur cette même figure IV.17. Les photos figures IV.18 à 21 montrent la tête d'un forage, le matériel électronique utilisé (analyseur de réseau et oscilloscope numérique), l'état de surface et le front de taille.



Figure IV.17: S^t Brieuc - carrière de granite

a) vue en coupe du site - déplacement des antennes dans les forages S1 et S2b) vue de dessus du site



Figure IV.18: St Brieuc - carrière de granite - forage



Figure IV.19: St Brieuc - carrière de granite - matériel électronique



Figure IV.20: S^t Brieuc - carrière de granite - site de mesure



Figure IV.21: St Brieuc - carrière de granite - front de taille

IV.4.2. Détermination des caractéristiques électriques du milieu

La figure IV.22 illustre la réponse temporelle du radar lorsque les antennes sont distantes de 7 m et situées à des profondeurs identiques dans les forages. Le temps d'arrivée de l'onde directe mesuré est de 62 ns, ce qui correspond à une vitesse dans le milieu de 11.3 cm/ns. La permittivité relative du milieu est approximativement de 7.

La conductivité et la constante d'atténuation sont déduites de la différence des puissances captées dans des configurations identiques (antennes face à face et distantes de 7m) dans l'air et dans le milieu par le radar à impulsions synthétiques (figure IV.23). La figure IV.24 présentent les constantes obtenues entre 200 et 900 MHz. Les courbes en traits pointillés sont obtenus directement par la méthode exposée précédemment. Les courbes en traits pleins représentent une approximation des valeurs de la conductivité et de la constante d'atténuation qui croissent toutes deux avec la fréquence.

La conductivité est de 0.002 S/m à 200 MHz, est proche de 0.006 S/m à 500 MHz et atteint une valeur de 0.0085 S/m à 900 MHz.

La constante d'atténuation pour les mêmes fréquences est de 1 dB/m, 3 dB/m et 5 dB/m.

St Brieuc Détermination des caractéristiques électriques du milieu



IV.4.3. Adaptation des antennes dans le milieu

L'antenne biconique a un coefficient de réflexion moyen de -5 dB dans sa bande passante et est donc bien adaptée dans le milieu (figure IV.25).



Figure IV.25: St brieuc - carrière de granite

Coefficient de réflexion de l'antenne à polarisation verticale dans l'air et dans le milieu.

IV.4.4. Réponses des systèmes impulsionnel et synthétique en polarisation verticale

La figure IV.26 (page 150) illustre les réponses temporelles et fréquentielles des radars placés dans les mêmes configurations. Les réponses sont quasiment semblables pour les deux systèmes.

Le milieu dispersif a élargi l'impulsion synthétique à 3.6 ns environ alors que sa valeur était proche de 2 ns dans l'air. L'impulsion vraie a une largeur de 4 ns environ dans le milieu alors qu'elle était de 3.8 ns dans l'air. Cette largeur de 4 ns est mesurée avec le système impulsionnel équipé d'un amplificateur faible bruit en réception (figure IV.16). Sans l'ajout de cet amplificateur qui agit comme un filtre passe haut, la largeur de l'impulsion dans le milieu est supérieure et est de 5.4 ns environ. L'amplificateur n'intervient pas sur la largeur de l'impulsion synthétique car il est intégré au calibrage du système.

Les temps d'arrivée des échos sont identiques pour les deux systèmes. Une différence peut être notée autour de 130 ns: les mêmes échos sont repérables, mais ils sont superposés à un signal basse fréquence dans le cas de l'impulsion synthétique. Ce signal basse fréquence a en fait été filtré par l'amplificateur utilisé dans le système impulsionnel. Il semblerait donc que l'intégration de l'amplificateur dans le calibrage du système soit préférable car cela évite l'élimination des composantes basses fréquences du signal.

Dans le domaine fréquentiel, nous obtenons une bonne ressemblance des réponses.

IV.4.5. Réponses du radar synthétique à polarisation verticale et horizontale

L'impulsion temporelle reçue en polarisation horizontale est toujours plus étroite que celle reçue en polarisation verticale (figure IV.27). L'impulsion s'est cependant élargie par rapport à la mesure dans l'air. Sa largeur est maintenant de 2.4 ns environ contre 1.2 ns dans l'air. Les échos apparaissant après 100 ns sont difficilement observables en polarisation horizontale car cette antenne fonctionne en plus hautes fréquences. L'application d'un gain exponentiel ou linéaire sur ces données permettrait de distinguer les échos qui apparaissent après 100 ns.

Dans le domaine fréquentiel, la réponse en polarisation horizontale est exploitable jusqu'à 1.5 GHz contre 1 GHz dans l'autre polarisation.

IV.4.6. Radargrammes et images

Nous montrons figures IV.28 à 30, les 3 radargrammes et les 3 images correspondantes relatifs aux radars synthétiques à polarisation verticale et horizontale et au radar impulsionnel à polarisation verticale. L'émetteur est situé à une profondeur de -6 m dans le forage S2 et le récepteur varie de -4 à -8 m par pas de 40 cm dans le forage S1.

Les radargrammes présentés ici sont formés par la juxtaposition de courbes temporelles qui n'ont subi aucun traitement. Par contre, les images sont formées par la juxtaposition de courbes temporelles qui ont été traitées. Pour les images, le traitement consiste en l'application d'un gain constant, linéaire ou variant exponentiellement en fonction du temps de manière à amplifier les échos les plus lointains. Les données sont extrapolées et chaque amplitude est associée à un niveau de gris compris entre le blanc (minimum) et le noir (maximum). Les réflexions sont repérées par un alignement de niveaux de gris sur plusieurs profondeurs d'antenne de réception.

Nous repérons sur les radargrammes et les images l'arrivée directe de l'onde, ainsi que les échos produits par la réflexion de l'onde sur la surface et sur le front de taille. L'identification de ces échos est effectuée par un calcul de distance de propagation de l'onde et de temps de parcours correspondant. La représentation géométrique des obstacles et des antennes dans les forages est donnée figures IV.31 et 32 (pages 155 et 156).

L'arrivée directe de l'onde est matérialisée par une hyperbole située autour de 62 ns. Les temps d'arrivée sont les plus courts lorsque les antennes sont face à face (ici à la profondeur de -6 m) et croissent lorsque l'antenne de réception s'éloigne de part et d'autre de cette configuration.

Entre 75 et 100 ns nous observons sur les images notamment la réflexion de cibles. La réponse est identique pour les trois types de radar.

L'effet de surface qui apparaît à partir de 100 ns est repéré sur les trois radars. Les temps d'arrivée des échos correspondants sont plus courts quand l'antenne de réception est proche de la surface et augmentent au fur et à mesure que l'antenne de réception s'enfonce dans le forage.

