

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé**  
**FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES**

Année : 2004

Thèse N° 52-2004

# Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline** : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

**Spécialité** : Télécommunications

présentée et soutenue par

**Guénolée BAUCHET**

le 3 décembre 2004

**Etude théorique et validation expérimentale de  
l'analyse électromagnétique d'un radar destiné au  
sondage du sous-sol martien**

Thèse dirigée par Alain REINEIX

**JURY** :

Patrick VAUDON <i>Professeur, Université de Limoges, IRCOM, Limoges</i>	<i>Président</i>
Georges ALQUIE <i>Professeur, Université P. &amp; M. Curie, Paris</i>	<i>Rapporteur</i>
Françoise PALADIAN <i>Professeur, Université B. Pascal-Clermont II, Aubière</i>	<i>Rapporteur</i>
J-Jacques BERTHELIER <i>Directeur de recherche CNRS, CETP / IPSL, Vélizy</i>	<i>Examineur</i>
Patrick MILLOT <i>Ingénieur de recherche, Onera, Toulouse</i>	<i>Examineur</i>
Alain REINEIX <i>Directeur de recherche CNRS, IRCOM, Limoges</i>	<i>Examineur</i>

## ***Remerciements***

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.), dirigé tout d'abord par Monsieur Pierre-Yves GUILLON, puis par son successeur Monsieur Alain BARTHELEMY.

Je remercie Monsieur Alain REINEIX, Directeur de Recherche au C.N.R.S. et responsable de l'équipe Diffraction Électromagnétique de l'I.R.C.O.M., pour m'avoir accueillie dans son équipe de recherche et pour avoir encadré cette thèse.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Patrick VAUDON, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Madame Françoise PALADIAN, Professeur à l'Université Blaise Pascal de Clermont II et Monsieur Georges ALQUIE, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie de Paris, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'associe à ces remerciements Monsieur Patrick MILLOT, Ingénieur de Recherche à l'ONERA de Toulouse, pour sa participation à ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Jacques BERTHELIER, Directeur de Recherche C.N.R.S. au C.E.T.P., pour avoir suivi ce travail au fur et à mesure de son avancement et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je tiens ensuite à remercier Christophe GUIFFAUT pour toute l'aide et les conseils qu'il m'a apportés concernant les simulations F.D.T.D. et pour avoir pris le temps de participer à la relecture de ce manuscrit.

Une pensée très particulière pour Nadine AYMARD qui, en plus de toute l'aide et le soutien qu'elle m'a apporté, a su par sa bonne humeur, sa gentillesse et sa simplicité égayer mes trois années de thèse. Merci pour tout Nadine !

Je remercierai aussi mes collègues: Fabrice et Samuel qui sont comme moi les vétérans du bureau et sans oublier Michaël (Mr le président !). Et merci à Rafaël et Sylvain, les deux compères du bureau d'en bas, pour leur bonne humeur.

Pour leur soif de postérité ☺, je remercie les jeunes opticiens: Laure, le grand Raph et Lolo... !

Une spéciale dédicace aux filles: Sarah, Lydie, Sandrine et l'héroïne de l'exorciste.

Un grand merci à tous ceux qui ont égayé mes soirées, mes week end, mes vacances... Pour la récurrence des week end à Piégut, je commencerai par remercier Maxie et Bobby... Pour le carnaval de nuit de Cholet et pour bien d'autres choses, je remercie Géraud. Je continuerai avec Cyril, Dyder, Géo, GG, NRV, Poupy et Toto, merci pour votre bonne humeur, votre motivation à festoyer et pour vos personnalités uniques et enrichissantes ! Et comment parler de ma vie de thésarde sans parler de Steph (Pour ne citer qu'une de tes qualités: tu es la meilleure partenaire de belote ! :-) ), Stéphane (Hi ! hi ! bon d'accord, Winnie !! Celui qui souffrira un jour ou l'autre de m'avoir présentée à Paint Shop Pro I !), Vic (Avec qui j'ai particulièrement apprécié la licence EEA et tous les bons moments qui ont suivi), Laure (La p'tite dame...), Minnie (Tu crois qu'on les mangera un jour ces sandwiches libanais... ??) et Val (Longue vie à Capucine !) Je vous remercie le plus chaleureusement du monde pour m'avoir fait passer des moments inoubliables, mais aussi pour votre sincérité et votre soutien à toute épreuve depuis de nombreuses années.

Je vais maintenant penser à ma petite Manue que je remercie sincèrement pour son amitié de toujours. Merci aussi pour tous les bons moments que nous passons avec Yannouch et toi.

J'embrasse Ben que je remercie pour tout le soutien qu'il m'a apporté, pour avoir supporté mes humeurs et mon caractère...

Je terminerai par remercier toute ma famille, en commençant par mes parents qui ont toujours eu confiance en moi et pour tout le soutien qu'ils m'ont apporté. Je pense aussi à mes deux frères Gaël et Luc, mes belles-sœurs Béa et Patou et mes neveux et nièces Yann, Heaven, Mégane, Élodie et Lionel.

*Cette thèse a été financée par le F.S.E (Fond Social Européen) Objectif 2 (Développement de zone rurale) et attribuée par le Conseil Régional du Limousin.*

# TABLE DES MATIÈRES

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 : PRÉSENTATION GÉNÉRALE DE L'ÉTUDE .....</b>	<b>5</b>
I - INTRODUCTION .....	7
II - LA PLANÈTE MARS .....	7
II.1 Présentation générale de Mars.....	7
II.1.1 Données physiques. ....	7
II.1.2 Température et atmosphère.....	8
II.2 Principaux éléments du paysage martien. ....	8
II.2.1 Dissymétrie géographique. ....	8
II.2.2 Les principaux reliefs de Mars. ....	9
II.3 Grandes étapes de la conquête de Mars. ....	12
II.3.1 Les premières approches.....	12
II.3.2 Les échecs. ....	13
II.3.3 Les succès. ....	13
II.4 L'actualité de la planète Mars. ....	13
III - LA MISSION NETLANDER.....	15
III.1 But de la mission.....	15
III.2 La chronologie de NETLANDER. ....	17
III.3 Notre rôle dans le cadre de la mission NETLANDER. ....	17
IV - LE RADAR SUBSURFACE OU GROUND PENETRATING RADAR (G.P.R.).....	17
IV.1 Historique. ....	17
IV.2 Principe du G.P.R. ....	18
IV.2.1 Généralités.....	18
IV.2.2 Caractéristiques. ....	19
IV.2.3 Techniques de modulation. ....	20
IV.2.4 Les antennes pour G.P.R. ....	22

---

IV.2.5 Exemples d'application d'un G.P.R. ....	24
V - LES SITES DE TEST DU RADAR. ....	25
V.1 La dune du Pyla (France) .....	26
V.2 L'oasis de Baharia (Égypte).....	26
V.3 Cap Prud'homme (Terre Adélie – Antarctique) .....	26
VI - CHAPITRE 1 : CONCLUSION .....	26
<b>CHAPITRE 2 : PRÉSENTATION DES OUTILS EXPÉRIMENTAUX ET DE SIMULATION NUMÉRIQUE .....</b>	<b>29</b>
I - INTRODUCTION. ....	31
II – LA MÉTHODE F.D.T.D. ....	31
II.1 Généralités.....	31
II.2 Les bases de la F.D.T.D. ....	32
II.2.1 Les équations de Maxwell. ....	32
II.2.2 Le principe des dérivées centrées. ....	32
II.2.3 Application au système de Maxwell.....	33
II.2.4 Le critère de stabilité. ....	35
II.3 Le formalisme des fils minces de Holland. ....	36
II.3.1 Principe. ....	36
II.3.2 Équation en coordonnées cylindriques. ....	36
II.3.3 Équations discrètes. ....	38
II.3.4 Conditions aux extrémités. ....	38
II.4 Les P.M.L. calculées par produit de convolution (C.P.M.L.) .....	38
II.4.1 Les couches absorbantes.....	38
II.4.2 Les P.M.L. ....	39
II.4.3 Les C.P.M.L.....	40
II.5 Modèle de milieu dispersif : le modèle de Debye.....	42
II.5.1 Principe.....	42
II.5.2 Équations d'implémentation dans le code de calcul F.D.T.D. ....	43
III - PRÉSENTATION DES OUTILS EXPÉRIMENTAUX .....	44

## Table des matières

---

III.1 Présentation du radar.....	44
III.1.1 Présentation du module. ....	44
III.1.2 L'antenne du G.P.R. ....	47
III.1.3 La modélisation du radar. ....	50
III.2 Les sites de validation. ....	54
III.2.1 La dune du Pyla. ....	54
III.2.2 L'oasis de Baharia en Egypte. ....	56
III.2.3 Cap Prud'Homme en Terre Adélie (Antarctique). ....	57
IV - CHAPITRE 2 : CONCLUSION. ....	57
<b>CHAPITRE 3 : ÉTUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DU RADAR.....</b>	<b>59</b>
I - INTRODUCTION.....	61
II - ÉTUDE DE L'IMPÉDANCE ET DU COURANT. ....	61
II.1 Répartition spatiale du courant le long de l'antenne. ....	61
II.1.1 Valeurs des résistances d'adaptation. ....	61
II.1.2 Comparaison de la répartition du courant lorsque l'antenne est posée sur un sol ou placée dans l'air. ....	63
II.1.3 Influence du rayon du fil sur la répartition du courant. ....	63
II.2 Étude de l'impédance. ....	64
II.2.1 Remarque préalable. ....	64
II.2.2 Influence du rayon du fil. ....	65
II.2.3 Influence de la permittivité du sol. ....	68
II.2.4 Influence de la conductivité du sol. ....	69
II.2.5 Synthèse des résultats sur l'impédance. ....	70
III - ÉTUDE DU GAIN ET DU RAYONNEMENT. ....	70
III.1 Diagramme de rayonnement de l'antenne. ....	70
III.1.1 Définitions. ....	70
III.1.2 Directivité à la verticale du générateur. ....	71
III.1.3 Influence d'une variation de la permittivité du sol sur le gain de l'antenne. ....	72

III.1.4 Influence d'une variation de conductivité sur le rayonnement de l'antenne. .....	74
III.2 Étude du gain de l'antenne.....	75
III.2.1 Définition.....	75
III.2.2 Gain. Influence d'une variation de la permittivité du sol sur le gain de l'antenne. ....	75
III.2.3 Influence d'une variation de conductivité sur le gain de l'antenne.....	76
III.2.4 Conclusion sur le gain et le rayonnement. ....	77
IV - ÉTUDE DU DÉPHASAGE ENTRE LES ANTENNES.....	77
IV.1 Principe.....	78
IV.2 Notations.....	78
IV.2.1 Antenne de référence.....	78
IV.2.2 Géométrie liée à l'observation du champ. ....	78
IV.3 Déphasage entre deux monopoles. ....	80
IV.3.1 Premier cas.....	80
IV.3.2 Deuxième cas. ....	82
IV.3.3 Troisième cas. ....	83
IV.4 Déphasage entre trois monopoles. ....	85
IV.4.1 Configuration des antennes.....	85
IV.4.2 Résultats. ....	86
V - HOMOGENÉISATION DES PREMIÈRES COUCHES DU PROFIL DE SOL.....	87
V.1 Principe.....	87
V.2 Profil de départ.....	88
V.2.1 Visualisation des réflexions à 150 m et à 400 m dans le cas du profil de sol initial.....	88
V.2.2 Influence d'un décalage de la troisième interface. ....	89
V.3 Profil homogénéisé. ....	91
V.3.1 Comparaison des deux profils dans le cas de la réflexion à 150 m.....	91
V.3.2 Comparaison des deux profils dans le cas de la réflexion à 400 m.....	92
VI - ÉTUDE DES BILANS DE LIAISON DUS AUX INTERFACES DU SOUS-SOL.....	92

## Table des matières

---

VI.1 Principe.....	92
VI.2 Application.....	93
VI.3 Étude statistique.....	93
VI.3.1 Principe.....	94
VI.3.2 Principe du programme traitant les statistiques du problème.....	95
VI.3.3 Équation du bilan de liaison dans le cas de l'étude statistique.....	97
VI.3.4 Résultats de l'étude statistique.....	102
VII - CHAPITRE 3 : CONCLUSION.....	104
<b>CHAPITRE 4 : APPLICATION À L'ÉTUDE DE LA DUNE DU PYLA .....</b>	<b>107</b>
I - INTRODUCTION.....	109
II - LES MESURES SUR LA DUNE DU PYLA.....	109
II.1 Généralités.....	109
II.2 Configuration des antennes.....	110
III - ÉTUDE DE L'IMPÉDANCE.....	111
III.1 Les résultats de mesure.....	111
III.1.1 Mesure sur un sol relativement sec et sur un sol humide.....	111
III.1.2 Mesures de différents déroulements de l'antenne.....	112
III.2 Approche théorique du monopole.....	114
III.2.1 Étude du monopole et du module de surface.....	114
III.2.2 Influence de la position des résistances sur le fil de l'antenne.....	116
III.2.3 Influence de la taille du module de surface.....	118
III.2.4 Influence de la présence de l'analyseur de réseau.....	120
III.2.5 Influence de la conductivité du sol sur lequel est posée l'antenne.....	122
III.2.6 Influence d'une variation fréquentielle de la permittivité du sol. Sol de type Debye.....	122
III.3 Approche théorique du mauvais déroulement de l'antenne.....	125
III.3.1 Déploiement de l'antenne au moyen d'une fusée.....	125
III.3.2 Autre mode de déroulement de l'antenne.....	127
III.3.3 Déroulement en accordéon de l'antenne.....	129

III.4 Influence sur l'impédance d'une couche d'eau en profondeur.....	130
IV - ÉTUDE DES ÉCHOS REVENANT DU SOUS-SOL.....	132
IV.1 Les résultats de mesures sur la dune du Pyla.....	132
IV.1.1 Le courant émis.....	133
IV.1.2 Échos renvoyés par le sous-sol de la dune du Pyla.....	133
IV.2 Influence des différentes caractéristiques de la dune.....	134
IV.2.1 Influence des paléosols dans le sous-sol de la Dune.....	134
IV.2.2 Influence des pentes de la dune.....	137
IV.3 Simulations en considérant une dune plane.....	139
IV.3.1 Simulations à 4MHz.....	139
IV.3.2 Simulations à 2MHz.....	144
IV.4 Simulation de la dune du Pyla.....	145
V - CHAPITRE 4 : CONCLUSION.....	145
<b>CHAPITRE 5 : ÉTUDES COMPLÉMENTAIRES .....</b>	<b>147</b>
I - INTRODUCTION.....	149
II - ÉTUDE DE L'ANTENNE COMME CAPTEUR DE PERMITTIVITÉ.....	149
II.1 Principe et intérêt.....	149
II.2 Paramétrage de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité.....	150
II.2.1 Paramétrage de la partie réelle de l'impédance.....	150
II.2.2 Paramétrage de la partie imaginaire de l'impédance.....	153
II.3 Détermination de la permittivité de la première couche.....	155
II.3.1 Détermination de la permittivité.....	155
II.3.2 Détermination de la conductivité.....	155
II.4 Conclusion.....	156
III - COMPARAISON MONOPOLE ET DIPÔLE.....	157
III.1 Étude de l'impédance.....	157
III.2 Étude des diagrammes de rayonnement.....	158

## Table des matières

---

III.2.1 Influence d'une variation de permittivité.....	158
III.2.2 Influence d'une variation de conductivité.....	159
III.2.3 Comparaison avec le monopole.....	159
III.3 Étude du gain.....	160
III.4 Conclusion.....	161
IV - ÉTUDE DE L'INFLUENCE DE L'ANTENNE SUR LE CAPTEUR DE CHAMP MAGNÉTIQUE.....	161
V - CHAPITRE 5 : CONCLUSION.....	164
<b>CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>165</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>171</b>



# INTRODUCTION GÉNÉRALE



# INTRODUCTION

La planète Mars a été observée pour la première fois à la lunette en 1610 à Florence, par Galileo. De nombreux scientifiques se sont alors attachés à l'observer, la décrire, puis à partir à sa conquête au 20<sup>ème</sup> siècle. Cette année, la « planète rouge » a régulièrement fait partie de l'actualité. En effet, les sondes américaines Spirit et Opportunity, ainsi que la sonde européenne Mars Express, ont renvoyé beaucoup de données vers la Terre. Mars suscite l'intérêt de nombreux scientifiques et les questions qui se posent actuellement concernent l'éventualité d'une vie sur Mars ainsi que la présence d'eau dans le sous-sol de la planète. C'est dans ce contexte que notre étude a débuté.

Le but de ce travail réside donc dans l'étude théorique d'un radar G.P.R. (Ground Penetrating Radar) expérimental, destiné à faire l'étude du sous-sol de la planète Mars. Cette étude s'est faite dans le cadre de la mission Netlander, en collaboration avec le Centre d'Étude des Environnements Terrestres et Planétaires (C.E.T.P.). Même si cette mission a été abandonnée en 2003, cela ne signifie pas l'arrêt de cette étude. En effet, l'engouement créé par la planète Mars est plus que jamais d'actualité et notre étude peut donc être utile pour de futures missions à destination de Mars. Ce travail est aussi valable pour tout site terrestre dont la nature du sol doit être déterminée et particulièrement pour détecter la présence de nappes d'eau en profondeur.

L'étude va débiter par une présentation générale du contexte de cette thèse en décrivant la planète Mars et ses principales caractéristiques physiques. Une rapide rétrospective des diverses missions spatiales parties à la conquête de Mars – avec succès ou non ! – depuis les cinquante dernières années sera faite. Nous ne pourrions bien évidemment pas parler de la planète Mars sans évoquer les toutes dernières informations obtenues par les américains et les européens : y a-t-il de l'eau sur la planète rouge ? Nous présenterons succinctement la mission Netlander avec ses buts et les divers instruments de mesure qu'elle comprend. Quelques rappels théoriques sur les radars subsurface seront faits : le principe de fonctionnement, certaines caractéristiques, quelques techniques de modulation, les types d'antenne pouvant être utilisées ainsi que quelques exemples d'application. Une rapide présentation des sites de test du radar viendra clore le premier chapitre.

Pour étudier le fonctionnement du radar, des résultats de simulations et des résultats de mesures seront comparés. Dans le second chapitre, nous présenterons tout d'abord la méthode

F.D.T.D. (Finite Differences Time Domain ou Différences Finies dans le Domaine Temporel), méthode sur laquelle est basé le code de calcul que nous avons utilisé en simulation. Nous introduirons ensuite le radar que nous avons étudié et plus particulièrement l'antenne qui a été utilisée ainsi que la manière dont elle a été modélisée grâce au code de calcul F.D.T.D. Enfin nous présenterons les sites de mesure qui ont permis au C.E.T.P. de tester cet instrument, étape essentielle de la validation du bon fonctionnement de l'appareil.

Afin d'étudier le radar de Netlander, nous avons tenté de déterminer quels paramètres pouvaient avoir une influence sur son comportement. C'est ainsi que dans le troisième chapitre nous étudierons l'impédance d'entrée, la répartition du courant et le rayonnement de l'antenne du radar en fonction des caractéristiques du matériel de mesure mais aussi de l'environnement dans lequel sont faites les manipulations. Nous nous intéresserons aussi au déphasage entre les antennes (au commencement de la mission Netlander, trois antennes étaient prévues) de façon à pouvoir faire varier le dépointage de l'antenne à volonté et étudier ainsi n'importe quelle partie du sous-sol sans déplacer le radar.

Au cours du quatrième chapitre, nous présenterons les résultats obtenus par le C.E.T.P. lors de mesures effectuées sur la dune du Pyla. Afin de retrouver ces résultats expérimentaux par la simulation F.D.T.D., nous verrons qu'il a été nécessaire de prendre en compte plusieurs facteurs tels que la façon de modéliser l'antenne, la présence du matériel de mesure et les caractéristiques de l'environnement de l'antenne. Cette étude portera sur l'impédance de l'antenne et sur les échos renvoyés par le sous-sol de la dune.

Dans le cinquième et dernier chapitre, trois études complémentaires seront présentées. En effet, notre travail se limitait à une étude électromagnétique du radar destiné à se poser sur la planète Mars dans le cadre de la mission Netlander. Cela dit, une application de l'antenne comme capteur de permittivité, une comparaison des performances du monopole avec celles d'un dipôle, ainsi qu'une étude de l'influence du rayonnement de l'antenne sur une mesure de champ magnétique seront abordées.

**CHAPITRE 1 :**  
**PRÉSENTATION GÉNÉRALE**  
**DE L'ÉTUDE**



## I - INTRODUCTION

L'objet de ce chapitre va être une présentation générale du contexte de cette thèse. Nous allons tout d'abord présenter la planète Mars, ses principales caractéristiques physiques, son relief, mais aussi une rapide rétrospective des diverses missions spatiales destinées à son étude seront abordées. Nous ferons ensuite un bref retour sur la mission Netlander avec ses objectifs et notre participation puis une présentation des sites de tests du radar. Enfin nous terminerons par quelques rappels théoriques sur les radars subsurface.

## II - LA PLANÈTE MARS



*Figure 1-1: Vue panoramique de la planète Mars sur le site d'atterrissage du Rover américain Spirit.*

### II.1 Présentation générale de Mars.

Depuis plusieurs siècles, la planète Mars suscite l'intérêt des hommes. Sa couleur rouge a longtemps été associée au sang, à la mort et à la guerre : les égyptiens l'ont appelée Har Décher, les babyloniens Nergal (étoile de la mort) et les grecs l'ont associée à Arès (Dieu de la guerre), mais ce sont les romains qui ont associé la planète rouge à Mars, leur Dieu de la guerre.

#### II.1.1 Données physiques.



*Figure 1-2 : Une vue de Mars prise depuis le télescope spatial Hubble.*

Mars est la quatrième planète du système solaire en partant du Soleil, elle se positionne juste après Mercure, Vénus et la Terre [1][2]. La planète rouge, couleur due à la présence d'oxydes de fer (*Figure 1-2*), serait née il y a environ 4,5 milliards d'années. En comparaison avec la Terre, Mars possède un diamètre équatorial de 6 779 kilomètres (12 757 kilomètres pour la Terre et 3 476 kilomètres pour la Lune), elle est donc deux fois plus petite que notre planète, mais représente en masse 0,11 fois celle-ci. Phobos et Deimos sont les deux satellites de la planète Mars.

### II.1.2 Température et atmosphère.

Mars se situe en moyenne à 228 millions de kilomètres du Soleil. La radiation solaire reçue au sol est donc plus faible que sur la Terre : à surface égale, Mars reçoit 2,3 fois moins d'énergie, la Terre se trouvant à environ 150 millions de kilomètres du Soleil.

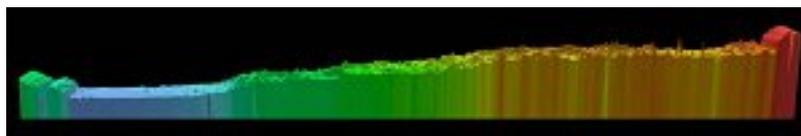
La température moyenne annuelle à la surface de Mars est estimée à  $-53\text{ }^{\circ}\text{C}$  alors que sur la Terre, elle est de  $+14\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Les températures les plus basses se trouvent au pôle Sud durant l'hiver où les températures descendent jusqu'à  $-125\text{ }^{\circ}$ . Les températures les plus fortes concernent les latitudes tropicales de l'hémisphère austral en été : vers midi, la température au sol peut atteindre  $+23\text{ }^{\circ}\text{C}$ , mais peut descendre jusqu'à  $-110\text{ }^{\circ}\text{C}$  en hiver.

L'atmosphère martienne est très ténue puisque la pression atmosphérique moyenne au sol est de 6 hPa, alors que la pression atmosphérique terrestre au sol est de 1 013 hPa en moyenne. L'atmosphère de Mars est composée principalement de dioxyde de carbone ( $\text{CO}_2$ ) à 95,3%, d'azote moléculaire ( $\text{N}_2$ ) à 2,7% et d'argon (Ar) à 1,6%.

## II.2 Principaux éléments du paysage martien.

### II.2.1 Dissymétrie géographique.

En 1998, l'altimètre laser MOLA de la sonde Mars Global Surveyor a permis de réaliser une carte topographique de Mars (*Figure 1-3*) à haute résolution (une mesure tous les 400 mètres et une précision verticale atteignant 30 centimètres).



*Figure 1-3 : Profil topographique réalisé par l'altimètre laser de la sonde Mars Global Surveyor, depuis le pôle nord (à gauche) jusqu'au pôle sud (à droite).*

La pente qui relie les hauts plateaux de l'hémisphère sud et les basses plaines de l'hémisphère nord est ici évidente. Cette pente a dû contribuer de manière non négligeable au drainage de vastes quantités d'eau à l'échelle planétaire [2].

La planète Mars est fortement dissymétrique : l'hémisphère sud possède des reliefs très hauts et fortement cratérisés (donc anciens) qui se situent à plusieurs kilomètres au dessus du niveau de référence, alors que l'hémisphère nord est beaucoup plus plat et les plaines s'étendent quelques kilomètres au dessous du niveau de référence. Mars est la seule planète du système solaire possédant une aussi forte différence altimétrique entre le point le plus haut et le point le plus bas de son relief. Cette différence est de 33 kilomètres, soit trois fois plus que celle de la Terre. La dénivellation entre la région australe cratérisée et la région boréale beaucoup plus basse en altitude représente parfois plusieurs kilomètres. Suivant les endroits, la transition se fait par des paysages aussi variés que des falaises abruptes, des cuestas aux pentes douces, des terrains fortement vallonnés...

Remarque : La planète Mars étant dépourvue de référence naturelle (comme un océan pour la Terre), l'altitude de référence correspond à l'altitude qui est soumise à une pression de 6,1 hPa.

## II.2.2 Les principaux reliefs de Mars.

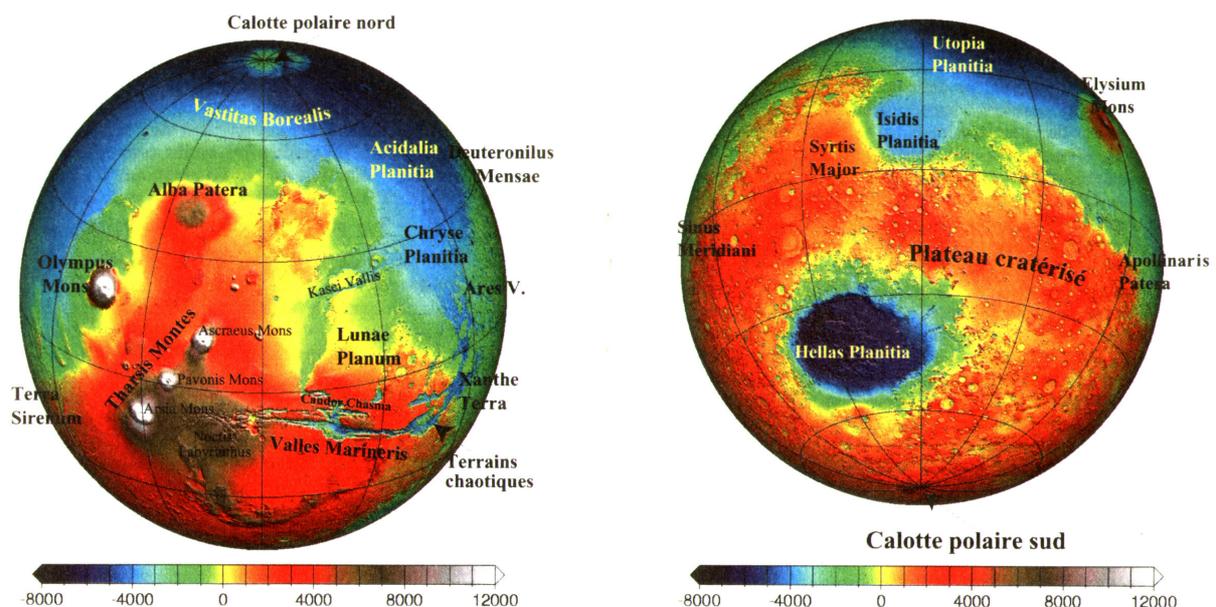


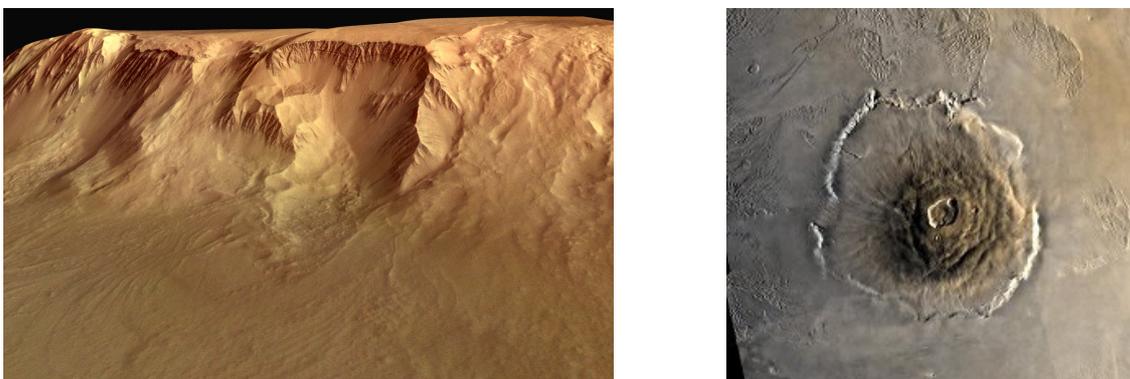
Figure 1-4 : Les principales unités de relief de la planète Mars. Carte topographique (unités en m) réalisée par le laser altimètre de la sonde Mars Global Surveyor.

Comme nous l'avons vu sur le profil topographique de la planète, le relief de Mars est particulièrement contrasté. Le laser altimètre de la sonde Mars Global Surveyor a permis de représenter les principales unités de relief de la planète Mars comme le montre la *Figure 1-4*.

Le plateau cratérisé de l'hémisphère sud occupe les deux tiers de la planète et il est en moyenne 3 à 5 kilomètres plus haut que les basses plaines de l'hémisphère boréal. Le plateau contient de grands bassins d'impact comme ceux de Hellas Planitia (2300 kilomètres de diamètre, -8 kilomètres de profondeur) et d'Argyre Planitia (900 kilomètres de diamètre, -3 kilomètres de profondeur).

Les plaines occupent essentiellement l'hémisphère nord de la planète et ont beaucoup moins de cratères d'impact que le plateau cratérisé. La plaine de Vastitas Borealis, qui s'étend dans la partie la plus septentrionale de la planète, présente trois principaux prolongements vers le sud : Utopia Planitia, Isidis Planitia et Acidalia Planitia. C'est dans le sud de cette dernière plaine (Chryse Planitia) que s'est posé Viking 1 puis Pathfinder. Le 25 janvier 2004 la sonde Opportunity s'est posée sur Meridiani Planitia aux antipodes de la sonde Spirit, qui s'est posée dans le cratère de Gusev le 3 janvier 2004. Il faut aussi noter la présence de gigantesques vallées qui sont en général issues du plateau et qui s'étendent sur les plaines de Chryse Planitia et Utopia Planitia (cf. *Figure 1-4*).

Il existe aussi deux grands sites volcaniques. Le premier correspond au bombement de Tharsis (5 000 à 6 000 kilomètres de diamètre, 10 kilomètres d'altitude) et nous y trouvons les plus grands volcans du système solaire : Olympus Mons, Arsia Mons, Pavonis Mons et Ascraeus Mons, dont l'altitude maximale atteint 25 kilomètres.

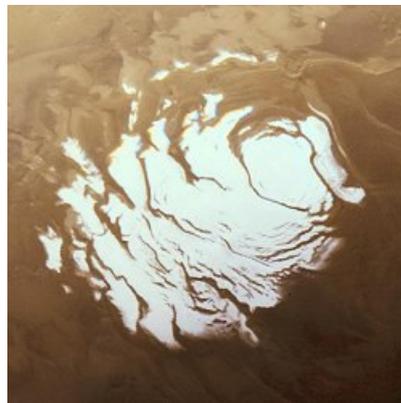


*Figure 1-5 : Olympus Mons. A gauche : photo du flan ouest d'Olympus Mons prise par la sonde Mars Express puis mise en perspective. A droite : vue du volcan.*

La seconde zone volcanique se situe dans la région d'Elysium et correspond à un bombement de 2 000 kilomètres de diamètre et de 4 kilomètres d'altitude. Les principaux volcans d'Elysium sont Elysium Mons, Hecates Tholus et Albor Tholus et sont relativement plus petits que les volcans de Tharsis.

Olympus Mons, présenté *Figure 1-5*, est le plus haut volcan du système solaire, avec ses 600 kilomètres de diamètre et 25 kilomètres de haut. Sa masse est tellement importante qu'il exercerait sur la croûte une pression de 1715 bars. Les images, qui ont été prises par la caméra haute résolution de Mars Express depuis une altitude de 266 kilomètres, donnent une idée de ce que peuvent représenter les 7000 mètres de la falaise du volcan (*Figure 1-5*, photo de gauche).

Les deux calottes polaires permanentes sont entourées de vastes dépôts stratifiés. La calotte boréale est un vaste glacier (glace hydrique) de 1 200 kilomètres de diamètre sur une épaisseur de un à trois kilomètres. Elle est entaillée de profondes vallées disposées en spirale atteignant un kilomètre de profondeur. L'origine de ses vallées n'est pas clairement expliquée, mais la direction des spirales dépend très probablement de la force de Coriolis. Pour le pôle Sud, la rotation s'effectue dans le sens des aiguilles d'une montre (*Figure 1-6*).



*Figure 1-6 : La calotte polaire résiduelle du pôle sud.*

La calotte australe paraît être semblable à la calotte boréale, mais la glace hydrique n'est pas apparente. La plus grande partie de la région semble recouverte de sédiments d'épaisseur inconnue. Près du pôle Sud apparaît la calotte permanente de glace carbonique de 350 kilomètres de diamètre. Même en été les températures ne dépassent pas les  $-125\text{ }^{\circ}\text{C}$ , température de congélation du  $\text{CO}_2$ .

Sur Mars, comme sur la Terre, la notion de pergélisol peut être employée. Le pergélisol est défini comme un sol (ou roche) dont la température se maintient à 0°C ou moins pendant de longues périodes. La période minimale s'étend d'un hiver à l'autre et inclue l'été. La plupart des pergélisols existent cependant depuis beaucoup plus longtemps. Comme cette définition ne tient compte que de la température du sol, le pergélisol est donc un phénomène strictement thermique, non lié à la nature des éléments qui le composent, contrairement à la glace.

Nous terminerons en présentant deux sites pouvant suggérer la présence d'eau sur la planète Mars par le passé. Nombreux sont les sites laissant apparaître des vallées sinueuses ou des zones de ruissellement, deux exemples sont présentés ci-dessous :

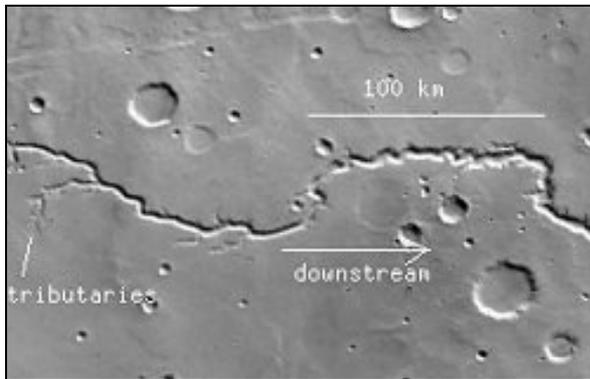


Figure 1-7 : La longue et sinueuse vallée de « Nirgal Vallis »



Figure 1-8 : Signes d'écoulement sur un cratère d'impact.

## II.3 Grandes étapes de la conquête de Mars.

### II.3.1 Les premières approches.

Les astres ont toujours fasciné les hommes et c'est depuis la fin du XVI<sup>ème</sup> siècle que la planète Mars fait l'objet d'études scientifiques.

La première tentative d'approche de la planète rouge date de 1962, avec le lancement réussi de la sonde soviétique Mars 1. Hélas, cette sonde qui passera à moins de 200 000 kilomètres de Mars ne pourra transmettre aucune donnée.

En 1965, les américains réussirent les premiers à observer Mars avec Mariner 4 et ramènent les premières photographies de la planète Mars.

En 1971, Mariner 9 plaça une autre sonde autour de Mars. Les chercheurs soviétiques répliquèrent très vite avec Mars 2 et Mars 3 qui ont été mises en orbite autour de la planète quelques mois plus tard et ont lancé deux capsules qui ont atteint la surface de Mars, mais n'ont pu fournir aucune image.

Les américains contre attaquèrent avec les sondes Viking 1 et 2 qui se posèrent en 1976 sur la planète rouge pour photographier les paysages martiens.

### **II.3.2 Les échecs.**

En 1988, les sondes soviétiques Phobos 1 et Phobos 2 contiennent une caméra française multispectrale afin d'analyser la composition chimique et minéralogique de la surface martienne. Mais les russes perdront contact après quelques mois de vol. Cependant Phobos 2 a quand même pu cartographier la zone équatoriale et tout le secteur de Tharsis, ainsi que l'un des satellites de Mars : Phobos.

D'autres sondes furent perdues : Mars Observer (USA) en 1992, Mars 1996 (Russie), Mars Climate Surveyor (USA) et Nozomi (Japon) en 1998, Mars Polar Lander et Deep Space 2 (USA) en 1999 et l'atterrisseur Beagle 2 (Grande Bretagne) emmené par la sonde européenne Mars Express en 2003.

### **II.3.3 Les succès.**

Heureusement, certaines missions ont été de réels succès telles que, en 1996, la mission Pathfinder qui photographie Ares Vallis et la mission Mars Global Surveyor qui, grâce à son laser altimètre MOLA (Mars Orbiter Laser Altimeter), permet de réaliser une carte topographique de Mars à haute résolution.

D'autres missions sont encore en cours : Mars Odyssey (USA) lancée en 2001 puis les missions Mars Express (Agence Spatiale Européenne), MER (Mars Exploration Rover) avec Spirit et Opportunity (USA) lancées en 2003.

## **II.4 L'actualité de la planète Mars.**

Les informations qui suivent ont été collectées dans la rubrique « revue de presse » d'un site Internet consacré à la planète Mars [2] regroupant les articles des sites de « Libération », du « Monde », de « Sciences et Avenir », du « Nouvel Observateur » de « Futura Sciences » ou de « Planète Mars ».

En ce qui concerne l'exploration de la planète Mars, les données actuelles sont principalement fournies par les sondes américaines Spirit et Opportunity dans le cadre du projet MER (Mars Expedition Rover) et la sonde européenne Mars Express. Spirit et Opportunity se sont posées sur Mars respectivement le 4 janvier 2004 et le 25 janvier 2004, et Mars Express est en orbite autour de la planète rouge depuis le 25 décembre 2003.

La sonde Mars Express, a principalement permis de confirmer la présence d'eau sur la planète Mars. Le spectromètre OMEGA (Spectromètre fonctionnant dans le visible et le proche infrarouge) a détecté la présence d'une importante quantité d'eau sous forme de glace avec une énorme banquise de glace carbonique (CO<sub>2</sub>). Un deuxième spectromètre PFS (Spectromètre infrarouge optimisé pour l'étude de l'atmosphère) a montré que la distribution de gaz carbonique est différente entre l'hémisphère nord et l'hémisphère sud. L'utilisation simultanée d'OMEGA et SPICAM (Spectromètre fonctionnant dans le domaine de l'ultraviolet et est essentiellement un détecteur d'ozone) a permis de détecter directement la présence de glace d'eau sous la surface de glace carbonique. Mis à part l'étude de l'eau sur Mars, Mars Express a permis de montrer qu'il n'y a pas assez d'ozone dans l'atmosphère de la planète pour empêcher les rayons ultraviolets d'arriver jusqu'au sol. Une constatation est que plus la vapeur d'eau est importante dans l'atmosphère, moins le taux d'ozone est important. Des traces de méthane ont également été détectées. La molécule de méthane étant détruite par l'action des rayons ultraviolets émis par le soleil, et s'il n'y a pas de mécanisme de réapprovisionnement, le gaz devrait disparaître au bout de 300 ans sur Mars. Le méthane étant encore présent dans l'atmosphère martienne, il existe donc une source de production toujours active. La première hypothèse est de considérer que le méthane est d'origine géologique, volcanique certainement : même si les volcans de Mars ne sont plus en activité depuis plus de 100 millions d'années, le gaz pourrait provenir de restes d'activités volcaniques ou du dégazage d'un ancien réservoir souterrain de méthane. La deuxième hypothèse considère qu'il est possible que le méthane soit rejeté par des bactéries vivant actuellement à la surface de Mars. Le méthane serait alors une éventuelle preuve de la vie sur Mars ? Pour confirmer l'une ou l'autre de ces hypothèses, les scientifiques dressent une carte de la répartition du méthane dans l'atmosphère martienne. De plus récentes analyses montrent que les plus fortes concentrations de vapeur d'eau et de méthane se rejoignent. Cela pourrait signifier une origine souterraine commune pour les deux molécules. La vapeur d'eau et le méthane sont répartis plutôt uniformément à 10 ou 15 km d'altitude dans l'atmosphère

martienne. En revanche, plus près du sol, les concentrations d'eau sont plus importantes au dessus de trois régions équatoriales : Arabia Terra, Elysium Planum et Acradia Memnonia.