A partir de 105 ns, une série de réflexions se produit en synthétique vertical uniquement (trace blanche sur l'image). Les échos ont la particularité d'être très larges (et donc basses fréquences) par rapport aux autres. Il est donc logique que cette série de réflexions n'apparaisse pas en polarisation horizontale qui fonctionne en plus hautes fréquences, ni en impulsionnel vertical car dans ce dernier système, l'amplificateur de réception utilisé (de bande passante égale à 300 MHz) filtre les basses fréquences.

La réflexion des ondes sur le front de taille est matérialisée de la même façon que pour les arrivées directes, c'est à dire par une trace en forme d'hyperbole: la distance parcourue par l'onde réfléchie est plus courte lorsque les antennes sont à même profondeur. Cette discontinuité est visualisée par les trois radars.

Les figures IV.31 et 32 montrent que par rapport à la surface, l'antenne biconique émet un champ E à polarisation parallèle, tandis que l'antenne à polarisation horizontale émet un champ E à polarisation orthogonale. Les polarisations émises par les deux antennes sont inversées lorsque l'interface est représentée par le front de taille. Pour ces deux obstacles et pour les positions des antennes dans les forages, les angles d'incidence θ_0 qui apparaissent sont supérieurs à l'angle critique. Selon l'étude théorique du chapitre II, les phénomènes de réflexion sont identiques pour les deux polarisations.

conclusion: Pour les trois radars, les images représentatives des réflexions de l'onde sur les obstacles sont concluantes. Nous détectons la surface, le front de taille ainsi que d'autres inhomogénéités du milieu.

Conformément à l'étude théorique; l'influence de la surface et du front de taille est identique quelle que soit la polarisation du radar.

Les images obtenues avec les radars impulsionnel et synthétique vertical sont très ressemblantes et sont de très bonne qualité. L'image obtenue en polarisation horizontale est beaucoup moins "claire". Nous observons en effet sur les radargrammes de nombreux échos très fins et donc, hautes fréquences. Un traitement adapté tel qu'un filtrage spatial permettrait d'améliorer la qualité de l'image obtenue.



St Brieuc Impulsionnel / Synthétique Polarisation V

Figure IV.26: St Brieuc - carrière de granite - Polarisation Verticale - E = -6 m - R = -7.2 m. Réponses temporelles et fréquentielles obtenues en impulsionnel et en synthétique.

St Brieuc Synthétique Polarisation V / H



Figure IV.27: St Brieuc - carrière de granite - Radar à impulsions synthétiques E = -6 m - R = -7.2 m.

Réponses temporelles et fréquentielles obtenues en polarisation verticale et horizontale.



St Brieuc Radargrammes impulsionnel et synthétique

Figure IV.28: St Brieuc - carrière de granite E = -6 m dans le forage S2 et R varie entre -4 m et -8 m (ou 7.6 m) par pas de 0.4 m dans le forage S1. Profondeur du récepteur dans le forage (m)



Figure IV.29: St Brieuc - carrière de granite Images obtenues en polarisation verticale - E=-6m Récepteur variant de -4 à -8m par pas de 0.4m



Figure IV.30: St Brieuc - carrière de granite Images obtenues en polarisation horizontale - E=-6m Récepteur variant de -4 à -7.6m par pas de 0.4m







b) Orientation du champ E en fonction du type d'antenne

IV.5. CAMPAGNE DE MESURES A BUDDUSO

Budduso est une petite ville située au Nord Est de la Sardaigne.

Les campagnes de mesures se sont déroulées dans une carrière de granite, autre site sélectionné par le consortium européen pour tester les radars de géophysique.

Une première campagne de mesures a eu lieu en juillet 94 sur ce site. Elle suivait celle de Thassos. Pour ces deux campagnes de mesures, la même version initiale du radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale (caractérisée par une plage de fonctionnement comprise entre [500 MHz - 1.5 GHz]) a été utilisée. Les résultats se sont avérés nettement meilleurs que ceux obtenus sur le site de Thassos. Cependant, le granite de Budduso étant plus conducteur que le marbre de Thassos, le signal fréquentiel n'était exploitable qu'aux fréquences inférieures à 1 GHz. Cette constatation nous a permis de réaliser un deuxième type d'antennes plus basses fréquences rayonnant autour de 500 MHz.

Une deuxième campagne de mesures sur ce même site s'est déroulée en juillet 95 pendant 10 jours. Les radars étaient alors plus conséquents: nous disposions d'un radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale et horizontale, ainsi que d'un radar impulsionnel à polarisation verticale et horizontale. 3 de ces radars ont été testés au préalable sur le site de St Brieuc. Les caractéristiques fréquentielles des amplificateurs de réception utilisés sont données figure IV.16 et 33. Les 2 amplificateurs faible bruit ont été utilisés en cascade pour les radars synthétiques tandis qu'un seul des amplificateurs faible bruit a suffi pour les radars impulsionnels. L'amplificateur de la figure IV.16 a une fréquence de coupure de 300 MHz et est utilisé en impulsionnel vertical, tandis que l'amplificateur figure IV.33, utilisé en impulsionnel horizontal a une fréquence de coupure beaucoup plus basse qui est de 25 MHz.

Nous présentons dans ce mémoire les résultats issus de la deuxième campagne de mesures à Budduso. Ils sont l'aboutissement de nos recherches en radar de géophysique de forage.

IV.5.1. Description du site de mesures

Les figures IV.34 et IV.35 illustrent la configuration et la topographie du terrain. Les logs ont été réalisés dans les deux forages S1 et S4 distants de 10.22 m. Le déplacement des antennes d'émission et de réception dans ces forages est illustré figure IV.36.



Figure IV.33: Module et phase du coefficient de transmission de l'un des amplificateurs de réception faible bruit.



Figure IV.34: Budduso - carrière de granite - site de mesure



Figure IV.35: Budduso - carrière de granite - topographie du terrain





IV.5.2. Détermination des caractéristiques électriques du milieu

Une moyenne temporelle de 87.5 ns (figure IV.37) est observée pour le parcours d'une onde sur une distance D de 10.22 m. La permittivité relative moyenne est donc de 6.6 pour ce granite.

La figure IV.38 illustre l'évolution fréquentielle de la transmission en dB en polarisation verticale lorsque les antennes sont face à face et distantes de D, dans l'air et dans le milieu géologique supposé homogène. La comparaison de ces deux transmissions permet la détermination de la constante d'atténuation et de la conductivité du milieu.

La conductivité est de 0.002 S/m à 200 MHz, est proche de 0.005 S/m à 500 MHz et atteint 0.008 S/m à 800 MHz.

La constante d'atténuation pour les mêmes fréquences est de 1 dB/m, 3 dB/m et 5 dB/m. Ce granite est donc pratiquement similaire électriquement à celui de St Brieuc.

IV.5.3. Les deux versions du radar synthétique à polarisation verticale

La figure IV.40 illustre la réponse fréquentielle et temporelle du radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale utilisé avec la première et la deuxième version d'antennes biconiques, de fréquence centrale respectivement égale à 1GHz et 500 MHz. Dans le domaine fréquentiel, le signal est bruité approximativement à partir de 1.3 GHz pour les deux versions d'antennes. L'information fréquentielle aux basses fréquences est cependant inexistante pour la première version d'antennes. La réponse temporelle obtenue avec cette première version d'antennes est donc moins riche en information.

IV.5.4. Coefficients de réflexion des antennes dans le milieu géologique

Les coefficients de réflexion des antennes biconiques et à polarisation horizontale dans les forages sont illustrés figure IV.41. Les pics d'adaptation de ces antennes se déplacent vers les basses fréquences lorsqu'elles sont plongées dans l'air puis dans le milieu géologique. Dans le milieu, le coefficient de réflexion des antennes reste inférieur à -5 dB dans leur bande passante respective. Elles sont donc bien adaptées dans le milieu.

Budduso Détermination des caractéristiques électriques du milieu



Figure IV.37: Budduso - carrière de granite - Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale.

Réponse temporelle obtenue pour une distance inter-forages de 10.22m lorsque les antennes sont à même profondeur.

Figure IV.38: Budduso carrière de granite - Radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale. Distance inter-antennes = 10.22m. Comparaison entre réponses fréquentielles dans le milieu et dans l'air.

Figure IV.39: Budduso - carrière de granite Conductivité et constante d'atténuation approximatives du milieu géologique.





Comparaison entre réponses temporelles et fréquentielles obtenues avec la première et la deuxième version d'antennes biconiques.



Figure IV.41: Budduso - carrière de granite. Module des coefficients de réflexion des antennes biconiques et à polarisation horizontale dans l'air et dans le milieu géologique.

IV.5.5 Réponses temporelles et fréquentielles obtenues en polarisation verticale et horizontale pour le radar à impulsions synthétiques et impulsionnel

Les réponses des radars sont comparées pour des configurations identiques d'antennes dans les forages.

IV.5.5.1. Radars impulsionnel et synthétique en polarisation V

Nous observons figures IV.42 à 43 (pages 165 et 166) une grande similitude des réponses temporelles et fréquentielles de ces deux radars.

Les temps d'arrivée des différents échos sont identiques.

La largeur de l'impulsion vraie est légèrement inférieure à celle de l'impulsion synthétique. La largeur d'une impulsion est de 3 ns en moyenne pour la première et de 4.6 ns pour la deuxième. La largeur de l'impulsion vraie a été réduite par l'amplificateur de réception qui agit comme un filtre passe haut.

IV.5.5.2. Radars synthétiques à polarisation V et H

Les comparaisons des réponses sont présentées figures IV.44 à 45.

Dans le domaine temporel, les temps d'arrivée des échos sont similaires pour les deux polarisations. Dans le domaine fréquentiel, l'antenne à polarisation horizontale fonctionne en plus hautes fréquences. Ceci explique l'atténuation plus importante subie par le signal temporel en polarisation horizontale. Il en découle également une largeur d'impulsion plus faible: 2.6 ns en polarisation horizontale par rapport aux 4.6 ns de la polarisation verticale.

IV.5.5.3. Radars impulsionnels à polarisation V et H

Il existe une grande similitude entre les réponses temporelles et fréquentielles présentées figures IV.46 à 47, alors que précédemment, en synthétique, la fréquence centrale de l'antenne à polarisation horizontale était supérieure à celle de l'antenne biconique. L'antenne à polarisation horizontale utilisée en impulsionnel est en fait légèrement différente de celle utilisée en impulsions synthétiques: pour la mise en place du dispositif impulsionnel, les dimensions de cette antenne ont été modifiées.

IV.5.5.4. Radars synthétique et impulsionnel en polarisation H

Les figures IV.49 à 50 illustrent la comparaison des deux radars. Un filtre numérique passe haut de type FIR (Finite Impulse Response) d'ordre 10 et de fréquence de coupure égale à 480 MHz (figure IV.48) a été appliqué aux réponses temporelles obtenues en radar impulsionnel. En effet, le radar impulsionnel à polarisation horizontale a une fréquence centrale de fonctionnement inférieure à celle du radar synthétique à polarisation horizontale. Le filtre passe haut permet d'éliminer les composantes basses fréquences qui se superposent au signal impulsionnel. Les réponses temporelles filtrées de ce radar sont ainsi plus facilement comparables à celles obtenues avec le radar synthétique.

Les réponses temporelles sont très ressemblantes. Dans le domaine fréquentiel, l'antenne à polarisation horizontale utilisée avec le radar à impulsions synthétiques se distingue toujours par un rayonnement plus important en hautes fréquences.



Figure IV.42: Budduso - carrière de granite - polarisation verticale. E = -5.6 m R = -4 m. Réponses en impulsionnel et en impulsion synthétique.



Budduso Synthétique/ Impulsionnel Polarisation V

Figure IV.43: Budduso - carrière de granite - polarisation verticale. E = -4 m R = -2.8 m. Réponses en impulsionnel et en impulsion synthétique.

Budduso Synthétique Polarisation V/H





Budduso Synthétique Polarisation V/H





Budduso Impulsionnel Polarisation V/H



Figure IV.46: Budduso - carrière de granite - radar impulsionnel. E = -4.8 m R = -3.6 m. Réponses en polarisation verticale et horizontale.



Figure IV.47: Budduso - carrière de granite - radar impulsionnel. E = -6 m R = -2.4 m. Réponses en polarisation verticale et horizontale.





4



Figure IV.49: Budduso - carrière de granite - radar impulsionnel. E = -5 m R = -3.2 m. Réponses en polarisation verticale et horizontale.



Figure IV.50: Budduso - carrière de granite - radar impulsionnel. E = -5 m R = -4.8 m. Réponses en polarisation verticale et horizontale.

IV.5.5.5. conclusion

La différence entre radars à impulsions synthétiques et impulsionnel paraissait très grande aux premiers abords: pour le premier radar, toutes les raies fréquentielles sont émises avec la même amplitude: c'est l'antenne qui limite la bande passante du système. Pour le deuxième radar, les raies fréquentielles émises ont des amplitudes variables et la bande passante du système est plus limitée: elle est fixée par le dispositif qui génère l'impulsion.

La comparaison des réponses obtenues avec les deux systèmes: synthétique et impulsionnel, doit être effectuée en polarisation verticale puisque dans ce cas, les antennes biconiques utilisées sont les mêmes. Dans l'air, ces deux radars (impulsionnel et synthétique V) se distinguent par leur bande passante (plus haute pour le radar synthétique). Dans le milieu, cette différence est moins nette. En effet, l'amplificateur faible bruit utilisé en réception en radar impulsionnel a réduit la largeur de l'impulsion émise et a donc décalé la bande passante du système vers les hautes fréquences. Les résultats observés en rayonnement avec les deux types de radar dans le milieu sont donc ressemblants.

La différence entre ces deux systèmes ou ces deux technologies ne portera pas sur la qualité spectrale ni temporelle des réponses, mais sur des critères tels que la puissance maximale que l'on pourra disposer à l'émission, le niveau de bruit, la facilité de réalisation, le coût, ainsi que le temps d'acquisition et la souplesse d'utilisation.