La sonde Opportunity a mis en évidence la présence de traces de sulfates et de minéraux (hématite) à proximité du cratère Endurance (région de Meridiani Planum), où elle s'est posée en janvier dernier. L'examen et l'analyse de divers rochers ont montré qu'un bon nombre était issu de la sédimentation d'eau salée. La sonde Spirit a elle aussi trouvé des traces d'hématite mais en moins grandes quantités que la sonde Opportunity qui continue à explorer l'intérieur du cratère Endurance. Cela dit cette exploration est limitée par la pente du cratère : au-delà d'un angle de 30 degrés, les risques pour la sonde sont trop grands.

Les sondes Opportunity et Spirit sont à l'heure actuelle toujours en activité. La mission initiale devait se terminer en avril 2004, mais a été prolongée à plusieurs reprises. Cela dit, pour réduire les frais, les deux sondes ne roulent que cinq jours par semaine au lieu de sept depuis le mois d'octobre.

### **III - LA MISSION NETLANDER**

#### **III.1 But de la mission.**

La mission Netlander [3] était, à l'origine, un projet européen et américain (France, Finlande, Allemagne, Belgique, Suisse et Etats-Unis) visant à déployer sur la planète Mars un réseau de quatre stations géophysiques et météorologiques. Le but était d'étudier la structure interne de la planète, de localiser des réservoirs d'eau ou de glace dans le sous-sol martien sur quelques kilomètres de profondeur, de déterminer la minéralogie et les processus d'altération au niveau des sites d'atterrissages et enfin d'effectuer des mesures atmosphériques. La complexité de certaines de ces études a orienté le choix du nombre de sondes à positionner sur le sol de Mars. En effet, mis à part les applications G.P.R. (Ground Penetrating Radar), il est fondamental de recevoir simultanément les informations d'au moins trois sites différents (comme pour localiser un séisme par triangulation), d'où les quatre sondes, la quatrième faisant office de sonde de secours.

Neuf instruments de mesure avaient été prévus pour équiper chacune des sondes Netlander :

★ *ATMIS* (Finlande, Italie, France, Angleterre) : une station météorologique complète pour mesurer la pression, la température, l'humidité atmosphérique, la densité optique, la vitesse des vents ainsi que leur direction.

★ *ELF* (France) : un capteur de champ électrique, pour la mesure de la conductivité électrique de l'atmosphère et des champs électriques qu'elle héberge.

★ *GPR* (Ground Penetrating Radar, France) : un radar pour la détection de poches de glace et d'eau dans le sous-sol.

★ *MAG ou MAGNET* (Danemark, Autriche, France) : un magnétomètre trois axes pour l'étude des champs magnétiques, de l'ionosphère et de la détection de réservoirs d'eau ou de glace dans le sous-sol martien.

★ *PANCAM* (France et Allemagne) : une caméra panoramique stéréo multispectrale pour les études géologiques, morphologiques et minéralogiques.

★ *SEIS* (France, Suisse) : deux séismomètres (1 séismomètre très large bande 2 axes et 1 séismomètre courte période 3 axes) pour étudier les tremblements de Mars et localiser des réservoirs d'eau ou de glace dans le sous-sol.

★ *NEIGE* (NetLander Ionosphere and Geodesy Experiment, France, Belgique) : un système radio (UHF et bande S) pour les communications avec l'orbiteur français de retour d'échantillons et l'expérience de Géodésie qui comprend aussi l'expérience *TEC* (Total Electron Content).

★ *SPICE* (Allemagne) : expérimentation qui devrait permettre d'étudier les propriétés thermiques du sol en mesurant la température à l'aide de nombreux capteurs (placés au contact de la surface ou implantés en de nombreux points de l'atterrisseur).

★ *MIC* (Planetary Society) : un microphone similaire à celui embarqué sur la sonde Mars Polar Lander. Cet instrument est fourni par la Planetary Society, qui voit là une excellente occasion de faire revoler son expérience, même s'il faudra cette fois-ci en fournir quatre exemplaires.

L'instrument qui nous intéresse plus particulièrement ici est le Ground Penetrating Radar (G.P.R.) destiné à détecter de la glace ou de l'eau dans le sous-sol de Mars.

### **III.2 La chronologie de NETLANDER.**

La mission NETLANDER avait d'abord été envisagée dans le cadre de la mission Mars Express. Elle a ensuite été intégrée au vaste programme franco-américain de retour d'échantillons, compromis par la perte de Mars Climate Orbiter puis de Mars Polar Lander.

Les recherches ont commencé début 1999 jusqu'en décembre 2001, période vers laquelle a débuté le développement du matériel nécessaire à la mission. Après plusieurs retards, la date de lancement de la mission NETLANDER par une fusée Ariane V avait été fixée à septembre 2007.

Courant 2003, le CNES a décidé l'arrêt de la mission pour problèmes budgétaires. Cependant, l'arrêt de financement de la part du CNES n'a pas stoppé les recherches en cours, elles peuvent toujours être utilisées pour de futures missions vers Mars, ou même pour des applications terrestres comme la détection d'eau dans le sous-sol.

### **III.3 Notre rôle dans le cadre de la mission NETLANDER.**

Notre rôle au sein de la mission NETLANDER est d'étudier de manière théorique le radar G.P.R. que le C.E.T.P. doit mettre au point et ainsi comparer théorie et pratique afin de valider le fonctionnement du radar.

Même si le projet NETLANDER a été abandonné, le C.E.T.P. continue toujours à mettre au point et étudier le G.P.R., notre travail n'est donc pas terminé...

## **IV - LE RADAR SUBSURFACE OU GROUND PENETRATING RADAR (G.P.R.)**

### **IV.1 Historique.**

Depuis le début du 20<sup>ème</sup> siècle, les scientifiques se sont intéressés à la détection d'objets enfouis dans le sol. En effet, l'idée de voir clairement la composition d'un sol et les objets qui pourraient y être enfouis par une méthode simple, a motivé de nombreux chercheurs à étudier différentes méthodes d'exploration du sous-sol [4].

Ainsi, en 1910, les allemands Leimbach et Löwy sont les premiers à décrire une méthode électromagnétique permettant de localiser des cibles enterrées. Leur technique consiste à enterrer des antennes dipolaires à proximité de puits de forage et de comparer

l'amplitude des signaux reçus lorsque une antenne est utilisée en émission et l'autre en réception. Ainsi, une image approximative de n'importe quelle partie de ce site peut être formée : les puits ayant une plus forte conductivité que le milieu environnant, ils absorbent préférentiellement les radiations. Ils ont aussi décrit une méthode alternative qui utilise séparément les antennes, posées en surface, pour détecter une réflexion du signal due à une interface du sous-sol comme de l'eau souterraine ou une couche de minerai. Une extension de la technique a permis d'avoir une indication de la profondeur d'une interface du sous-sol. Les principales caractéristiques de leurs travaux (c'est-à-dire un fonctionnement avec une onde continue, l'utilisation des diffractions dues aux propriétés du sous-sol et l'utilisation des variations de conductivité pour engendrer de la dispersion) sont présents dans bon nombre de dépôts de brevet, dont certains sont destinés à des applications de mines totalement enterrées.

En 1926, Hulsenbeck utilise pour la première fois une méthode impulsionnelle pour déterminer la structure d'un objet enfoui. Il a constaté que les variations diélectriques d'un sous-sol (et pas nécessairement la conductivité) peuvent avoir une influence sur les échos mesurés. La méthode impulsionnelle a un avantage par rapport à des méthodes sismiques car la réalisation de sources directionnelles est plus simple.

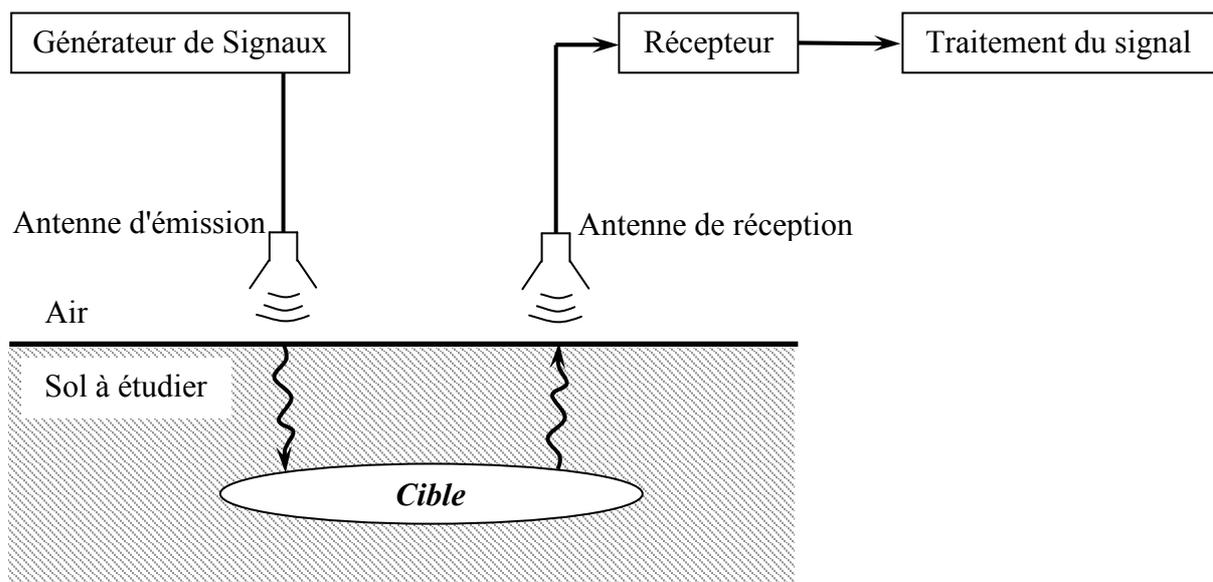
La méthode impulsionnelle s'est développée à partir des années 30 dans le but de sonder les sous-sols tels que la glace à de grandes profondeurs (Stenson en 1951 et Evans en 1963), les déserts et les formations rocheuses (Morey en 1974, Cook en 1974 et 1975...) Le sondage de rochers et de charbon a également été étudié par Cook en 1974 et 1975 bien que la forte atténuation du charbon signifiait que les profondeurs supérieures à quelques mètres étaient difficilement atteintes. Diverses applications au génie civil ont été passées en revue par Morey en 1974 et en 1978, Nilsson fait un compte rendu de l'histoire du G.P.R. et de son développement jusqu'au milieu des années 70. C'est alors que se produit un regain d'intérêt pour cette méthode avec l'expansion des sondes et des missions vers la Lune. Depuis cette époque, les applications se sont diversifiées progressivement et touchent maintenant des domaines aussi variés que le test de bâtiments et de structures, l'archéologie, l'évaluation de la qualité de routes et de tunnels, la localisation de vides, de tunnels et de puits de mine, la détection de tuyaux et de câbles...

## **IV.2 Principe du G.P.R.**

### **IV.2.1 Généralités.**

Le G.P.R. est un instrument utile pour de nombreuses applications telles que la détection d'objets enfouis dans le sol, ou bien la détermination de la nature d'un sous-sol pour n'en citer que deux. Le mode de fonctionnement du radar, c'est-à-dire la plage de fréquence de l'étude, la modulation, le type d'antennes et leur polarisation, dépend de certains facteurs comme la taille et la forme de la cible, les caractéristiques du sol considéré...

Le schéma de principe d'un radar G.P.R. est donné *Figure 1-9*. Le générateur peut être un signal modulé en amplitude ou modulé en phase et suivant les pertes du milieu et la taille de la cible, pourront être choisis la bande passante, le taux de répétition et la puissance du radar. Les antennes d'émission et de réception sont généralement identiques et doivent pouvoir fonctionner avec la fonction source choisie. Une estimation des performances du radar peut être obtenue en considérant quelques facteurs : les pertes dans le milieu, le coefficient de réflexion de la cible, l'encombrement...



*Figure 1-9 : Schéma de principe du GPR*

#### **IV.2.2 Caractéristiques.**

##### *a - La portée du radar.*

La portée du radar dépend avant tout des pertes et ces pertes sont principalement dues à la propagation, à la diffusion et à la dispersion. Mais il faut aussi tenir compte du rendement des antennes et de l'atténuation dans le matériau.

##### *b - L'encombrement.*

Chaque type de cible possède une signature particulière. Il y a encombrement lorsque des signatures similaires à celle de la cible arrivent en même temps que celle-ci et perturbent le bon fonctionnement du radar. Cet encombrement peut être dû à une interférence entre les antennes émettrice et réceptrice mais aussi à de multiples réflexions entre l'antenne et le sol. En général, l'encombrement diminue lorsque le temps d'observation augmente.

*c - Résolution.*

Il existe deux types de résolution : en profondeur et planaire.

★ *La résolution en profondeur* : Lorsque le sol étudié est une structure homogène avec une simple interface, il est possible de déterminer l'épaisseur de la première couche de façon relativement précise. Connaissant la vitesse de propagation dans le milieu, il suffit de mesurer le temps de retour du premier écho, dû à la réflexion sur l'interface. Lorsque le sol à étudier est plus complexe et contient des canalisations ou autres matériaux enfouis, il faut utiliser un signal plus large bande pour distinguer les divers « parasites » de la cible.

★ *La résolution planaire* : Elle est importante lorsqu'il existe plusieurs cibles à détecter à une même profondeur. Elle dépend des caractéristiques de l'antenne, du signal émis et du traitement du signal utilisé. En général, pour avoir une résolution acceptable, il faut que l'antenne possède une directivité élevée.

### **IV.2.3 Techniques de modulation.**

Il existe différents types de modulations, chacune d'entre elles ayant ses propres avantages suivant l'application radar considérée. La plupart des systèmes commercialisés sont des radars à impulsion courte ou des radars impulsionnels. Les principales techniques sont présentées ci-dessous [4][5][7].

*a - La méthode impulsionnelle.*

La méthode impulsionnelle est la plus fréquemment utilisée. Afin d'émettre des impulsions de courte durée (inférieures à une nanoseconde), des commutateurs radiofréquences large bande sont utilisés en association avec une forte puissance sur un instant bref. Généralement, un amplificateur à gain variable dans le temps est introduit dans le système d'acquisition pour compenser le faible niveau des échos les plus éloignés (faible dynamique).

Les principaux avantages d'une telle méthode sont la mesure directe de la réponse impulsionnelle sans traitement complémentaire, la simplicité et la rapidité du système qui est très bien adapté aux applications embarquées.

Les inconvénients sont la complexité de l'étage amplificateur à gain variable, et le comportement des antennes à une impulsion de courte durée. Dans le cas où une distribution de charge est utilisée pour amortir l'antenne et réduire les résonances, cela entraîne une diminution du rendement. De plus, la bande d'analyse étant large, la méthode impulsionnelle est sensible au bruit.

*b - La modulation linéaire de fréquence (Frequency Modulated Continuous Wave FMCW).*

La fréquence d'émission est modulée linéairement sur une large bande de fréquence  $\Delta f$  en un temps  $T$ . Le spectre du produit du signal reçu avec le signal émis est un spectre de raies. La fréquence des raies est proportionnelle à la distance entre le radar et la cible, et inversement proportionnelle au temps de balayage. La résolution d'un tel radar est inversement proportionnelle à  $\Delta f$ .

Les avantages de la FMCW sont un bon rapport signal à bruit (il est lié au rapport de compression  $T\Delta f$ ), la puissance crête nécessaire est divisée par le rapport de compression, la résolution est importante grâce au balayage large bande ce qui est intéressant pour les applications G.P.R.

Les inconvénients de cette méthode sont un couplage entre antennes émettrice et réceptrice (ce type de radar reçoit en même temps qu'il émet) ainsi que l'électronique complexe. Un filtre, généralement disposé en fin de réception de manière à réduire la vitesse d'échantillonnage et limiter la bande de bruit, limite la distance observable.

*c - Les radars à sauts de fréquence.*

Cette méthode est une variante de la méthode FMCW que nous venons de voir. Elle consiste aussi en un balayage d'une large bande de fréquence, mais une mesure d'amplitude et de phase du signal reçu est effectuée pour chaque fréquence du balayage. Le spectre complexe du signal rétrodiffusé est alors mesuré et la réponse impulsionnelle peut être obtenue par transformée de Fourier inverse.

Les avantages de la méthode sont donc une puissance émise réduite et une réception en bande étroite, réduisant ainsi le bruit et la vitesse d'échantillonnage. De plus, il est possible

de pondérer les mesures complexes pour chaque fréquence du balayage afin de prendre en compte l'atténuation du sol ou les réponses des antennes.

Comme pour la modulation linéaire de fréquence, il existe un couplage entre les antennes émettrice et réceptrice qui limite la dynamique et c'est un système complexe. Le principe de mesures à chaque fréquence du balayage implique une durée de manipulation plus importante et est difficilement utilisable pour des applications embarquées.

#### **IV.2.4 Les antennes pour G.P.R.**

L'antenne est un élément très important dans la conception d'un radar G.P.R. D'importantes restrictions apparaissent dans l'utilisation de certains types d'antennes. La propagation d'une onde se fait généralement dans un milieu diélectrique à pertes et inhomogène, qui, en plus d'être parfois anisotrope, présente une atténuation qui dépend de la fréquence et agit donc comme un filtre passe bas. La plus haute fréquence de fonctionnement de l'antenne est donc limitée par les propriétés du matériau. Le besoin d'obtenir une bonne résolution nécessite que l'antenne possède une très large bande passante et, pour les radars impulsionsnels, une phase linéaire. Une large bande passante et les limitations aux hautes fréquences sont contradictoires. Un compromis est adopté : les antennes sont conçues pour fonctionner sur quelques parties de la bande de fréquence 1 MHz – 5 GHz qui dépendent de la résolution et de la gamme de fréquence désirées. Le radar, devant autant que possible être facilement transportable, il est normal d'utiliser de petites antennes électriques, ce qui entraîne un faible gain. Les types d'antennes pouvant être utilisées sont donc limités et certains facteurs doivent être pris en compte pour la réalisation d'un radar convenable tels qu'une large bande passante, de faibles lobes secondaires et un faible niveau de couplage pour séparer l'antenne émettrice de l'antenne réceptrice. L'interaction entre le champ rayonné par l'antenne et le milieu diélectrique doit aussi être prise en compte. Une considération supplémentaire pour choisir de façon adéquate un type d'antenne est le type de cible et le type de système radar considérés. Si par exemple la cible est une surface plane, il est préférable d'utiliser une polarisation linéaire. Si par contre la cible est une canalisation ou un câble, le champ reçu présente une polarisation indépendante de la polarisation du champ incident.

Les antennes utilisées pour sonder le sous-sol peuvent être classées dans deux grandes catégories : les antennes dispersives (ex : la spirale exponentielle, la spirale d'Archimède, l'antenne planaire logarithmique, l'antenne Vivaldi et le cornet exponentiel) et les antennes

non dispersives (ex : le cornet TEM, l'antenne papillon, l'antenne avec résistances localisées...).

Une antenne type utilisée dans les systèmes de radars impulsionnels doit fonctionner sur une échelle de fréquences d'au moins un octave et idéalement d'au moins une décade : 100 MHz – 1 GHz par exemple. La résolution du radar est dégradée si la réponse impulsionnelle de l'antenne est trop large.

*a - Les antennes élémentaires.*

Les antennes élémentaires, telles que les monopoles, les dipôles, les antennes coniques et les antennes papillon, ont été largement utilisées pour des applications radar de sondage de sous-sol. Elles sont généralement caractérisées par une polarisation linéaire, une faible directivité et une bande passante relativement limitée, sauf pour des antennes chargées à leur extrémité ou des antennes à charges réparties où la bande passante est augmentée au détriment du rendement.

*b - Les antennes à onde progressive.*

Les antennes à onde progressive sont adaptées aux systèmes impulsionnels [7]. Une distribution de charges est disposée le long d'antennes dipolaires pour réduire, voire annuler, les réflexions aux extrémités. Les antennes en L et V [8] sont des exemples. Elles ont une taille très réduite et une polarisation linéaire, mais un gain et un rendement relativement mauvais.

*c - Les antennes indépendantes de la fréquence.*

Les antennes indépendantes de la fréquence paraissent les plus intéressantes pour une application radar, mais elles possèdent généralement une phase non linéaire en fréquence. Cela crée donc une dispersion qui est difficilement corrigeable dans le cas de systèmes impulsionnels, c'est pourquoi ce type d'antennes est très peu utilisé. Il en existe tout de même plusieurs sortes comme les antennes spirales équi-angulaires et les antennes spirales coniques qui présentent une polarisation circulaire ou encore les antennes log-périodiques à polarisation linéaire [8].

*d - Les antennes cornet.*

Les cornets ne possèdent pas une très importante bande passante. Ils sont très pratiques lorsque la fréquence centrale est élevée car les dimensions deviennent acceptables et la bande

disponible est plus grande. Des variantes de cornets très large bande sont utilisés pour des applications de radar subsurface. Les cornets peuvent être remplis de diélectrique ou de couches progressives de diélectrique ce qui permet de réduire les dimensions et d'élargir la bande. Un autre exemple plus répandu est l'antenne Vivaldi sous forme de cornet ou en version planaire lorsqu'elle est fabriquée à partir de lignes à fentes.

#### IV.2.5 Exemples d'application d'un G.P.R.

Les radars G.P.R. sont principalement utilisés pour localiser des cibles dans les premiers mètres du sous-sol. Ainsi, les radars de détection sont utiles dans différents domaines et il est important d'adapter le radar en fonction des cibles à déterminer, leur forme et taille ayant une influence sur la détection.

##### *a - Détection de cibles.*

Dans le domaine de la détection de cible, il existe deux applications principales : la détection de mines et la détection de tuyaux et/ou canalisations [9].

★ *La détection de mines* : Dans bon nombre de pays, subsistent encore des mines antipersonnel ou antichar. Beaucoup de mines sont composées en grande majorité de plastique et l'explosif est purement diélectrique. Il est donc très difficile, voire même impossible, de détecter de telles mines avec de traditionnels détecteurs de métaux. La détection de mines est un défi à caractère humanitaire étant donné que des civils sont mutilés ou tués par ces mines. C'est dans ce contexte que l'application des radars à la détection de mines a débuté[10][11][12][13][14][15][16].

★ *Détection de canalisations, tuyaux et câbles* : [4][14][17]. La plupart des équipements enfouis dans le sol se trouve à une profondeur allant de 1.5 m à 2 m, ils peuvent présenter une grande variation de taille, être métalliques ou non, à proximité d'autres matériels enfouis et tout cela dans différents types de sols, ce qui implique de larges variations d'absorption. Un avantage de ce type d'équipements pour l'élaboration d'un radar de détection est que la plupart de ces objets enfouis sont longs et fins ce qui a une influence particulière sur la polarisation de l'onde réfléchie.

##### *b - Essais non destructifs.*

★ *Détection dans le béton* : La principale étude porte sur la structure interne du béton, afin de déterminer les divers matériaux qui peuvent le composer, comme des armatures dans

le béton armé ou des configurations de trous. Le fait de renforcer le béton avec des structures métalliques peut parfois masquer des équipements plus profonds que ces structures[18][19].

★ *Les bâtiments* : A partir du moment où le radar est compatible avec la forme et la taille de la structure recherchée dans un bâtiment, bon nombre de caractéristiques peuvent être localisées à l'intérieur même de la maçonnerie, telles que des cheminées, des conduits d'aération, des fissures internes aux murs, l'épaisseur des murs, la présence de métaux dans la structure comme des armatures, des fixations, des canalisations cachées ou encore localiser des zones humides [4][20][21].

★ *Les applications géophysiques* : Elles sont diverses et variées. Il y a par exemple l'étude de marécages, la localisation de zones contaminées par des polluants [6], le sondage de roches, de charbon, de sel...[22][23][24]. Les radars sont aussi utilisés pour étudier des pergélisols [25], la glace [26][27] ou aussi pour détecter des victimes d'avalanche[4], ou bien encore pour étudier l'évolution de la banquise en Antarctique

★ *L'archéologie* : Les radars ont permis de découvrir des sites archéologiques comme un ancien village féodal et un monastère médiéval en Grande-Bretagne [4], des cimetières anciens au Japon ou la chambre secrète d'une pyramide à Ténérife [6].

★ *Les routes* : Un radar peut permettre de détecter l'épaisseur de couches de bitume, une dalle de béton, l'emplacement et l'espacement des armatures du béton... [4][30].

★ *Exploration à distance* : Il est possible d'avoir une image radar d'un sous-sol par l'intermédiaire d'un satellite, à partir du moment où le sol à étudier est relativement lisse, sec et d'une profondeur de quelques mètres. L'exploration à distance a été utilisée pour diverses applications sur Terre comme par exemple la détermination de la nature d'un sol [31] ou l'étude de la banquise ou de la mer [32][33][34][35], mais aussi pour des applications extra-terrestres comme la mission Mars 96 [4] ou une mission d'exploration d'Europe, l'un des satellites de Jupiter[36].

## **V - LES SITES DE TEST DU RADAR.**

Afin de vérifier le bon fonctionnement du radar, il est important de pouvoir effectuer des mesures de validation. Pour cela, le C.E.T.P. a réalisé plusieurs campagnes de mesures sur divers sites. Ces sites n'ont pas été choisis au hasard. En effet, étant données les grandes longueurs d'onde utilisées par le radar de Netlander (150m à  $f = 2\text{MHz}$ ), les sites de mesures

devaient présenter des profondeurs suffisantes pour utiliser le G.P.R. dans de bonnes conditions. Les caractéristiques géologiques des sites qui vont être présentés ci-dessous sont relativement bien connues.

### **V.1 La dune du Pyla (France)**

Avec ses soixante millions de mètres cube de sable fin, la Dune représente une grosse masse diélectrique à faibles pertes (par temps sec) et sa hauteur d'une centaine de mètres permet de tester correctement le radar sur un sol relativement bien connu. De plus, aspect non négligeable, la Dune reste facilement accessible, permettant ainsi d'acheminer le matériel d'expérimentation sans trop de difficultés jusqu'au site de mesures, c'est-à-dire le sommet de la Dune. Enfin, le fait que ce site se trouve en France réduit considérablement les coûts de transport et permet donc de tester le radar à relativement faible coût avant d'envisager des tests sur des sites plus éloignés en Égypte ou en Antarctique.

### **V.2 L'oasis de Baharia (Égypte)**

Les mesures ont été effectuées par l'équipe du C.E.T.P. en février 2003 dans le désert nubien au nord de l'oasis de Baharia. Ce site a été retenu car la structure géologique du sol est relativement bien connue et très étendu par rapport à la dune du Pyla. Le désert permet donc d'étudier le radar en éliminant les problèmes d'échos revenant des pentes de la dune par exemple.

### **V.3 Cap Prud'homme (Terre Adélie – Antarctique)**

Les caractéristiques de la glace (permittivité et conductivité) sont bien connues et il est donc facile d'interpréter les résultats fournis par un radar posé sur de la glace. Une mesure avec le radar en ce lieu est intéressante car la calotte polaire antarctique représente un environnement proche (par ses caractéristiques électromagnétiques) du sous-sol de Mars. Nous avons donc un terrain d'essai adéquat qui permet de déterminer expérimentalement les principales performances du radar.

## **VI - CHAPITRE 1 : CONCLUSION**

Au travers de ce premier chapitre, nous avons présenté le contexte de notre étude.

En effet, depuis plusieurs décennies, l'exploration du système solaire et plus particulièrement de la planète Mars, a suscité un énorme intérêt chez l'homme. Les conquêtes

---

spatiales, vers la Lune au début, puis maintenant vers Mars, se développent de plus en plus et nous sommes actuellement dans une phase décisive de l'exploration martienne grâce aux sondes américaines et européennes.

C'est dans cet esprit que notre étude prend sa source, visant à mettre au point un radar G.P.R. pour le sondage du sous-sol martien, en collaboration avec le Centre d'Étude des Environnements Terrestres et Planétaires (C.E.T.P.) L'étape qui consiste à tester l'antenne sur la Dune du Pyla est très importante car ce sont ces tests qui vont permettre de valider la modélisation numérique considérée pour représenter l'antenne. C'est en effet un aspect très important de notre travail, car si nous arrivons à retrouver de façon théorique des résultats expérimentaux de mesure sur Terre, nous serons à même d'interpréter les résultats transmis par les appareils de mesure embarqués vers Mars, en tout cas espérons-le !

Au cours du chapitre suivant nous présenterons les outils de calcul numérique que nous utilisons, puis nous décrirons les divers aspects du radar à tester et nous finirons en détaillant les sites où ont été effectués les tests du radar.



**CHAPITRE 2 :**  
**PRÉSENTATION DES OUTILS**  
**EXPÉRIMENTAUX ET DE SIMULATION**  
**NUMÉRIQUE**



## **I - INTRODUCTION.**

Nous allons ici présenter les divers outils dont nous disposons pour mener à bien notre étude. Pour simuler le radar qui nous intéresse, nous avons à notre disposition un code de calcul s'appuyant sur la méthode F.D.T.D. (Finite Difference Time Domain ou Différences Finies dans le Domaine Temporel) conçu à l'IRCOM par C. GIRAUDON et C. GUIFFAUT dans l'équipe DEM (Diffraction ElectroMagnétique). Il n'est pas toujours évident d'organiser des campagnes de mesures, d'où l'intérêt d'utiliser un code F.D.T.D., les simulations étant alors un bon moyen d'évaluer la faisabilité et l'utilité de certaines mesures sur site. De plus, cela permet de comparer la théorie et l'expérimentation de manière à comprendre l'origine et/ou l'influence de certains phénomènes.

En ayant d'un côté la simulation théorique et d'un autre côté les manipulations, nous pouvons effectuer une validation croisée des résultats. En effet, pour les simulations nous utilisons un modèle qui simplifie le problème réel, alors que lors des manipulations, le problème devient plus complexe par la présence de l'électronique, des appareils de mesures. La validation croisée permet par la suite l'extrapolation des résultats par la théorie.

C'est dans ce but que le C.E.T.P. a organisé des campagnes de mesures sur des sites tels que la dune du Pyla ou la route du raid en Antarctique.

L'objectif de ce chapitre est, dans un premier temps, de présenter la méthode F.D.T.D. qui représente notre outil de simulation numérique. Dans un second temps, le radar que nous avons à étudier et les sites qui ont permis de tester cet instrument seront présentés.

## **II – LA MÉTHODE F.D.T.D.**

Dans cette partie nous allons rappeler quelques bases sur lesquelles la méthode F.D.T.D. s'appuie, telles que les équations de Maxwell ou le principe des dérivées centrées. Quelques points essentiels de la F.D.T.D. seront décrits, comme le formalisme des fils minces de Holland et les milieux absorbants (P.M.L. puis C.P.M.L.)

### **II.1 Généralités.**

Parmi les méthodes de simulation numérique dans le domaine temporel [37][38], la F.D.T.D. se démarque par sa simplicité de mise en œuvre et sa flexibilité d'adaptation. En 1966, Yee [39] proposa les bases de cette technique et depuis de nombreuses améliorations

ont été apportées. La méthode F.D.T.D. est un schéma numérique permettant la résolution des équations de Maxwell dans un volume de calcul tridimensionnel. Elle consiste en une décomposition du volume de calcul en mailles élémentaires parallélépipédiques et en un calcul itératif sur le temps.

## II.2 Les bases de la F.D.T.D.

### II.2.1 Les équations de Maxwell.

La propagation des ondes électromagnétiques satisfait le système d'équations différentielles de Maxwell. Dans un milieu isotrope et homogène, ces équations s'écrivent comme suit :

$$\text{Rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{M} \quad \text{Loi de Maxwell-Faraday} \quad (2-1)$$

$$\text{Rot}(\vec{H}) = -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \vec{j} \quad \text{Loi de Maxwell-Ampère} \quad (2-2)$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho \quad \text{Loi de Gauss sur l'induction électrique} \quad (2-3)$$

$$\text{div}(\vec{E}) = 0 \quad \text{Loi de Gauss sur l'induction magnétique} \quad (2-4)$$

Où  $\vec{E}$  est le champ électrique,  $\vec{H}$  le champ magnétique,  $\vec{D}$  l'induction électrique et  $\vec{B}$  l'induction magnétique.

Ce système d'équations aux dérivées partielles du premier ordre peut être discrétisé à l'aide du principe des dérivées centrées présenté ci-dessous.

### II.2.2 Le principe des dérivées centrées.

Le principe des dérivées centrées permet d'évaluer la dérivée d'une fonction en un point  $x_0$  sans en connaître la valeur en  $x_0$ .

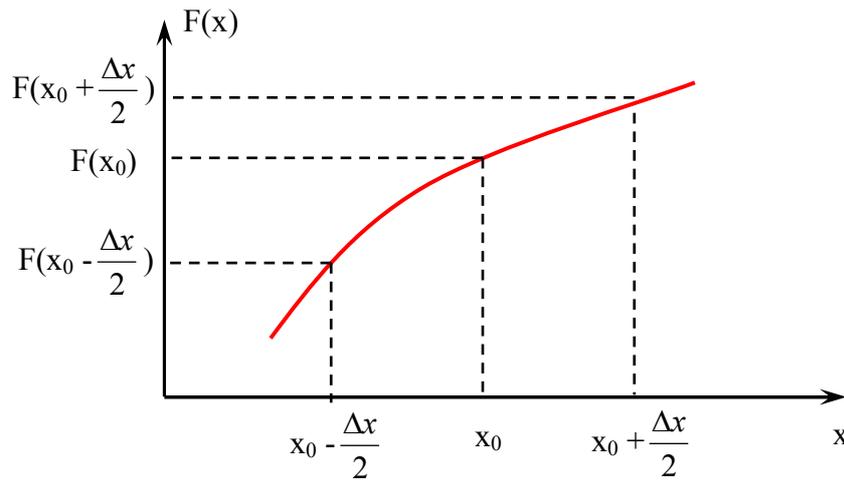


Figure 2-1 : Principe des dérivées centrées.

Si  $F$  est une fonction définie sur  $\mathfrak{R}$  à valeur dans  $\mathfrak{R}$ , continue et dérivable au voisinage du point  $x_0$  de la Figure 2-1, alors le développement en série de Taylor de la fonction  $F$  aux points  $x_0 + \frac{\Delta x}{2}$  et  $x_0 - \frac{\Delta x}{2}$  s'écrit :

$$F\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}\right) = F(x_0) + \frac{\Delta x}{2} F'(x_0) + \frac{\Delta x^2}{8} F''(x_0) + \theta(\Delta x^3) \quad (2-5)$$

$$F\left(x_0 - \frac{\Delta x}{2}\right) = F(x_0) - \frac{\Delta x}{2} F'(x_0) + \frac{\Delta x^2}{8} F''(x_0) - \theta(\Delta x^3) \quad (2-6)$$

La dérivée de la fonction  $F$  est obtenue en faisant la soustraction des équations (2-5) et (2-6) d'où :

$$F'(x_0) = \frac{F\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}\right) - F\left(x_0 - \frac{\Delta x}{2}\right)}{\Delta x} + \theta(\Delta x^2) \quad (2-7)$$

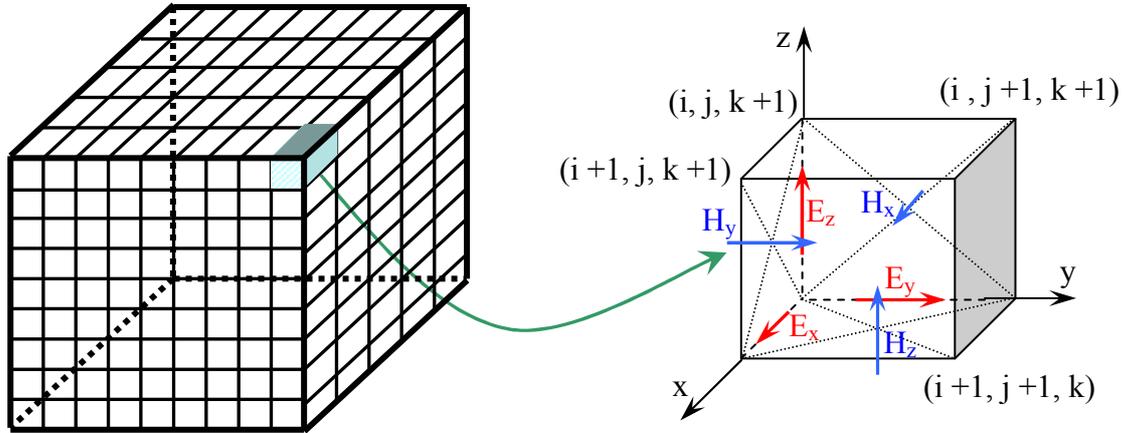
L'erreur commise sur l'évaluation de la dérivée est du second ordre.

### II.2.3 Application au système de Maxwell.

#### a - Discretisation de l'espace.

Le volume de calcul type F.D.T.D. est constitué de parallélépipèdes identiques de dimensions  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  respectivement suivant les directions  $Ox$ ,  $Oy$  et  $Oz$  du repère

orthonormé (O étant l'origine du repère). Les différentes composantes du champ électromagnétique sont calculées dans chaque maille élémentaire (*Figure 2-2*)



*Figure 2-2 : Volume de calcul et maille élémentaire.*

La maille élémentaire ainsi représentée correspond au schéma numérique 3D établi par Yee [39]. Il décrit la position des composantes du champ électromagnétique.

En projetant sur l'axe Ox de l'équation de Maxwell-Faraday, celle-ci s'écrit alors :

$$\frac{\partial E_y}{\partial z}(x, y, z, t) - \frac{\partial E_x}{\partial y}(x, y, z, t) = + \mu_x \frac{\partial H_x}{\partial t}(x, y, z, t) + \sigma_x^* H_x(x, y, z, t) \quad (2-8)$$

Une discrétisation de l'espace suivant un maillage régulier et structuré implique que toutes les composantes de champs E et H peuvent s'écrire sous la forme :

$$F(i\Delta x + k_x(\Delta x/2), j\Delta y + k_y(\Delta y/2), k\Delta z + k_z(\Delta z/2)) \text{ avec } k_i = 0 \text{ ou } 1 \text{ (cf. Figure 2-2)}$$

L'équation (2-8) devient alors :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_y}{\partial z}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, t) - \frac{\partial E_x}{\partial y}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, t) = \\ + \mu_x \frac{\partial H_x}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, t) + \sigma_x^* H_x(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, t) \end{aligned} \quad (2-9)$$

### *b - Discrétisation du temps.*

De la même manière, le temps peut être discrétisé en intervalles  $\Delta t$ , ce qui implique que tout instant  $t$  peut être échantillonné par  $n \Delta t$ , avec  $n$  entier positif. Pour que les dérivées

temporelles soient centrées, le champ électrique  $\vec{E}$  est calculé à l'instant  $n\Delta t$  et le champ magnétique  $\vec{H}$  à  $(n+1/2)\Delta t$

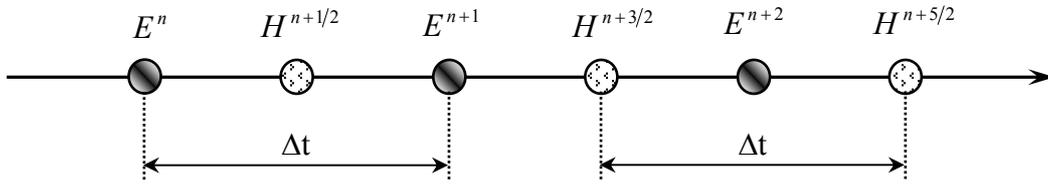


Figure 2-3 : Résolution temporelle.

L'équation (2-9) devient alors :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_y}{\partial z}(i\Delta x, \left(j + \frac{1}{2}\right)\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) - \frac{\partial E_x}{\partial y}(i\Delta x, \left(j + \frac{1}{2}\right)\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \\ + \mu_x \frac{\partial H_x}{\partial t}(i\Delta x, \left(j + \frac{1}{2}\right)\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) + \sigma_x^* H_x(i\Delta x, \left(j + \frac{1}{2}\right)\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \end{aligned} \quad (2-10)$$

### c - Application du principe des dérivées centrées.

Si nous appliquons le principe des dérivées centrées aux dérivées spatiales suivant y et z et à la dérivée temporelle de l'équation (2-10), la composante  $H_x$  du champ magnétique est donnée par l'équation (2-11) :

$$\begin{aligned} H_x \Big|_{i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_x^* \Delta t}{2\mu_x}}{1 + \frac{\sigma_x^* \Delta t}{2\mu_x}} H_x \Big|_{i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} \\ + \frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_x^* \Delta t}{2\mu_x}} \left( \frac{E_y \Big|_{i, j+\frac{1}{2}, k+1}^n - E_y \Big|_{i, j+\frac{1}{2}, k}^n}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i, j+1, k+\frac{1}{2}}^n - E_z \Big|_{i, j, k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right) \end{aligned} \quad (2-11)$$

Avec :  $F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F \Big|_{i, j, k}^n$

## II.2.4 Le critère de stabilité.

Les équations du champ électromagnétique répondent à un schéma explicite, c'est-à-dire qu'il n'y a pas besoin de système matriciel pour résoudre les équations. Si le système est simple à résoudre, l'utilisateur est cependant limité dans le choix du pas temporel. La relation fixant ce critère de stabilité de la méthode F.D.T.D. est donnée ci-dessous :

$$\Delta t \leq \Delta t_{\max} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (2-12)$$

Avec  $c$  la célérité de la lumière dans le milieu de propagation.

Ce critère de stabilité du schéma de Yee a été donné par Taflove [40][41] en 1975.