En ce qui concerne les polarisations, l'avantage d'utiliser deux polarisations différentes pourra être vérifiée lors de la comparaison d'images qui montrent les successions de réflexions sur un log. Nous observerons donc si certaines réflexions sont visibles dans l'une ou l'autre ou les deux polarisations.

IV.5.6. Réponses du PULSE EKKO

A titre de comparaison, nous observons figures IV.51 et 52, les réponses temporelles et fréquentielles obtenues avec le radar commercial de surface: le PULSE EKKO équipé successivement d'une antenne 900 MHz et 225 MHz. La première courbe temporelle présentée est celle acquise directement par le système. La deuxième représente la même réponse temporelle amplifiée.

Budduso Réponse du Pulse Ekko



Figure IV.51: Budduso - carrière de granite -Radar Pulse Ekko équipé d'une antenne 900 MHz -Visualisation d'une réponse temporelle avec et sans gain et de la réponse fréquentielle correspondante (sans gain).
Budduso Réponse du Pulse Ekko



Figure IV.52: Budduso - carrière de granite -Radar Pulse Ekko équipé d'une antenne 225 MHz -Visualisation d'une réponse temporelle avec et sans gain et de la réponse fréquentielle correspondante (sans gain).

La première impulsion représente le couplage direct entre antennes émettrice et réceptrice placées à moins d'un mètre l'une de l'autre. Comparativement à ce niveau, les échos provenant du milieu ont une amplitude négligeable. Il est nécessaire d'appliquer un gain sur les données pour observer les échos des cibles.

La largeur temporelle (2 monocycles) de la première impulsion est de 2.5 ns pour l'antenne 900 MHz, et de 6.1 ns pour l'antenne 225 MHz. Les fréquences centrales des spectres correspondants sont de 500 MHz et de 300 MHz.

IV.5.7. Images obtenues en polarisation horizontale et verticale pour les radars synthétique et impulsionnel

L'axe des abscisses de ces images représente le temps de parcours aller-simple de l'onde ainsi que la correspondance de ces temps en distance d'investigation. L'axe des ordonnées représente la succession des positions de l'émetteur dans le forage.

Les images sont obtenues lorsque l'émetteur est fixe à une profondeur de -5.2 m dans le forage S1 et le récepteur est déplacé le long du forage S4 entre -2.4 et -8.4 m environ. Elles montrent les échos radar jusqu'à une distance d'investigation de l'ordre de 30 m (figures IV.53 à 54). Le détail de ces échos est également fourni jusqu'à des distances d'investigation de l'ordre de 14 m (figures IV.55 à 56). Ces distances d'investigation sont relatives à des parcours aller-simple de l'onde puisque les antennes d'émission et de réception sont situées dans des forages distincts.

Les arrivées directes ainsi que la trace représentative de la réflexion de l'onde sur la surface sont repérées sur les images. Pour les positions des antennes dans les forages, les angles d'incidence qui apparaissent au niveau de la surface sont supérieurs à l'angle critique. Sur les images et conformément à la théorie, nous observons la réflexion de l'interface pour les deux types d'antennes.

Des traces obliques parallèles à celle représentative de la surface, apparaissent à des distances très importantes (jusqu'à 32 m). Les temps d'arrivée des échos correspondant à ces traces sont plus courts quand l'antenne est proche de la surface et s'éloignent quand elle s'enfonce dans le forage. L'hétérogénéité responsable de ces réflexions se trouve donc à une profondeur comprise entre 0 et -2.4 m. Cependant, les temps de parcours de l'onde réfléchie par la surface du sol n'excèdent pas 160 ns. Il est donc peu probable qu'une hétérogénéité située à une profondeur proche de la surface provoque des réflexions d'onde au delà de 160 ns. Nous fixerons donc à 18 m (distance parcourue en 160 ns) la portée maximale approximative

des radars. La portée définie ici en radar de forage correspond en fait à la distance maximale parcourue par l'onde. La portée qui serait définie en radar de surface correspondrait à la moitié de cette valeur, puisque l'onde subit un aller-retour dans le milieu.

Nous pouvons remarquer une zone très atténuée à la profondeur du récepteur égale à -5.2 m environ pour les quatre radars. Les antennes sont alors face à face dans les forages. A cette profondeur, il existe donc une hétérogénéité très conductrice ou atténuante.

Les mêmes réflexions sont repérées par l'ensemble des radars. Dans ce milieu, les cibles sont repérées de la même façon quelle que soit la polarisation des antennes utilisées.

Lorsqu'ils sont équipés d'antennes identiques (polarisation V), les radars impulsionnels et synthétiques fournissent une définition d'image identique.

La définition obtenue en synthétique H est nettement meilleure que celle obtenue avec les autres radars. En effet, l'antenne à polarisation horizontale du radar synthétique fonctionne en plus hautes fréquences que les autres antennes.

Conclusion:

Les quatre radars réalisés fournissent des résultats semblables et cohérents.

Il ne semble pas y avoir d'échos spécifiques à une polarisation.

Le système impulsionnel fournit des résultats aussi satisfaisants que le système à impulsions synthétiques. La discrimination des systèmes ne s'effectuera donc pas sur des critères de qualité de résultats.

La définition fournie par l'antenne à polarisation horizontale synthétique est supérieure à celle fournie par les autres antennes. Cette antenne rayonne entre [500 -1500 MHz] dans l'air et rayonne entre [200-1000 MHz] dans le milieu.

La portée du système ne semble donc pas compromise avec ce type d'antenne, qui rayonne aussi bien aux basses fréquences qu'aux hautes fréquences dans le milieu. Il semble donc que pour le terrain sondé, l'antenne à polarisation horizontale de fréquence centrale dans l'air égale à 1000 MHz soit bien adaptée pour l'application. Profondeur du récepteur dans le forage (m)









Profondeur du récepteur dans le forage (m)





Profondeur du récepteur dans le forage (m)





IV.5.8. Radargrammes obtenus avec le PULSE EKKO

La présentation des radargrammes obtenus en radar de surface est différente de celle obtenue en radar de forage. Pour le premier, nous visualisons sur l'axe horizontal, le déplacement du radar (antennes d'émission et de réception en mode de réflexion (cf. chapitre I) entre les forages S1 et S4, et sur l'axe vertical, la profondeur d'investigation ou le temps de propagation de l'onde.

Pour le deuxième radar, nous observons sur l'axe horizontal, la distance d'investigation ou le temps de parcours de l'onde, et sur l'axe vertical, le déplacement d'une antenne dans un forage.

La visualisation des fractures situées entre les deux forages est déduite directement du radargramme de surface, et difficilement à partir du radargramme de forage.

La figure IV.57 illustre les radargrammes de surface obtenus avec le PULSE EKKO équipé d'antennes 225 et 900 MHz. Il est déplacé respectivement le long des profils Y0960 et Y1200 qui sont parallèles à l'axe Y=9.6 m et Y=12 m sur le repère figure IV.35. Ces profils sont situés entre les forages S1 et S4.

La fracturation déduite des radargrammes est donnée figure IV:58. Deux types de fractures ont été relevées: les fractures certaines (au nombre de 42) qui sont des réflecteurs continus et de forte intensité énergétique et les fractures probables (au nombre de 3) qui sont des réflecteurs de faible intensité énergétique et/ou discontinus. Nous observons une forte densité de fractures. La profondeur d'investigation avec le radar équipé de l'antenne 225 MHz est estimée à 9 m environ.

La comparaison du relevé de fracturation obtenu avec le PULSE EKKO et les carottes analysées par des géologues (figure IV.59) démontre la bonne aptitude du radar à détecter les fractures. Sur les 17 fractures relevées sur carottes, 14 sont détectées par le radar avec une incertitude pour 3 d'entre elles en raison de leur pendage qui diffère de plus de 30°.

Comme ce relevé de fractures semble proche de la réalité du terrain, il nous servira de base pour reconnaître les fractures en forage.



b)

Figure IV.57: Budduso - radargrammes obtenus avec le PULSE EKKO a) Profil Y0960 obtenu avec l'antenne 225 MHz b) Profil Y1200 obtenu avec l'antenne 900 MHz



Figure IV.58: Budduso - situation des fractures entre les forages S_1 et S_4 (déduite du PULSE EKKO)



Figure IV.59: Budduso -résultats des carrotages

IV.5.9. Résultats des tomographies

Les tomographies sont obtenues à partir des données en forages. Seules les premières arrivées (arrivées directes) sont prises en compte. Il n'est donc pas nécessaire de traiter les données fournies par les 4 radars, puisque les premiers temps d'arrivée sont identiques.

Les tomographies sont moins précises que les radargrammes de surface, mais permettent toutefois à partir des données en forages de donner une représentation en coupe du milieu situé entre les deux forages. Elles ont également l'intérêt de fournir des informations sur la composition des fractures.

Les tomographies réalisées entre les forage S1 et S4 par le BRGM sont présentées figure IV.60 (DUFRENOY 1996). Elles sont obtenues à partir des réponses acquises par le radar à impulsions synthétiques à polarisation verticale.

Les tomogrammes de vitesse et d'atténuation font apparaître de nombreuses hétérogénéités. La moyenne de la vitesse est de 11.1 cm/ns, l'écart type est de 0.73 cm/ns. La moyenne de la constante d'atténuation est de 4 dB/m, son écart type est de 1.24 dB/m. Ces valeurs sont en parfait accord avec celles trouvées §IV.5.2. Le coefficient de corrélation entre les tomogrammes de vitesse et d'atténuation est de 62 %.

Globalement, les zones de faible vitesse se corrèlent avec les zones de forte atténuation. Nous pouvons citer à titre d'exemple la fracture horizontale qui apparaît à la profondeur -5m à partir du forage S4, ou la fracture horizontale qui apparaît entre -6 m et -7 m de profondeur à partir du forage S1.

Ces fractures sont interprétées comme des milieux altérés créant ainsi des contrastes suffisants de vitesse et d'atténuation. Dans ce milieu sec au moment des mesures réalisées en juillet, les pertes d'amplitude et de lenteur des ondes ne peuvent être expliquées par une humidité dans et autour des fractures. On peut en revanche supposer que la proportion d'argile infiltrée dans les fractures soit suffisante pour créer ces anomalies.

Il existe en revanche deux zones rapides et peu atténuantes sillonnées de fractures. Il s'agit de la fracture qui démarre à la profondeur de -6 à -7 m à partir du forage S4 jusqu'aux profondeurs -4 à -5m à partir du forage S1, et de la fracture horizontale qui se situe à une profondeur de -3 à -4 m à partir du forage S4. Ces deux anomalies peuvent être interprétées soit comme une fracture vide soit comme une fracture remplie d'un matériau non argileux et sec.



. í ÷.

TOMOGRAPHIE DE VITESSE

Figure IV.60: Budduso - carrière de granite

Tomographies de vitesse et d'atténuation obtenus avec les données synthétiques verticales de forage entre les forages S1 et S4

On retrouve globalement la même densité et la même orientation de fractures entre les tomographies et les résultats issus du radar de surface. Un algorithme de traitement de signal est en cours de développement au BRGM. Il permettra l'interprétation rigoureuse des données radar de forage en utilisant l'ensemble des temps d'arrivées des réflexions et en ne se limitant donc plus à l'arrivée directe de l'onde.

CONCLUSION

Le radar à impulsions synthétiques s'est avéré performant pour la détermination des caractéristiques électriques des milieux géologiques, grâce notamment au calibrage du système.

Les radars de forage hautes fréquences réalisés ont montré leur aptitude à fonctionner dans les roches ornementales comme le marbre et le granite. Les résultats médiocres obtenus dans le marbre de Thassos ne sont pas dus au radar, mais aux conditions environnantes (émetteur TV très proche et marteaux piqueurs en fonctionnement à quelques mètres du site).

Les caractéristiques électriques des milieux exploités sont assez proches. En moyenne, la permittivité relative est de 7, la conductivité à 500 MHz est proche de 0.005 S/m, et la constante d'atténuation est proche de 3 dB/m à cette même fréquence.

Le milieu granitique de St Brieuc s'est avéré très homogène. Nous avons repéré la réflexion de l'onde sur la surface du sol ainsi que sur le front de taille pour l'ensemble des radars testés.

Les résultats finaux obtenus dans le granite de Budduso sont de très bonne qualité. Conformément à la théorie, la réflexion de l'onde sur l'interface sol/air que nous visualisons parfaitement sur les images radar, est identique pour les deux polarisations.

De nombreuses fracturations sont détectées aussi bien en polarisation verticale qu'horizontale. Dans ce milieu, les polarisations ne semblent pas complémentaires. Ceci peut s'expliquer par l'orientation presque identique de chacune des fractures situées dans le milieu. Elles sont toutes pratiquement horizontales avec un pendage inférieur à 30°.

Les deux systèmes: impulsionnel et à impulsions synthétiques, possèdent de bonnes aptitudes pour détecter des fractures.

Pour une fréquence centrale de fonctionnement supérieure, la portée des radars réalisés est du même ordre de grandeur que celle obtenue avec le PULSE EKKO équipé de l'antenne 225 MHz: 9 m en distance aller - retour.

Il est difficile de comparer les résultats obtenus en radar de forage et de surface: les conditions et les résultats des mesures étant différents. Cependant, les tomographies de vitesse et d'atténuation réalisées à partir des données en forage montrent une bonne concordance des résultats en forage avec ceux de surface.

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail fait état de notre étude sur deux types de systèmes de radars destinés à des applications de diagraphie forage-forage.