## II.3 Le formalisme des fils minces de Holland.

### II.3.1 Principe.

Avec le formalisme de Holland [42], il est devenu possible de modéliser de façon simple un fil de petit rayon avec la F.D.T.D. Si le formalisme de Holland permet de modéliser simplement des fils de rayon très inférieur à la dimension des mailles, il se limite cependant à des fils positionnés le long des arêtes du maillage, ne permettant pas de prendre en compte les fils obliques. Cependant, cela est suffisant pour notre étude.

Le principe du formalisme de Holland consiste à remplacer les structures filaires par des distributions linéiques de courants  $I$  et de charges  $Q$  qui sont évalués à chaque instant et couplés aux champs électromagnétiques.

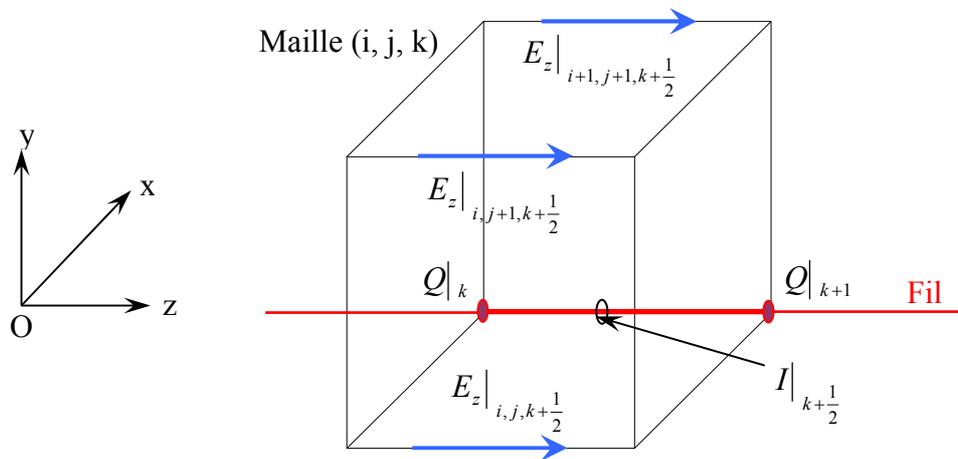


Figure 2-4 : Schéma de principe d'une maille traversée par un fil

### II.3.2 Équation en coordonnées cylindriques.

Pour déterminer le système de Holland, nous considérons la projection des équations de Maxwell en coordonnées cylindriques sur l'axe des  $\varphi$  (2-13) et sur l'axe des  $r$  (2-14) :

$$\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -\mu_0 \frac{\partial H_\varphi}{\partial t} \quad (2-13)$$

$$\frac{1}{r} \left( \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial (r H_\varphi)}{\partial z} \right) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial E_r}{\partial t} \quad (2-14)$$

Dans ce cas là, le fil est orienté suivant l'axe Oz.

Holland a considéré que le rayon du fil étant très inférieur à la longueur d'onde, il est possible d'utiliser les lois de la statique afin de déterminer les champs électrique et magnétique autour du fil. Ces deux grandeurs sont alors données par les relations suivantes :

$$E_r = \frac{Q}{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r r} \quad (2-15)$$

$$H_\varphi = \frac{I}{2\pi r} \quad (2-16)$$

I étant le courant et Q la charge par unité de longueur sur le fil.

Si nous remplaçons  $E_r$  et  $H_\varphi$  par leur expression dans les équations (2-13) et (2-14) nous obtenons les équations suivantes :

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{c^2}{r \varepsilon_r} \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \quad (2-17)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial \varphi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\partial I}{\partial z} + \frac{\partial Q}{\partial t} \right) \quad (2-18)$$

A partir du système d'équations (2-17) et (2-18), les équations qui seront implémentées dans le code F.D.T.D. peuvent être déduites simplement en trois étapes que nous ne développerons pas :

★ Intégration de la première équation suivant r (r variant de 0 à une valeur  $R_i$ , le rayon d'intégration).

★ Intégration supplémentaire afin de faire disparaître la dépendance en r par un moyennage du résultat obtenu sur une section transverse centrée sur le fil et dont la surface est égale à celle de la maille F.D.T.D. ( $S = \Delta x \Delta y$ )

★ Simplification de la seconde équation en utilisant la symétrie de révolution du fil, qui impose que toute dérivée suivant  $\varphi$  est nulle d'où  $\frac{\partial I}{\partial z} + \frac{\partial Q}{\partial t} = 0$ .

Le système d'équations alors obtenu est donné ci-dessous :

$$\langle E_z(r) \rangle = \langle L \rangle \left( \frac{\partial I}{\partial t} + v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \quad (2-19)$$

$$\langle L \rangle = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[ \ln \left( \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{4R_f^2} \right) + \frac{\Delta x}{\Delta y} \arctan \left( \frac{\Delta y}{\Delta x} \right) + \frac{\Delta y}{\Delta x} \arctan \left( \frac{\Delta x}{\Delta y} \right) + \frac{\pi R_f^2}{\Delta x \Delta y} - 3 \right] \quad (2-20)$$

### II.3.3 Équations discrètes.

La forme discrétisée au sens des différences finies de ces équations est la suivante :

$$I_z \Big|_{k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = I_z \Big|_{k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{v^2 \Delta t}{\Delta z} \left( Q_z \Big|_{k+1}^n - Q_z \Big|_k^n \right) + \frac{\Delta t}{L_m} \langle E_z \Big|_{k+\frac{1}{2}}^n \rangle \quad (2-21)$$

$$Q_z \Big|_{k+1}^{n+1} = Q_z \Big|_{k+1}^n - \frac{\Delta t}{\Delta z} \left( I_z \Big|_{k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - I_z \Big|_{k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} \right) \quad (2-22)$$

Le courant peut être exprimé à l'aide d'une densité de courant qui est introduite dans l'équation de Maxwell-Ampère :

$$J = \frac{I}{\Delta x \Delta y} \quad (2-23)$$

### II.3.4 Conditions aux extrémités.

Un fil peut se terminer de trois manières :

- ★ Si l'extrémité est libre, alors le courant doit être nul en fin de fil ( $I_{\text{dernier segment}} = 0$ )
- ★ Si l'extrémité est connectée à une plaque métallique, alors la charge en bout de fil doit être nulle ( $Q_{\text{dernier segment}} = 0$ )
- ★ Si l'extrémité est connectée à un autre fil, alors la continuité du potentiel à la jonction doit être appliquée.

## II.4 Les P.M.L. calculées par produit de convolution (C.P.M.L.)

Avant de parler des C.P.M.L. (Convolution Perfectly Matched Layer), nous allons faire un bref rappel sur les couches absorbantes puis les P.M.L. (Perfectly Matched Layer)

### II.4.1 Les couches absorbantes.

L'algorithme F.D.T.D. présenté plus haut, ne peut pas prendre en compte les systèmes non bornés, c'est-à-dire ne possédant pas de limite. C'est dans cette optique que fut introduite la notion de conditions aux frontières absorbantes (A.B.C. Absorbing Boundary Condition). Holland [43] considère des couches à pertes au niveau de ces frontières (introduction d'une conductivité électrique  $\sigma$  et d'une conductivité magnétique  $\sigma^*$ ) parfaitement adaptées aux ondes planes en incidence normale.

Si nous considérons un problème bi-dimensionnel, dans le cas transverse électrique TE pour lequel seules les composantes  $E_x$ ,  $E_y$ , et  $H_z$  sont présentes, dans une couche adaptée, la projection des équations de Maxwell en coordonnées cartésiennes s'écrivent :

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2-24)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2-25)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2-26)$$

Si la condition (2-27) entre les conductivités électrique  $\sigma$  et magnétique  $\sigma^*$  est satisfaite, alors l'impédance d'onde est adaptée, égale à celle du vide et la réflexion sur une interface vide-milieu est nulle pour toute onde plane en incidence normale.

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (2-27)$$

#### II.4.2 Les P.M.L.

Bien qu'imparfaite cette méthode fut utilisée jusqu'à ce que Bérenger [44] présente en 1994 un nouveau milieu parfaitement absorbant appelé P.M.L. (Perfectly Matched Layer). Les P.M.L. généralisent le concept des couches de Holland car toute onde qui arrive sur le milieu pénètre la couche sans réflexion, quels que soient son angle d'incidence, sa polarisation et sa fréquence. Le principe de la méthode consiste en une décomposition des composantes du champ électromagnétique, par exemple en trois dimensions nous pouvons avoir :  $E_z = E_{zx} + E_{zy}$ . Le système de Maxwell passe d'un système de six équations à six inconnues, à un système de douze équations à douze inconnues.

Si nous nous replaçons dans le même cas TE que dans le paragraphe précédent (deux dimensions), les équations du milieu P.M.L. sont par définition les suivantes :

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial(H_{zx} - H_{zy})}{\partial y} \quad (2-28)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = \frac{\partial(H_{zx} - H_{zy})}{\partial x} \quad (2-29)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2-30)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2-31)$$

Ces équations plus générales que celles proposées par Holland se limitent toutefois à des milieux sans perte.

#### II.4.3 Les C.P.M.L.

Les P.M.L. initiales de Bérenger ne permettent pas de prendre en compte facilement des matériaux quelconques, et ne permettait de modéliser que de simples sols diélectriques sans perte. Une solution à ce problème est apportée par Roden et Gedney [45] avec les P.M.L. calculées par produit de convolution (C.P.M.L. Convolution Perfectly Matched Layer). Cette méthode s'appuie, comme les P.M.L., sur l'étirement des coordonnées dans le domaine fréquentiel, et fait apparaître un produit de convolution lors du passage dans le domaine temporel. Les C.P.M.L. permettent de prendre en compte des milieux à pertes ainsi que les milieux dispersifs.

Si nous repartons des équations de Maxwell, nous obtenons, après projection de la loi d'Ampère sur l'axe (Ox) :

$$j\omega\varepsilon E_x + \sigma E_x = \frac{1}{s_y} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{1}{s_z} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2-32)$$

$$\text{Avec } s_i \text{ la fonction d'étirement de Bérenger : } s_i = 1 + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2-33)$$

Nous remarquerons que dans cette équation les termes concernant le milieu réel sont à gauche et les termes du milieu PML sont à droite, les C.P.M.L. sont indépendantes du milieu physique qu'elles entourent.

Une fois transposée dans le domaine temporel, l'équation (2-32) devient :

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \bar{s}_y(t) \otimes \frac{\partial H_z}{\partial y} - \bar{s}_z(t) \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2-34)$$

Avec  $\bar{s}_i(t)$  l'inverse de la transformée de Laplace de  $1/s_i$  :  $\bar{s}_i(t) = TL^{-1} \left[ \frac{1}{s_i} \right]$  et « $\otimes$ » représente l'opérateur produit de convolution.

Dans le domaine discret, le calcul du produit de convolution [37] conduit au système d'équations (2-35), (2-36) et (2-37) assurant l'avancement de la composante  $E_x$  dans les P.M.L. :

$$\text{Avec } b_i = e^{-\sigma_i \frac{\Delta t}{\varepsilon_0}} \text{ et } a_i = b_i - 1$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} - E_x^n{}_{i+\frac{1}{2},j,k}}{\Delta t} + \frac{\sigma}{2} \left( E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} + E_x^n{}_{i+\frac{1}{2},j,k} \right) = \\ \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}} - H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}{\Delta z} + \psi_{e_{xy}}^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} - \psi_{e_{xz}}^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} \end{aligned} \quad (2-35)$$

$$\psi_{e_{xy}}^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} = b_y \psi_{e_{xy}}^{n-\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} + a_y \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}{\Delta y} \quad (2-36)$$

$$\psi_{e_{xz}}^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} = b_z \psi_{e_{xz}}^{n-\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k} + a_z \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}} - H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}{\Delta z} \quad (2-37)$$

$\psi_j^i$  est une fonction intermédiaire, homogène à une densité de courant.

Une permutation circulaire permet d'écrire les équations relatives aux cinq autres composantes du champ électromagnétique.

## II.5 Modèle de milieu dispersif : le modèle de Debye.

Nous allons ici nous intéresser aux milieux dispersifs générant un phénomène de relaxation, c'est-à-dire aux milieux dispersifs de type Debye [46]. Nous donnerons donc une brève explication des phénomènes conduisant à une polarisation par orientation, puis nous définirons la permittivité relative en fonction de la fréquence et l'expression discrétisée du champ, valables dans le cas d'un milieu dispersif de type Debye.

### II.5.1 Principe.

Les diélectriques sont des matériaux ne pouvant être à l'origine d'un courant électrique, leurs électrons étant très fortement liés à leurs atomes. L'application d'un champ électrique  $\vec{E}$  provoque un déplacement des charges positives et négatives les unes par rapport aux autres, créant l'apparition de dipôles. Sous l'effet d'un champ électrique  $\vec{E}$ , variable au cours du temps, il peut exister un déphasage entre le champ électrique appliqué et l'établissement des dipôles. Ce phénomène est pris en compte par la polarisation  $\vec{P}$ , lorsque nous considérons les équations de Maxwell qui relient entre elles des grandeurs représentatives à l'échelle macroscopique.

Pour déterminer la polarisation, il faut calculer la contribution des dipôles microscopiques (qui résultent de l'action du champ électrique  $\vec{E}$ ) sur la polarisation  $\vec{P}$ . Mais le champ électrique n'est pas constant sur toute la distance qui sépare deux dipôles, il faut donc prendre en compte un champ microscopique ou champ local  $\vec{E}_L$ . Le problème qui se pose alors est de relier le champ local  $\vec{E}_L$  (grandeur microscopique) au champ électrique  $\vec{E}$  et à la polarisation  $\vec{P}$  (grandeurs macroscopiques).

Dans le domaine fréquentiel, nous pouvons montrer que l'expression de la polarisation [46] est la suivante : 
$$\vec{P} = \frac{p_m^2}{3k_B T} N_{or} \frac{1}{1 + j\omega\tau} \vec{E}_L \quad (2-38)$$

Avec  $p_m$  le moment dipolaire,  $k_B$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température en Kelvin,  $N_{or}$  le nombre total de dipôle et  $\tau$  le temps de relaxation.

De l'expression de la polarisation (2-38) nous pouvons déduire le facteur polarisation en régime sinusoïdal :

$$\alpha_{or} = \frac{P_m^2}{3k_B T} \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (2-39)$$

Le lien entre les grandeurs microscopiques (champ local  $\vec{E}_L$ ) et les grandeurs macroscopiques (champ électrique  $\vec{E}$  et polarisation  $\vec{P}$ ) est donné par l'expression du champ local agissant sur un dipôle :

$$\vec{E}_L = \vec{E} + \frac{\vec{P}}{3\epsilon_0} \quad (2-40)$$

Si nous considérons le milieu étudié comme isotrope, nous avons la relation suivante :

$$\vec{P} = \sum N_i \alpha_i \vec{E}_{L_i} \quad (2-41)$$

Avec  $N_i$  le nombre de moments dipolaires formés,  $\alpha_i$  les facteurs de polarisation et  $\vec{E}_{L_i}$  les champs locaux correspondants.

Nous pouvons relier la polarisation et le champ électrique grâce à la permittivité relative par la relation suivante :

$$\vec{P} = \epsilon_0 (\epsilon_r - \epsilon_\infty) \vec{E} \quad (2-42)$$

A partir de l'équation de Clausius Mosotti :

$$\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} = \frac{1}{3\epsilon_0} \sum_i N_i \alpha_i \quad (2-43)$$

et en utilisant l'équation (2-39), nous obtenons l'expression de la permittivité complexe sous la forme :

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s + \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau'} \quad (2-44)$$

$$\text{Avec : } \tau' = \frac{\epsilon_s + 2}{\epsilon_\infty + 2} \tau \quad (2-45)$$

## II.5.2 Équations d'implémentation dans le code de calcul F.D.T.D.

Dans le cas d'un milieu dispersif de type Debye, l'expression discrétisée du champ électrique se met sous la forme :

$$E^{n+\frac{1}{2}} = [(2\varepsilon_\infty + \chi_0)A - 1]E^{n-\frac{1}{2}} + A\Delta\chi_0\psi^{n-\frac{1}{2}} + A\frac{\Delta t}{\varepsilon_0}r\vec{o}t\vec{H}\Big|_p^n \quad (2-46)$$

$$\psi^{n+\frac{1}{2}} = E^{n+\frac{1}{2}} + e^{-\Delta t/\tau}\psi^{n-\frac{1}{2}} \quad (2-47)$$

$$\text{Avec : } A = \frac{1}{\varepsilon_\infty + \chi_0 + \frac{\sigma\Delta t}{2\varepsilon_0}} \quad (2-48)$$

$$\chi_0 = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)(1 - e^{-\Delta t/\tau}) \quad (2-49)$$

$$\Delta\chi_0 = (1 - e^{-\Delta t/\tau})\chi_0 \quad (2-50)$$

$\chi_0$  représente la susceptibilité

La méthode F.D.T.D. utilisée lors des simulations destinées à l'étude du radar étant présentée, nous allons pouvoir nous intéresser au radar lui-même puis aux sites où ont été réalisés des mesures de validation du radar.

### III - PRÉSENTATION DES OUTILS EXPÉRIMENTAUX

Cette partie est consacrée à la présentation des outils expérimentaux. Nous allons donc dans un premier temps décrire le radar que nous étudions, en commençant par le module de surface et l'électronique qui le compose, puis l'antenne utilisée pour les manipulations et enfin les différents modèles que nous avons imaginé afin de représenter cette antenne. Dans un second temps, les sites où ont été réalisées les mesures par l'équipe du C.E.T.P. seront présentés et plus particulièrement la Dune du Pyla.

#### III.1 Présentation du radar

##### III.1.1 Présentation du module.

Les informations se trouvant dans ce paragraphe ont été fournies par François Dolon, ingénieur au C.E.T.P. Le radar est principalement composé de matériel électronique et de

quatre antennes pouvant fonctionner en monopole ou bien en dipôle lorsqu'elles sont utilisées par paire. C'est ce que présente la *Figure 2-7*.

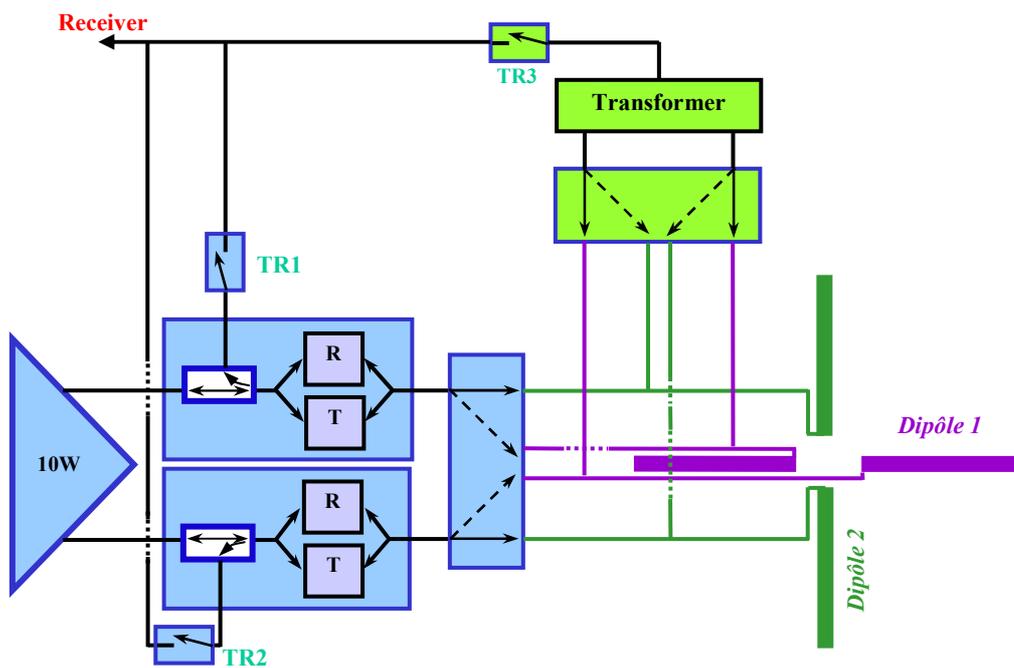


*Figure 2-5 : Photo du module de surface lors des dernières mesures sur le Pyla.*



*Figure 2-6 : Zoom de la partie électronique du radar.*

*a - Schémas synoptiques du radar.*



*Figure 2-7 : Schéma synoptique simplifié du Radar.*

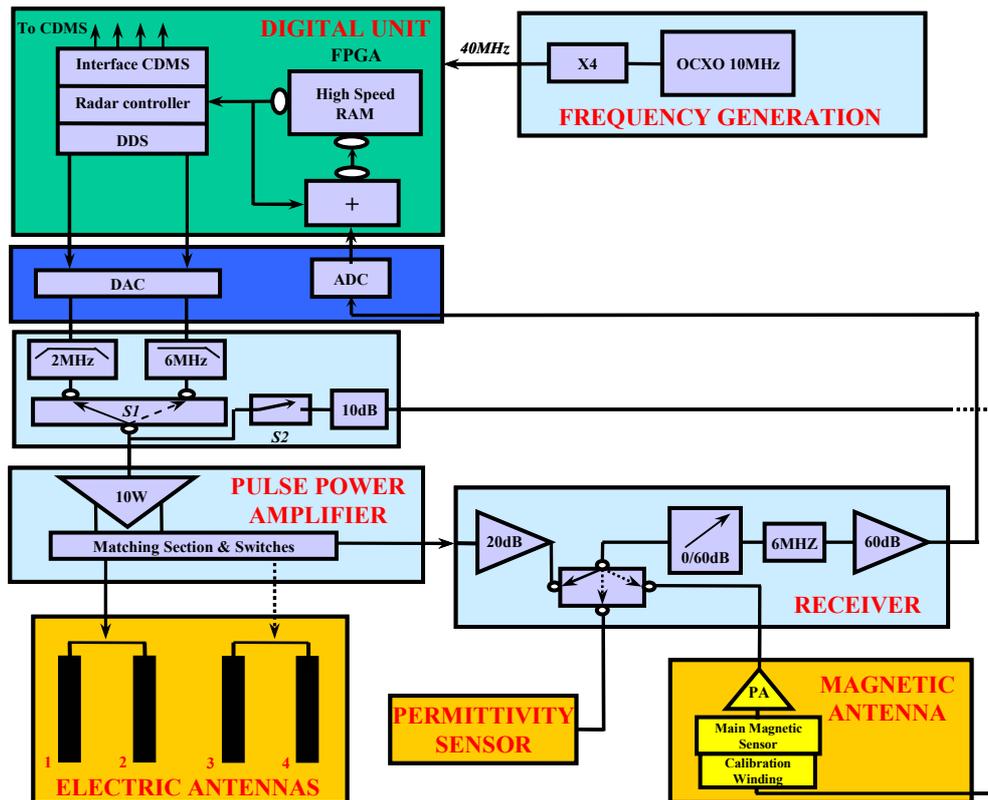


Figure 2-8 : Schéma synoptique plus complet du radar.

*b - Brève présentation des divers composants du module.*

L'électronique du radar peut être décomposée en quatre fonctions principales : la génération et traitement du signal, l'émission - adaptation, la réception et les antennes électriques et magnétiques.

★ *La génération et le traitement du signal* : un FPGA (Field Programmable Gate Array) est utilisé pour générer et traiter le signal. Une DDS (Direct Digital Synthesis) est utilisée pour générer un signal sinusoïdal ou impulsionnel de fréquence variable, de durée d'impulsion variable et pouvant être codé en phase. Pour l'application GPR qui nous intéresse, le signal varie en fréquence de 1 à 4MHz et sa durée est de 0.5 $\mu$ s, 1 $\mu$ s, 4 $\mu$ s et 10 $\mu$ s lorsqu'il n'y a pas de codage et 1 $\mu$ s lorsqu'il y a un codage biphasé (la phase alterne entre 0° et 180°) ou un codage BPSK. L'intérêt principal du codage biphasé est de supprimer les parasites synchrones et asynchrones par rapport au système, comme des bruits de commutation ou des fréquences radio parasites. La fréquence d'horloge du FPGA est 80MHz. Elle est créée à partir d'un générateur analogique 40MHz (lui-même créé à partir d'un générateur 10MHz, car ce générateur était disponible dans les laboratoires du CETP).

★ *L'émission* : Le signal est filtré par deux filtres de Bessel qui transmettent les impulsions sans les déformer, les filtres étant choisis en fonction de la durée des impulsions (la fréquence de coupure est de 6 MHz pour les impulsions de 0.5 $\mu$ s et 2 MHz pour les autres impulsions). Le signal passe ensuite dans un amplificateur différentiel de type push pull (10W) qu'il faut adapter en sortie à l'impédance des antennes électriques. Sont utilisés deux types d'adaptation : l'adaptation résistive et l'adaptation par transformateur. L'adaptation résistive a l'avantage de présenter à l'amplificateur 10W une impédance idéale et permet ainsi de travailler en impulsion courte sans trop dégrader la forme et la durée de l'impulsion et préserver ainsi la résolution du radar et sa zone aveugle. Ce mode d'adaptation est utilisé lorsque les cibles visées sont proches de la surface, mais il existe une perte de puissance dans le réseau de résistances. L'adaptation par transformateur a l'avantage de ne présenter aucune perte de puissance lors de la transmission vers l'antenne, cependant l'impulsion est déformée et l'apparition de parasites limite la réception des échos proches. Ce mode d'adaptation est donc utilisé pour repérer des cibles profondément enfouies.

★ *La réception* : Le récepteur est composé tout d'abord d'un pré-amplificateur de 20dB et d'un atténuateur digital. Le principe consiste à faire varier l'atténuation en fonction du temps de réception des échos afin d'éviter la saturation du récepteur. Pendant l'émission, l'atténuateur prend une valeur maximale qui décroît jusqu'à être égale à zéro. Ensuite se trouvent deux filtres de Bessel de principe identique à ceux de l'émission et ensuite un amplificateur 60dB pour amplifier le signal reçu.

★ *Les antennes* : Elles sont de deux types : électrique et magnétique. L'antenne magnétique est une bobine fonctionnant à la fréquence centrale de 2MHz avec une bande passante d'environ 800kHz. Elle mesure les trois composantes du champ magnétique et il est alors possible de déterminer la direction des échos reçus du sous-sol grâce à un traitement du signal intégrant les composantes du champ électrique mesuré par les antennes électriques. Les antennes électriques sont des monopoles d'une longueur de 35 mètres. Ce sont ces antennes qui sont l'objet de notre étude, nous les décrirons donc en détail un peu plus loin.

★ Nous noterons aussi la présence d'un réseau d'interrupteurs AsGa qui permettent de choisir le type de filtre en émission et en réception, mais aussi de choisir le type de récepteur : antenne électrique, antenne magnétique ou capteur de permittivité.

### III.1.2 L'antenne du G.P.R.

a - Le rayon de l'antenne.

Dans le cadre de la mission Netlander, les antennes électriques sont des rubans de Mylar métallisés. De telles antennes sont difficilement modélisables dans un code F.D.T.D. car cela nécessite d'importantes ressources informatiques. Il a donc fallu définir un modèle d'antenne équivalent à un ruban de Mylar. C'est ce qui a été fait dans le cadre de la thèse de B. Martinat [3] et il a été montré l'équivalence suivante du ruban avec un fil métallique :



Figure 2-9: Coupes transversales du ruban de Mylar métallisé et du fil métallique équivalent.

Il est important de préciser que le fil métallique utilisé lors des mesures est un fil de diamètre 0.8mm

b - Loi de répartition des résistances sur l'antenne.

Pour étudier de façon simple les échos qui seront renvoyés par le sol, il est important de séparer le signal émis du signal reçu. Pour cela, il suffit de répartir des résistances le long de l'antenne de manière à amortir le signal émis et éviter les résonances.

Pour déterminer la loi de répartition des résistances le long de l'antenne, nous avons utilisé la loi de répartition donnée par Wu et King en 1965 [47] comme détaillé ci-dessous :

Soit l'expression de l'impédance d'un dipôle :

$$Z(z) = \frac{\xi \psi}{4\pi} \frac{2\alpha}{h - |z|} \quad (2-51)$$

avec : - z la position de la résistance le long de l'antenne

-  $\xi = (\mu_0 / \epsilon' \epsilon_0)^{1/2}$ , l'impédance intrinsèque du milieu

-  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ , la perméabilité du vide

-  $\epsilon_0 = 1/36\pi 10^9$ , la permittivité du vide

-  $\varepsilon'$ , la partie réelle de la permittivité relative du sol à faible perte situé sous l'antenne. Nous allons ici regarder la loi de répartition pour l'antenne située dans l'air soit  $\varepsilon'=1$ .

-  $\alpha$  est une constante qui caractérise la bande passante de l'antenne,  $\alpha \approx 1$  pour une antenne large bande,  $c'$  est la valeur que nous avons prise.

-  $\psi = \psi(h, a, k)$ , une constante définie ci-dessous :

$$|\psi| = \left| \left[ 2 \sinh^{-1}(h/a) - C(2A, 2kh) - S(2A, 2kh) \right] + j/kh(1 - \exp(-j2kh)) \right| \quad (2-52)$$

Où :  $- A = ka$  (2-53)

$$- C(a, x) = \int_0^x \frac{1 - \cos \omega}{\omega} du, \text{ avec } \omega^2 = u^2 + a^2 \quad (2-54)$$

$$- S(a, x) = \int_0^x \frac{\sin \omega}{\omega} du, \text{ avec } \omega^2 = u^2 + a^2 \quad (2-55)$$

$C(a, x)$  et  $S(a, x)$  étant les intégrales généralisées des fonctions cosinus et sinus.

-  $2h$  est la longueur totale des deux brins du dipôle, dans notre cas  $h = 35$  m.

-  $2a$ , le diamètre de l'antenne, dans notre cas  $a = 2$  mm.

-  $k = \omega/v$ , le nombre d'onde

L'impédance de l'antenne placée dans l'air est donc donnée par :

$$Z(z) = \frac{60\psi}{h-|z|} \text{ sachant que dans notre cas } |\psi| = 20.9, \text{ il reste } Z(z) = \frac{1254}{h-|z|} \quad (2-56)$$

Pour effectuer une simulation avec un programme F.D.T.D., il faut déterminer le maillage du volume de calcul. Ce maillage dépend tout d'abord de la longueur d'onde  $\lambda$  et doit être inférieur à  $\lambda/10$  ou  $\lambda/30$  suivant les cas considérés. Lorsque la géométrie de la structure à simuler est complexe, il faut aussi prendre en compte les dimensions de cette structure et ajuster le maillage en fonction. Pour simuler une structure, il est en général possible d'utiliser différentes tailles de maillage. En effet, pour simuler 1m d'une structure, il est possible d'utiliser une maille de 1m ou alors 4 mailles de 25cm par exemple. Le fait

d'utiliser des mailles plus petites permet de modéliser de façon plus précise les détails d'une structure.

Pour le calcul suivant (2-57), nous allons considérer des mailles de un mètre, les résistances étant réparties tous les mètres sur l'antenne expérimentale. Le monopole sera donc divisé en 35 tronçons sur lesquels seront insérées les résistances déterminées par la loi de Wu et King. Pour cela il suffit d'intégrer l'équation (2-56) sur un tronçon :

$$R_p = \int_{ph/n}^{(p+1)h/n} Z(z) dz = 1254 \ln \left| \frac{n-p}{n-(p+1)} \right| \quad (2-57)$$

Soit le changement de variable  $q = n - (p+1)$ , nous obtenons alors :

$$R_q = 1254 \ln \frac{q+1}{q} \quad \text{avec } q = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (2-58)$$

$R_q$  est la  $q^{\text{ème}}$  résistance en partant de l'extrémité de l'antenne vers le centre de l'antenne.

### III.1.3 La modélisation du radar.

Le premier élément à représenter est le module de surface. En ce qui concerne son maillage avec le code de calcul Tridimo, un compromis a été nécessaire étant donné la disproportion de taille entre le module de surface (80cm de diamètre, 20cm de hauteur) et l'antenne (350cm de long).

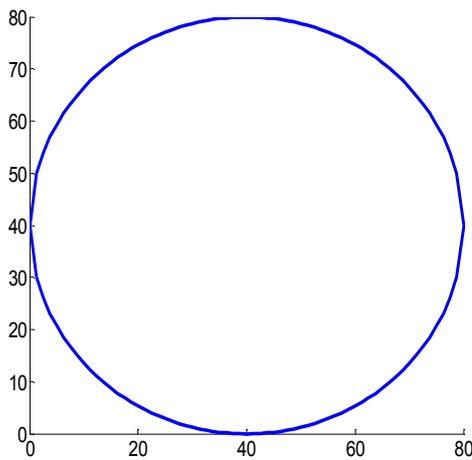


Figure 2-10 : Module de surface des mesures.

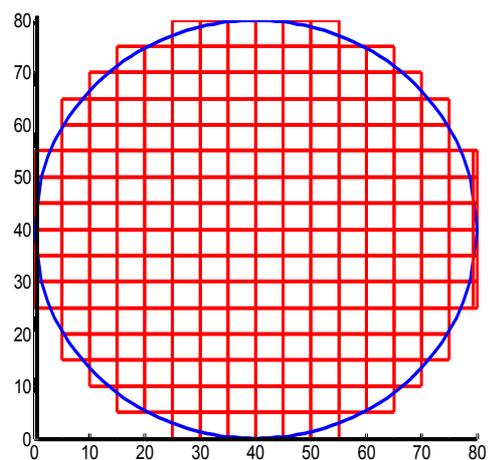


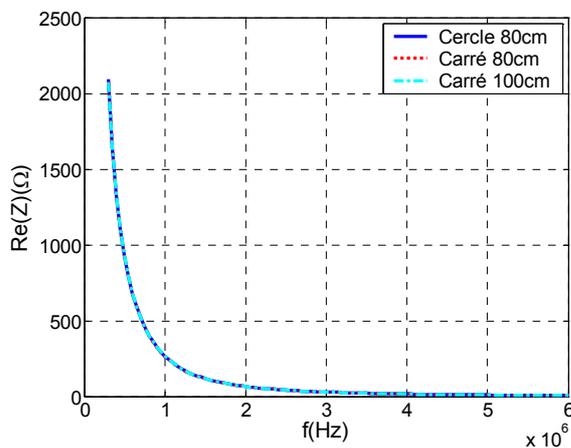
Figure 2-11 : Module de surface « en marches d'escalier » utilisé pour la simulation.

Nous avons donc considéré un « cylindre en marches d'escalier » de 80cm de diamètre (*Figure 2-11*) comme approximation du module de surface utilisé lors des mesures (*Figure 2-10*).

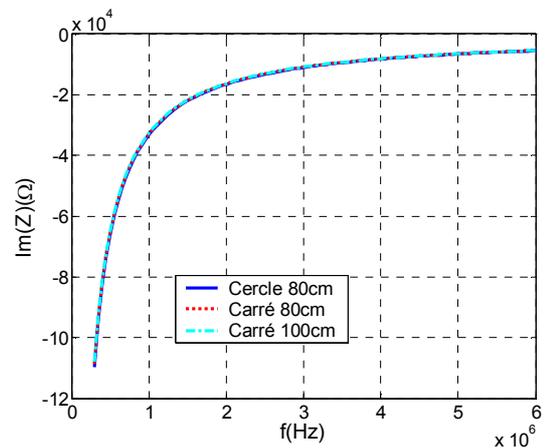
Le maillage utilisé est cubique de 5cm de côté, le module présenté ci-dessus sera donc de 16 mailles de côté et de 4 mailles de hauteur.

De manière à déterminer l'influence de la forme réelle du module et de sa taille sur les résultats en impédance, deux autres cas ont été envisagés. Le « cylindre en marches d'escalier » va être comparé à un parallélépipède de mêmes dimensions (80cm x 80cm x 20cm) et à un parallélépipède de plus grande dimension (100cm x 100cm x 50cm).

Les résultats en impédance sont donnés ci-dessous :



*Figure 2-12 : Influence de la taille du module. Partie réelle de l'impédance.*



*Figure 2-13 : Influence de la taille du module. Partie imaginaire de l'impédance.*

En ce qui concerne la partie réelle de l'impédance, l'erreur est de moins de  $3\Omega$ . L'erreur sur la partie imaginaire est inférieure à  $500\Omega$ , ce qui est négligeable étant donné les valeurs considérées. Ces résultats permettent donc de conclure que la forme du cylindre n'a pas d'influence sur l'impédance de l'antenne, à condition que les dimensions du module de surface restent du même ordre de grandeur pour les différents cas considérés.

Tout au long de notre étude, la façon de modéliser l'antenne et le module de surface a évolué. En effet, au fur et à mesure que notre étude progressait, certains résultats de simulations nous ont amené à remettre en cause le modèle que nous avons adopté jusqu'alors.

La première modélisation que nous avons utilisée est présentée ci-dessous :

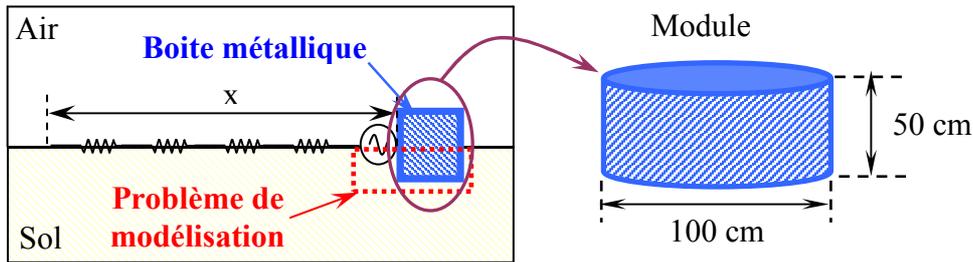


Figure 2-14 : Première modélisation de l'antenne et du module de surface.

Cette modélisation nous a permis d'avoir une première approche du comportement de l'antenne. Nous avons ensuite évité de placer le module de surface dans le diélectrique. Le module pouvant être assimilé à une boîte non fermée sur le dessus, nous avons pris en compte cette ouverture. C'est ainsi que, dans un premier temps, la modélisation présentée en Figure 2-15 a été adoptée. Dans un second temps, nous avons souhaité nous rapprocher au maximum des conditions de mesure sur la dune du Pyla en utilisant la modélisation présentée en Figure 2-16.

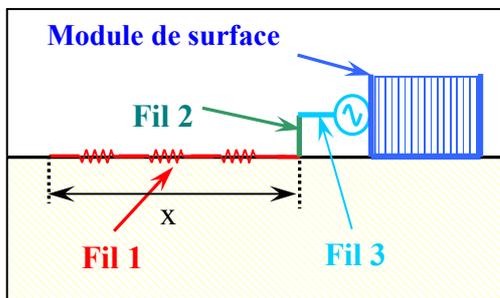


Figure 2-15 : Deuxième modélisation.

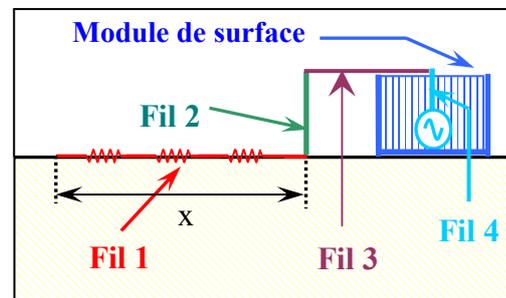
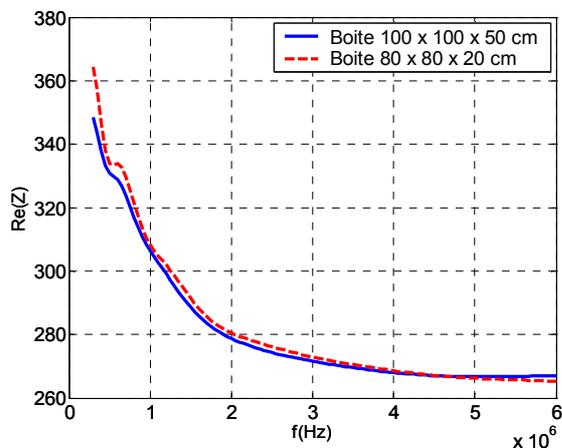


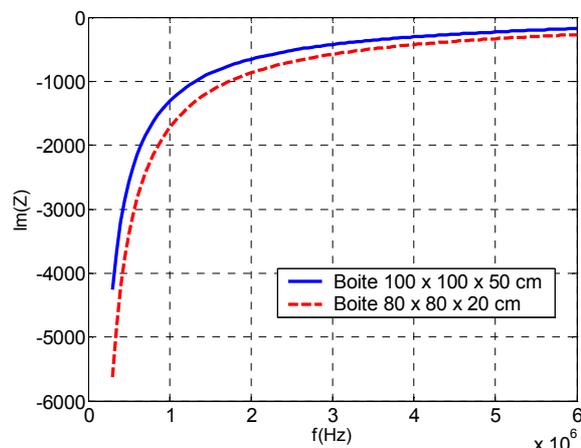
Figure 2-16 : Troisième modélisation.

L'élément le plus délicat à modéliser était le module de surface, car celui-ci est un cylindre d'environ 80 centimètres de diamètre et de 20 centimètres de hauteur. Le code de calcul F.D.T.D. que nous utilisons ne permet pas de mailler des structures cylindriques. Il faudrait donc approximer le cylindre avec des mailles parallélépipédiques de petite dimension. Mais cela s'avèrerait trop complexe étant donné que nous devons mailler l'antenne avec les mêmes mailles que le cylindre. Un module parallélépipédique équivalent a donc été utilisé. Deux tailles de module ont été envisagées : 100cm x 100cm x 50cm et 80cm x 80cm x 20cm.