Compte tenu de la demande en matière de dispositif de détection haute résolution d'une part et d'autre part du peu d'études réalisées dans ce domaine pour les applications forage (à notre connaissance), nous avons réalisé dans un premier temps un radar à impulsions synthétiques basé sur un analyseur de réseau vectoriel, puis dans un second temps, un radar à impulsions vraies dont le principe repose sur le radar commercial de surface. Il nous a semblé intéressant de comparer les 2 dispositifs en terme de performances, non seulement sur des critères de qualité du signal: puissance d'émission, sensibilité des récepteurs, résolution, etc., mais aussi sur des critères de coût et de facilité de mise en oeuvre des appareils sur le terrain.

Pour rendre cette comparaison la plus objective possible, les radars sont composés d'éléments commerciaux performants (analyseur de réseau, oscilloscope numérique, amplificateurs très faible bruit, etc.) et d'antennes large bande développées spécifiquement pour l'application.

En se basant sur les phénomènes de propagation électromagnétiques dans les milieux diélectriques à pertes, nous avons étudié les phénomènes de réflexion sur des interfaces planes qui sont à l'origine de la formation des échos radar. Ces phénomènes se traduisent différemment selon la polarisation de l'onde incidente sur les cibles. Nous avons entrepris la réalisation de radars à polarisation linéaire horizontale et verticale dans le but de pouvoir discerner à coup sur, par exemple des plans de fracturation d'orientation quelconque dans l'espace à 3 dimensions.

La quantification théorique du phénomène de réflexion a été abordée au début classiquement avec l'approche "optique géométrique" (ondes planes). Puis dans le but de connaître dans quelle mesure cette approximation est valable dans les configurations de sondage du sol, nous avons traité le problème sous une approche plus rigoureuse en considèrant alors les propagations d'ondes sphériques et en ne négligeant pas l'effet d'ondes de surfaces (décrit par Sommerfeld). L'interface air/sol est pris à titre d'exemple.

En effet cette comparaison est intéressante pour l'homme de terrain: géologue, géophysicien, ingénieur, qui bien souvent oriente sa procédure de sondage à partir d'une connaissance "à priori" du terrain, et "affine" ses mesures au vue des résultats observés en temps réel.

Le praticien a donc besoin de connaître rapidement les positions et orientations des cibles en utilisant des règles simples comme par exemple celles déduites de l'approximation ondes planes. Les dispositifs réalisés ont été optimisés progressivement à l'aide de nombreuses campagnes de mesures dans des sites variés.

Les résultats obtenus ont été comparés avec ceux délivrés par des radars commerciaux de surface (PULSE EKKO, GSSI) et semblent être plus performants notamment en ce qui concerne le radar impulsionnel vrai, qui est équipé d'un dispositif original de génération de l'impulsion.

Les points de conclusion concernent surtout l'approche système et les résultats "bruts" de mesure présentés sous forme d'enregistrements temporels et fréquentiels, ou sous forme de tomographies temporelles. Ces points sont résumés dans les conclusions partielles inhérentes aux chapitres concernés.

En résumé, pour les applications de détection et de localisation de fractures dans des pierres ornementales telles que le granite ou le marbre, il semble que le radar impulsionnel vrai soit plus performant que le radar à impulsion synthétique. D'un autre coté, la production et la réception simultanées d'impulsions en polarisation horizontale et verticale constitue apparemment un outil puissant pour sonder le sous-sol. La localisation des différentes fractures déduites des mesures effectuées avec les radars a été validée par l'analyse des carottes prélevées sur le terrain par les géologues.

Outre les critères de performances, ce sont surtout des considérations d'ordre pratique qui sont à l'origine du choix d'un système. Pratiquement, l'appareillage est soumis à des contraintes sévères d'environnement (intempéries, boue, chocs, etc.), et on imagine mal effectuer en permanence des mesures de terrain avec un appareil de laboratoire tel qu'un analyseur de réseau.

En ce qui concerne les perspectives de recherche, nous pensons que le radar à impulsions synthétiques devrait donner d'excellents résultats en matière d'imagerie de très haute définition, mais du fait de l'atténuation produite par les hautes fréquences utilisées (300 MHz < F < 6 GHz), ce système serait limité en profondeur d'investigation. Les applications visées se situent dans le domaine de la caractérisation d'ouvrages d'Art.

Enfin, d'un autre côté, nous travaillons actuellement sur l'élaboration d'un radar de surface dont le principe repose sur celui du radar impulsionnel vrai décrit dans cet ouvrage. Des mesures ont été effectuées sur des sites archéologiques et des profondeurs d'environ 5m dans du sol argileux et humide ($\varepsilon_r \approx 5$ à 15 et $\sigma \approx 10^{-2}$ S/m) ont été atteintes. Ces résultats prometteurs pourraient constituer une base de départ pour l'industrialisation d'un tel type de radar.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNAN, A.P., "Ground penetrating radar workshop notes", Sensors & Software inc., october 1992.

ANNAN, A.P., & DAVIS, J.L., "Impulse radar sounding in permafrost", Radio Science 11, pp. 383-394, 1976.

BALANIS, C.A., "Antenna theory - analysis and design", Harper & Row Publishers, New-York, 1982.

BANOS A., "Dipole radiation in the presence of a conducting half space", Pergamon Press, 1966.

BOOKER, H.G., "Slot arials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)", J. Inst. Elec. Engrs., pt IIIA, pp. 620-626, 1946.

BOTROS, ADEL Z., & DAVID OLVER, A., "Analysis of target response of FM-CW radar", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP34, N° 4, avril 1986.

BURKE, G.J. & POGGIO, A.J., "Numerical Electromagnetics Code (NEC), method of moments", User Guide: Naval Ocean Systems Center, San Diego, technical document, 132 p., 1977.

CALDECOTT, R., POIRIER, M., SCOFEA, D., SVOBODA, D.E., TERZUOLI, A.J., "Underground mapping of utility lines using impulse radar", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. F, N° 4, pp. 343-353, août 1988.

COMPTON, R.T. JR & COLLIN R.E., "Antennas theory", Part 1, Chapter 14, Inter-University electronics series, Vol. 7, Mac GRAW-HILL Book Company, 1969.

COOK J.C., "Radar transparencies of mine and tunnel rocks", Geophysics, Vol. 40, N° 5, pp. 865-885, octobre 75.

COON, J.B., FOWLER, J.C. & SCHAFERS, C.J., "Experimental uses of short pulse radar in coal seams", GEOPHYSICS, Vol. 46, N° 8, pp. 1163-1168, août 1981.

DANIELS D.J., GUNTON D.J., SCOTT H.E., "Editorial Subsurface radar", IEE PROCEEDINGS, Vol. 135, Pt. F, N° 4, august 1988.

DAVIS, J.L., ANNAN, A.P., VAUGHAN, C.J., "Placer exploration using radar and seismic methods", CIM Bulletin, Vol. 80, N° 898, pp. 67-72, février 1987.

DAVIS J.L., ANNAN A.P., "Ground penetrating radar for high resolution mapping of soil and rock stratigraphy", Geophysical Prospecting 37, pp. 531-551, 1989.