L'influence d'une telle différence de dimension du module a été évaluée en utilisant la troisième modélisation (*Figure 2-16*). Les résultats sont présentés ci-dessous :



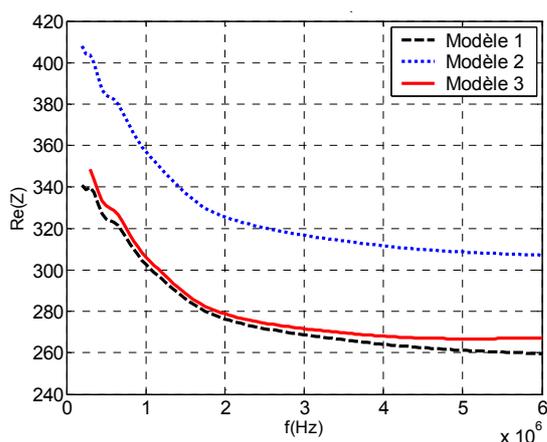
*Figure 2-17 : Influence de la taille du module. Partie réelle de l'impédance.*



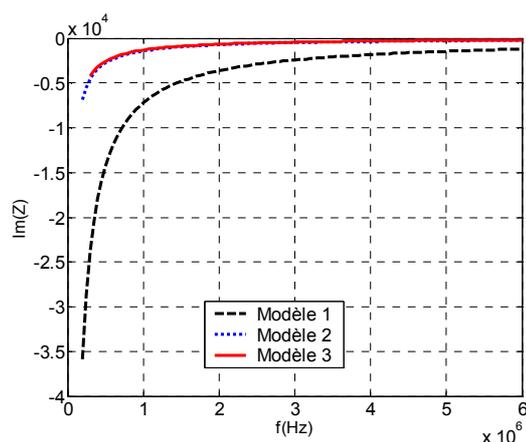
*Figure 2-18 : Influence de la taille du module. Partie imaginaire de l'impédance.*

La différence entre les deux tailles de module est principalement visible sur la capacité. En ce qui concerne la partie réelle de l'impédance, la différence est négligeable. Les résultats étant relativement proches, le module de plus grande taille a été retenu pour la suite de l'étude.

C'est en considérant ce module de surface équivalent que la comparaison des trois modélisations a été faite en traçant l'impédance en fonction de la fréquence :



*Figure 2-19 : Comparaison des trois modélisations. Partie réelle de l'impédance.*



*Figure 2-20 : Comparaison des trois modélisations. Partie imaginaire de l'impédance.*

Il apparaît une différence maximale d'environ  $50\Omega$  au niveau de la partie réelle de l'impédance lorsque nous comparons les résultats obtenus pour les trois modélisations. Le phénomène provoqué par la boîte métallique qui rentre dans le diélectrique (Modèle 1) est bien visible sur la *Figure 2-20* représentant la partie imaginaire de l'impédance. En effet, les résultats pour les deux dernières modélisations restent très proches alors que la capacité dans le cas de la première modélisation est très inférieure.

### III.2 Les sites de validation.

Nous allons ici présenter les trois sites principaux où ont été effectuées les mesures des antennes par le C.E.T.P.

#### III.2.1 La dune du Pyla.

##### *a - Un peu d'histoire.*

La grande dune du Pyla (ou Pilat) est située en Aquitaine, à l'entrée du Bassin d'Arcachon, plus précisément à La Teste-de-Buch [49].



*Figure 2-21 : La dune du Pyla*

Au cours des temps elle eut plusieurs appellations comme "Le Sabloney", "les Grands Ducs" et plus récemment "La Grave". Son véritable nom est "La Dune du Pilat", apparu pour la première fois en 1484 sous la forme de "Lou Pillars" puis plus simplement "Pila" en 1556. La dune a été classée grand site national en 1978.

##### *b - Les caractéristiques de la dune du Pyla.*

La dune résulte de la superposition, au cours des siècles, de deux grands systèmes dunaires couverts de forêts, dont les traces apparaissent du côté du Bassin d'Arcachon, dans la succession des sols anciens qui s'échelonnent de -4000 ans au pied de la Dune, à l'an 1860 au point le plus élevé. Ces anciens sols forestiers et d'autres niveaux témoins de phases marécageuses, portent le nom de "paléosols". Nous distinguons ainsi, de la base au sommet du versant occidental de la Dune du Pyla, quatre paléosols principaux qui permettent de reconstituer la genèse de cet ensemble.

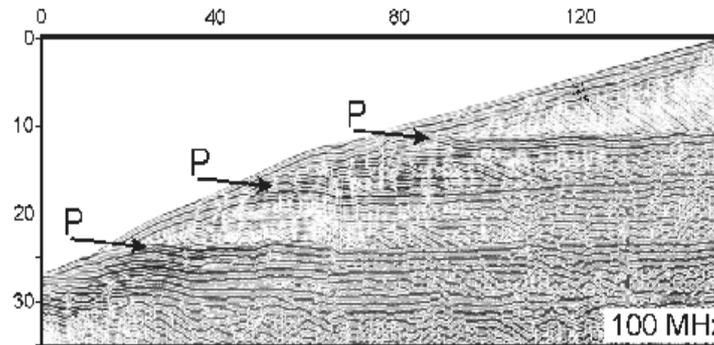


Figure 2-22 : Profil GPR monostatique à 100MHz enregistré dans la partie sud de la dune du Pyla. « P » montre les trois principales réflexions attribuées aux paléosols [48].

La formation de la dune actuelle, dont la hauteur en un siècle est passée de 60 mètres à 118 mètres, provient de la destruction d'un énorme banc de sable qui s'étendait au XVIII<sup>ème</sup> siècle en avant de la côte actuelle et de l'apport constant de ce sable par le vent.

Actuellement, la dune continue de s'alimenter du sable du Banc d'Arguin par transport éolien, mais la dérive de la Passe d'entrée principale du Bassin d'Arcachon vers le Sud appauvrit quelque peu cet apport. Une nouvelle dune subit le même phénomène et se forme aux Gaillouneys.

La Dune du Pyla mesure, à sa base, 2700 mètres de long et 500 mètres de large, elle constitue ainsi la plus importante formation sableuse d'Europe. L'altitude de la dune du Pyla, selon les dernières mesures prises en 1980 par l'Institut de Géologie du Bassin Aquitain, varie de 102 à 104 mètres. Elle se remodèle chaque jour au gré du vent : chaque année elle avance d'environ 4 mètres vers la forêt.

Dans le cadre de cette étude, l'avantage de la dune du Pyla est que c'est le seul site en France qui semble correspondre aux critères de dimensions compatibles avec les performances du radar G.P.R. étudié. Cela dit, la distance entre le sommet de la dune et la

couche d'eau réfléchissante n'est que de cent mètres. Les mesures se font donc en limite de zone aveugle du radar.

### III.2.2 L'oasis de Baharia en Egypte.

L'oasis de Baharia se trouve en Egypte à un peu plus de 300 kilomètres du Caire.



Figure 2-23 : Carte de l'Égypte.

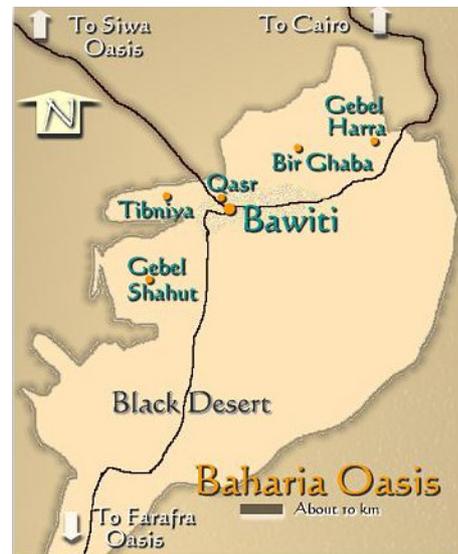


Figure 2-24 : Oasis de Baharia.

L'oasis, autrefois appelée « Oasis du Nord » est située dans une dépression d'environ 400 kilomètres de long sur 40 kilomètres de large et elle est complètement entourée de collines noires.

La vallée est parsemée de bosquets luxuriants et de palmiers, d'anciennes sources et de puits. Elle présente de nombreuses collines coniques qui ont probablement formé des îles dans un grand lac à l'ère préhistorique.



Figure 2-25 : Désert de la région de Baharia.

L'équipe du C.E.T.P. a choisi cette région pour tester ce radar car, comme pour la dune du Pyla, la géologie est relativement bien connue. Le sous-sol de cette région est essentiellement composé de strates horizontales et présente vers 600 mètres de profondeur un aquifère de permittivité élevée. De plus le désert proche de Baharia permet de s'affranchir des problèmes de réflexions autres que celles dues au sous-sol (comme les pentes de la Dune au Pyla).

### III.2.3 Cap Prud'Homme en Terre Adélie (Antarctique).

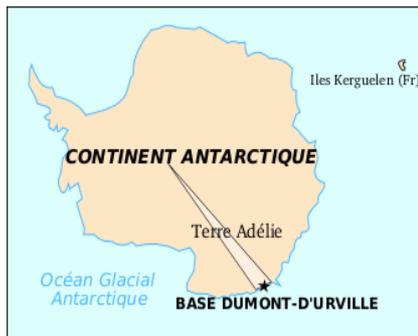


Figure 2-26 : Antarctique.



Figure 2-27 : Photo de la banquise.

Les mesures en antarctique ont été réalisées dans le cadre de l'expérience RANETA (Radar NEtlander en Terre Adélie) fin 2003-début 2004. Les manipulations ont été faites sur la route du raid entre Cap Prud'homme et Dôme C.

L'Antarctique est un site de mesure intéressant de par ses étendues de glace sur des profondeurs très importantes. Les caractéristiques de la glace étant bien connues (permittivité  $\epsilon_r = 3.2$  et conductivité  $\sigma = 0$ ) les résultats sont normalement très simples d'interprétation, le sol étant homogène et sans perte. Les réflexions sur le socle rocheux ont été étudiées.

## IV - CHAPITRE 2 : CONCLUSION.

Nous avons essayé au cours de ce chapitre, de présenter les outils qui ont joué un rôle important tout au long de notre étude. Dans un premier temps, nous avons décrit les principes de la F.D.T.D. sur lesquels est basé le code de calcul qui est notre principal outil de simulation. Dans un second temps, nous avons présenté le radar que l'équipe du C.E.T.P. nous a demandé d'étudier ainsi que les sites de mesures qu'elle a choisi pour placer le radar en situation.



**CHAPITRE 3 :**  
**ÉTUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DU RADAR**



## I - INTRODUCTION

Pour étudier le radar de Netlander, il nous a paru important de déterminer quels facteurs pouvaient avoir une influence sur son comportement. Pour cela, plusieurs points vont être étudiés au cours de ce chapitre. Tout d'abord nous nous intéresserons au comportement de la répartition du courant le long d'un monopole et de son impédance. Ensuite des diagrammes de rayonnement de champ ainsi que des courbes de gain seront présentés. L'influence du déphasage entre les antennes du radar sur le champ rayonné sera étudiée. Puis nous nous intéresserons à l'influence du modèle de sol de Mars sur la fonction de transfert en courant (courant reçu / courant injecté). Nous verrons qu'il est possible d'homogénéiser les trois premières couches de ce modèle de manière à le simplifier. Enfin, les fonctions de transfert dues aux interfaces du modèle de sol de Clifford seront déterminées.

## II - ÉTUDE DE L'IMPÉDANCE ET DU COURANT.

### II.1 Répartition spatiale du courant le long de l'antenne.

Nous allons ici nous intéresser à la répartition spatiale du courant. Nous allons tout d'abord donner les valeurs de résistances nécessaires à l'amortissement de l'antenne, nous regarderons ensuite l'influence d'un sol sur la répartition spatiale du courant et enfin, l'influence du rayon du fil de l'antenne.

#### II.1.1 Valeurs des résistances d'adaptation.

Nous avons vu dans le chapitre 2 (cf. p48) que l'antenne étudiée est un monopole à charges réparties. La valeur de chacune de ces charges a été déterminée à l'aide de la loi de Wu et King. Un programme sous MATLAB, prenant en compte la loi de Wu et King, a permis de calculer facilement les valeurs des résistances. Nous avons considéré trois cas :

- ★ Cas 1 : Antenne de rayon  $r = 2\text{mm}$  et résistances correspondantes.
- ★ Cas 2 : Antenne de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  et résistances correspondantes.
- ★ Cas 3 : Antenne de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  et résistances calculées pour une antenne de rayon  $r = 2\text{mm}$ . Cette antenne est celle utilisée pour les expérimentations [3].

Dans les trois cas les valeurs des résistances, sont données dans le tableau ci-dessous :

Numéro du segment	1	2	3	4	5	6	7
Cas 1	1057,77	528,88	352,59	264,44	211,55	176,29	151,11
Cas 2	1250,9	625,45	416,97	312,72	250,18	208,48	178,7
Cas 3	1008	504	336	252	201,6	168	144

Numéro du segment	8	9	10	11	12	13	14
Cas 1	132,22	117,53	105,78	96,16	88,15	81,37	75,55
Cas 2	156,36	138,99	125,09	113,72	104,24	96,22	89,35
Cas 3	126	112	100,8	91,64	84	77,54	72

Numéro du segment	15	16	17	18	19	20	21
Cas 1	70,52	66,11	62,22	58,76	55,67	52,89	50,37
Cas 2	83,39	78,18	73,58	69,49	65,84	32,55	59,57
Cas 3	67,2	63	59,29	56	53,05	50,4	48

Numéro du segment	22	23	24	25	26	27	28
Cas 1	48,08	45,99	44,07	42,31	40,68	39,18	37,78
Cas 2	56,86	54,39	52,12	50,04	48,11	46,33	44,68
Cas 3	45,82	43,83	42	40,32	38,77	37,33	36

Numéro du segment	29	30	31	32	33	34
Cas 1	36,47	35,26	34,12	33,06	32,05	31,11
Cas 2	43,13	41,7	40,35	39,09	37,9	36,79
Cas 3	34,76	33,6	32,52	31,5	30,54	29,65

*Tableau 3-1 : Valeurs théoriques et expérimentales des résistances réparties sur l'antenne étudiée.*

Nous allons maintenant observer la répartition spatiale du courant le long de l'antenne. Dans un premier temps, nous considérerons une antenne de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  posée sur un sol homogène ( $\epsilon_r = 4$  et  $\sigma = 0$ ) puis la même antenne placée dans l'air. Dans un second temps l'influence du rayon de l'antenne sur la répartition du courant le long de celle-ci sera étudiée.

Remarque : Concernant l'étude de la répartition du courant sur l'antenne qui suit, l'antenne de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  est celle décrite dans le Cas 2.

### II.1.2 Comparaison de la répartition du courant lorsque l'antenne est posée sur un sol ou placée dans l'air.

Le monopole de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  est posé sur un sol homogène de permittivité relative  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ . Le même monopole sera simulé dans l'air, l'étude est faite pour  $f = 2\text{MHz}$  et ne prendra pas en compte le module de surface.

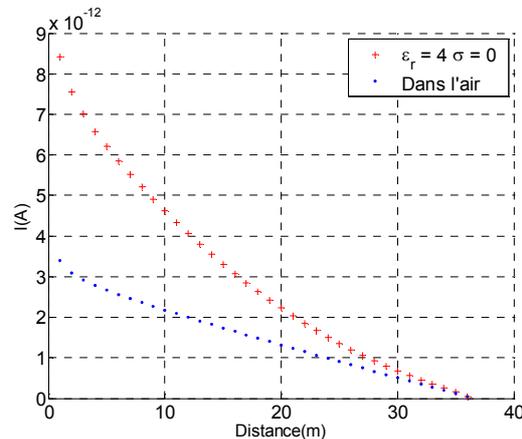


Figure 3-1 : Antenne ( $r = 0.4\text{mm}$ ) posée sur le sol et placée dans l'air à 2MHz.

Le courant sur l'antenne est plus élevé lorsque l'antenne est posée sur le sol que lorsqu'elle se trouve dans l'air. En effet, l'impédance d'une antenne est plus importante lorsque celle-ci est dans l'air que lorsqu'elle est posée sur le sol, ce qui implique logiquement que le courant est plus élevé lorsque l'antenne est posée sur un sol ( $Z = V / I$ ).

De plus nous pouvons constater que lorsque l'antenne est placée dans l'air, la répartition spatiale du courant forme une droite, mis à part au niveau du générateur. Ce phénomène est dû au rayonnement du fil proche du générateur.

### II.1.3 Influence du rayon du fil sur la répartition du courant.

Toujours sans prendre en compte le module de surface, les variations de l'impédance du monopole seront étudiées lorsque le rayon de celui-ci varie. Nous allons considérer les deux cas évoqués précédemment, c'est-à-dire les cas où le fil est de rayon  $r = 0.4\text{mm}$  ou  $2\text{mm}$  (Cas 1 et 2) et nous allons considérer un cas supplémentaire où  $r = 1\text{mm}$  de manière à déterminer la variation de l'impédance du fil en fonction de son rayon.

Voici donc ci-dessous les résultats d'impédance obtenus pour un rayon de fil prenant les valeurs  $r = 0.4\text{mm}$ ,  $r = 1\text{mm}$  et  $r = 2\text{mm}$ .

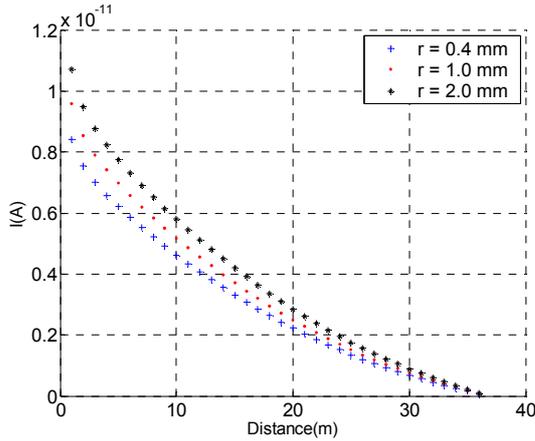


Figure 3-2 :  
Antennes posées sur le sol ( $\epsilon_r = 4$  et  $\sigma = 0$ ).

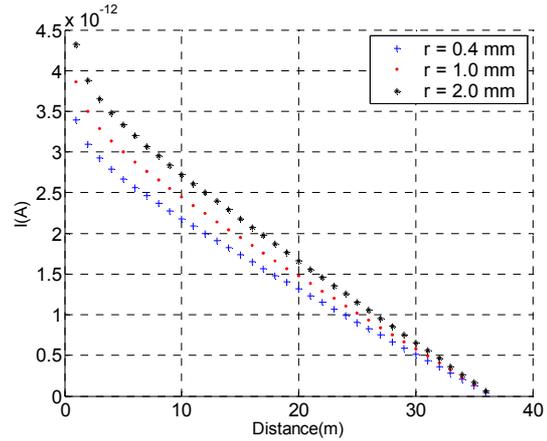


Figure 3-3 :  
Antennes placées dans l'air.

Le courant augmente légèrement lorsque le rayon du fil augmente. Cette constatation se confirme si nous regardons l'expression de l'impédance interne de l'antenne (3-1) donnée par Wu et King [50]. Elle est exprimée en fonction de la position  $x$  le long de l'antenne, du rayon  $r$  de l'antenne, de la conductivité  $\sigma$  et de l'épaisseur de peau donnée :

$$z^i(x) = \frac{1}{2\pi r d(x) \sigma(x)} \quad (3-1)$$

Il est clair ici que lorsque le rayon de l'antenne augmente, l'impédance diminue et donc le courant augmente.

Nous noterons ici encore que lorsque l'antenne est placée dans l'air, la répartition spatiale du courant est une droite, mis à part au niveau du générateur.

## II.2 Étude de l'impédance.

L'objectif ici est de déterminer les paramètres qui influencent le comportement de l'impédance. Pour cela nous ferons varier le rayon du fil de l'antenne, les caractéristiques du sol (permittivité et conductivité) sur lequel elle est posée et sa hauteur par rapport au sol et nous regarderons quelles sont les conséquences sur l'impédance de ce monopole.

### II.2.1 Remarque préalable.

La partie imaginaire du monopole étudié se comporte en fréquence de la même manière qu'une capacité. L'antenne que nous étudions peut donc être représentée par le schéma équivalent suivant :



Figure 3-4 : Représentation équivalente du monopole.

L'impédance de l'antenne considérée s'écrit alors comme suit :

$$Z(\omega) = R + \frac{1}{jC\omega} \quad (3-2)$$

Il est donc possible d'assimiler une variation de la partie imaginaire de l'impédance à une variation de la capacité équivalente de l'antenne.

### II.2.2 Influence du rayon du fil.

L'impédance de l'antenne amortie va être étudiée lorsque son rayon varie. Trois cas sont considérés :  $r = 0.4\text{mm}$  (équivalent au cas 2 du paragraphe II.1.1),  $r = 1.0\text{mm}$  et  $r = 2.0\text{mm}$  (équivalent au cas 1 du paragraphe II.1.1). Nous regarderons les résultats lorsque l'antenne est placée dans l'air et lorsqu'elle est posée sur un sol (dont la permittivité est  $\epsilon_r = 4$  et la conductivité est  $\sigma = 0$ ). Seul le monopole sera considéré ici, l'influence du module de surface sera étudiée ultérieurement.

#### a - L'antenne est placée dans l'air.

L'impédance d'entrée de l'antenne est tracée ci-dessous en fonction de la fréquence et en considérant trois fils de rayons différents.

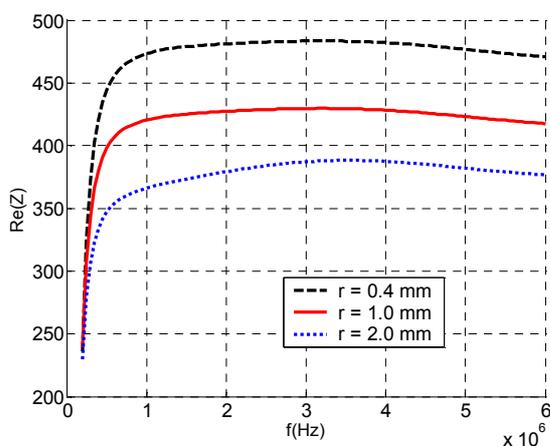


Figure 3-5 : Partie réelle de l'impédance pour différents rayons de l'antenne placée dans l'air.

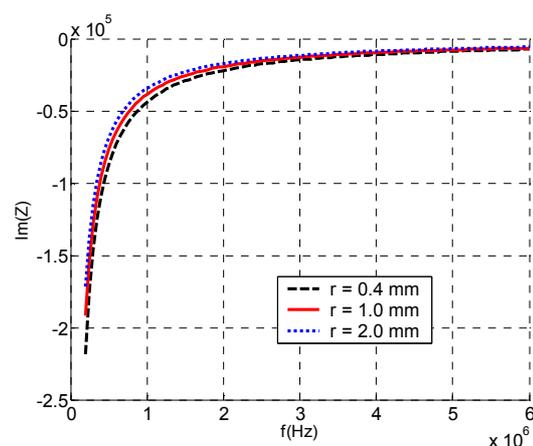
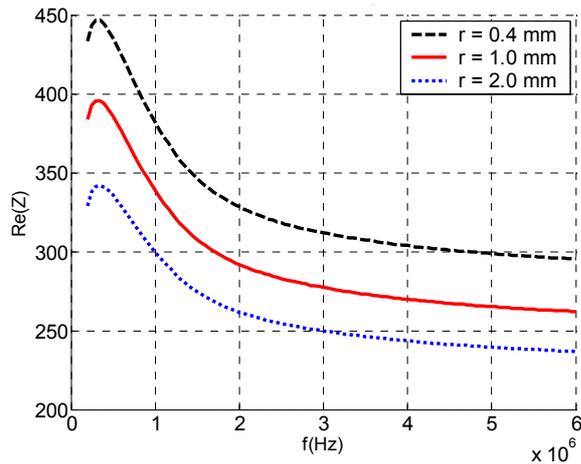


Figure 3-6 : Partie imaginaire de l'impédance pour différents rayons de l'antenne placée dans l'air.

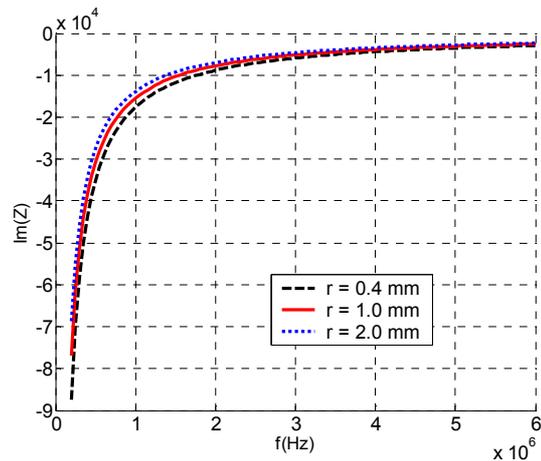
La partie réelle de l'impédance augmente lorsque le rayon du fil diminue, alors que la capacité augmente légèrement avec le rayon du fil.

*b - L'antenne est posée sur un sol.*

Les résultats présentés ici correspondent au cas où l'antenne est posée sur un sol de permittivité relative  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ .



*Figure 3-7 : Partie réelle de l'impédance pour différents rayons de l'antenne posée sur le sol.*



*Figure 3-8 : Partie imaginaire de l'impédance pour différents rayons de l'antenne posée sur le sol.*

Les résultats présentés sur les *Figure 3-7* et *Figure 3-8* montrent que l'amplitude de la partie réelle de l'impédance de l'antenne augmente lorsque son rayon diminue ce qui se justifie grâce à l'équation (3-1) donnée dans le paragraphe II.1.3. La capacité augmente elle aussi avec le rayon de l'antenne.

Nous allons tout de même regarder ce qui se passerait pour l'impédance si les antennes n'étaient pas amorties tel que la loi de Wu et King le propose.

*c - Amortissement des antennes.*

Les résultats suivants comparent les parties réelles des impédances lorsque nous nous plaçons dans les Cas 2 et Cas 3 décrits dans le paragraphe II.1.1 de ce chapitre. La *Figure 3-9* présente les antennes, correctement amorties ou non lorsqu'elles sont positionnées dans l'air. La *Figure 3-10* présente ces mêmes antennes mais posées sur un sol de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ .

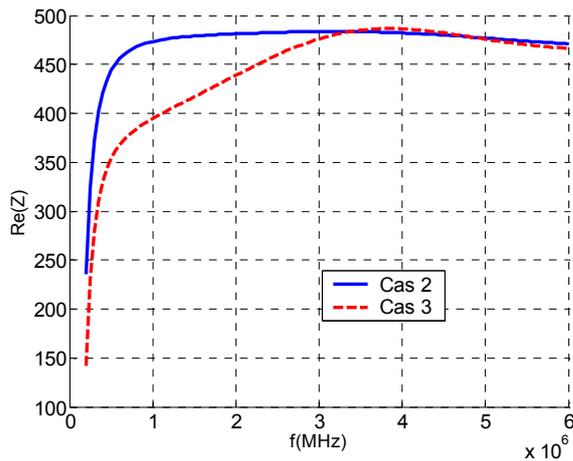


Figure 3-9 : Antenne placée dans l'air - Influence de l'amortissement de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance.

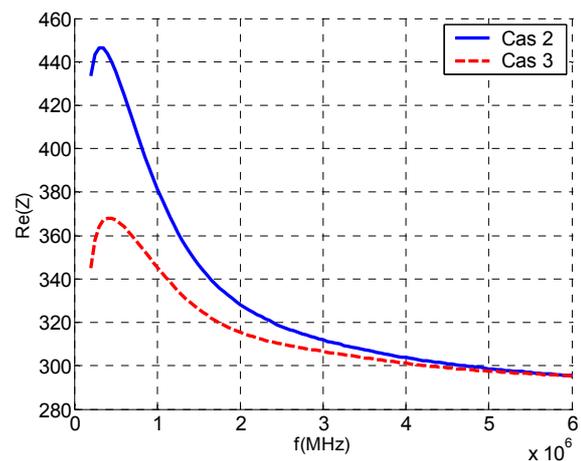


Figure 3-10 : Antenne posée sur un sol - Influence de l'amortissement de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance.

Les Figure 3-10 et Figure 3-9 permettent de constater que les résistances d'amortissement de l'antenne ont effectivement une influence sur la partie réelle de l'impédance de l'antenne. Globalement, la partie réelle de l'impédance est plus élevée lorsque l'antenne est correctement amortie et c'est aux basses fréquences que l'amortissement de l'antenne est le plus influent sur l'amplitude de la partie réelle de l'impédance.

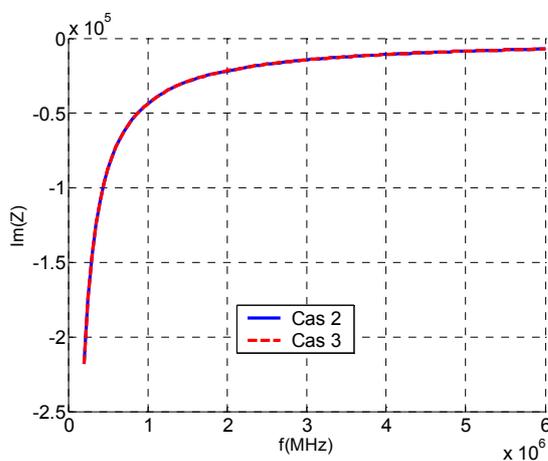


Figure 3-11 : Antenne placée dans l'air - Influence de l'amortissement de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance.

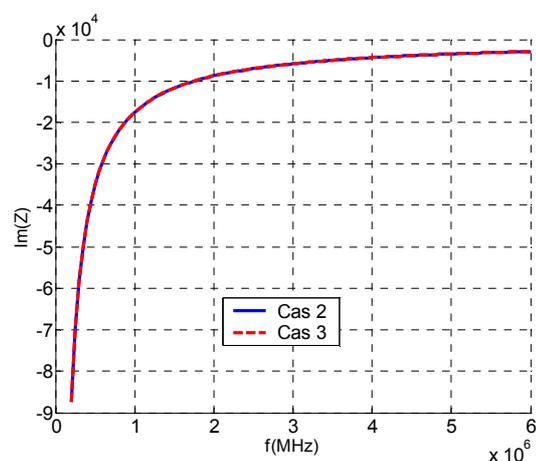


Figure 3-12 : Antenne posée sur un sol - Influence de l'amortissement de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance.

Les résultats concernant la partie imaginaire de l'impédance donnés ci-dessus montrent que l'amortissement de l'antenne n'a pas d'influence que l'antenne soit étudiée dans l'air (Figure 3-11) ou sur un sol (Figure 3-12).

### II.2.3 Influence de la permittivité du sol.

Remarque concernant la capacité :

La capacité est telle que  $C = \frac{\epsilon S}{e}$  avec  $S$  la surface commune aux deux électrodes de la capacité et  $e$  l'épaisseur entre les électrodes, comme le montre la *Figure 3-13*.

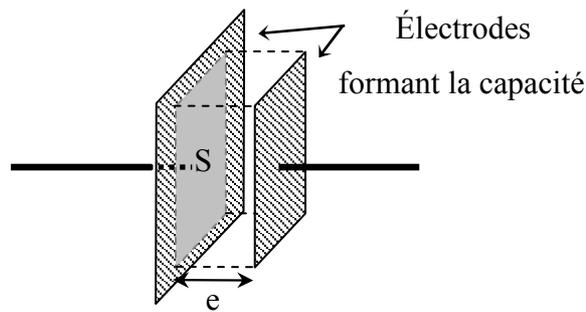


Figure 3-13 : Représentation d'une capacité.

Afin d'étudier l'influence de la permittivité du sol sur l'impédance de l'antenne, nous avons simulé un monopole posé sur un sol homogène de permittivité variable  $\epsilon_r = 2, 3, 4, \dots, 10$  et de conductivité nulle  $\sigma = 0$ . Les résultats que nous avons obtenus sont les suivants :

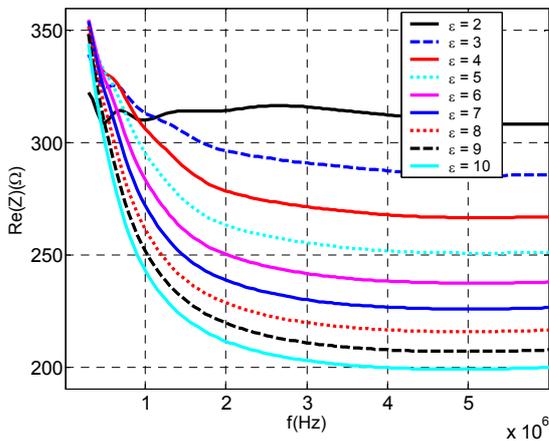


Figure 3-14 : Influence de la variation de la permittivité d'un sol sur la partie réelle de l'impédance de l'antenne.

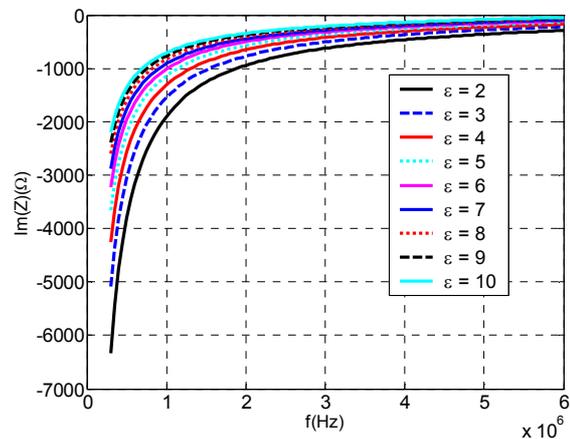


Figure 3-15: Influence de la variation de la permittivité d'un sol sur la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.

A partir de la *Figure 3-14* et de la *Figure 3-15*, nous pouvons conclure que la partie réelle de l'impédance d'une antenne posée sur un sol diminue lorsque la permittivité du sol

augmente, alors que la capacité augmente avec la permittivité du sol. Ce qui est normal si nous considérons relation liant la capacité  $C$  à la permittivité  $\epsilon$  donnée ci-dessus.

Aux basses fréquences, la partie réelle converge vers une même valeur, quelle que soit la permittivité considérée.

### II.2.4 Influence de la conductivité du sol.

Pour étudier l'influence de la conductivité du sol sur l'impédance de l'antenne, nous avons simulé, ici encore, un monopole posé sur un sol homogène de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité variable prenant les valeurs  $\sigma = 0, 10^{-7}, 10^{-6}, 10^{-5}, 2.5 \cdot 10^{-5}$  et  $5 \cdot 10^{-5}$ . Les résultats que nous avons obtenus sont les suivants :

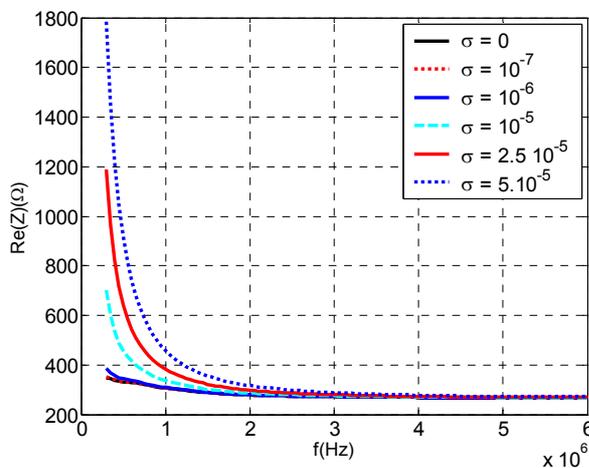


Figure 3-16 : Influence de la variation de la conductivité d'un sol sur la partie réelle de l'impédance de l'antenne.

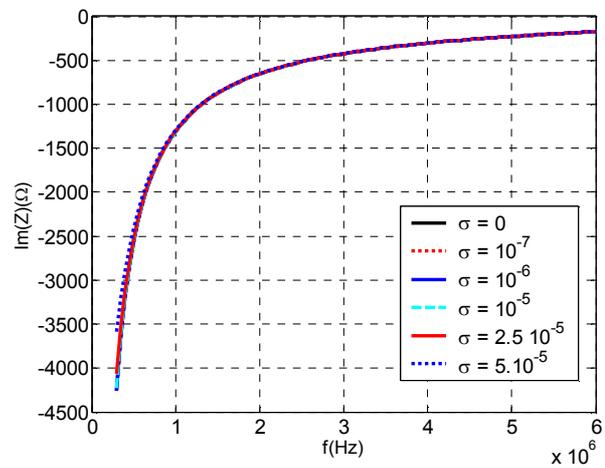


Figure 3-17: Influence de la variation de la conductivité d'un sol sur la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.

La partie réelle de l'impédance augmente lorsque la conductivité du sol augmente. Lorsque la conductivité est inférieure ou égale à  $\sigma = 10^{-6}$ , les résultats sont sensiblement identiques. Pour des valeurs plus élevées de conductivité, nous pouvons voir aux basses fréquences que plus la conductivité est élevée, plus l'amplitude de la partie réelle de l'impédance est importante. En ce qui concerne la capacité, l'influence de la conductivité est moins flagrante si ce n'est aux fréquences inférieures à 1MHz, où nous pouvons voir le niveau de la capacité augmenter avec la conductivité.

Que ce soit pour la partie réelle ou la partie imaginaire, l'influence de la conductivité n'est significative qu'aux basses fréquences.

### II.2.5 Synthèse des résultats sur l'impédance.

La partie réelle de l'impédance diminue lorsque le rayon de l'antenne et la permittivité augmentent, et elle augmente lorsque la conductivité augmente.

La capacité, représentative de la partie imaginaire de l'impédance, diminue lorsque le rayon de l'antenne et la permittivité augmentent et elle est relativement constante lorsque la conductivité varie.

Globalement, l'impédance semble converger vers une même valeur pour les fréquences les plus élevées.

Nous avons consigné ces résultats dans le tableau suivant :

	$r$	$\nearrow$	$\epsilon$	$\nearrow$	$\sigma$	$\nearrow$
Re(Z)		$\searrow$		$\searrow$		$\nearrow$
C		$\nearrow$		$\nearrow$		$\approx$

Tableau 3-2 : Synthèse des résultats sur l'impédance.

## III - ÉTUDE DU GAIN ET DU RAYONNEMENT.

Nous allons ici nous intéresser aux performances de l'antenne en rayonnement. Dans un premier temps, nous regarderons son gain et verrons l'influence que peuvent avoir les caractéristiques du sol sur lequel l'antenne est posée. Dans un second temps, nous étudierons le rayonnement de l'antenne.

### III.1 Diagramme de rayonnement de l'antenne.

Nous allons observer ici les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans plusieurs cas. Dans un premier temps, nous regarderons les résultats obtenus pour un monopole posé sur un sol de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ . Dans un second temps, nous évaluerons l'influence sur le rayonnement de la permittivité et de la conductivité du sol sur lequel est placée l'antenne.

#### III.1.1 Définitions.

L'antenne est positionnée suivant l'axe Ox.

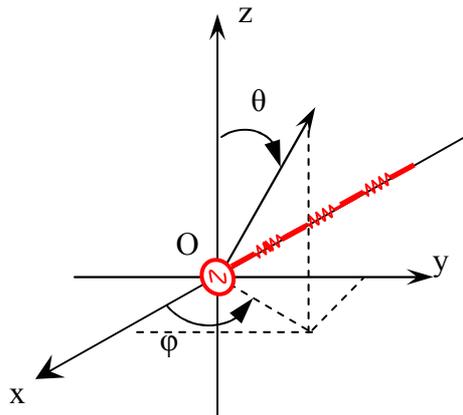


Figure 3-18 : Définition des angles  $\varphi$  et  $\theta$ .

Les angles  $\varphi$  et  $\theta$  (Figure 3-7) vont nous permettre d'introduire les plans E et H de l'antenne : le plan E est le plan de l'antenne tel que  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta$  varie de  $0$  à  $360^\circ$ , le plan H est le plan perpendiculaire à l'antenne tel que  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta$  varie de  $0$  à  $360^\circ$  (cf. Figure 3-19)

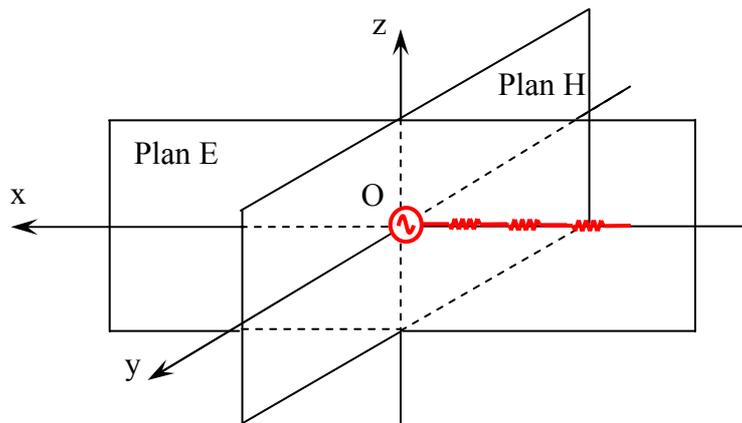


Figure 3-19 : Définition des plans E et H

### III.1.2 Directivité à la verticale du générateur.

Le sol que nous allons considérer ici est homogène, de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ . Nous avons tracé le diagramme de rayonnement maximal de l'antenne dans les plans E (Figure 3-20) et H (Figure 3-21). Les résultats présentés sont normalisés par rapport à la valeur obtenue dans la direction de rayonnement principal (par exemple sur la Figure 3-20, le diagramme est normalisé par rapport au rayonnement dans la direction  $\theta =$

220°), ce qui nous permet de bien constater de l'importance de la propagation dans une direction par rapport à une autre.