DELABRIERE, A.M., NGUYEN, Y., HAMZAOUI, M., DEGAUQUE, P., "Tomographie électromagnétique - Campagnes de mesures à St Brieuc et à Villeneuve d'Ascq - Elaboration du cahier des charges d'un système de diagraphie - Approche système", Rapport final de contrat LCPC / USTL N°. 92/202, juin 1993.

DUFRENOY, A.M., GOURRY, J.C., NGUYEN, Y., "Comparison of borehole radar measurements in vertical and horizontal polarization. Application to fracture detection in a granite quarry.", Journal of Applied Geophysics, 1996, en cours d'acceptation.

GABILLARD R., "Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs. Application aux télécommunications souterraines", cours polycopié de D.E.A. de l'Université de Lille.

GARDIOL F., "Electromagnétisme", Dunod 1987.

GOURRY, J.C., DUFRENOY-DELABRIERE A.M. & NGUYEN, Y., "A 3D reflexion tomography using step frequency radar in a transmission mode with borehole antennas", EGS 95, Hambourg, 3-7 avril 1995.

HP 8753B Network analyzer system operating and programming manual, Hewlett Packard, 1988.

IIZUKA, K., FREUNDORFER, A.P., WU, K.H., MORI, H., OGURA, H., NGUYEN, V., "Step frequency radar", J. Appl. Phys. 56 (9), pp. 2572-2583, november 1984.

IVANSSON, S., "Crosshole transmission tomography", in Nolet, G., (Editor), Seismic tomography. Reidel, pp. 159-188, 1987.

JACKSON, M.J. & TWEETON, D.R., "Migration: geophysical tomography using wavefront migration and fuzzy constrayonnts". Bu Mines RI 9497, 32 p., 1994.

KANDA, M., "A relatively short cylindrical broadband antenna with tapered resistive loading for picosecond pulse measurements", IEEE Trans., AP-26, pp. 439-447, 1978.

KERR, J.L., "Short axial length broadband horns", IEEE Trans., AP-21, pp. 710-714, 1973.

KOUYOUMJIAN, R.G., "The calculation of the Echo Areas of perfectly conducting objects by the variational method", Ph. D. dissertation, Ohio State University, 1953.

KRAUSS J.D., "Antennas", Mc Graw Hill Book Company, Second Edition, 1988.

LAZARATOS, S.K., RECTOR, J.W., HARRIS, J.M. & VAN SCHAACK, M., "High resolution, cross-well reflection imaging: potential and technical difficulties". Geophysics, Vol.58, N°9, 1993.

MAX J., "Méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques", Tome 1 et 2, Masson, 1981.

MICHIGUCHI, Y., HIRAMOTO, K., NISHI, M., OOTAKA, T., & OKADA, M., "Advanced subsurface radar system for imaging buried pipes", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 26, N° 6, pp. 733-740, novembre 1988.

MOFFATT, D.L., & PUSKAR, R.J., "A subsurface electromagnetic pulse radar", Geophysics, Vol. 41, N° 3, pp. 506-518, juin 1976.

MOTOYUKI, S. & THIERBACH, R., "Analysis of a borehole radar in cross-hole mode", IEEE Transactions of Geoscience and Remote Sensing, Vol. 29, N° 6, pp.899-904, 1991.

NGUYEN, Y., DUFRENOY-DELABRIERE, A.M., "Dispositif de génération d'impulsions de courant brèves de type gaussienne dans des structures rayonnantes", Enveloppe SOLEAU déposée à l'INPI (Institut National de la Protection Industrielle).

NICKEL, H., SENDER, F., THIERBACH, R., & WEICHART, H., "Exploring the interior of salt domes from boreholes", Geophysical Prospecting 31, pp. 131-148, 1983.

OLSSON, O., FALK, L., FORSLUND, O., LUNDMARK., L. & SANDBERG, E., "Borehole radar applied to the characterization of hydraulically conductive fracture zones in crystalline rock", Geophysical Prospecting 40, pp.109-142, 1992.

OSWALD, G.K.A., "Geophysical radar design", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. F, N° 4, pp. 371-379, août 1988

ROBINSON, L.A., WEIR, W.B., YOUNG, L., "Location and recognition of discontinuities in dielectric media using synthetic RF pulses", Proceedings of the IEEE, Vol. 62, N° 1, pp. 36-44, janvier 1974.

SATO, M., & SUZUKI, T., "Recent progress in borehole radars and ground penetrating radars in japan", IEICE TRANS. COMMUN., Vol. E76-B, N° 10, pp. 1236-1242, octobre 1993.

SCHELKUNOFF, S.A., "Electromagnetic waves", Van Nostrand, New-York, 1943.

SHEN, L.C. & WU, T.T., "Cylindrical antenna with tapered resistive loading", Radio Science, Vol. 2, pp. 191-201, February 1967.

SINCLAIR, G., "The patterns of slotted - Cylinder antennas", Proceeding of the IRE, pp. 1487-1492, december 1948.

SKOLNIK, M.I., "Introduction to radar systems", McGraw-Hill, 2nd ed., 1981.

STORK, C., "Reflection tomography in the post-migrated domain", Geophysics, Vol. 57, N° 5, 1992.

TAI, C.T., "On the definition of the effective aperture of antennas", IRE Trans. Ants. Prop., AP-9, pp. 224-225, mars 1961.

TARANTOLA, A., "Inverse problem theory. Methods for data fitting and model parameter estimation", Elsevier, 1987.

VAN DER SLUIS, A. & VAN DER VORST, H.A., "Numerical Solution of Large, Sparse Linear Algebric Systems arising from Tomographic Problems", Seismic Tomography, G. Nolet (ed.), D. Reidel Publishing Company, pp. 49-83, 1987.

VON HIPPEL, "Les diélectriques et leurs applications", Dunod, 1961

WAIT J.R., "Radiation characteristics of axail slots on a conducting cylinder", Wireless Engineer, pp. 316-323, December 1955.

WAIT J.R., "Electromagnetic wave theory", John Wiley and Sons Inc., 1987.

WALTON, K.L., & SUNDBERG, V.C., "Broadband ridged horn design", Microwave J., pp. 96-101, mars 1964.

WARHUS, J.P., MAST, J.E., JOHANSSON, E.M., NELSON, S.D., "Advanced ground penetrating radar", John Warhus, warhus1@llnl.gov, 1994.

WU, T.T., & KING, R.W.P., "The cylindrical antennas with non reflecting resistive loading", IEEE Trans. Antennas Propagation, A.P. 13, pp. 369-373, may 1965.

ANNEXE du chapitre II

Expressions développées des composantes électriques du champ dans le milieu (1) dans le cas du DEV placé ce même milieu.

$$E_{1r} = \frac{j\omega\mu_{0}p}{4\pi\gamma_{1}^{2}} \left\{ \frac{r(z'+z)}{R_{1}^{2}} (\gamma_{1}^{2}R_{1}^{2} + 3\gamma_{1}R_{1} + 3)\frac{e^{-\gamma_{1}R_{1}}}{R_{1}^{3}} + \frac{r(z'-z)}{R_{2}^{2}} (\gamma_{1}^{2}R_{2}^{2} + 3\gamma_{1}R_{2} + 3)\frac{e^{-\gamma_{1}R_{2}}}{R_{2}^{3}} - 2\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty} u_{1}\frac{e^{-ul(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2} + \gamma_{2}^{2}u_{1}}\lambda^{2}J_{1}(\lambda r)d\lambda \right\}$$

$$\begin{split} E_{1z} &= \frac{j\omega\mu_{0}p}{4\pi\gamma_{1}^{2}} \left\{ \left[\frac{(z'+z)^{2}}{R_{1}^{2}} (\gamma_{1}^{2}R_{1}^{2}+3\gamma_{1}R_{1}+3) - (\gamma_{1}^{2}R_{1}^{2}+\gamma_{1}R_{1}+1) \right] \frac{e^{-\gamma_{1}R_{1}}}{R_{1}^{3}} \\ &- \left[\frac{(z'-z)^{2}}{R_{2}^{2}} (\gamma_{1}^{2}R_{2}^{2}+3\gamma_{1}R_{2}+3) - (\gamma_{1}^{2}R_{2}^{2}+\gamma_{1}R_{2}+1) \right] \frac{e^{-\gamma_{1}R_{2}}}{R_{2}^{3}} \\ &+ \left[+2\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty} u_{1}^{2} \frac{e^{-ul(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2}+\gamma_{2}^{2}u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda - 2\gamma_{1}^{2}\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2}+\gamma_{2}^{2}u_{1}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda \right] \right\} \\ H_{1\Psi} &= \frac{p}{4\pi} \left\{ r(\gamma_{1}R_{1}+1)\frac{e^{-\gamma_{1}R_{1}}}{R_{1}^{3}} - r(\gamma_{1}R_{2}+1)\frac{e^{-\gamma_{1}R_{2}}}{R_{2}^{3}} + 2\gamma_{2}^{2}\int_{0}^{\infty} \frac{e^{-u_{1}(z'-z)}}{\gamma_{1}^{2}u_{2}+\gamma_{2}^{2}u_{1}} \lambda^{2}J_{1}(\lambda r) d\lambda \right\} \end{split}$$

Expressions développées de la composante électrique du champ dans le milieu (1) dans le cas du DMV placé ce même milieu.

$$\begin{split} E_{1\Psi} &= \frac{-j\omega m\mu_0}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-\gamma_1 R_1}}{R_1^2} (-\gamma_1 r - \frac{r}{R_1}) + \frac{e^{-\gamma_1 R_2}}{R_2^2} (\gamma_1 r + \frac{r}{R_2}) - \int_0^{\infty} 2\frac{e^{-ul(zp-z)}}{u_1 + u_2} \lambda^2 J_1(\lambda r) d\lambda \right\} \\ H_{1r} &= \frac{m}{4\pi} \left\{ e^{-\gamma_1 R_1} (z'+z) (\frac{\gamma_1^2 r}{R_1^3} + \frac{3\gamma_1 r}{R_1^4} + \frac{3r}{R_1^5}) - e^{-\gamma_1 R_2} (z-z') (\frac{\gamma_1^2 r}{R_2^3} + \frac{3\gamma_1 r}{R_2^4} + \frac{3r}{R_2^5}) \right. \\ &+ \int_0^{\infty} \frac{-2u_1 e^{-u_1(z'-z)}}{u_1 + u_2} \lambda^2 J_1(\lambda r) d\lambda \end{split}$$

$$H_{1z} = \frac{m}{4\pi} \left\{ e^{-\gamma_{1}R_{1}} \left\{ -\frac{\gamma_{1}^{2}}{R_{1}} - \frac{\gamma_{1}}{R_{1}^{2}} - \frac{1}{R_{1}^{3}} + \frac{(z'+z)^{2}}{R_{1}^{3}} (\gamma_{1}^{2} + \frac{3\gamma_{1}}{R_{1}} + \frac{3}{R_{1}^{2}}) \right\} - e^{-\gamma_{1}R_{2}} \left\{ -\frac{\gamma_{1}^{2}}{R_{2}} - \frac{\gamma_{1}}{R_{2}^{2}} - \frac{1}{R_{2}^{3}} + \frac{(z-z')^{2}}{R_{2}^{3}} (\gamma_{1}^{2} + \frac{3\gamma_{1}}{R_{2}} + \frac{3}{R_{2}^{2}}) \right\} + \int_{0}^{\infty} \frac{2u_{1}^{2} \cdot e^{-u_{1}(z'-z)}}{u_{1} + u_{2}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda - \gamma_{1}^{2} \int_{0}^{\infty} \frac{2e^{-u_{1}(z'-z)}}{u_{1} + u_{2}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda - \gamma_{1}^{2} \int_{0}^{\infty} \frac{2e^{-u_{1}(z'-z)}}{u_{1} + u_{2}} \lambda J_{0}(\lambda r) d\lambda \right\}$$



4

RESUME

Le travail décrit fait état de notre étude sur 2 types de radars hautes fréquences (200 MHz à 1.5 GHz) destinés à des applications géophysiques de diagraphie forage-forage, dans le but de détecter des fractures dans des roches.

Compte tenu du besoin en matière de radar de sous-sol, nous avons conçu et réalisé 2 radars à polarisation linéaire verticale et horizontale:

- Un 1^{er} radar à impulsion synthétiques dont le principe est basé sur l'émission large bande de N raies de fréquences à partir d'une sonde introduite dans un forage, puis, à la réception dans le second forage, sur la reconstitution dans le domaine temporel de la réponse fréquentielle reçue grâce à une transformation de type FOURIER.
- Un 2^{ème} radar mono impulsionnel vrai capable de délivrer une impulsion d'environ 1 ns de 2 à 4 kW de puissance.

Les approches théoriques concernant la propagation des ondes électromagnétiques et de réflexion sont conduites d'abord selon l'approximation ondes planes, puis de manière plus rigoureuse en ondes sphériques et en considérant les ondes de surface, par exemple celles prenant naissance sur l'interface air/sol.

La structure de ces radars: antennes, générateur d'impulsions, récepteur etc.., à été optimisée à l'issu de nombreuses campagnes de mesures dans des carrières de granite et de marbre. Les résultats obtenus, présentés sous forme de tomographies radar, sont en accord avec les analyses des carottes prélevées par les géologues.

Les performances des 2 radars réalisés ainsi que d'un radar commercial, sont comparées et nous concluons sur les avantages et inconvénients de chaque dispositif. Les bons résultats obtenus semblent prometteurs, notamment avec le radar monoimpulsionnel.

Mots clés: Méthodes géophysiques, Radars, Radar de sol, Tomographie, Forage.