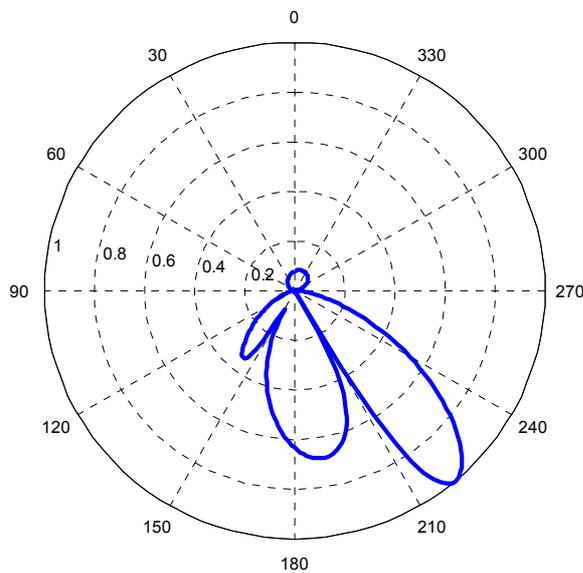


Figure 3-20 : Directivité de l'antenne dans le plan E en fonction de l'angle  $\theta$  à  $f = 2\text{MHz}$ .

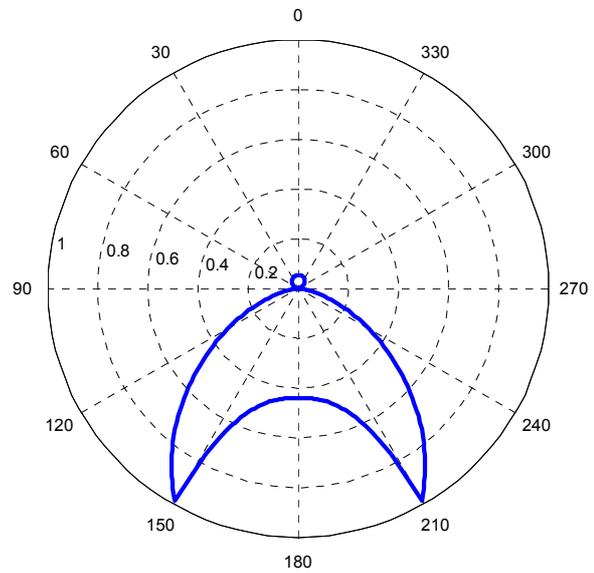


Figure 3-21 : Directivité de l'antenne dans le plan H en fonction de l'angle  $\theta$  à  $f = 2\text{MHz}$ .

Le rayonnement dans l'air se fait dans la partie supérieure des diagrammes correspondant à l'angle  $\theta$  tel que  $0^\circ < \theta < 90^\circ$  et  $270^\circ < \theta < 360^\circ$ . Le rayonnement dans le diélectrique se fait dans la partie inférieure des diagrammes correspondant à l'angle  $\theta$  tel que  $90^\circ < \theta < 270^\circ$ .

Nous pouvons voir ci-dessus que le rayonnement dans l'air est quasiment nul en comparaison du rayonnement dans le diélectrique. Que ce soit dans le plan E ou dans le plan H, l'amplitude maximale de rayonnement dans l'air est inférieure à celle du rayonnement dans le diélectrique de plus de 20 dB. De plus dans le plan E (Figure 3-20), il existe une forte dissymétrie, le lobe latéral est même d'amplitude plus forte que le lobe principal de rayonnement qui est dépointé de  $10^\circ$  par rapport à la verticale. Dans le plan H (Figure 3-21) le rayonnement est symétrique par rapport à  $180^\circ$  (par rapport à l'axe de l'antenne) et présente deux maxima vers  $150^\circ$  et  $210^\circ$  c'est-à-dire aux angles tels que  $\theta = 180^\circ \pm \sin^{-1}\left(1/\sqrt{\epsilon_r}\right)$

### III.1.3 Influence d'une variation de la permittivité du sol sur le gain de l'antenne.

Nous nous sommes intéressé ici à l'influence que peut avoir une variation de permittivité du sol sur le rayonnement de l'antenne. Pour cela nous avons pris les valeurs de permittivité suivantes :  $\epsilon_r = 4, 7, 10$  et  $20$ . La conductivité du sol a été considérée nulle.

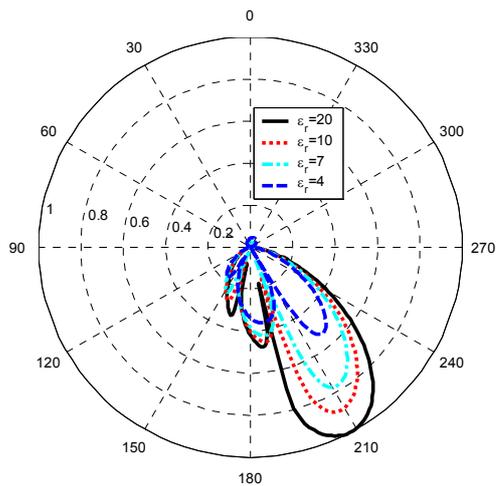


Figure 3-22 : Directivité de l'antenne dans le plan E en fonction de la permittivité du sol à  $f = 2\text{MHz}$ .

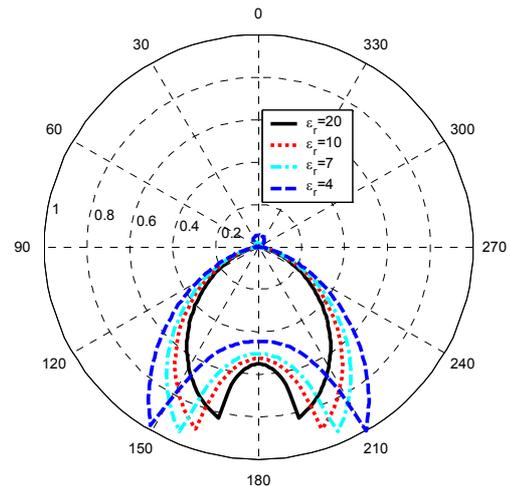


Figure 3-23 : Directivité de l'antenne dans le plan H en fonction de la permittivité du sol à  $f = 2\text{MHz}$ .

Pour le rayonnement dans le sol, nous pouvons voir que dans le plan E le lobe secondaire de rayonnement augmente avec la permittivité et s'élargit, alors que le lobe principal est moins large lorsque la permittivité augmente. De plus l'angle de rayonnement maximal diminue légèrement lorsque la permittivité augmente. Dans le plan H, le lobe se rétrécit lorsque la permittivité augmente. Cette constatation se justifie pour les mêmes raisons que dans le paragraphe précédent : les maxima de rayonnement sont obtenus pour les angles tels que  $\theta = 180^\circ \pm \sin^{-1}\left(1/\sqrt{\epsilon_r}\right)$ . Ainsi, lorsque la permittivité du sol augmente, le lobe se rétrécit car les deux maxima sont plus rapprochés autour de  $180^\circ$ .

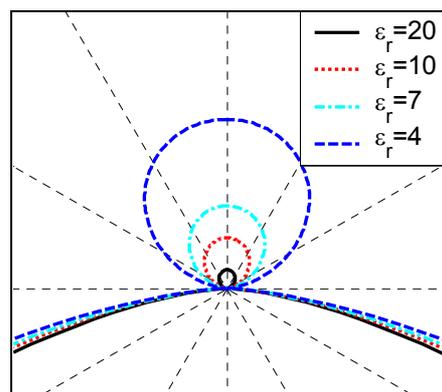


Figure 3-24 : Rayonnement dans l'air, plan E.

La Figure 3-24 représente un agrandissement du rayonnement dans l'air de l'antenne. Nous pouvons voir que, contrairement au lobe principal, le rayonnement est moins directif lorsque la permittivité diminue. Cette constatation est valable aussi pour le plan H.

### III.1.4 Influence d'une variation de conductivité sur le rayonnement de l'antenne.

De même que dans le paragraphe précédent, nous allons ici faire varier les caractéristiques du sol et regarder les conséquences sur le rayonnement de l'antenne. Pour cela nous avons considéré quatre cas :  $\sigma = 0, 10^{-7}, 10^{-6}$  et  $10^{-5}$  avec à chaque fois la même permittivité :  $\epsilon_r = 4$ .

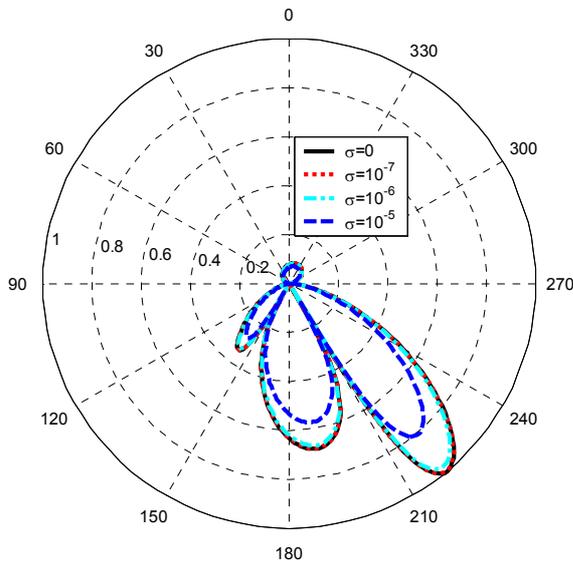


Figure 3-25 : Directivité de l'antenne dans le plan E en fonction de la conductivité du sol.

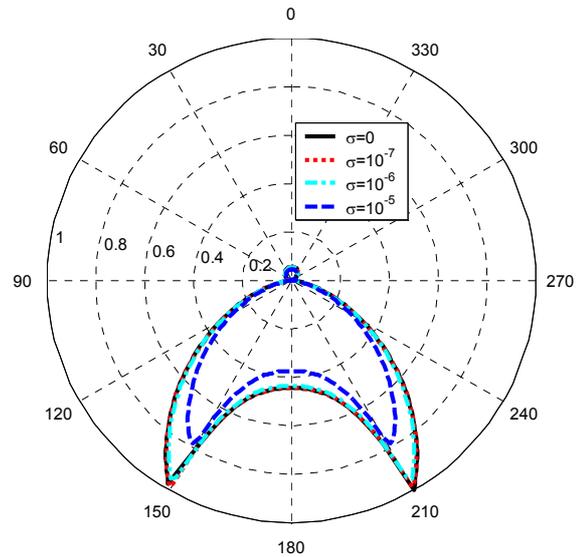


Figure 3-26 : Directivité de l'antenne dans le plan H en fonction de la conductivité du sol.

Nous pouvons voir que la conductivité du sous-sol a une influence moins importante que la permittivité. En effet, pour  $\sigma = 0, 10^{-7}$  et  $10^{-6}$  les résultats sont quasiment identiques, seule une valeur plus élevée comme  $\sigma = 10^{-5}$  diminue le lobe principal d'un peu plus de 15 % dans le cas du plan E. Dans le cas du plan H, les maxima de rayonnement pour  $\theta = 150^\circ$  et  $210^\circ$  sont moins élevés de 20 % lorsque  $\sigma = 10^{-5}$ . La variation de conductivité n'a aucune influence sur la direction de rayonnement maximal de l'antenne.

En ce qui concerne le rayonnement dans l'air, il ne varie quasiment pas pour les plus petites valeurs de  $\sigma$  et pour  $\sigma = 10^{-5}$ , il est plus faible.

Remarque : En champ lointain, le rayonnement d'une antenne posée sur un sol à pertes est nul. Lorsque nous avons tracé les diagrammes de rayonnement ci-dessus, nous n'avons pas pris en compte l'atténuation due aux pertes, c'est pourquoi nous observons un rayonnement malgré les pertes.

## III.2 Étude du gain de l'antenne.

### III.2.1 Définition.

De façon générale, le gain est le rapport entre la densité de puissance émise par l'antenne dans une direction donnée et celle d'un émetteur isotrope alimenté par la même puissance :

$$G = \frac{\frac{dP_i(r)}{d\Omega}}{\frac{P_{acc}}{4\pi}} \quad (3-3)$$

Le gain d'une antenne est aussi lié à sa directivité  $D$  et à son rendement  $\eta$  par la relation suivante :

$$G = \eta D(\theta, \varphi) \quad (3-4)$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{P_r}{\frac{1}{2} \Re(Z_{ant}) |I_e|^2} \quad (3-5)$$

Où  $Z_{ant}$  est l'impédance de l'antenne,  $I_e$  le courant à l'entrée de l'antenne et  $P_r$  la puissance rayonnée par l'antenne.

### III.2.2 Gain. Influence d'une variation de la permittivité du sol sur le gain de l'antenne.

Comme pour le diagramme de rayonnement, nous allons nous intéresser à l'influence d'une variation de permittivité du sol sur le rayonnement de l'antenne. Les valeurs de permittivité que nous avons utilisées sont les mêmes que précédemment :  $\epsilon_r = 4, 7, 10$  et  $20$ . La conductivité du sol a été considérée nulle.

$\epsilon$	$\theta_{\max}$	$\eta$	$E_\theta$	G
4	220	0,0269	4,1528	0,1117
7	212	0,03	6,0429	0,1813
10	209	0,0319	6,9036	0,2202
20	209	0,0357	7,7823	0,2778

Tableau 3-3 : Gain maximal en fonction de la permittivité.

La direction de rayonnement maximal  $\theta_{\max}$  de l'antenne a été déterminée pour chaque permittivité. Le champ correspondant, le rendement et donc le gain maximal dans la direction  $\theta_{\max}$  sont donnés dans le tableau ci-dessus.

Le gain maximal en fonction de la permittivité est tracé sur la figure suivante :

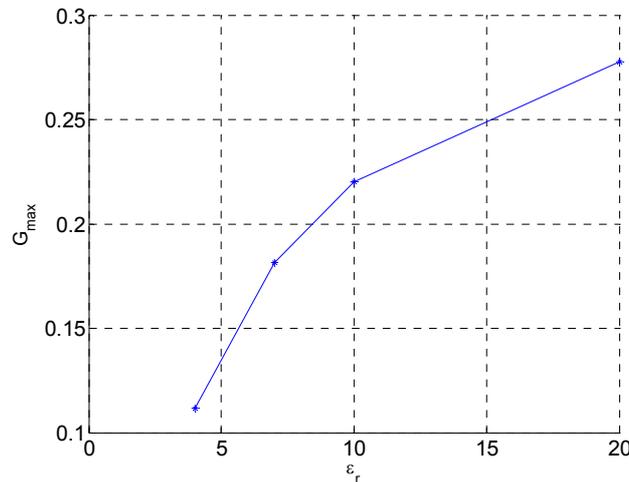


Figure 3-27 : Gain maximal en fonction de la permittivité.

Le gain de l'antenne est meilleur lorsque la permittivité du sol sur lequel elle est posée augmente. Nous rappelons que le gain tracé sur la Figure 3-27 correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal de l'antenne, qui varie en fonction de la permittivité.

### III.2.3 Influence d'une variation de conductivité sur le gain de l'antenne.

De même que pour le rayonnement, nous allons faire varier la conductivité du sol et regarder les conséquences sur le gain de l'antenne.

$\sigma$	$\theta_{\max}$	$\eta$	$E_{\theta}$	G
0	220	0,0269	4,1528	0,1117
$10^{-7}$	220	0.0269	4.1426	0,1114
$10^{-6}$	220	0,0268	4.0527	0,2202
$10^{-5}$	220	0,0257	3.3589	0,0863

Tableau 3-4 : Gain maximal en fonction de la conductivité.

Nous avons considéré quatre cas :  $\sigma = 0, 10^{-7}, 10^{-6}$  et  $10^{-5}$  avec à chaque fois la même permittivité :  $\epsilon_r = 4$ .

Le gain maximal en fonction de la permittivité est tracé sur la figure suivante :

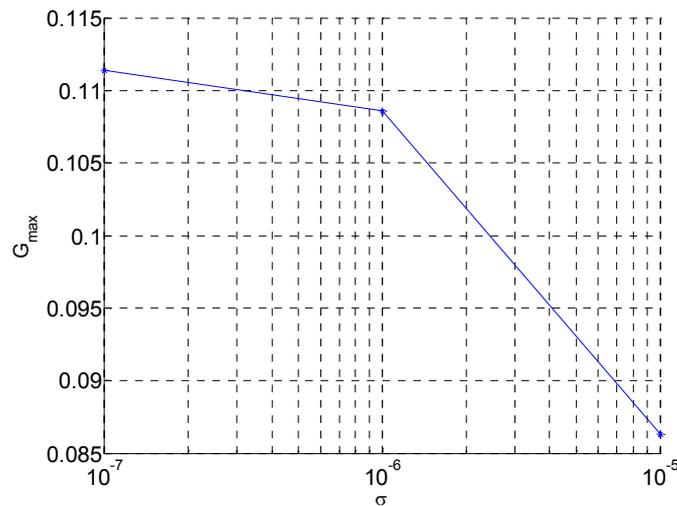


Figure 3-28 : Gain maximal en fonction de la conductivité.

Les valeurs du gain sont très proches pour  $\sigma = 10^{-7}$  et  $10^{-6}$  (et  $\sigma = 0$  qui n'apparaît pas sur la courbe). Le gain de l'antenne diminue lorsque la conductivité du sol augmente. En effet, une augmentation de conductivité, cela signifie que les pertes dans le sol augmentent.

### III.2.4 Conclusion sur le gain et le rayonnement.

Nous avons pu voir dans cette partie que l'antenne ne rayonne pas dans l'axe et présente une forte dissymétrie, le lobe secondaire présente même une plus forte amplitude que le lobe principal de rayonnement. C'est un phénomène à prendre en compte suivant les applications envisagées et peut être intéressant pour dépointer l'antenne. Cependant, cela peut devenir contraignant lors de l'étude des échos qui reviennent d'un sous-sol, il faut alors réussir à dissocier les échos dus aux deux lobes (principal et secondaire) lors du traitement des données. Le gain augmente lorsque la permittivité du sol augmente et la conductivité diminue.

## IV - ÉTUDE DU DÉPHASAGE ENTRE LES ANTENNES.

Nous allons étudier ici l'influence du déphasage entre plusieurs monopoles. L'intérêt est d'analyser n'importe quelle partie du sous-sol sans déplacer le radar et en faisant varier le dépointage de l'antenne.

Nous considérerons tout d'abord le cas de deux monopoles puis le cas de trois monopoles.

## IV.1 Principe.

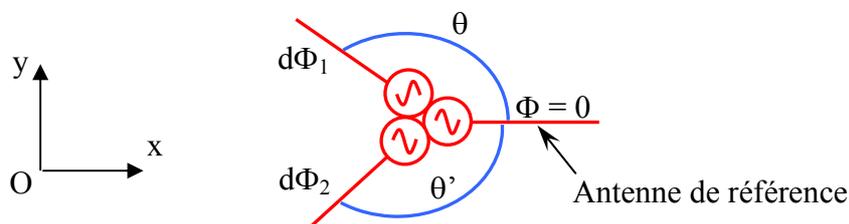
La technique pour déterminer le déphasage entre plusieurs monopoles consiste à déterminer le champ rayonné par un monopole à une profondeur donnée (- 300 mètres dans notre cas) et dans un plan suffisamment grand. Une fois obtenu le champ rayonné dans ce plan pour un monopole, il reste à appliquer une matrice de rotation et le théorème de superposition (valable pour toute opération linéaire) autant de fois que de monopoles à considérer. Il suffit de sommer les contributions des deux ou trois monopoles pour obtenir le champ total. La matrice de rotation appliquée au champ rayonné par un monopole est directement liée aux angles  $\theta$  et/ou  $\theta'$  formé par l'antenne de référence et le (ou les) monopoles considérés (cf *Figure 3-29*). Il est alors possible de calculer l'angle de pointage de l'antenne formée par les monopoles.

## IV.2 Notations.

L'étude que nous allons faire ici prend en compte plusieurs paramètres, tels que le nombre d'antennes, leur orientation les unes par rapport aux autres et le déphasage entre chacune d'entre elles. Il est donc nécessaire de préciser quelques notations liées aux antennes, mais aussi liées au repère dans lequel nous allons observer le champ.

### IV.2.1 Antenne de référence.

Nous allons considérer une antenne de référence  $\Phi = 0$  par rapport à laquelle seront déterminés les déphasages des antennes supplémentaires : la première antenne sera alimentée avec un déphasage  $d\Phi_1$  par rapport à l'antenne de référence et la deuxième antenne avec un déphasage  $d\Phi_2$ . C'est ce que nous pouvons voir *Figure 3-29* :



*Figure 3-29 : Notations concernant les déphasages entre antennes.*

### IV.2.2 Géométrie liée à l'observation du champ.

En *Figure 3-30*, nous considérons un monopole placé à une interface air / diélectrique ( $\epsilon_r = 4$ ,  $\sigma = 0$ ) et un plan d'observation situé à une profondeur  $z = z_0$  dans lequel sera déterminé le champ électrique. L'origine du repère  $O$  qui sera utilisée dans ce paragraphe est prise à l'aplomb du générateur du monopole (le nadir de l'antenne), à la même profondeur que le plan d'observation.

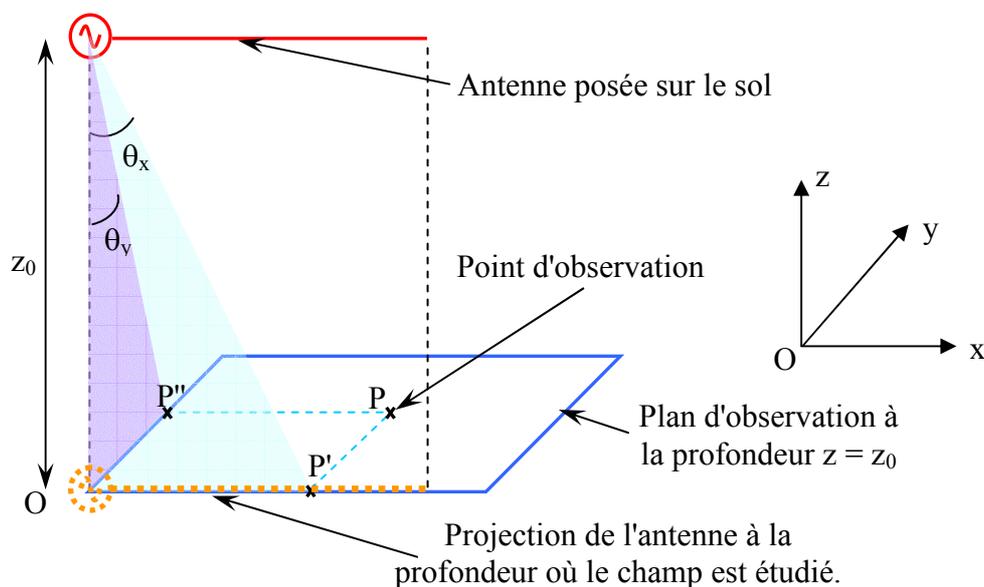


Figure 3-30 : Notations liées à l'observation du champ.

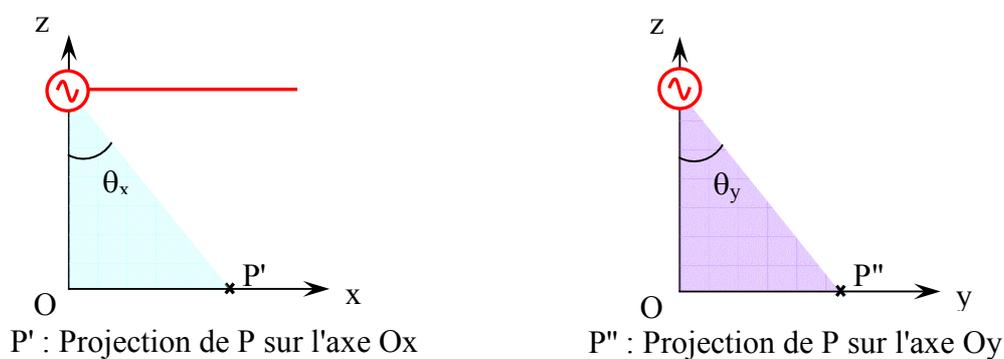


Figure 3-31 : Projections du point  $P$  d'observation sur les axes  $Ox$  et  $Oy$ .

Les différentes valeurs de champ sont déterminées en un point  $P$  repéré grâce à ses projections  $P'$  sur l'axe  $Ox$  et  $P''$  sur l'axe  $Oy$  (cf. *Figure 3-31*). Connaissant les longueurs  $OP'$  et  $OP''$  il sera facile de déterminer les angles de dépointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$ .

Maintenant que les notations ont été précisées, nous pouvons passer à l'étude du déphasage entre antennes, en considérant d'abord le cas de deux antennes, puis le cas de trois antennes.

### IV.3 Déphasage entre deux monopoles.

La configuration des antennes que nous avons étudiée va tout d'abord être définie, puis quelques résultats seront présentés : la direction de pointage de l'antenne en fonction du déphasage entre les antennes et certaines cartographies de champs en fonction des angles de pointage pour un déphasage donné entre les antennes.

#### IV.3.1 Premier cas.

##### a - Configuration des antennes.

Les antennes sont toutes les deux dans la direction  $Ox$ , elles forment un angle de  $180^\circ$ .

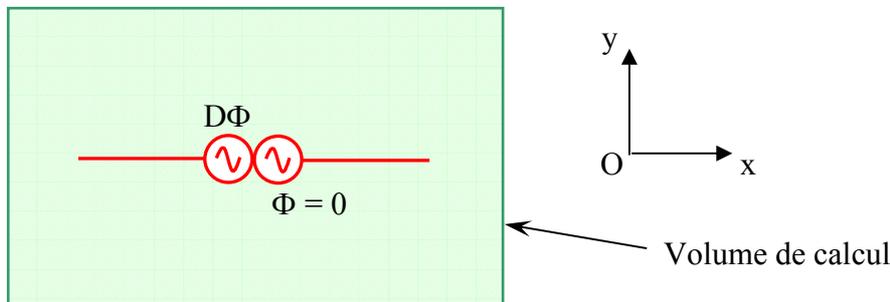


Figure 3-32 : Première configuration dans le cas de deux antennes.

Nous allons maintenant étudier l'influence du déphasage entre ces deux antennes sur l'angle de pointage suivant  $Ox$  (il n'y en a pas suivant  $Oy$  dans ce cas là, étant donné que les antennes sont disposées uniquement dans la direction  $Ox$ ) puis nous tracerons des cartographie de champ pour quelques cas particuliers de déphasage.

##### b - Dépointage en fonction du déphasage entre les antennes.

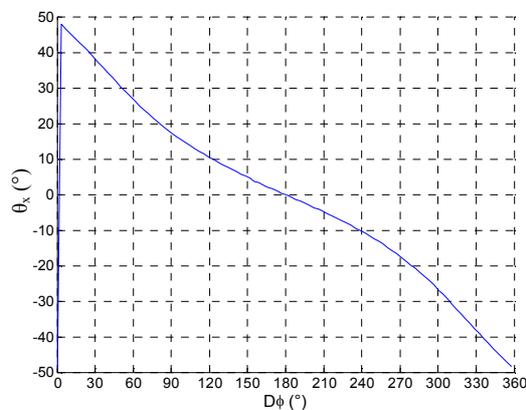
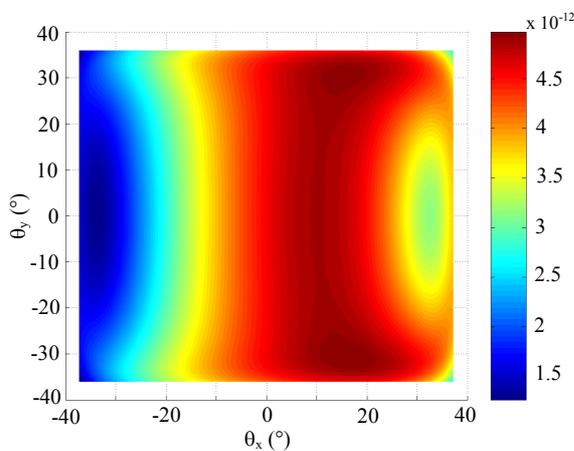


Figure 3-33 : Deux antennes, premier cas - Dépointage  $\theta_x$  des antennes dans le plan  $xOz$ .

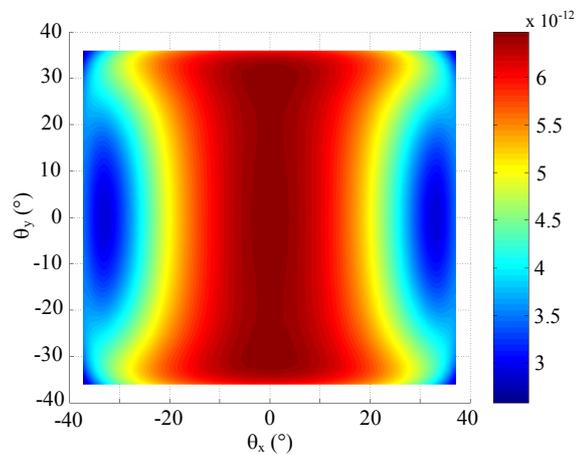
Nous pouvons voir sur la *Figure 3-33* que pour un déphasage entre antennes variant de 0 à 360°, l'angle de dépointage  $\theta_x$  varie entre -50 et 50°. Lorsque les antennes sont déphasées de 180°, l'antenne rayonne à l'aplomb du générateur, l'angle de pointage est nul. Le dépointage du rayonnement des antennes au maximal lorsque les deux monopoles sont déphasés de 360° ou lorsqu'ils ne sont pas déphasés.

*c - Cartographies de champ.*

Deux cas de déphasage entre les antennes ont été considérés:  $D\Phi = 90^\circ$  et  $180^\circ$ . Les différentes cartographies que nous présenterons seront définies dans un plan.



*Figure 3-34 : Deux antennes, premier cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 90^\circ$ .*



*Figure 3-35 : Deux antennes, premier cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 180^\circ$ .*

Dans le cas où les antennes présentent un déphasage  $D\Phi = 90^\circ$  (*Figure 3-34*), nous pouvons voir que le dipôle est dépointé d'un angle  $\theta_x = 15^\circ$  par rapport à la verticale, ce que nous pouvons confirmer en regardant à nouveau la courbe représentant l'angle de pointage en fonction du déphasage des antennes (*Figure 3-33*). Lors de l'interprétation de cette même courbe, nous avons remarqué que l'antenne rayonne à l'aplomb du générateur, ce qui est confirmé par la *Figure 3-35* où nous voyons bien que le maximum de rayonnement se produit pour un déphasage  $D\Phi = 180^\circ$  entre les antennes.

Nous allons maintenant regarder les résultats pour une autre configuration des deux antennes.

### IV.3.2 Deuxième cas.

Le principe de l'étude va être le même que pour le premier cas, nous allons présenter brièvement la configuration des deux antennes puis nous regarderons les angles de pointage et enfin les cartographies de champ.

#### a - Configuration des antennes.

Une des antennes est placée suivant la direction Ox, l'autre suivant la direction Oy : elles forment un angle de  $90^\circ$ .

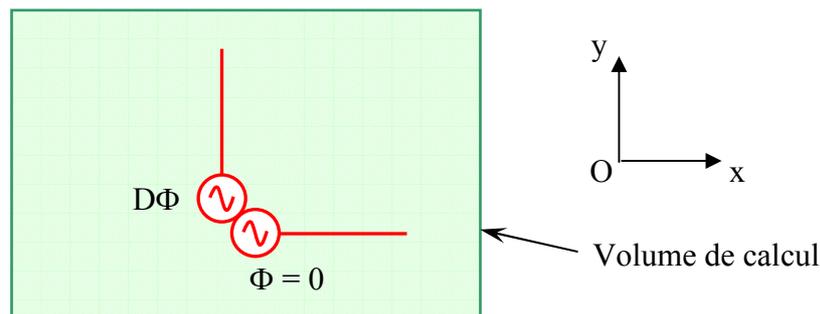


Figure 3-36 : Deuxième configuration dans le cas de deux antennes.

#### b - Dépointage en fonction du déphasage entre les antennes.

Étant donné que les antennes sont positionnées suivant les deux directions (Ox et Oy), nous allons regarder cette fois-ci les deux dépointages  $\theta_x$  et  $\theta_y$  en fonction du déphasage appliqué aux deux antennes considérées.

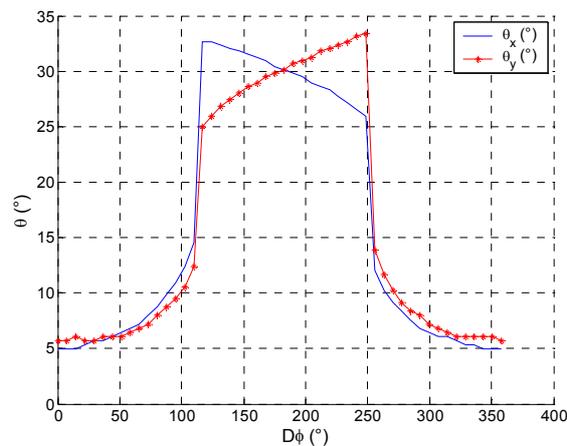
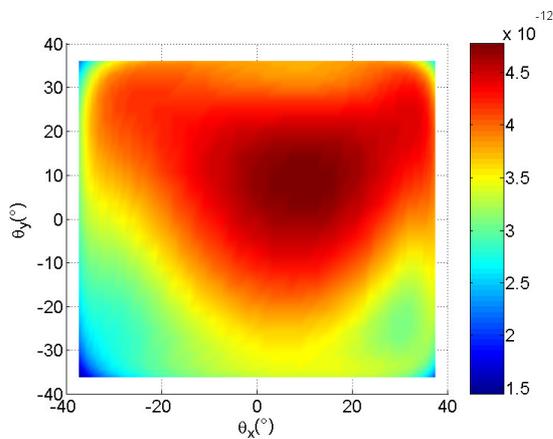


Figure 3-37 : Deux antennes, deuxième cas - Dépointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  des antennes dans le plan  $xOz$ .

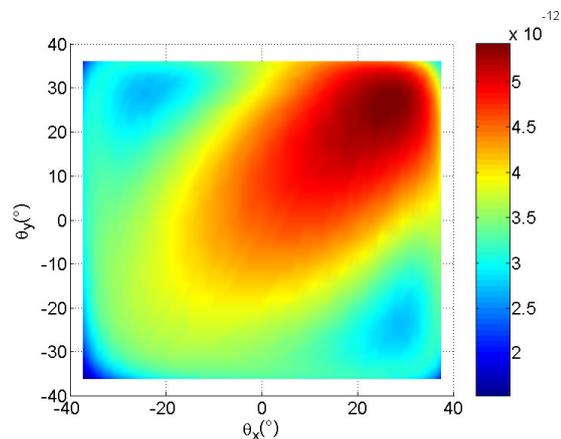
Nous pouvons constater ici que les rayonnements sont quasiment identiques mis à part pour un déphasage compris entre  $120^\circ$  et  $250^\circ$ , intervalle sur lequel les résultats des deux angles de pointage sont symétriques autour de  $180^\circ$ . L'angle de pointage  $\theta_x$  est maximal pour un déphasage  $D\Phi = 120^\circ$  et l'angle de pointage  $\theta_y$  est maximal pour  $D\Phi = 250^\circ$ . Les deux angles de pointage sont égaux pour  $D\Phi = 180^\circ$  et prennent la valeur  $\theta_x = \theta_y = 30^\circ$ . Dans ce cas, où les antennes sont positionnées à  $90^\circ$  l'une par rapport à l'autre dans le plan  $xOy$ , le dépointage n'est jamais nul, il n'y a pas de rayonnement vers le nadir de l'antenne.

### c - Cartographies de champ.

Nous avons considéré ici deux cas de déphasage entre les antennes :  $D\Phi = 90^\circ$  et  $180^\circ$ .



*Figure 3-38 : Deux antennes, deuxième cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 90^\circ$ .*



*Figure 3-39 : Deux antennes, deuxième cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 180^\circ$ .*

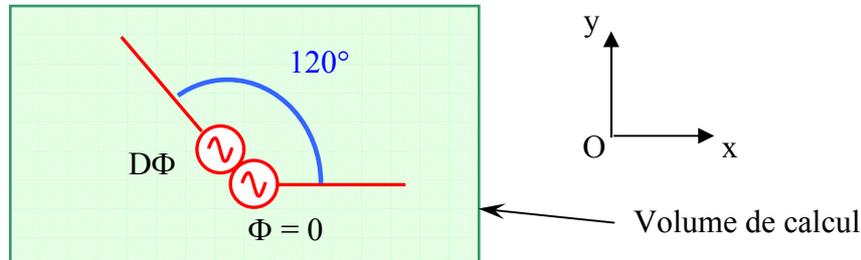
Les résultats obtenus en *Figure 3-38* sont cohérents avec ceux du dépointage en fonction du déphasage entre les antennes. En effet, le maximum de champ obtenu pour un déphasage de  $90^\circ$  correspond aux angles de pointage  $\theta_x = \theta_y = 10^\circ$ . De même pour un déphasage de  $180^\circ$  entre antennes (cf. *Figure 3-39*), nous obtenons bien un maximum de champ pour  $\theta_x = \theta_y = 30^\circ$ .

### IV.3.3 Troisième cas.

Nous avons étudié deux cas classiques de positionnement des antennes ( $180^\circ$  et  $90^\circ$ ), nous allons maintenant étudier de la même manière un dernier cas plus quelconque : les deux antennes forment un angle de  $120^\circ$  dans le plan  $xOy$ .

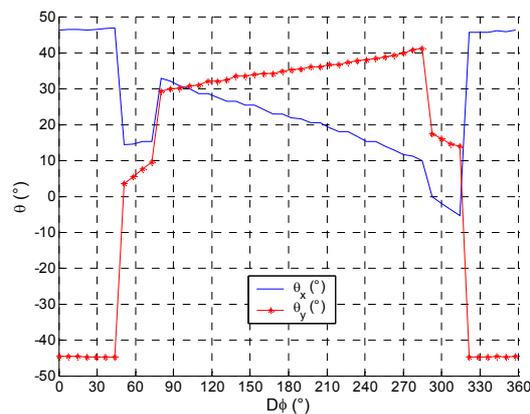
*a - Configuration des antennes.*

Une des antennes est placée suivant la direction Ox, l'autre antenne est positionnée de manière à former un angle de  $120^\circ$  avec la première antenne. (cf. *Figure 3-40*)



*Figure 3-40 : Troisième configuration dans le cas de deux antennes.*

*b - Dépointage en fonction du déphasage entre les antennes.*



*Figure 3-41 : Deux antennes, deuxième cas - Dépointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  des antennes dans le plan xOz.*

Les dépointages  $\theta_x$  et  $\theta_y$  sont ici totalement différents l'un de l'autre.

*c - Cartographies de champ.*

Nous avons considéré ici deux cas de déphasage entre les antennes :  $D\Phi = 90^\circ$  et  $180^\circ$ .

Les résultats obtenus en *Figure 3-42* sont cohérents avec ceux du dépointage en fonction du déphasage entre les antennes (cf. *Figure 3-41*). En effet, le maximum de champ obtenu pour un déphasage de  $90^\circ$  correspond aux angles de pointage  $\theta_x = \theta_y = 30^\circ$ . De même pour un déphasage de  $180^\circ$  entre antennes nous obtenons bien un maximum de champ pour  $\theta_x = 20^\circ$  et  $\theta_y = 35^\circ$ .

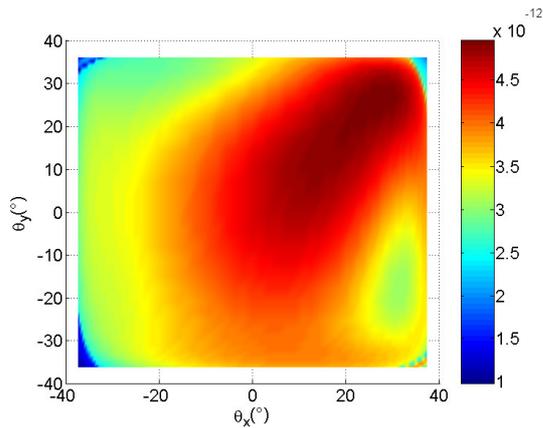


Figure 3-42 : Deux antennes, troisième cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 90^\circ$ .

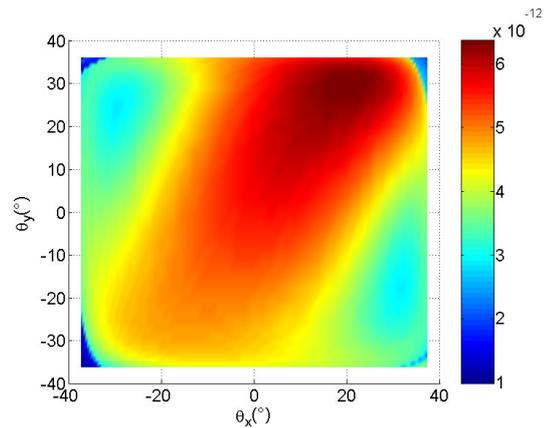


Figure 3-43 : Deux antennes, troisième cas - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour un déphasage  $D\Phi = 180^\circ$ .

#### IV.4 Déphasage entre trois monopoles.

Le principe est ici le même que pour deux monopoles. Nous allons tout d'abord définir la configuration des trois monopoles puis nous présenterons divers résultats d'angles de pointages en fonction des déphasages entre antennes.

##### IV.4.1 Configuration des antennes.

Comme le montre la Figure 3-44, nous conserverons ici les mêmes représentations que dans le cas des deux monopoles. Nous ne pourrions toutefois plus représenter les angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  en fonction du déphasage entre les antennes étant donné que nous avons deux déphasages à prendre en compte dans le cas d'une étude de trois monopoles. La solution que nous avons adoptée est de faire une représentation cartographique des angles  $\theta_x$  et  $\theta_y$  dans le plan  $(D\Phi_1, D\Phi_2)$ . Si une des antennes est l'antenne de référence telle que  $\Phi = 0$ , alors  $D\Phi_1$  et  $D\Phi_2$  sont les déphasages entre cette antenne de référence et les deux autres antennes.

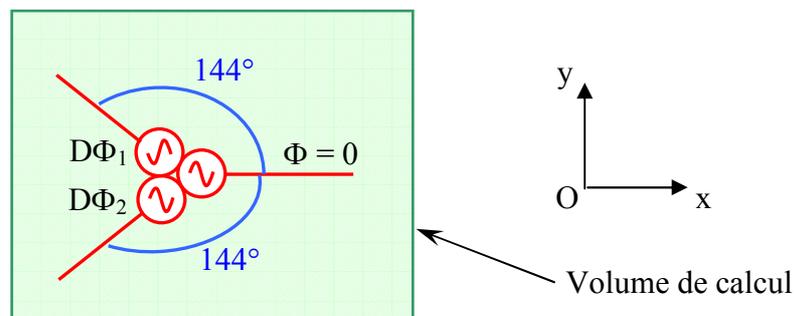


Figure 3-44 : Configuration dans le cas de trois monopoles.

#### IV.4.2 Résultats.

La configuration des antennes que nous venons de définir sera la seule que nous étudierons ici du fait de la complexité des résultats obtenus.

##### *a - Dépointage en fonction du déphasage entre les antennes.*

Nous allons regarder les deux dépointages  $\theta_x$  et  $\theta_y$  en fonction des déphasages par rapport à l'antenne de référence. Comme nous l'avons signalé plus haut, nous allons représenter les angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  dans le plan  $(D\Phi_1, D\Phi_2)$ .

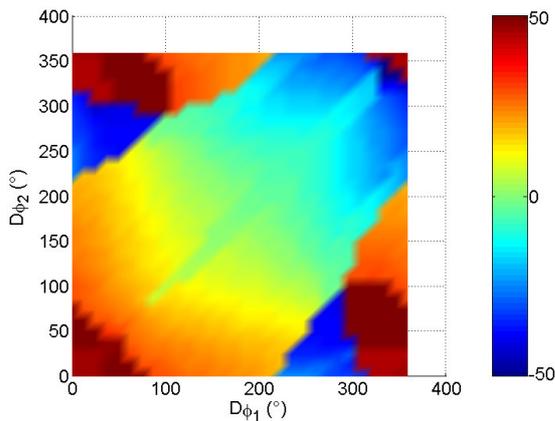


Figure 3-45 : Angle de pointage  $\theta_x$  dans le cas de trois monopoles.

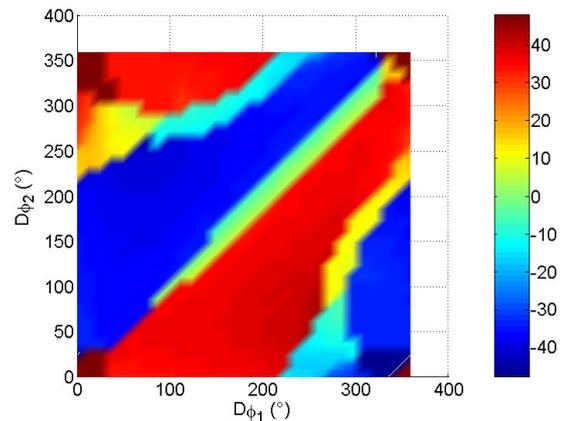


Figure 3-46 : Angle de pointage  $\theta_y$  dans le cas de trois monopoles.

##### *b - Cartographies de champ.*

Nous avons considéré ici deux cas de déphasage entre les antennes :  $D\Phi = 90^\circ$  et  $180^\circ$ .

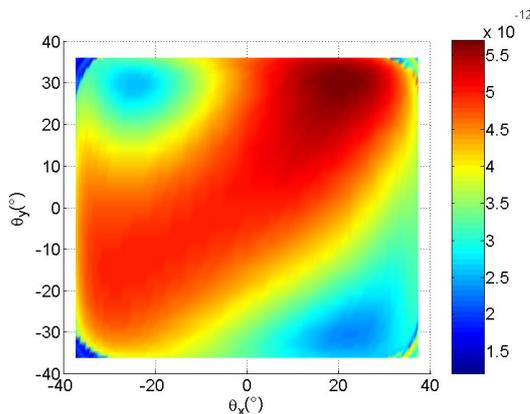


Figure 3-47 : Trois antennes - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour  $D\Phi_1 = 180^\circ$  et  $D\Phi_2 = 0^\circ$ .

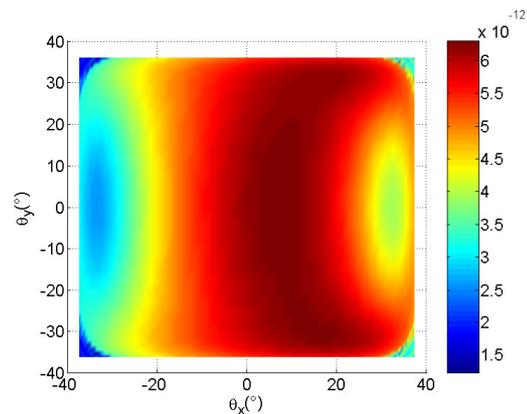


Figure 3-48 : Trois antennes - Champ maximal en fonction des angles de pointage  $\theta_x$  et  $\theta_y$  pour  $D\Phi_1 = D\Phi_2 = 90^\circ$ .

Les résultats obtenus sont beaucoup plus complexes que lorsque nous ne considérons que deux antennes. Dans le premier cas où  $D\Phi_1 = 180^\circ$  et  $D\Phi_2 = 90^\circ$ , le maximum de champ est obtenu pour  $\theta_x = 20^\circ$  et  $\theta_y = 30^\circ$ . Ce résultat semble bien correspondre avec l'angle  $\theta_x$  que nous pouvons déterminer sur la *Figure 3-45* et de même pour l'angle  $\theta_y$  (cf. *Figure 3-46*). Dans le second cas où  $D\Phi_1 = D\Phi_2 = 90^\circ$ , le maximum de champ semble être obtenu pour  $\theta_x = 10^\circ$  et  $\theta_y = 0^\circ$ . Ce résultat peut correspondre avec l'angle  $\theta_x$  déterminé grâce à la *Figure 3-47* et de même pour l'angle  $\theta_y$  (cf. *Figure 3-48*), mais ici, les résultats restent plus subjectifs que dans le cas précédent.

## V - HOMOGENÉISATION DES PREMIÈRES COUCHES DU PROFIL DE SOL.

### V.1 Principe

Le profil de sol que nous allons utiliser ici pour simuler le sol de Mars, nous a été fourni par Philippe Paillou de l'Observatoire Aquitain des Sciences de l'Univers. Ce modèle de sol fait apparaître différentes couches dont les caractéristiques (permittivité, conductivité, épaisseur...) varient. Sur les 150 premiers mètres, le profil indique trois couches différentes (cf. *Figure 3-49*). Nous proposons de montrer ici que nous pouvons simuler ces trois premières couches par une seule couche équivalente (cf. *Figure 3-50*).

Pour cette étude, nous avons considéré un cas F.D.T.D. en une dimension et nous avons utilisé une onde plane comme signal source.

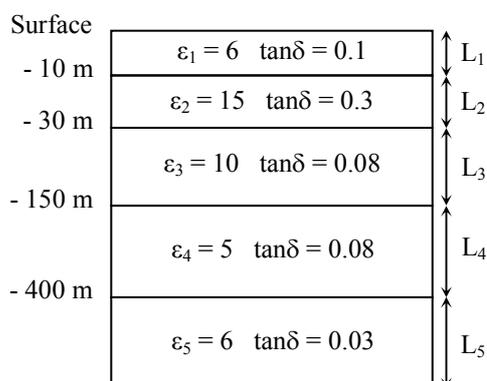


Figure 3-49 : Modèle de sol martien initial.

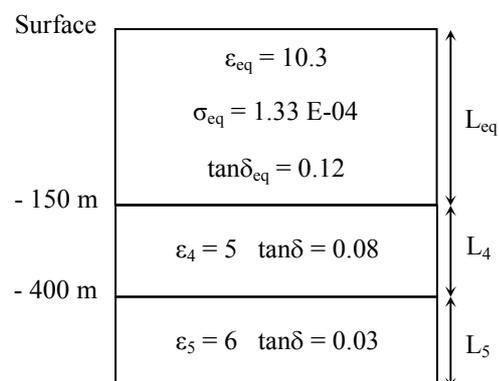


Figure 3-50 : Modèle de sol homogénéisé.

Nous allons déterminer ci-dessous la permittivité et la conductivité de la couche équivalente en fonction de la permittivité et de la conductivité de chacune des trois couches.

En égalant les longueurs électriques du modèle homogénéisé équivalent et le modèle réel, nous obtenons l'équation suivante :

$$\varepsilon_{eq} = \left( \frac{L_1 \sqrt{\varepsilon_1} + L_2 \sqrt{\varepsilon_2} + L_3 \sqrt{\varepsilon_3}}{L_1 + L_2 + L_3} \right)^2 \quad (3-6)$$

$$\text{Sachant que : } \tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (3-7)$$

$$\text{Nous obtenons : } \sigma = \tan \delta \omega \frac{\varepsilon_r}{36 \pi 10^9} \quad (3-8)$$

$$\text{Et } \sigma_{eq} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eq}}}{L_1 + L_2 + L_3} \left( \frac{\sigma_1}{\sqrt{\varepsilon_1}} L_1 + \frac{\sigma_2}{\sqrt{\varepsilon_2}} L_2 + \frac{\sigma_3}{\sqrt{\varepsilon_3}} L_3 \right) \quad (3-9)$$

Les valeurs de conductivité sont les suivantes :

$$\sigma_1 = 6.66 \text{ e-05} \quad \sigma_2 = 5.00 \text{ e-04} \quad \sigma_3 = 8.88 \text{ e-05}$$

$$\sigma_4 = 4.44 \text{ e-05} \quad \sigma_5 = 2.00 \text{ e-05} \quad \sigma_{eq} = 1.33 \text{ e-04}$$

La détermination des effets de l'homogénéisation des trois premières couches nécessite plusieurs simulations : le courant réfléchi par les couches à 150 mètres et à 400 mètres dans le cas du profil de départ vont être comparées à ce même courant réfléchi, mais dans le cas du profil homogénéisé.

Ces simulations ont été réalisées en une dimension avec un logiciel F.D.T.D. en trois dimensions. Pour cela, seules les variations dans la direction verticale ont été considérées. Le fait de ne simuler qu'en une dimension permet de réduire considérablement les temps de calcul. Pour donner un ordre d'idée, si nous avons considéré le sol en trois dimensions, le calcul aurait duré plus d'une demie heure alors qu'en une dimension il a duré moins de trente secondes.

## V.2 Profil de départ.

### V.2.1 Visualisation des réflexions à 150 m et à 400 m dans le cas du profil de sol initial.

Nous pouvons voir ci-dessous le courant réfléchi à 150 mètres et à 400 mètres.

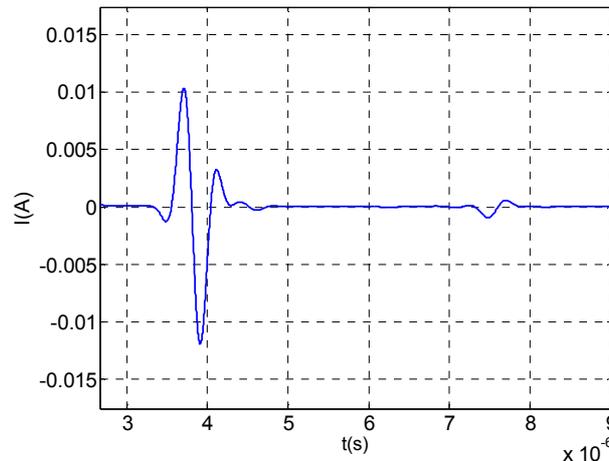


Figure 3-51 : Réflexions à 150 m et 400 m dans le cas du profil de sol initial.

Le temps  $t$  mis par le courant réfléchi pour revenir d'une profondeur  $L$  est donné par :

$$t = \frac{2L\sqrt{\varepsilon}}{c}$$

Si nous considérons cette équation et le sol considéré sur la Figure 3-49, dans le cas de la couche à 150 m, cela revient à écrire :

$$t_{150m} = \frac{2L_1\sqrt{\varepsilon_1} + 2L_2\sqrt{\varepsilon_2} + 2L_3\sqrt{\varepsilon_3}}{c} \text{ soit : } t_{150m} = 3.2 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

De même dans le cas de la couche à 400 m :  $t_{400m} = 6.9 \cdot 10^{-6} \text{ s}$

Ces résultats sont cohérents avec la Figure 3-51.

Maintenant, nous allons regarder ce qu'il se passe lorsque l'interface à 150 mètres est déplacée à 200 mètres.

### V.2.2 Influence d'un décalage de la troisième interface.

Le but ici est de distinguer correctement le retour dû à l'interface à 150 mètres. En effet, en déplaçant la troisième interface de 150 mètres à 200 mètres, nous augmentons la distance entre cette interface et les deux premières et nous diminuons ainsi, au niveau des échos, les éventuelles superpositions des trois interfaces.

a - Échos revenant de la troisième interface.

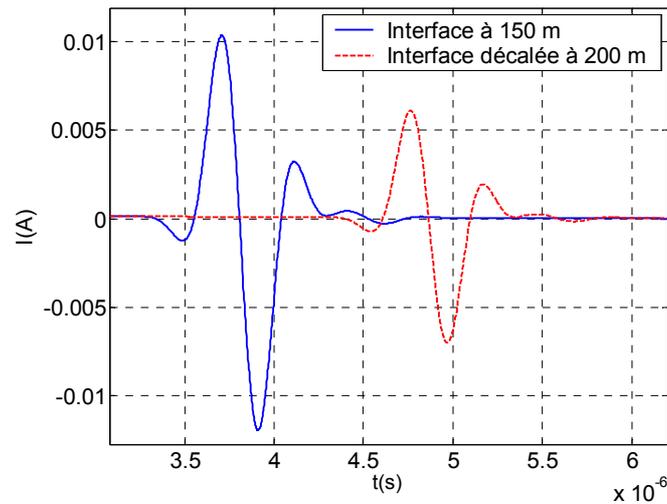


Figure 3-52 : Échos revenant de la troisième interface. Cas à 150 m et 200 m.

Ces résultats sont cohérents : en effet l'impulsion se déplace d'environ  $1\mu\text{s}$  ( $t_{200\text{m}} = 4.3\mu\text{s}$  et  $t_{150\text{m}} = 3.2\mu\text{s}$ ) et s'atténue lorsque l'interface est à 200 m. En effet, même si en une dimension le phénomène d'atténuation en  $1/r$  n'est pas pris en compte, le courant est tout de même atténué lorsqu'il parcourt une plus grande distance dans un milieu à pertes (ce qui est le cas lorsque l'interface est décalée de 150 mètres à 200 mètres). Nous pouvons aussi constater que mis à part l'atténuation en amplitude, les deux signaux semblent identiques, ce qui peut nous laisser penser que seule l'interface à 150 mètres apporte une contribution significative au courant. Nous vérifierons cela un peu plus loin.

b - Influence sur la quatrième interface.

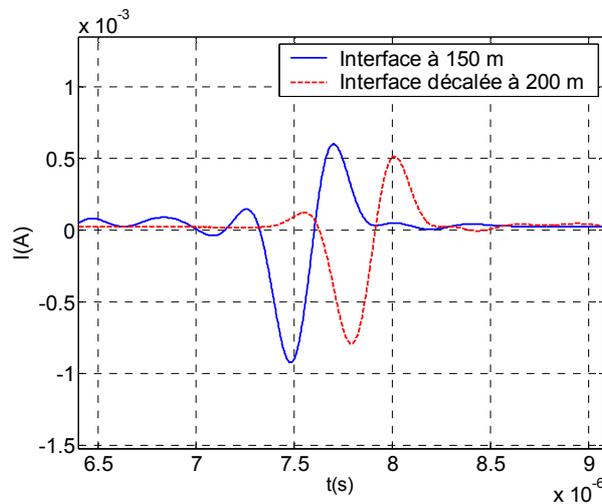


Figure 3-53 : Interface à 400 m, influence du décalage de l'interface à 150 m.

La *Figure 3-53* montre que les perturbations, juste avant l'impulsion à 400 m, disparaissent lorsque l'interface à 150 mètres est décalée à 200 mètres. Nous pouvons donc en conclure que les perturbations observées, dans le cas où l'interface à 150 mètres n'est pas déplacée, sont sans doute dues à des réflexions multiples au niveau des interfaces à 10 mètres et 30 mètres.

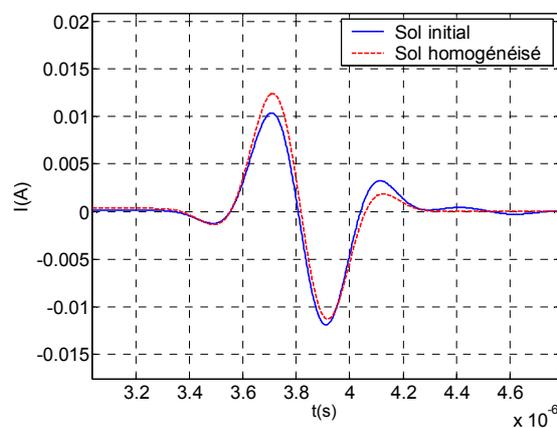
*c - Conclusion à propos du déplacement de la troisième interface.*

Nous avons constaté que le fait d'abaisser l'interface située à 150 mètres n'a pas d'influence significative sur le courant réfléchi. Ceci nous laisse supposer que les deux premières interfaces ne perturbent pas énormément les résultats et donc il est justifié de se poser la question d'une homogénéisation des trois premières couches du modèle de sol. Nous allons maintenant vérifier que cette supposition est correcte.

### V.3 Profil homogénéisé.

Nous allons donc comparer les résultats en courant obtenus pour les deux profils de sol. Nous regarderons dans un premier temps le courant réfléchi à 150 mètres, puis dans un second temps le courant réfléchi à 400 mètres.

#### V.3.1 Comparaison des deux profils dans le cas de la réflexion à 150 m.



*Figure 3-54 : Réflexion à 150 m, comparaison des deux profils de sol.*

Nous constatons très bien que ces résultats sont quasiment équivalents. Il y a une petite différence d'amplitude et les oscillations visibles après l'impulsion dans le cas du profil de départ n'existent plus dans le cas du profil homogénéisé : ces oscillations doivent être dues à des réflexions sur les interfaces situées à 10 mètres ou à 30 mètres.

### V.3.2 Comparaison des deux profils dans le cas de la réflexion à 400 m

Ici encore, l'homogénéisation n'apporte pas de grandes modifications. L'impulsion en elle-même est identique dans les deux cas de profil.

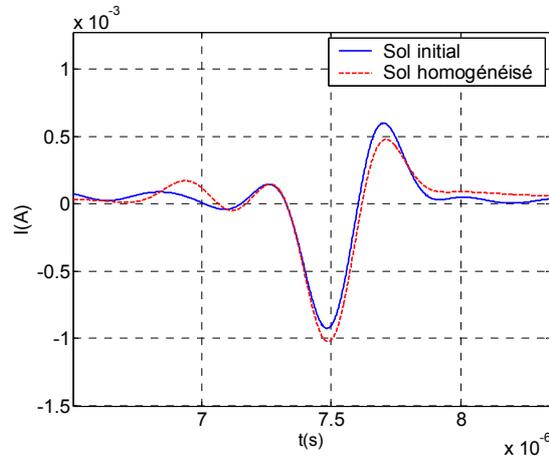


Figure 3-55 : Réflexion à 400 m, comparaison des deux profils.

Que ce soit pour la réflexion à 150 mètres ou pour la réflexion à 400 mètres, le courant est quasiment le même, que le modèle utilisé soit homogénéisé ou non. Il semble donc parfaitement raisonnable d'assimiler les trois premières couches du profil de sol à une seule couche équivalente, dont la permittivité et la conductivité sont directement liées à celles des trois couches qui ont été homogénéisées.

## VI - ÉTUDE DES BILANS DE LIAISON DUS AUX INTERFACES DU SOUS-SOL.

Nous allons ici encore étudier le modèle de sol simplifié que nous avons introduit au paragraphe précédent en *Figure 3-50*. Nous décrirons tout d'abord le principe des bilans de liaison puis nous étudierons le cas particulier des interfaces à 150 mètres et 400 mètres du profil de sol homogénéisé et enfin nous approfondirons l'étude par une approche statistique appliquée au modèle de sol de Clifford.

### VI.1 Principe.

Il est ici question de déterminer la fonction de transfert d'une interface dans le sol. Pour cela, il suffit de connaître le courant incident envoyé dans l'antenne et de récupérer le signal réfléchi par l'interface à étudier.

La fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$T_{dB} = 20 \log \frac{|TF(I_r)|}{|TF(I_i)|} \quad (3-10)$$

Où  $I_i$  est le courant incident au niveau du générateur et  $I_r$  le courant réfléchi par l'interface étudiée.

## VI.2 Application.

Nous allons nous placer à nouveau dans le cas du sol que nous avons utilisé pour étudier le phénomène d'homogénéisation des premières couches d'un sol (cf. V.1) C'est le modèle de sol homogénéisé qui sera utilisé (*Figure 3-50*).

Nous avons donc étudié les fonctions de transfert des couches à 150 mètres ( $T_{150m}$ ) et 400 mètres ( $T_{400m}$ ). Les résultats obtenus sont donnés ci-dessous :

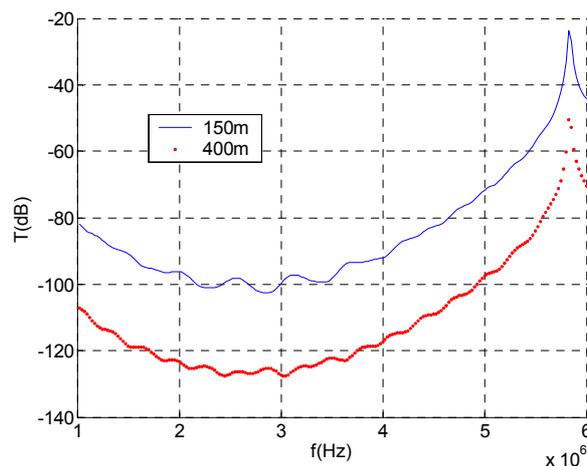


Figure 3-56 : Fonctions de transfert des interfaces à 150m et 400m.

## VI.3 Étude statistique.

Le but ici est de faire une étude statistique des fonctions de transfert des différentes interfaces d'un sol. Cette étude est intéressante lorsque les sols ne sont pas très bien connus ou lorsque certains paramètres changent les caractéristiques d'un sol. Nous allons donc effectuer une étude « statistique » faisant apparaître cette incertitude à propos de la permittivité ou la conductivité d'un sol. Le sol que nous allons étudier est le modèle de sol martien donné par Clifford [51].

### VI.3.1 Principe.

Pour cette étude statistique, nous allons faire varier la permittivité et la conductivité des différentes couches du modèle de Clifford et nous allons regarder quelles sont les conséquences sur la fonction de transfert de chacune des interfaces.

0 m	<i>Dépôts secs en surface</i> $\epsilon_1 = 1 - 4 \quad \tan\delta = 0.01 - 0.05$
10 m	<i>Dépôts volcaniques secs</i> $\epsilon_2 = 3 - 9 \quad \tan\delta = 0.01 - 0.1$
30 m	<i>Dépôts sédimentaires secs</i> $\epsilon_3 = 3 - 8 \quad \tan\delta = 0.05 - 0.1$
150 m	<i>Sédiments avec glace</i> $\epsilon_4 = 3 - 5 \quad \tan\delta = 0.001 - 0.05$
400 m	<i>Régolithe basaltique avec glace</i> $\epsilon_5 = 4 - 7 \quad \tan\delta = 0.05 - 0.05$
2500 m	<i>Régolithe basaltique avec eau liquide</i> $\epsilon_6 = 20 \quad \tan\delta = 0.2 - 0.35$

Figure 3-57: Modèle de sol martien de Clifford.

Plus le volume de calcul est grand, plus les simulations en F.D.T.D. sont longues et donc coûteuses. Le modèle de Clifford décrivant le sol martien jusqu'à plus de 2500 mètres de profondeur, il a fallu trouver une alternative permettant de simuler ce sol dans son intégralité mais en s'affranchissant des problèmes liés à la F.D.T.D. en trois dimensions. Nous allons ici étudier les bilans de liaisons dus aux interfaces à -400 mètres et -2500 mètres du modèle de Clifford. Nous ne nous intéresserons pas aux divers échos qui reviennent des interfaces supérieures à -400 mètres, seule la « contribution » qu'elles apportent à l'écho qui revient de l'interface étudiée nous intéressera. L'idée a donc été de traiter le problème en deux étapes :

★ Une simulation F.D.T.D. en trois dimensions permet de déterminer le champ au niveau de l'interface dont nous souhaitons déterminer le bilan de liaison, le courant au niveau du générateur et le courant réfléchi. A partir de ses grandeurs, déterminées pour une combinaison de permittivité et de conductivité bien précise, nous pourrions calculer le gain de l'antenne (pour  $\epsilon_r = \epsilon_0$  fixé). Nous avons vu dans le paragraphe 0 que la permittivité du sol sur lequel est posée l'antenne a une influence non négligeable sur son impédance, dont dépend le

gain. Étant donné que l'étude statistique que nous allons faire est basée sur le modèle de sol de Clifford et étudie les variations de permittivité, nous donnerons une expression du gain de l'antenne en fonction de la permittivité  $\epsilon_r$  du sol. A partir de là, nous pourrions déterminer le facteur multiplicatif à appliquer pour corriger l'erreur due au gain lorsque  $\epsilon_r \neq \epsilon_0$ , ainsi que l'erreur qui en découle sur la partie réelle de l'impédance et sur le facteur d'adaptation  $S_{11}$ .

★ L'aspect statistique sera étudié à l'aide d'un programme faisant intervenir des calculs matriciels. Nous décrirons un peu plus loin le principe, proche de la théorie des lignes, qui assimile le sol à une succession de lignes de transmission. Ce programme considère la propagation d'une onde plane dans le sol et tient compte des pertes par réflexion et transmission sur chaque interface du sol et des pertes par conduction (dues aux conductivités non nulles).

Nous allons tout d'abord décrire le principe du programme traitant l'aspect statistique de l'étude.

### VI.3.2 Principe du programme traitant les statistiques du problème.

Comme nous l'avons dit précédemment, un programme basé sur la méthode des lignes de transmission a été utilisé pour étudier la propagation d'une onde dans le sol. Ce programme considère la propagation d'une onde plane et prend en compte les pertes par réflexion et transmission sur chaque interface du sol et les pertes par conduction (dues aux conductivités non nulles).

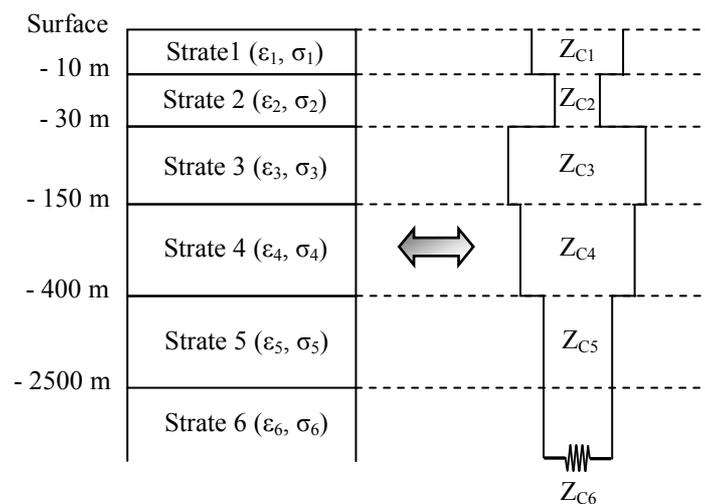


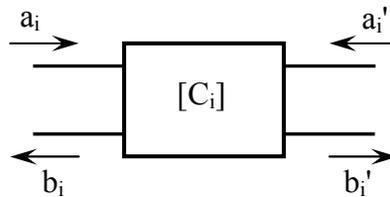
Figure 3-58 : Représentation du modèle de Clifford par la méthode des lignes de transmission.

Les différentes strates du modèle de sol seront donc représentées par autant de lignes de transmission, dont l'impédance caractéristique dépend de la permittivité et la conductivité de la couche correspondante.

La  $i^{\text{ème}}$  strate, de permittivité  $\epsilon_{ri}$  et de conductivité  $\sigma_i$  possède l'impédance caractéristique suivante :

$$Z_C = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \left( \epsilon_{ri} - j \frac{\sigma_i}{\epsilon_0 \omega} \right)}} \quad (3-11)$$

Chacune des différentes strates du modèle de sol de Clifford peut être assimilée à un quadripôle défini par sa matrice chaîne  $[C_i]$  associée. C'est ce que présente la *Figure 3-59* ci-dessous :



*Figure 3-59: Représentation du quadripôle équivalent à une strate du modèle de sol de Clifford.*

$a_i$  et  $b_i$  sont les ondes de courant-tension respectivement incidente et réfléchie du quadripôle et la matrice chaîne associée à ce quadripôle est la suivante :

$$\begin{pmatrix} b_i \\ a_i \end{pmatrix} = [C_i] \begin{pmatrix} a_i' \\ b_i' \end{pmatrix} \quad (3-12)$$

Le modèle de sol de Clifford peut donc être représenté par une succession de quadripôles. Les ondes de courant-tension de chacun des quadripôles sont définies par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission le long de laquelle se propage l'onde. Étant donné que toutes les strates sont différentes, les lignes sont supposées avoir des impédances caractéristiques différentes. Il va donc falloir utiliser des matrices de re-normalisation  $[N_i]$  entre chacun des quadripôles de manière à prendre en compte la modification de l'impédance caractéristique lors de la propagation de l'onde à travers le modèle de sol de Clifford. La figure ci-dessous montre le passage d'une matrice  $[C_i]$  à une matrice  $[C_{i+1}]$  :

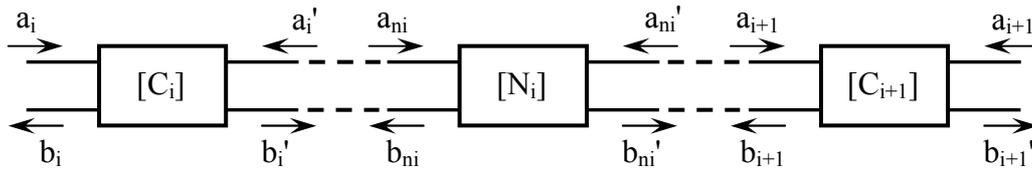


Figure 3-60 : Schéma équivalent de deux couches consécutives du sol.

Les matrices de re-normalisation sont ici définies sous forme de matrices chaînes. Le passage d'une matrice à la suivante est donné par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} b_i \\ a_{i1} \end{pmatrix} = [C_i][N_i][C_{i+1}] \begin{pmatrix} a_{i+1}' \\ b_{i+1}' \end{pmatrix} \quad (3-13)$$

Si nous appliquons cette équation à l'ensemble des cinq strates du modèle de sol de Clifford, nous obtenons :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = [C_1][N_1][C_2][N_2][C_3][N_3][C_4][N_4][C_5] \begin{pmatrix} a_5' \\ b_5' \end{pmatrix} = [C_{eq}] \begin{pmatrix} a_5' \\ b_5' \end{pmatrix} \quad (3-14)$$

Cette brève explication étant faite, nous pouvons maintenant passer à l'écriture de l'équation du bilan de liaison dans le cas de l'étude statistique.

### VI.3.3 Équation du bilan de liaison dans le cas de l'étude statistique.

Pour déterminer la fonction de transfert recherchée, nous allons écrire une première fonction  $H_1(\omega)$  due à l'émission et une deuxième fonction  $H_2(\omega)$  due à la réception. Nous déterminerons ensuite les fonctions correctrices des erreurs dues au gain, à la partie réelle de l'impédance et au  $S_{11}$ .

Remarque : Les profondeurs qui sont considérées dans l'étude qui va suivre sont relativement grandes ( $>150\text{m}$ ), nous pourrions donc considérer que l'onde qui arrive à la profondeur étudiée est une onde plane. En effet, au cours de sa thèse B. Martinat [3] a montré que le champ lointain peut être considéré à partir de 150m.

#### a - Facteur dû à l'émission.

Nous allons nous baser sur la formule générale du gain (cf équation (3-3)) dont nous déduisons la formule suivante :

$$G = \frac{|r E_i|^2}{2\eta} \frac{4\pi}{P_{acc}} \text{ avec } P_{acc} = \frac{1}{2} \Re(Z) |I_g|^2 \quad (3-15)$$

D'où l'expression de la fonction représentative de l'émission :

$$H_1(\omega) = \left| \frac{r E_i}{I_g} \right| = \sqrt{\frac{\eta G}{4\pi}} \Re(Z) \quad (3-16)$$

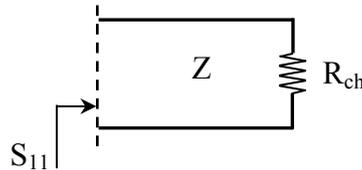
*b - Facteur dû à la réception.*

La puissance rayonnée  $P_r$  dépend de la surface effective  $S$  :

$$P_r = \frac{|E_r|^2}{d\Omega} S \text{ avec } S = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (3-17)$$

$$d'où : P_r = \frac{|E_r|^2}{2\eta} \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (3-18)$$

Nous pouvons aussi définir le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne en considérant le schéma équivalent présenté en *Figure 3-61* :



*Figure 3-61 : Coefficient de réflexion de l'antenne.*

$$S_{11} = \frac{Z - R_{ch}}{Z + R_{ch}} \quad (3-19)$$

La puissance dissipée dans l'antenne  $P_{ch}$  est donnée par l'expression suivante :

$$P_{ch} = P_r (1 - |S_{11}|^2) = \frac{1}{2} R_{ch} |I_r|^2 \quad (3-20)$$

Des équations (3-18) et (3-20) nous obtenons :

$$|I_r|^2 = \frac{|E_r|^2}{2\eta} \frac{\lambda^2 G}{4\pi} (1 - |S_{11}|^2) \quad (3-21)$$

D'où l'expression de la fonction représentative de la réception :

$$H_2(\omega) = \frac{|I_r|}{|E_r|} = \sqrt{\frac{\lambda^2 G}{4\pi} \frac{1 - |S_{11}|^2}{\eta R_{ch}}} \quad (3-22)$$

Dans les expressions de  $H_1(\omega)$  et  $H_2(\omega)$ , le gain  $G$ , l'impédance  $Z$ , le courant au niveau du générateur  $I_g$ , et le courant réfléchi  $I_r$  ont été déterminés par simulation F.D.T.D. en trois dimensions.

Il faut maintenant déterminer les fonctions de correction de l'erreur due au gain, à l'impédance et au  $S_{11}$ .

*c - Variations du gain en fonction de la permittivité.*

Pour le calcul du gain nous avons utilisé l'expression suivante :

$$G = \frac{4\pi |r E_r|^2}{\eta \Re(Z) |I_g|^2} \quad (3-23)$$

Avec  $\eta = 120\pi / \sqrt{\epsilon_r}$  et  $E_r$ ,  $Z$  et  $I_g$  obtenus par simulation F.D.T.D. en trois dimensions.

Comme nous pouvons donc le voir dans l'équation (3-23), le gain dépend de la partie réelle de l'impédance. Comme nous l'avons vu dans les paragraphes 0 et II.2.4, la partie réelle de l'impédance dépend principalement de la permittivité du sol sur lequel l'antenne est posée. De plus dans le paragraphe V.1, nous avons vu que la permittivité équivalente des trois premières couches du sous-sol est quasiment égale à la permittivité de la couche allant de -150 mètres à -400 mètres. C'est donc en utilisant les caractéristiques de cette troisième strate que nous avons déterminé le gain en fonction de la permittivité.

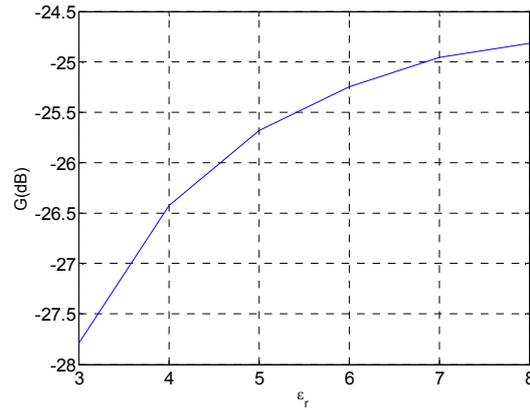


Figure 3-62 : Gain en fonction de la permittivité.

Le logiciel Matlab nous a donc permis de déterminer très simplement l'équation correspondant à la courbe présentée en Figure 3-62. Les résultats de l'ajustement sous Matlab concordent de façon quasiment parfaite, à condition de prendre en compte un nombre de chiffres significatifs suffisamment élevé. L'équation obtenue est la suivante :

$$G_r(\epsilon_r) = -3.125 \exp(-5) \epsilon_r^4 + 8.3102 \exp(-3) \epsilon_r^3 - 8.7618 \exp(-3) \epsilon_r^2 + 4.5166 \exp(-2) \epsilon_r - 1.4449 \exp(-2) \quad (3-24)$$

Nous allons prendre la valeur  $\epsilon_r = \epsilon_{r0} = 3$  comme valeur de référence pour établir la fonction permettant de corriger l'erreur due au gain. Cette valeur sera la même pour toutes les fonctions d'erreur que nous déterminerons. Celle-ci est donnée par l'expression suivante :

$$dG(\epsilon_r) = \frac{G(\epsilon_r)}{G(\epsilon_{r0})} \quad (3-25)$$

*d - Variation de la partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité.*

Le principe ici est exactement le même que pour le gain. Nous avons tracé les variations de la partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et nous avons déterminé grâce au logiciel Matlab l'équation correspondante.

La courbe obtenue est la suivante :

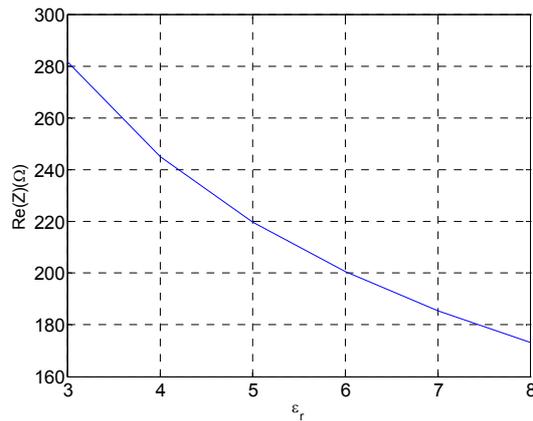


Figure 3-63 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité.

L'équation obtenue après ajustement est la suivante :

$$\text{Re} Z(\epsilon_r) = -4.4903 \exp(-1) \epsilon_r^3 + 10.334 \epsilon_r^2 - 91.905 \epsilon_r + 476.38 \quad (3-26)$$

La fonction d'erreur est donc :

$$d \text{Re} Z(\epsilon_r) = \frac{\text{Re} Z(\epsilon_r)}{\text{Re} Z(\epsilon_{r0})} \quad (3-27)$$

e - Variation de  $1 - |S_{11}|$  en fonction de la permittivité.

La courbe obtenue est la suivante :

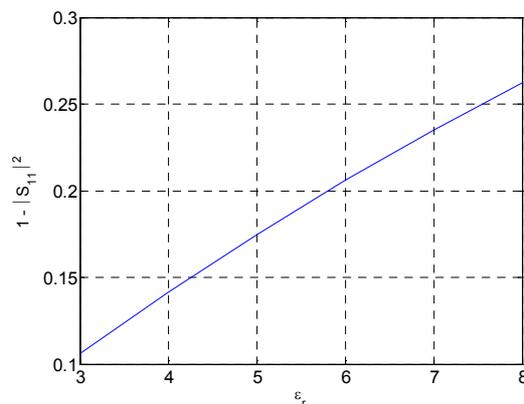


Figure 3-64 :  $1 - |S_{11}|$  en fonction de la permittivité.

L'équation obtenue après ajustement est la suivante :

$$S_{11}(\varepsilon_r) = 8.3333 \exp(-6) \varepsilon_r^4 - 1.8148 \exp(-4) \varepsilon_r^3 + 3.8611 \exp(-4) \varepsilon_r^2 + 3.7944 \exp(-2) \varepsilon_r - 7.081 \exp(-3) \quad (3-28)$$

La fonction d'erreur est donc donnée par :

$$dS_{11}(\varepsilon_r) = \frac{S_{11}(\varepsilon_r)}{S_{11}(\varepsilon_{r0})} \quad (3-29)$$

*f- Expression de la fonction de transfert due aux interfaces du sous-sol.*

L'expression de la fonction de transfert tient compte des grandeurs exprimées ci-dessus :

$$\begin{aligned} \left| \frac{I_r}{I_g} \right| &= \left| \frac{I_r}{E_r} \right| \left| \frac{E_r}{E_i} \right| \left| \frac{1}{r} \right| \left| \frac{r E_i}{I_g} \right| \times \text{fonction d'erreur} \\ &= |H_2(\omega)| \left| \frac{A(\omega)}{r} \right| |H_1(\omega)| dG(\varepsilon_r) \times d \operatorname{Re} Z(\varepsilon_r) \times dS_{11}(\varepsilon_r) \end{aligned} \quad (3-30)$$

Le facteur  $|A(\omega)|$  est donné par le programme traitant l'aspect statistique du problème, le champ  $E_i$  est alors représentatif d'une onde plane. Lorsque ce facteur est multiplié par  $1/r$ , nous nous ramenons à un champ représentatif d'une onde sphérique que nous retrouvons dans l'équation (3-30) dans le facteur  $H_1(\omega)$ .

#### VI.3.4 Résultats de l'étude statistique.

Nous allons présenter les résultats de l'étude statistique du modèle de sol de Clifford avec les bilans de liaison à -400 m et -2500 m.

Un programme en Fortran qui permet de déterminer  $A(\omega)$  en donne sa valeur moyenne, et son écart type. Nous allons donc tracer trois courbes : la valeur moyenne de la fonction de transfert, la valeur moyenne moins l'écart type et la valeur moyenne plus l'écart type.

*a- Fonction de transfert à -400 m.*

Les résultats obtenus sont les suivants :

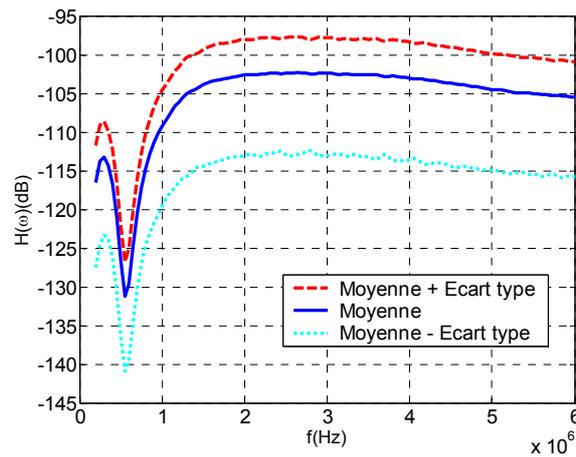


Figure 3-65 : Étude statistique de la fonction de transfert à -400m.

La valeur moyenne de la fonction de transfert à -400 mètres est d'environ -45dB à 2MHz. Si nous prenons en compte l'écart type, la fonction de transfert vaut -40dB lorsque l'écart type est ajouté et -55dB lorsqu'il est retranché. Ces valeurs ne sont pas symétriques par rapport à la valeur moyenne car les résultats sont tout d'abord obtenus en linéaire : l'écart type est sommé ou soustrait à la valeur moyenne avant d'être transformés en décibels.

Globalement, nous pouvons constater que suivant les valeurs de permittivité et conductivité des différentes strates du sous-sol, la fonction de transfert à -400 mètres peut varier de 15 dB.

Nous allons maintenant regarder les résultats à -2500 mètres.

#### *b - Fonction de transfert à -2500 m.*

Les résultats obtenus sont les suivants :

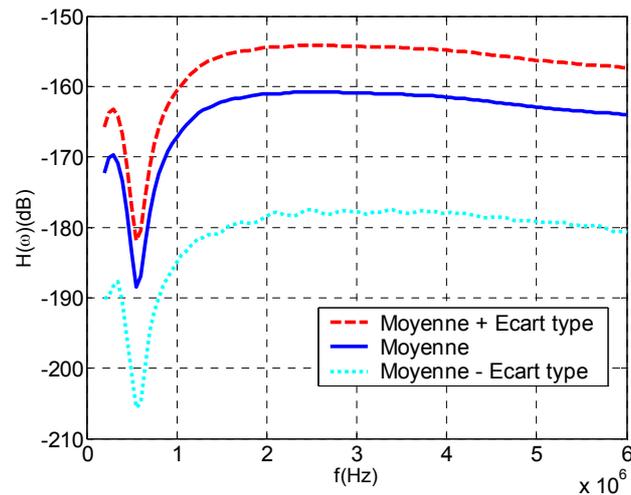


Figure 3-66 : Étude statistique de la fonction de transfert à -2500m.

La valeur moyenne de la fonction de transfert à -2500 mètres est d'environ -87dB à 2MHz. Si nous prenons en compte l'écart type, la fonction de transfert vaut -80dB lorsque l'écart type est ajouté et -105dB lorsqu'il est retranché. Comme pour la fonction de transfert à -400 mètres, ces valeurs ne sont pas symétriques par rapport à la valeur moyenne.

Les variations de la fonction de transfert sont plus influencées par les caractéristiques du sous-sol à -2500 mètres qu'à -400 mètres. En effet, l'écart maximal atteint les 25dB de différence lorsque nous étudions l'interface à -2500 mètres, soit 10dB de plus que dans le cas de l'interface à -400 mètres. Cela semble logique étant donné que ce qui se passe à -2500 mètres dépend entre autres de ce qu'il se passe à -400 mètres.

## VII - CHAPITRE 3 : CONCLUSION.

Au cours de ce chapitre, divers paramètres qui pourraient avoir une influence sur les performances de l'antenne ont été étudiés. Les conclusions que nous pouvons tirer de cette étude sont que l'impédance dépend du sol sur lequel elle est posée, c'est-à-dire qu'elle dépend de la permittivité et de la conductivité du sol, mais elle dépend aussi des caractéristiques mêmes de l'antenne, telles que son rayon ou encore les valeurs des résistances d'amortissement. Généralement, les conséquences de la variation de l'un ou l'autre des paramètres ont plus d'influence sur la partie réelle de l'impédance que sur la capacité.

En ce qui concerne le rayonnement de l'antenne, nous avons vu qu'il est fortement dissymétrique, le lobe secondaire étant même plus important que le lobe principal de rayonnement. C'est un phénomène qui peut être intéressant pour dépointer l'antenne, mais

---

peut devenir contraignant pour réussir à dissocier les échos dus aux deux lobes (principal et secondaire) lors du traitement des données.

Le déphasage entre deux ou trois antennes étudiées en même temps permet de contrôler la direction de rayonnement maximal du champ ce qui peut être intéressant suivant les applications envisagées.

Nous avons aussi mis en évidence que dans le cas du modèle de sol de Ph. Paillou, il est tout à fait possible d'assimiler les trois premières couches de ce modèle à une seule couche de permittivité et conductivité équivalentes. Cela permet de simplifier le sol et d'avoir moins de paramètres à prendre en compte et/ou modifier lors d'une étude statistique par exemple.

L'influence des caractéristiques d'un sol sur le bilan de liaison de l'antenne a aussi été mise en évidence pour deux profondeurs. Il est alors clair qu'une variation des paramètres du sol a un impact direct sur les résultats de la fonction de transfert d'une interface.



CHAPITRE 4 :

APPLICATION À L'ÉTUDE DE

LA DUNE DU PYLA



## I - INTRODUCTION

Nous allons ici faire l'étude du monopole du radar de la mission Netlander. Pour cela nous allons tout d'abord donner la représentation complète de la dune que nous avons utilisée pour certaines des simulations F.D.T.D. L'influence de divers paramètres sur l'impédance de l'antenne sera étudiée et enfin, les échos revenant du sous-sol de la dune du Pyla seront observés. L'intérêt de ce chapitre est de comparer les résultats obtenus lors des mesures effectuées par le C.E.T.P. sur la dune avec les résultats de simulations.

## II - LES MESURES SUR LA DUNE DU PYLA.

Dans un premier temps les mesures sur la dune seront présentées de façon très générale. Pour cela, le modèle équivalent à la dune que nous utiliserons pour les simulations sera décrit, ainsi que la configuration des antennes lors des mesures du 17 octobre 2002.

Dans un second temps, les résultats de mesures d'impédance, puis des échos renvoyés par le sous-sol de la dune, seront étudiés.

### II.1 Généralités.

L'allure de la dune telle que nous la simulerons dans certains cas est présentée sur la *Figure 4-1*. Les paléosols P2 (IJ), P3 (MN+NE) et P4 (KL+LE) sont de composition identique et leur épaisseur de quelques dizaines de centimètres. Le paléosol P1 (AB) se trouve sur une couche saturée en eau à la base de la dune. Ces paléosols sont susceptibles de modifier la propagation des ondes émises par le radar dans la dune.

L'océan se situe sur la gauche de notre schéma et la forêt landaise se situe sur la droite. Le générateur est positionné en G, les points C et D délimitent la largeur de la zone relativement plane où ont été faites les mesures au sommet de la dune.

Cette représentation nous a été fournie par le C.E.T.P., elle reste très approximative. Elle va cependant nous permettre de nous faire une idée de l'influence que peuvent avoir certains paramètres (tels que les pentes de la dune ou bien la présence de paléosols) sur les échos renvoyés par la dune.

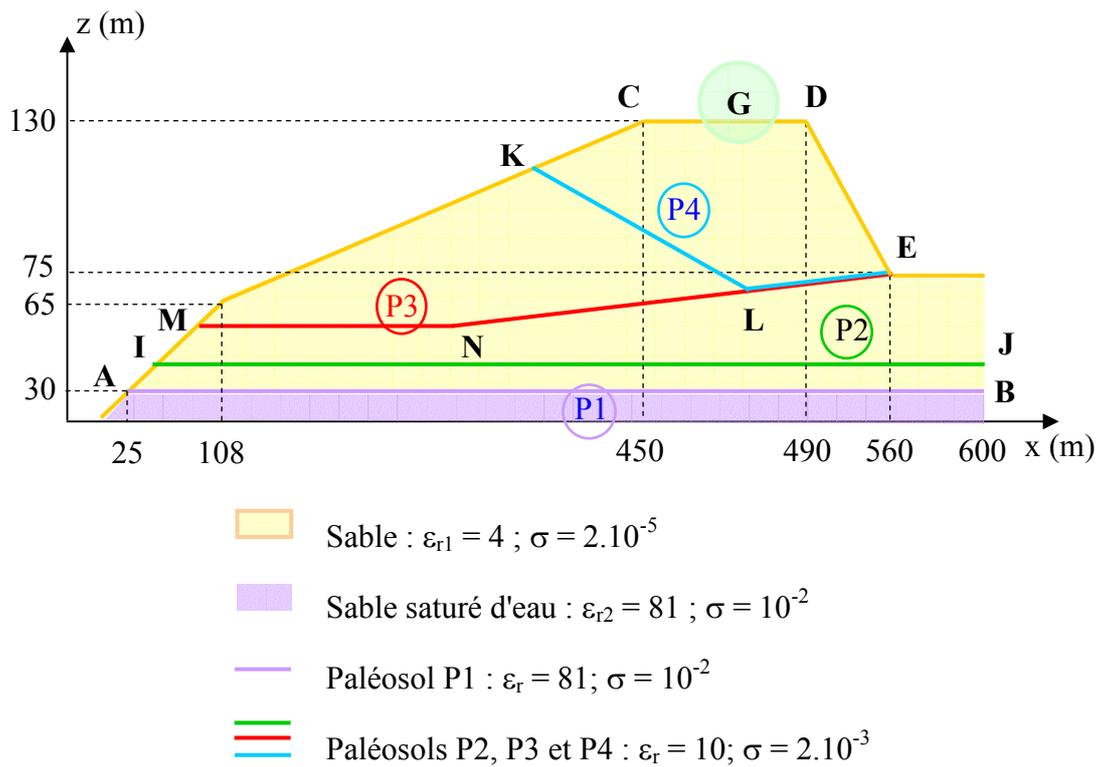


Figure 4-1 : Représentation simplifiée de la dune du Pyla – Coupe transversale.

## II.2 Configuration des antennes.

Les mesures, visant à valider le fonctionnement du radar, ont été réalisées sur une des parties les plus hautes de la dune du Pyla et relativement plane. Les résultats de mesure que nous allons étudier ici ont été obtenus en 2002, et à cette époque, l'électronique du radar n'était pas celle présentée dans le chapitre 2, mais une version antérieure et donc légèrement moins performante.

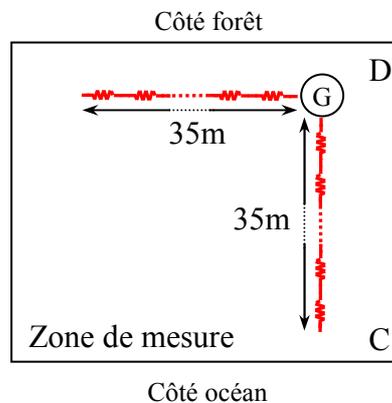


Figure 4-2 : Représentation de la zone de mesure vue du dessus.

Lorsque les mesures que nous allons présenter ont été réalisées sur la dune du Pyla, deux monopoles de 35 mètres de longueur étaient utilisés : l'un orienté parallèlement à la côte (de G vers l'arrière de la dune), l'autre perpendiculairement à la côte (de G vers C) comme le montre la *Figure 4-2*.

L'étude suivante va porter sur les résultats de mesures que le C.E.T.P. a effectué sur la dune du Pyla.

### **III - ÉTUDE DE L'IMPÉDANCE**

Nous allons étudier ici l'impédance de l'antenne du C.E.T.P. Nous allons présenter dans un premier temps les résultats des mesures qui ont été effectuées sur la dune du Pyla, puis dans un second temps, le but a été de retrouver ses résultats en effectuant des simulations F.D.T.D. L'influence de divers phénomènes sur l'impédance de l'antenne sera étudiée.

#### **III.1 Les résultats de mesure.**

Nous allons vous présenter ci-dessous divers résultats obtenus en octobre 2002 sur la dune du Pyla. Diverses mesures ont été faites par le C.E.T.P., tout d'abord une mesure d'impédance sur sol relativement sec, puis une autre sur sol plus humide (après une averse) et enfin trois dernières mesures pour un déroulement variable de l'antenne toujours après l'averse.

##### **III.1.1 Mesure sur un sol relativement sec et sur un sol humide.**

Nous allons ici regarder les résultats de mesures obtenus juste avant une averse et juste après l'averse.

Les figures suivantes montrent que l'influence de l'averse n'est pas significative sur les résultats de l'impédance de l'antenne. Nous pouvons imaginer que l'averse n'a pas été suffisante pour modifier de façon significative les caractéristiques du sol sous l'antenne ou alors elles ne l'ont pas été sur une profondeur suffisamment grande pour modifier les résultats. Nous chercherons plus loin à confirmer ou non cette hypothèse.

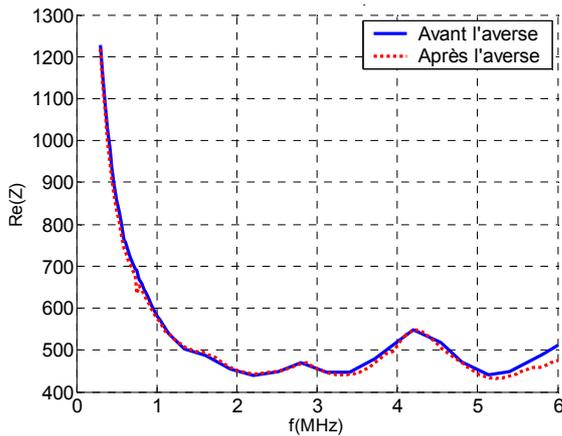


Figure 4-3 : Partie réelle de l'impédance. Influence d'une averse.

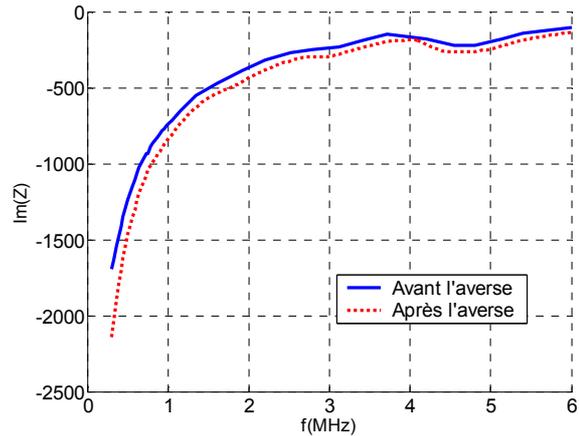


Figure 4-4 : Partie imaginaire de l'impédance. Influence d'une averse.

Les ondulations que nous pouvons voir aux alentours de 3 MHz et 4 MHz pourraient être dues à un mauvais amortissement de l'antenne, ce qui n'est pas étonnant. Comme nous l'avons dit dans le chapitre 3 (paragraphe II.1.1), les résistances utilisées par le C.E.T.P. pour amortir l'antenne n'étaient pas cohérentes avec le rayon de fil. Pourtant, les simulations que nous avons faites en considérant cette « erreur » n'ont pas fait apparaître de tels pics au niveau de l'impédance. Ces pics sont alors sans doute dus à l'électronique du radar, que nous ne pouvons pas prendre en compte.

### III.1.2 Mesures de différents déroulements de l'antenne.

Il est à noter que dans le cadre de la mission Netlander, chaque antenne électrique devait être déployée grâce à une fusée positionnée à son extrémité. L'éjection de la fusée aurait permis à l'antenne de se dérouler. Dans ces conditions, nous avons choisi d'envisager le cas où l'antenne de 35 mètres ne pourrait se déployer correctement sur toute sa longueur et regarder les conséquences sur l'impédance.

Lors des manipulations sur la dune du Pyla, des mesures ont été faites en considérant que l'extrémité libre de l'antenne n'est pas posée correctement sur le sol mais forme une boule. Deux cas ont été considérés : l'antenne correctement déroulée sur 15 mètres puis sur 25 mètres.

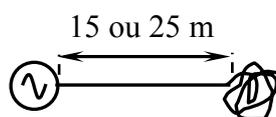
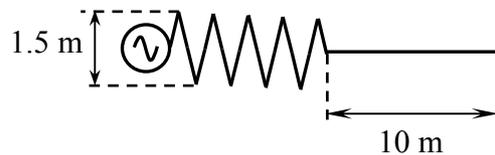


Figure 4-5 : Schéma simplifié de l'antenne dans le cas d'un mauvais déroulement.

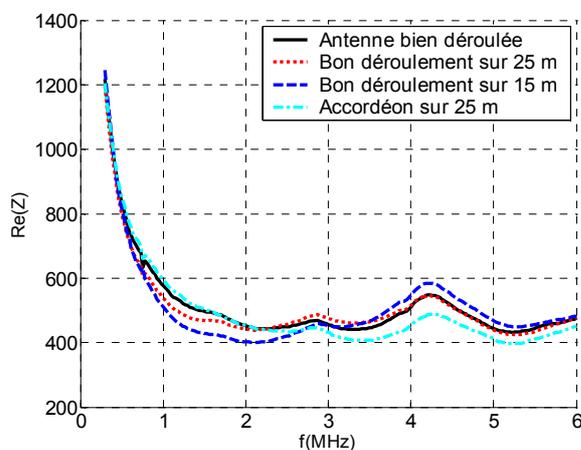
Un schéma simplifié de l'antenne, ne faisant pas apparaître les résistances réparties le long du monopole est présenté en *Figure 4-5*.

Un autre cas sera étudié, celui où l'antenne se déroule en « accordéon » sur 25 mètres, juste après le générateur, comme montré ci-dessous :

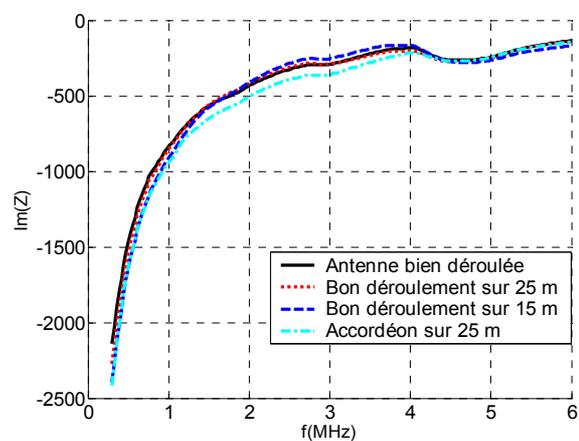


*Figure 4-6 : Schéma simplifié de l'antenne partiellement déroulée en « accordéon »*

Les résultats de mesures obtenus sont les suivants :



*Figure 4-7 : Partie réelle de l'impédance. Influence du déroulement de l'antenne.*



*Figure 4-8 : Partie imaginaire de l'impédance. Influence du déroulement de l'antenne.*

La partie imaginaire de l'impédance reste sensiblement la même quel que soit le cas considéré. Pour la partie réelle, les résultats restent relativement proches, nous pouvons toutefois voir que lorsque l'antenne est correctement déroulée sur 25 mètres, le résultat est quasiment identique que lorsqu'elle est totalement déployée. La différence est plus visible avec le cas où l'antenne est correctement déployée sur 15 mètres. Ces constatations sembleraient vouloir dire qu'un déroulement complet de l'antenne n'est pas forcément nécessaire à son bon fonctionnement. Cela dit, nous essayerons de voir un peu plus loin s'il existe une longueur de déroulement limite de l'antenne en dessous de laquelle les résultats ne sont plus cohérents. Lorsque l'antenne se déroule en « accordéon », la différence avec l'antenne bien déployée n'est visible qu'à partir de 2 MHz.

### III.2 Approche théorique du monopole.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, l'antenne est reliée à un "cylindre métallique" qui représente le module de surface de la mission Netlander. Le matériel de mesure qui est utilisé doit être pris en compte, comme par exemple l'analyseur de réseau. Pour chaque paramètre étudié, nous comparerons d'abord son effet sur les résultats d'impédance, avec les résultats de mesure, puis nous verrons quel autre paramètre modifier pour se rapprocher au maximum des résultats de mesure.

#### III.2.1 Étude du monopole et du module de surface.

##### a - Étude des résultats de mesure.

Le module de surface est un cylindre métallique de 80 cm de diamètre et de 20 cm de hauteur qui est, rappelons le, modélisé par un parallélépipède de base carrée (1 mètre de côté) et de hauteur 0.5 mètres.

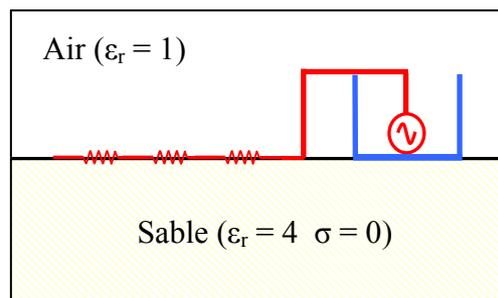


Figure 4-9 : Influence du cylindre métallique.

Afin d'étudier l'influence du cylindre, deux simulations seront faites : l'une considérant l'antenne sans le cylindre métallique, l'autre considérant l'antenne avec le cylindre métallique. Ces résultats seront comparés avec les résultats de mesure du monopôle, présentés en *Figure 4-3* pour la partie réelle de l'impédance et en *Figure 4-4* pour la partie imaginaire.

Nous pouvons voir ci-dessous que le module de surface a une influence non négligeable sur l'impédance de l'antenne. La présence du cylindre augmente la partie réelle de l'impédance d'environ 60  $\Omega$  sur toute la bande de fréquence considérée. La capacité est elle aussi augmentée en présence du module de surface métallique.

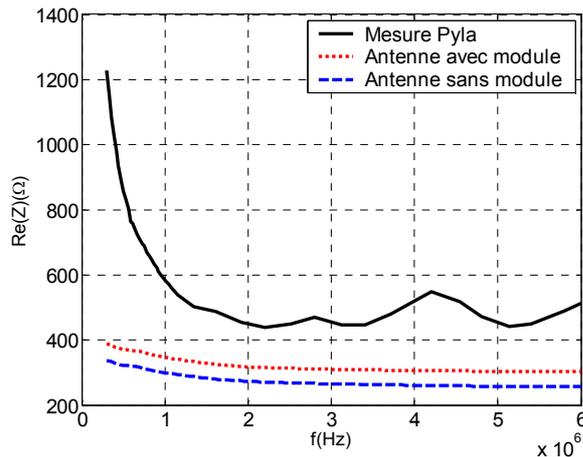


Figure 4-10 : Influence de la présence du module de surface sur la partie réelle de l'impédance.

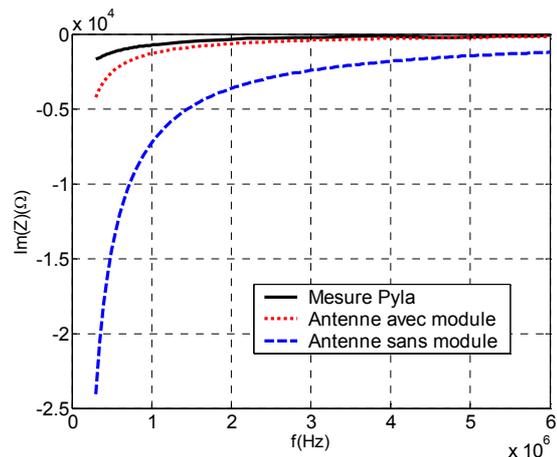


Figure 4-11 : Influence de la présence du module de surface sur la partie imaginaire de l'impédance.

Si nous comparons maintenant ces résultats avec ceux obtenus lors des mesures sur le Pyla, nous pouvons voir que les simulations les plus proches des mesures sont celles obtenues pour l'antenne avec le module de surface, ce qui paraît logique. Cependant, les résultats de simulation prenant en compte le module de surface restent relativement éloignés des résultats de mesure sur la dune du Pyla. En effet, nous pouvons voir d'une part que le niveau de la partie réelle est globalement plus faible pour les résultats de simulation que pour les résultats de mesure. D'autre part, aux basses fréquences le niveau des résultats de mesures est beaucoup plus élevé que celui des résultats de simulation. En ce qui concerne la capacité, les résultats de simulation se rapprochent sensiblement des résultats de mesures lorsque le module de surface est considéré. La différence entre manipulations et simulations est toutefois plus flagrante aux fréquences les plus basses.

Nous allons maintenant de voir comment corriger ces divergences.

#### *b - Interprétation des résultats.*

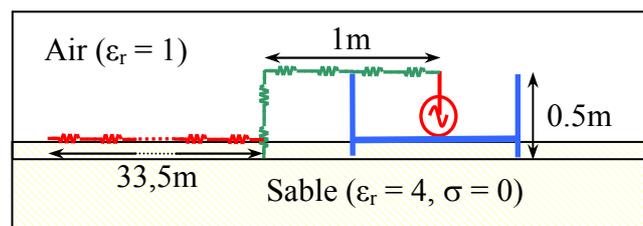
En ce qui concerne le niveau globalement élevé de l'impédance mesurée par rapport aux simulations, il faudra sans doute étudier l'antenne en présence du matériel de mesure. En effet, dans le chapitre 3 (paragraphe 0), nous avons vu que la partie réelle de l'impédance de l'antenne augmente lorsque la permittivité du sol sur lequel elle est posée diminue. Or, pour une permittivité  $\epsilon_r = 2$  la partie réelle de l'impédance restait inférieure à 350  $\Omega$  et donc aux résultats obtenus lors des manipulations sur la dune du Pyla (plus de 400  $\Omega$ ). La permittivité du sable étant environ  $\epsilon_r = 4$  (ou plus si le sable est humide), le niveau globalement haut de la

partie réelle de l'impédance mesurée ne peut pas être approché en simulation grâce à une variation de permittivité.

Nous allons donc dans un premier temps nous intéresser à l'influence du matériel de mesure et aux erreurs éventuelles de représentation de l'antenne et du module de surface en simulation. Dans un second temps, l'influence de la conductivité du sol sur lequel nous simulons l'antenne et le matériel de mesure seront pris en compte. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3 (paragraphe II.2.4) cela devrait remonter le niveau de l'impédance aux fréquences les plus basses. Parmi les valeurs de conductivité que nous avons alors testées,  $\sigma = 2.5 \cdot 10^{-5}$  semble la plus proche de la valeur qui nous intéresse aux basses fréquences.

### III.2.2 Influence de la position des résistances sur le fil de l'antenne.

Comme nous l'avons vu sur la *Figure 4-9*, la partie de l'antenne où se trouvent les charges d'amortissement est totalement posée sur le sol et le fil a donc été « rallongé » de manière à aller le connecter au niveau du générateur dans le module de surface. Cela revenait donc à modéliser une antenne de 36.5m (dont 1.75m sans résistance après le générateur) au lieu de l'antenne de 35m que nous voulons étudier. Nous allons tout de même vérifier l'influence de la distance entre la première résistance et le générateur sur l'impédance de l'antenne en comparant le modèle considérant que les résistances d'amortissement se trouvent à 1.75m après le générateur (*Figure 4-9*) au modèle considérant que les résistances se trouvent à 0.25m (*Figure 4-12*).



*Figure 4-12 : Prise en compte plus réaliste des résistances réparties le long de l'antenne.*

Il semble bon de préciser ici que pour pouvoir modéliser le module de surface nous prenons un maillage F.D.T.D. élémentaire de 0.25m. En ce qui concerne l'antenne utilisée lors des mesures, les résistances sont réparties tous les mètres. Afin de simuler correctement cette répartition malgré un maillage de 0.25m, nous avons réparti chacune des résistances utilisées en mesure sur quatre mailles comme l'explique la figure ci-dessous :

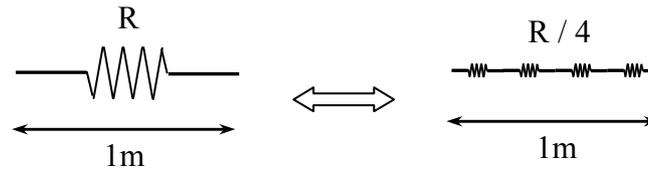


Figure 4-13 : Représentation fine de l'antenne.

Cela étant précisé, les Figure 4-9 et Figure 4-12 présentent les résultats concernant les deux modélisations :

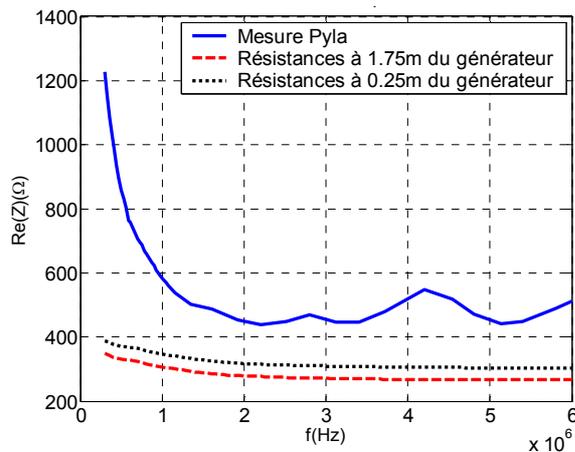


Figure 4-14 : Influence de la position des résistances sur l'antenne sur partie réelle de l'impédance.

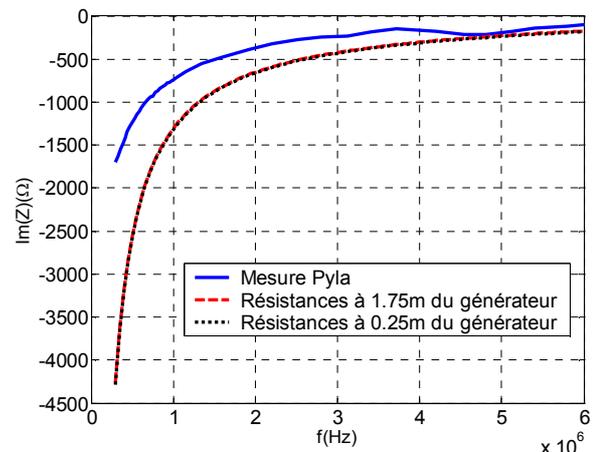


Figure 4-15 : Influence de la position des résistances sur l'antenne sur partie imaginaire de l'impédance.

Nous pouvons conclure ici que la position des résistances sur l'antenne par rapport au générateur a une influence non négligeable sur l'impédance de l'antenne. En effet, lorsque les résistances sont à 1.75m du générateur, la partie réelle de l'impédance est plus faible que lorsque les résistances sont positionnées juste après le générateur. Cette différence est d'environ  $40\Omega$  à 2MHz. En ce qui concerne la capacité, la position des résistances le long de l'antenne n'a pas eu d'influence.

A partir de maintenant l'antenne sera simulée en accord avec le modèle présenté en Figure 4-12. Nous venons de prendre en compte un paramètre qui a permis d'approcher un peu plus les résultats de mesure. Cependant, le niveau de la partie réelle de l'impédance n'est pas suffisamment haut. Il faut donc continuer à prendre en compte les divers paramètres pouvant avoir une influence sur l'antenne. Nous allons pour cela nous intéresser à la taille du module de surface.

### III.2.3 Influence de la taille du module de surface.

Étant donné que la boîte métallique simulée n'est pas exactement identique au module de surface étudié, regardons l'influence de la taille de cette boîte sur l'impédance. Pour cela, les dimensions de la boîte varient dans les trois dimensions.

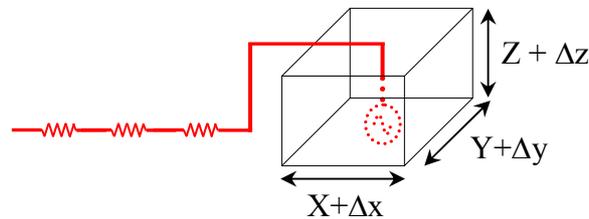


Figure 4-16 : Variation de la taille du parallélépipède métallique.

La boîte dite de référence (celle que nous utilisons dans toutes nos simulations) est telle que :  $X = 1\text{m}$ ,  $Y = 1\text{m}$  et  $Z = 0.5\text{m}$  et  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0$ .

Les résultats présentés sont ceux obtenus pour un monopole posé sur un sol dont les caractéristiques sont :  $\epsilon_r = 4$  et  $\sigma = 0$ .

#### a - Variations de la dimension suivant Ox.

Nous allons étudier ici l'influence d'une variation  $\Delta x$  de la taille de la boîte. Nous présentons trois cas :  $\Delta x = 0\text{m}$ ,  $\Delta x = 0.25\text{m}$  et  $\Delta x = 0.5\text{m}$

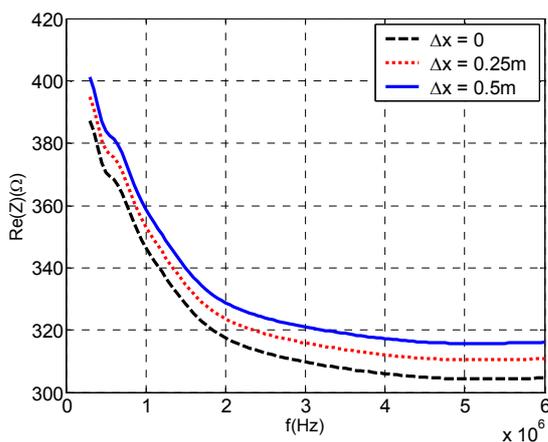


Figure 4-17 : Influence de  $\Delta x$  sur la partie réelle de l'impédance.

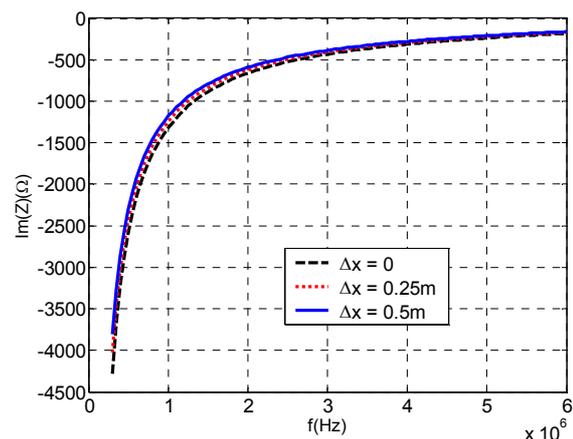


Figure 4-18 : Influence de  $\Delta x$  sur la partie imaginaire de l'impédance.

Lorsque  $\Delta x$  augmente, la partie réelle de l'impédance et la capacité augmentent. Pour la partie réelle, les conséquences d'une diminution de la taille de la boîte restent relativement

faibles. En effet, une diminution de 50% du  $\Delta x$  de la boîte de référence, n'entraîne qu'une différence d'environ  $5\Omega$  sur la partie réelle de l'impédance (elle passe de  $323.6\Omega$  à  $328.8\Omega$ ), soit une erreur inférieure à 2% à 2MHz

*b - Variations de la dimension suivant  $Oy$ .*

Nous allons maintenant nous intéresser aux variations suivantes :  $\Delta y = 0m$ ,  $\Delta y = 0.25$  et  $\Delta y = 0.5m$ .

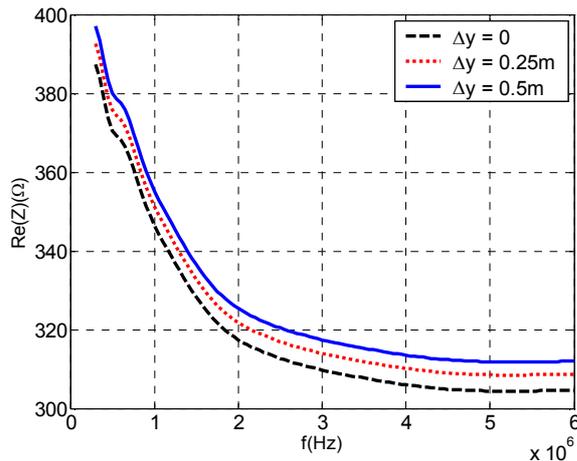


Figure 4-19 : Influence de  $\Delta y$  sur la partie réelle de l'impédance.

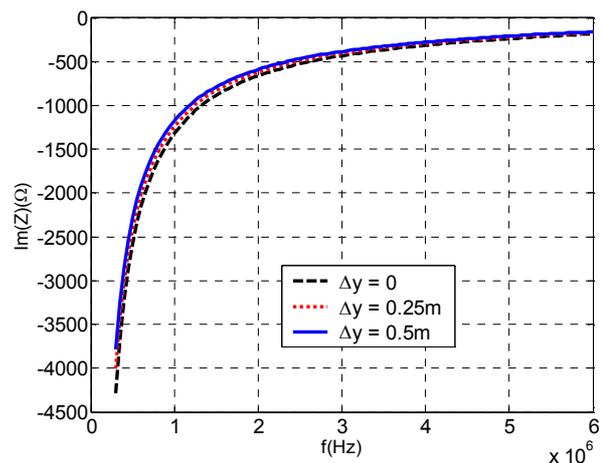


Figure 4-20 : Influence de  $\Delta y$  sur la partie imaginaire de l'impédance.

Ici encore, les parties réelle et imaginaire de l'impédance varient dans le même sens que la taille de la boîte. En ce qui concerne la partie réelle, l'influence de  $\Delta y$  est moins importante que celle de  $\Delta x$ . En effet, si à 2MHz dans le même cas que précédemment ( $\Delta y$  passe de 0.25m à 0.5m) la différence sur la partie réelle de l'impédance est d'environ  $3\Omega$ , soit une erreur proche de 1%.

*c - Variations de la dimension suivant  $Oz$ .*

Les résultats que nous présentons un peu plus bas, correspondent à  $\Delta z = 0m$ ,  $\Delta z = 0.25m$  et  $\Delta z = 0.5m$ .

Ici encore, la partie réelle de l'impédance et la capacité augmentent avec la taille de la boîte métallique. L'influence de la variation de  $\Delta z$  sur l'impédance semble être de même importance que celle des variations de  $\Delta y$ . Cependant, nous pouvons voir que lorsque la fréquence augmente, les écarts d'impédance sont de plus en plus importants, mais restent cela

dit négligeables. A 2MHz, la variation de la partie réelle est d'environ  $3\Omega$ , soit une erreur proche de 1%.

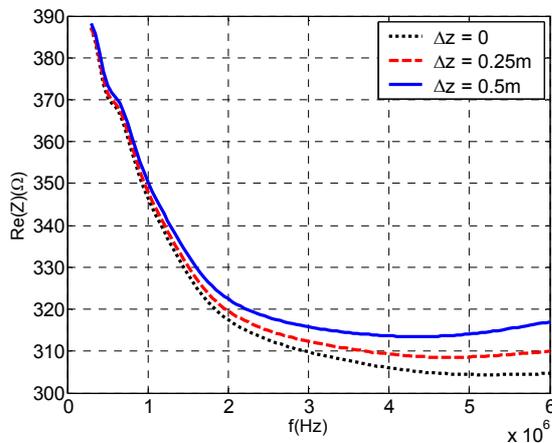


Figure 4-21 : Influence de  $\Delta z$  sur la partie réelle de l'impédance.

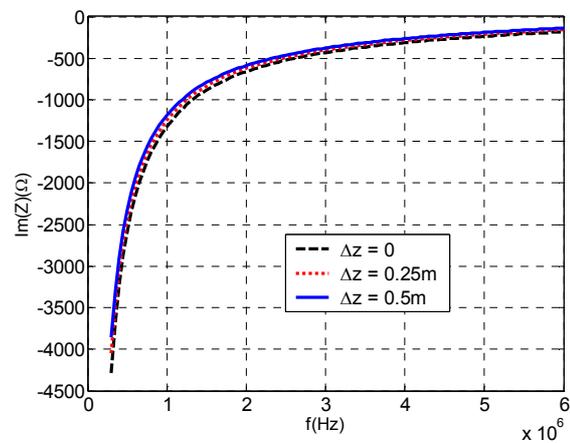


Figure 4-22 : Influence de  $\Delta z$  sur la partie imaginaire de l'impédance.

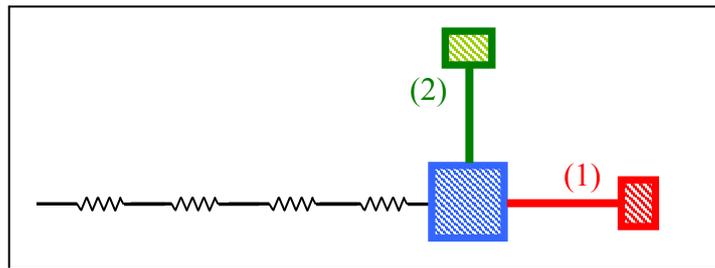
Les résultats que nous venons d'évoquer concernant la variation des dimensions du module de surface, permettent de conclure qu'une variation non démesurée de la taille du module de surface est de conséquence négligeable sur l'impédance de l'antenne. Lorsque la taille de la boîte augmente, la partie réelle de l'impédance et la capacité augmentent légèrement elles aussi.

Les dimensions du module de surface que nous avons simulé (1m x 1m x 0.5m) étant déjà relativement proches de la réalité (0.8m x 0.8m x 0.2m), ce n'est pas ce paramètre qui va nous permettre de nous rapprocher des résultats de mesure. Nous continuerons donc à simuler le module de surface avec les mêmes dimensions que jusqu'à présent. Nous allons maintenant nous intéresser à l'influence de l'analyseur de réseau.

### III.2.4 Influence de la présence de l'analyseur de réseau.

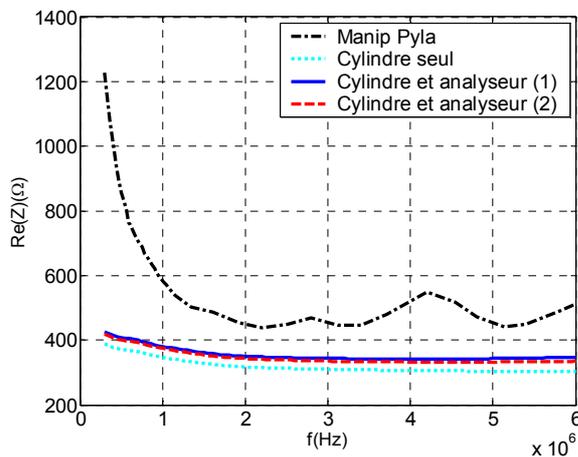
Nous allons regarder ici si les appareils de mesure tel qu'un analyseur de réseau peuvent avoir une influence sur l'impédance de l'antenne. De même que le module de surface, l'analyseur de réseau sera modélisé par un parallélépipède de hauteur 0.5 mètres et de base rectangulaire (1m x 0.75m). L'analyseur de réseau sera relié par un câble de un mètre au module de surface et nous considérerons deux cas : tout d'abord le câble et l'analyseur seront dans l'alignement de l'antenne (1) puis ils seront perpendiculaires à l'alignement de l'antenne (2) comme montré sur la Figure 4-23. L'antenne et le module de surface sont toujours

représentés tels que nous les avons décrits *Figure 4-12* mais nous allons ici présenter une vue de dessus afin de mieux représenter les deux configurations de l'analyseur :

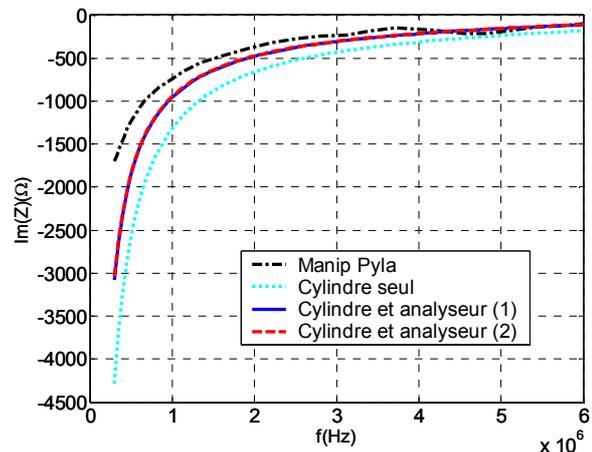


*Figure 4-23 : Les deux configurations de l'analyseur de réseau.*

Les résultats que nous avons obtenus pour les deux configurations (le sol considéré est tel que  $\epsilon_r = 4$  et  $\sigma = 0$ .) sont donnés ci-dessous :



*Figure 4-24 : Influence de l'analyseur de réseau sur la partie réelle de l'impédance de l'antenne.*



*Figure 4-25 : Influence de l'analyseur de réseau sur la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.*

Comme le module de surface, l'analyseur de réseau a tendance à augmenter la partie réelle de l'impédance de 20 à 40Ω suivant la fréquence et le cas (1) ou (2) considéré. Globalement, lorsque l'analyseur est dans l'alignement de l'antenne, il augmente plus la partie réelle de l'impédance que lorsqu'il lui est perpendiculaire. La capacité est elle aussi augmentée par la présence de l'analyseur, par contre qu'il soit dans l'alignement ou perpendiculaire à l'antenne, la capacité reste la même.

La présence de l'analyseur de réseau n'est pas négligeable et augmente sensiblement le niveau de la partie réelle de l'impédance. C'est un paramètre à prendre en compte par la suite pour atteindre les résultats de mesures.

### III.2.5 Influence de la conductivité du sol sur lequel est posée l'antenne.

Nous avons pour l'instant réussi à augmenter légèrement le niveau de la partie réelle de l'impédance et ainsi nous rapprocher des résultats de mesure. En ce qui concerne les fréquences les plus basses, il faut prendre en compte la conductivité du sous-sol. En effet, nous avons vu au cours du chapitre 3 (paragraphe II.2.4) que la partie réelle de l'impédance augmente aux basses fréquences lorsque la conductivité augmente. En utilisant les résultats alors obtenus, des pertes vont être introduites dans le sol dont les caractéristiques seront les suivantes :  $\epsilon_r = 4$  et  $\sigma = 2.5 \cdot 10^{-5}$ .

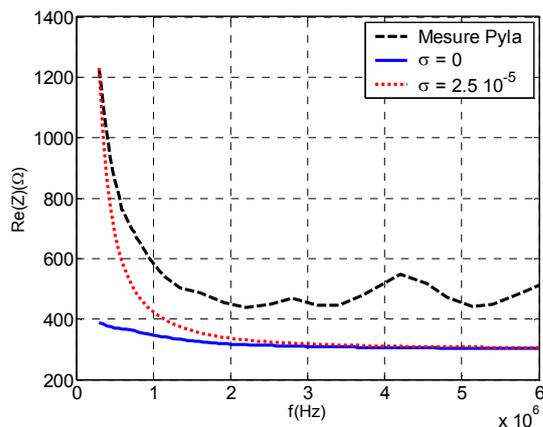


Figure 4-26 : Étude de l'antenne sur un sol à pertes. Partie réelle de l'impédance.

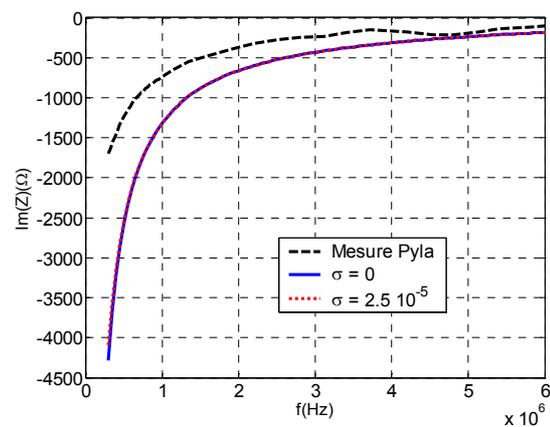


Figure 4-27 : Étude de l'antenne sur un sol à pertes. Partie imaginaire de l'impédance.

Le fait de considérer un milieu à pertes a permis d'obtenir une partie réelle de l'impédance en accord avec les mesures pour les basses fréquences. Même si les deux courbes ne sont pas superposées à ces fréquences, l'ordre de grandeur reste le même.

Nous avons fait varier tous les paramètres que nous pensions susceptibles de modifier l'impédance de l'antenne. Voyons maintenant quelle est l'influence de la variation fréquentielle de la permittivité du sol.

### III.2.6 Influence d'une variation fréquentielle de la permittivité du sol. Sol de type Debye.

Des prélèvements de sable ont été réalisés sur la dune du Pyla par l'équipe du C.E.T.P. Des mesures de permittivité ont été faites ultérieurement et les résultats obtenus pour du sable situé vingt centimètres en dessous de l'antenne seront présentés un peu plus bas.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2 (paragraphe II.5), la permittivité du sol varie en fonction de la fréquence de la manière suivante :

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (4-1)$$

Cette fonction est un filtre de Debye et pour que nous puissions simuler avec le code F.D.T.D. les variations de permittivité en fonction de la fréquence, nous devons évaluer les coefficients  $\varepsilon_s$ ,  $\varepsilon_\infty$  et  $\tau$  de manière à ce que  $\varepsilon_r(\omega)$  soit relativement proche des résultats de permittivité déterminée par le C.E.T.P.

Les mesures de permittivité restent des mesures délicates et nous avons considéré qu'il était possible qu'une certaine erreur de mesure ait été faite. Une marge d'erreur a donc été prise entre les résultats obtenus à partir de l'équation (4-1) et les mesures faites sur la dune. L'impédance de l'antenne a été étudiée en parallèle de manière à prendre en compte en même temps tous les résultats des manipulations, pour être le plus précis possible. De nombreux essais ont été réalisés avant de trouver un bon compromis entre les résultats de permittivité et les résultats d'impédance.

Nous allons maintenant présenter les résultats de mesure de permittivité qui ont été obtenus pour du sable situé vingt centimètres en dessous de l'antenne ainsi que les résultats de simulation utilisant un filtre de Debye du premier ordre pour approcher les mesures.

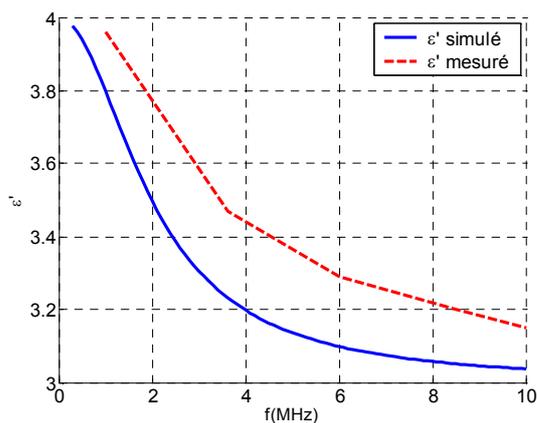


Figure 4-28 : Partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence.

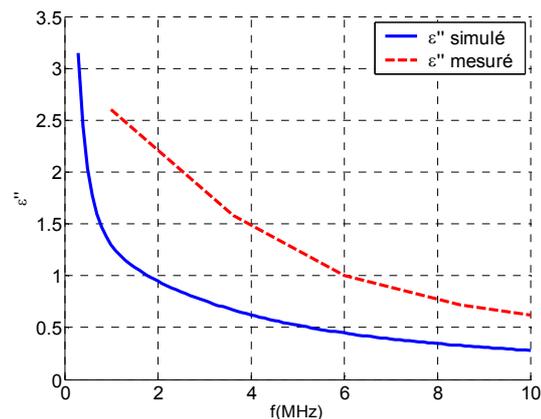
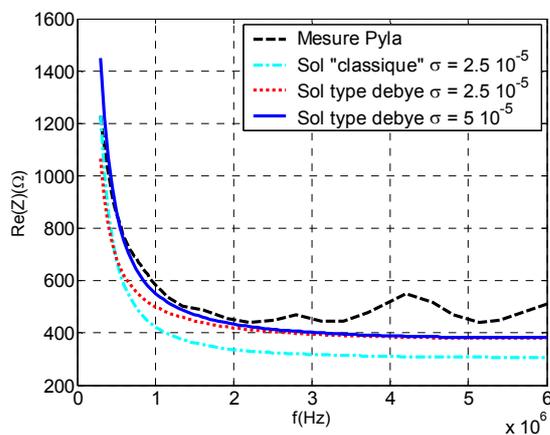


Figure 4-29 : Partie imaginaire de la permittivité en fonction de la fréquence.

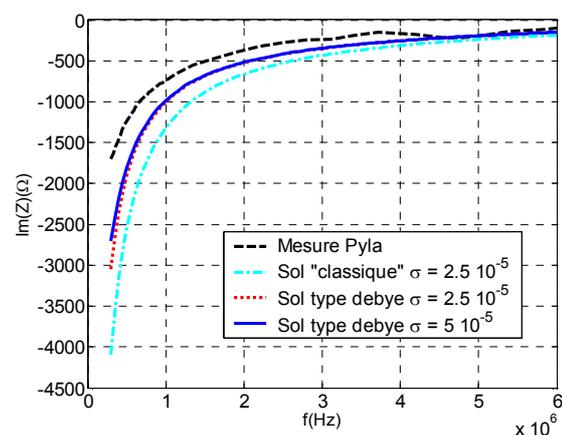
Comme nous l'avons expliqué plus haut, un compromis entre les simulations de permittivité et les simulations d'impédance a été fait. Ceci explique pourquoi les courbes

présentées sur les figures précédentes ne correspondent que de façon très approximative. Cependant, comme nous allons le montrer maintenant, les résultats en impédance sont plutôt proches des mesures. En effet, après plusieurs simulations nous nous sommes aperçu que les meilleurs résultats en impédance n'étaient pas forcément obtenus lorsque les courbes théoriques et expérimentales de la permittivité coïncidaient le mieux.

Les résultats que nous présentons ci-dessous prennent en compte l'antenne et le module de surface tels qu'ils ont été décrits en *Figure 4-12*, ainsi que l'analyseur de réseau. Nous avons, ici encore, introduit des pertes dans le sol et nous avons considéré deux valeurs de conductivité :  $\sigma = 2.5 \cdot 10^{-5}$  et  $\sigma = 5 \cdot 10^{-5}$ . Nous comparerons ces résultats avec les mesures effectuées sur la dune du Pyla et avec le cas « classique » c'est-à-dire que la variation de la permittivité en fonction de la fréquence n'est pas prise en compte.



*Figure 4-30 : Partie réelle de l'impédance de l'antenne posée sur un sol de type Debye.*



*Figure 4-31 : Partie imaginaire de l'impédance de l'antenne posée sur un sol de type Debye.*

Les résultats de simulation sont relativement proches des résultats de mesure. Le fait d'avoir utilisé un milieu de type Debye qui prend en compte la variation fréquentielle de la permittivité a permis de remonter le niveau de la capacité surtout aux fréquences les plus hautes et ainsi approcher les résultats de mesures de façon plus sensible. En effet, la *Figure 4-28* permet de constater qu'aux fréquences les plus élevées la permittivité diminue. De plus il a été montré dans le paragraphe 0 du chapitre 3 que l'impédance (partie réelle et imaginaire) augmente lorsque la permittivité diminue. Il est donc logique que l'application du modèle de Debye remonte l'impédance aux fréquences les plus élevées.

Suivant le même raisonnement, la capacité est améliorée principalement aux basses fréquences. Le phénomène de variation de la permittivité en fonction de la fréquence est donc un facteur qui influence énormément l'impédance. En effet, si nous regardons la partie réelle, à 2MHz par exemple, la différence entre la simulation sur un sol classique et sur un sol de type Debye est d'environ  $85\Omega$ . A 4MHz, cette différence descend à  $75\Omega$ , mais cela reste dans un cas comme dans l'autre une différence non négligeable.

Maintenant que nous avons défini les principaux paramètres à prendre en compte, nous pouvons passer à l'étude de l'influence sur l'impédance du déroulement de l'antenne, puis d'une couche plus humide située à une profondeur variable dans le sous-sol.

### **III.3 Approche théorique du mauvais déroulement de l'antenne.**

L'intérêt ici est d'évaluer l'importance du bon déroulement du monopole sur les performances du radar. Comme nous l'avons vu plus haut, chaque antenne électrique est censée être déployée grâce à une fusée positionnée à son extrémité. L'éjection de la fusée permettrait alors à l'antenne de se dérouler. Dans cette optique, nous allons dans un premier temps étudier l'impédance de l'antenne lorsqu'elle se déroule mal au niveau du générateur. Dans un second temps, un problème de déploiement différent sera étudié, c'est-à-dire que l'extrémité libre de l'antenne se déroule mal. Nous pourrions dans ce cas là comparer les résultats de simulation aux résultats de mesures effectuées par l'équipe du C.E.T.P. sur le Pyla.

Dans chacune de ses études, nous noterons  $L$  la longueur de l'antenne qui se déroule correctement. Les simulations qui seront présentées, ont été effectuées en considérant le module de surface mais aussi l'analyseur de réseau et les résistances à 25 centimètres du générateur. De plus, le sol sur lequel nous avons simulé est celui que nous avons présenté dans le paragraphe III.2.6 de ce chapitre, c'est-à-dire un sol dispersif de type Debye et de conductivité  $\sigma = 5 \cdot 10^{-5}$ .

#### **III.3.1 Déploiement de l'antenne au moyen d'une fusée.**

Nous allons considérer dans ce paragraphe que l'antenne se déploie grâce à une fusée pyrotechnique. L'éventuel mauvais déroulement se situera donc au niveau du générateur comme le montre la figure ci-dessous :

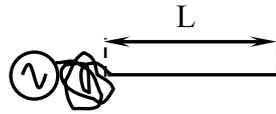


Figure 4-32 : Représentation d'un mauvais déroulement du monopôle.

Afin de simuler ce mauvais déroulement, la partie de l'antenne qui ne se déploie pas correctement est considérée comme restant relativement compacte et a été assimilée à un court-circuit. La partie de l'antenne non déroulée a donc été éliminée. Nous verrons toutefois un peu plus loin ce qu'il se passerait si l'antenne se déployait de façon désordonnée, mais ne présentant pas de court-circuit.

Dans le cas que nous allons étudier ci-dessous, la longueur  $L$  de l'antenne a été diminuée de  $L = 35\text{m}$  à  $L = 5\text{m}$  par pas de  $10\text{m}$ .

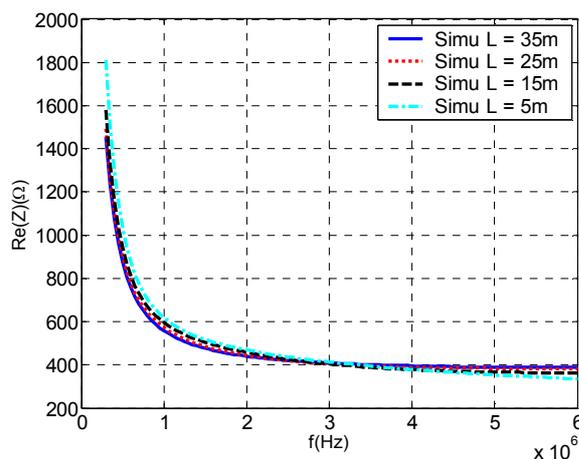


Figure 4-33 : Influence du déroulement au niveau du générateur de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance.

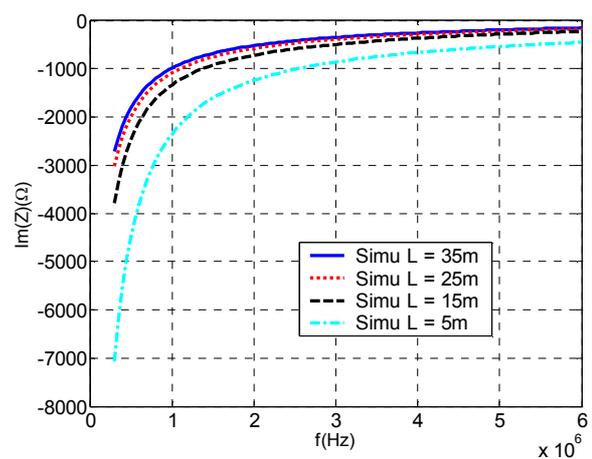


Figure 4-34 : Influence du déroulement au niveau du générateur de l'antenne sur la partie imaginaire de l'impédance.

L'influence d'un mauvais déroulement de l'antenne côté générateur n'a pas une grande influence sur la partie réelle de l'impédance. Les variations occasionnées semblent négligeables. Cela peut se comprendre étant donné que les plus grosses charges d'amortissement sont placées à l'extrémité de l'antenne que nous considérons comme étant toujours déroulée. Nous espérons en effet qu'au moins 5 mètres de l'antenne vont pouvoir être déployés ! Il y a donc toujours amortissement de l'antenne par les plus fortes résistances de la partie déployée de l'antenne. Si nous regardons les variations de la partie réelle, nous

pouvons voir que jusqu'à environ 3MHz, l'impédance diminue lorsque la longueur de l'antenne augmente. Après 3MHz, les courbes s'inversent. Cela dit, la variation d'amplitude est tellement faible, qu'il semble difficile d'en tirer une conclusion.

En ce qui concerne la capacité, elle augmente lorsque la longueur de l'antenne augmente, quelle que soit la fréquence considérée.

Ces résultats restent tout de même surprenants. S'ils sont confirmés, cela voudrait dire qu'il est possible d'étudier l'impédance d'un sol avec une antenne beaucoup plus courte que celle utilisée dans le cadre de la mission Netlander. Il pourrait être intéressant de réaliser des mesures correspondant à cette étude de manière à confirmer ou non ces résultats.

### III.3.2 Autre mode de déroulement de l'antenne.

Nous allons ici utiliser le même principe que dans le paragraphe précédent : la partie de l'antenne qui n'est pas déroulée correctement sera considérée comme étant en court-circuit.

Les résultats fournis par le C.E.T.P. représentent l'antenne telle que la longueur correctement déroulée  $L$  est égale à 35 mètres, 25 mètres et 15 mètres. En ce qui concerne les résultats de simulation, nous avons fait varier  $L$  de 35 mètres à 5 mètres par pas de 5 mètres.

Les résultats de simulation sont les suivants :

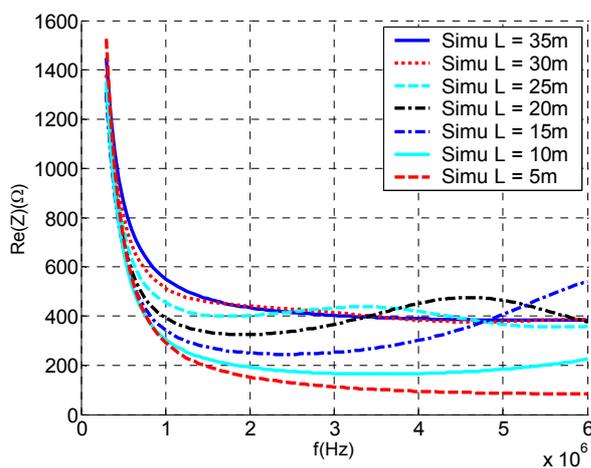


Figure 4-35 : Influence du déroulement de l'antenne en son extrémité libre sur la partie réelle de l'impédance.

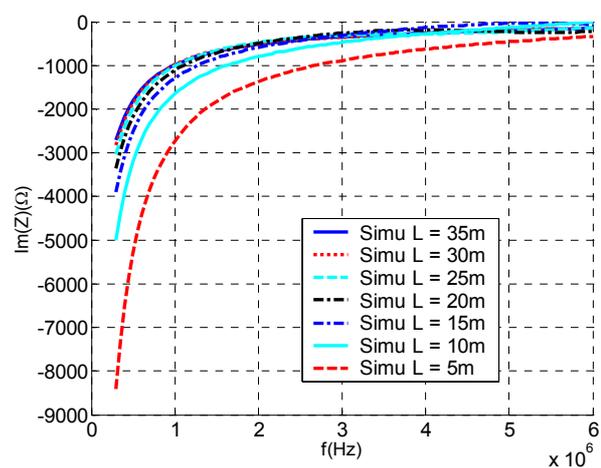


Figure 4-36 : Influence du déroulement de l'antenne en son extrémité libre sur la partie imaginaire de l'impédance.

Concernant la partie réelle de l'impédance, les constatations sont multiples. Tout d'abord, si nous regardons jusqu'à environ 2MHz, l'impédance diminue lorsque la longueur

correctement déroulée de l'antenne diminue. Pour les fréquences supérieures à 2MHz, nous pouvons voir que pour certains cas, la partie réelle de l'impédance oscille. Lorsque nous réduisons la taille de l'antenne, nous enlevons aussi les résistances qui amortissent l'antenne. La valeur des résistances est de plus en plus élevée au fur et à mesure que nous nous éloignons du générateur pour nous rapprocher de l'extrémité libre de l'antenne. Étant donné que nous réduisons l'antenne par son extrémité libre, ce sont les résistances de plus fortes valeurs qui sont court-circuitées les premières. Donc au fur et à mesure que la longueur de l'antenne diminue, elle est de moins en moins amortie et sa fréquence de résonance augmente. Ce phénomène est directement lié à la relation suivante :

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (4-2)$$

$\lambda$  étant lié à la longueur de l'antenne, la fréquence de résonance de l'antenne augmente lorsque la longueur de l'antenne diminue. C'est ce que nous pouvons voir sur la *Figure 4-35* : la courbe d'impédance pour  $L = 30\text{m}$  oscille légèrement autour de celle obtenue lorsque l'antenne est parfaitement déroulée. Lorsque  $L < 30\text{m}$  les oscillations sont plus visibles, et nous voyons bien la fréquence de résonance se déplacer vers les plus hautes fréquences. Lorsque l'antenne est la plus courte (c'est-à-dire qu'elle ne s'est quasiment pas déroulée) la fréquence de résonance est trop élevée pour que nous puissions l'observer.

Concernant la partie imaginaire de l'impédance, nous pouvons faire la même remarque que pour la partie réelle. Pour des fréquences inférieures à 2MHz, la capacité diminue lorsque la longueur de l'antenne diminue. Aux fréquences plus hautes, des oscillations apparaissent de même que pour la partie réelle.

Nous venons ici de montrer que le bon déroulement de l'antenne est primordial pour la bonne visualisation des résultats en impédance. Il semblerait judicieux de faire une étude à une fréquence inférieure ou égale à 2MHz, étant donné que sur cette plage de fréquence les résultats semblent cohérents et ne sont pas encore perturbés par le mauvais amortissement de l'antenne.

Nous allons toutefois comparer ces résultats de simulations aux résultats obtenus lors des manipulations sur la dune du Pyla.

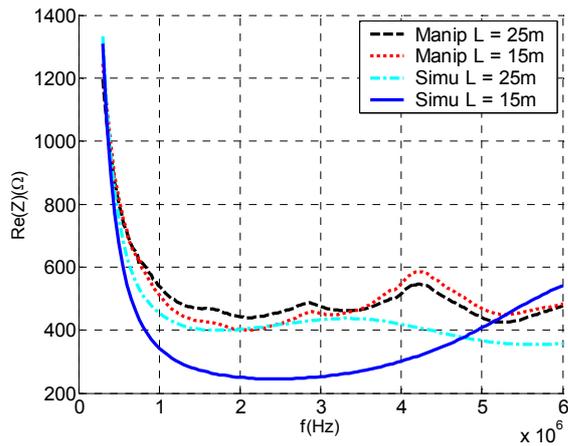


Figure 4-37 : Influence du déroulement de l'antenne sur la partie réelle de l'impédance. Comparaison Mesures / Simulations.

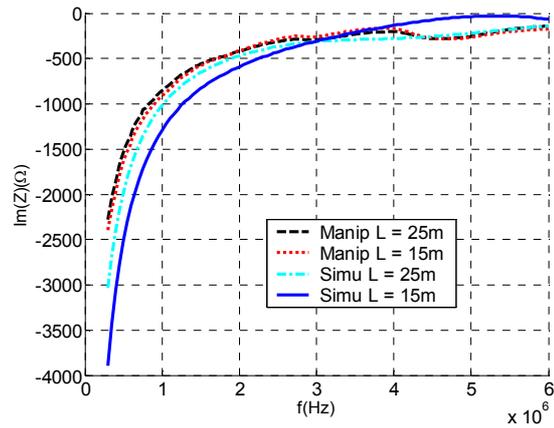


Figure 4-38 : Influence du déroulement de l'antenne sur la partie imaginaire de l'impédance. Comparaison Mesures / Simulations.

En ce qui concerne le cas où  $L = 25\text{m}$ , la simulation correspond plutôt bien aux mesures jusqu'à  $3.5\text{MHz}$ . Au-delà, la partie réelle simulée est plus basse d'environ une centaine d'ohms. Les simulations semblent ne pas être soumises aux mêmes résonances que les mesures. La capacité simulée est elle très proche de la capacité mesurée.

Si nous regardons maintenant le cas où  $L = 15\text{m}$ , l'impédance est globalement différente lorsque nous considérons la mesure ou la simulation.

### III.3.3 Déroulement en accordéon de l'antenne.

Nous allons ici essayer de retrouver les résultats de mesures lorsque l'antenne se déroule en « accordéon ».

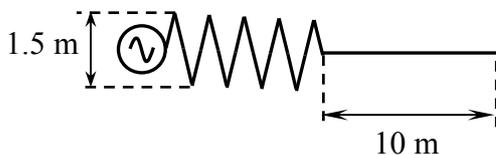


Figure 4-39 : Représentation de l'antenne déroulée en « accordéon ».

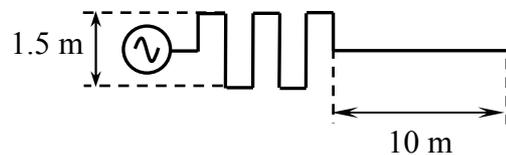


Figure 4-40 : Modélisation équivalente de l'antenne déroulée en « accordéon ».

Le programme F.D.T.D. que nous utilisons pour nos simulations ne permet pas encore de simuler des fils obliques. Il a donc fallu que nous trouvions un modèle le plus représentatif possible de la réalité. C'est ainsi que nous avons assimilé l'« accordéon » pour les mesures à

des créneaux pour la simulation. Les résultats que nous avons obtenus sont donnés ci-dessous :

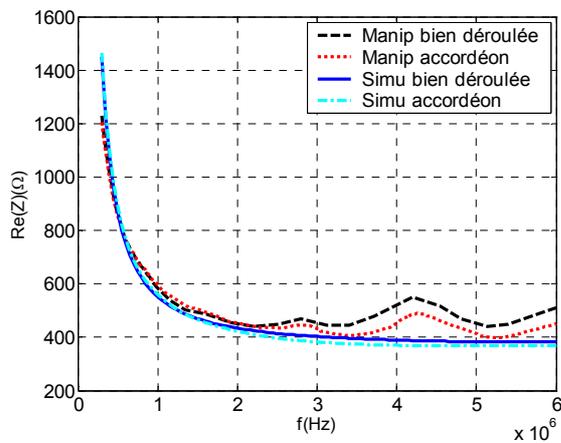


Figure 4-41 : Influence du déroulement de l'antenne en « accordéon » sur la partie réelle de l'impédance.

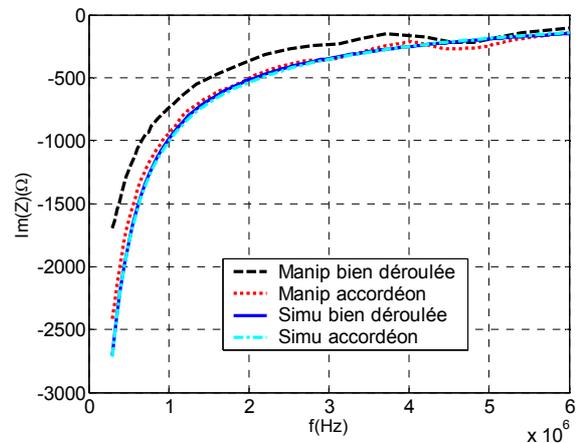


Figure 4-42 : Influence du déroulement de l'antenne en « accordéon » sur la partie imaginaire de l'impédance.

Les résultats de simulation obtenus sont relativement cohérents avec les résultats de mesure. Mis à part les quelques ohms de différence entre les mesures et les simulations, dans les deux cas, la partie réelle de l'impédance est légèrement plus forte lorsque l'antenne est correctement déroulée que lorsqu'elle est déroulée en accordéon.

En ce qui concerne la capacité, les résultats entre manipulation et simulation sont quasiment identiques lorsque l'antenne est déroulée en « accordéon ». Les résultats correspondent un peu moins bien lorsque l'antenne est déroulée de façon normale.

Contrairement au cas où l'antenne ne se déroule pas correctement comme nous l'avons présenté sur la *Figure 4-5*, le déroulement de l'antenne en « accordéon » n'empêche pas d'obtenir des résultats en impédance utilisables.

### III.4 Influence sur l'impédance d'une couche d'eau en profondeur.

Nous allons ici étudier l'impédance d'un monopole en fonction du sous-sol. En effet, nous cherchons à déterminer l'influence que la pluie peut avoir sur l'impédance du monopole lors des mesures sur le Pyla. Nous allons pour cela étudier l'impédance de l'antenne posée sur un sol dont la profondeur de la couche humide varie ( $0.5 \text{ m} < d < 5 \text{ m}$ ).

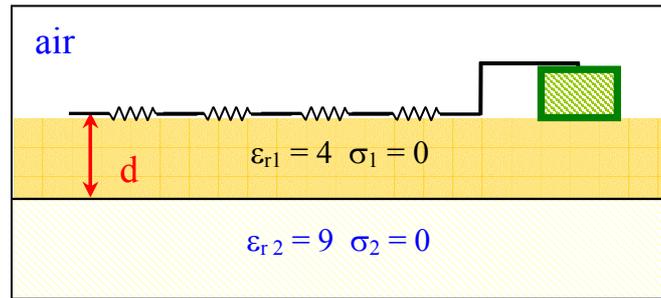


Figure 4-43 : Influence d'une couche humide en profondeur.

Les résultats que nous obtenons sont les suivants :

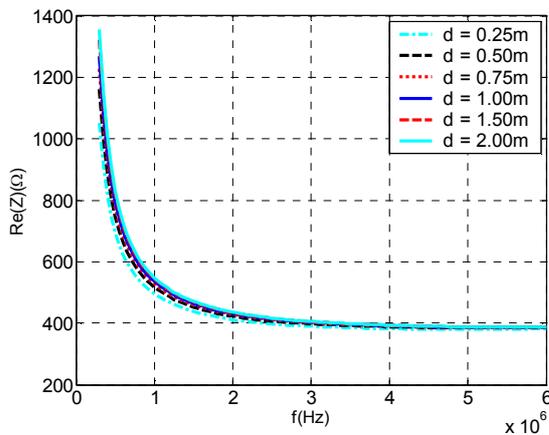


Figure 4-44 : Influence de l'épaisseur de la première couche du sol sur la partie réelle de l'impédance.

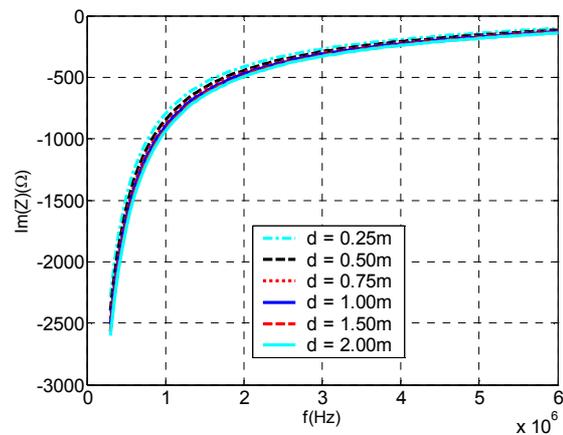


Figure 4-45 : Influence de l'épaisseur de la première couche du sol sur la partie imaginaire de l'impédance.

Les résultats donnés ci-dessus représentent l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de la profondeur  $d$  de la première strate du sous-sol de permittivité  $\epsilon_r = 4$ . La valeur  $d$  représente donc la profondeur à partir de laquelle la couche humide  $\epsilon_r = 9$  commence.

Les variations de l'impédance en fonction de la profondeur  $d$  de la première strate ne sont pas très importantes. Afin de bien se rendre compte de la limite au-delà de laquelle la distance  $d$  n'influe plus sur l'impédance de l'antenne nous avons trouvé intéressant d'étudier la variation de l'impédance en fonction de la profondeur de la première couche à une fréquence donnée ( $f = 2\text{MHz}$  puis  $4\text{MHz}$ ). Dans le cas d'un sol homogène ( $d = \infty$ ) la partie réelle de l'impédance est égale à  $435\Omega$  à  $f = 2\text{MHz}$  et  $390\Omega$  à  $f = 4\text{MHz}$ . Les résultats obtenus sont les suivants :

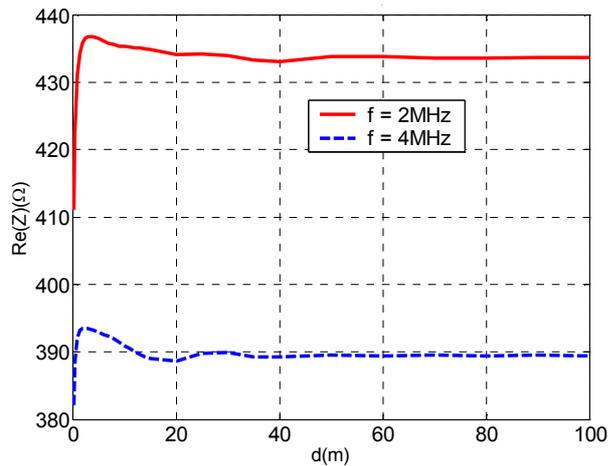


Figure 4-46 : Partie réelle de l'impédance en fonction de l'épaisseur de la première couche à 2MHz et 4MHz.

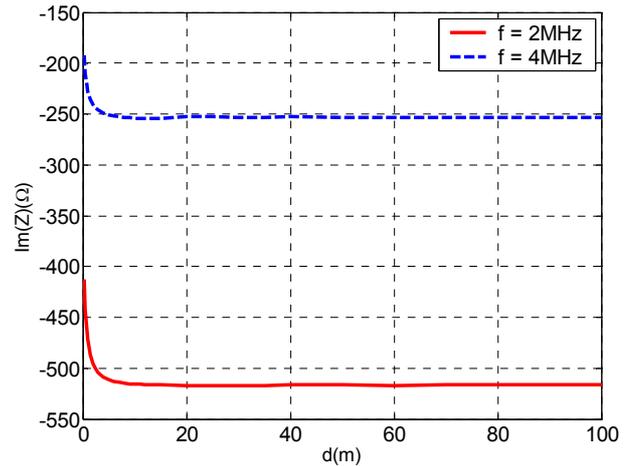


Figure 4-47 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de l'épaisseur de la première couche à 2MHz et 4MHz.

La partie réelle de l'impédance reste relativement constante. Il y a une plus forte variation lorsque la profondeur de la couche plus humide est réduite, cela dit jusqu'à 35m de profondeur, la différence la plus importante est de 15Ω à  $f = 4\text{MHz}$  et 25Ω à  $f = 2\text{MHz}$ . Cette différence reste plutôt négligeable par rapport à l'impédance elle-même. Une certaine stabilisation de l'impédance semble apparaître vers  $d = 15\text{m}$  à 4MHz.

En ce qui concerne la capacité, lorsque  $d > 5\text{m}$  elle ne varie quasiment plus. Nous pouvons donc conclure que d'une façon générale, lorsque la couche plus humide est à une profondeur supérieure à une vingtaine de mètres, elle n'influe plus sur l'impédance de l'antenne.

## IV - ÉTUDE DES ÉCHOS REVENANT DU SOUS-SOL.

L'objectif de cette partie va être de retrouver de façon théorique les échos renvoyés par le sous-sol obtenus par le C.E.T.P. lors de campagnes de mesures effectuées sur la dune du Pyla.

### IV.1 Les résultats de mesures sur la dune du Pyla.

Nous allons ici présenter les résultats de mesures des échos renvoyés par le sous-sol de la dune du Pyla. Nous donnerons tout d'abord l'allure du courant émis pour alimenter l'antenne, ensuite nous présenterons les courants réfléchis reçus au niveau du générateur.

### IV.1.1 Le courant émis.

Lors de ces mesures sur la dune du Pyla, la D.D.S. (Direct Digital Synthesis) a généré un signal sinusoïdal de  $0.5\mu\text{s}$  aux fréquences de 2MHz et 4MHz. Comme nous l'avons vu au cours du chapitre 2 (cf. paragraphe III.1.1), il existe divers composants électroniques entre la D.D.S. et le monopole. Ces composants électroniques déforment le signal avant qu'il n'alimente l'antenne. La durée du signal réellement injecté dans l'antenne est de  $1\mu\text{s}$ . Le courant normalisé injecté dans l'antenne est présenté ci-dessous pour  $f = 2\text{MHz}$  et  $f = 4\text{MHz}$ .

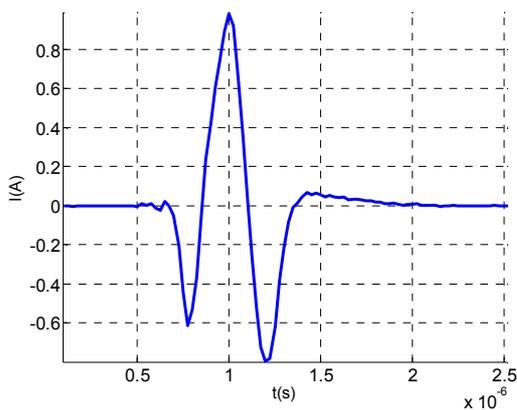


Figure 4-48 : Courant injecté dans l'antenne à  $f = 2\text{MHz}$ .

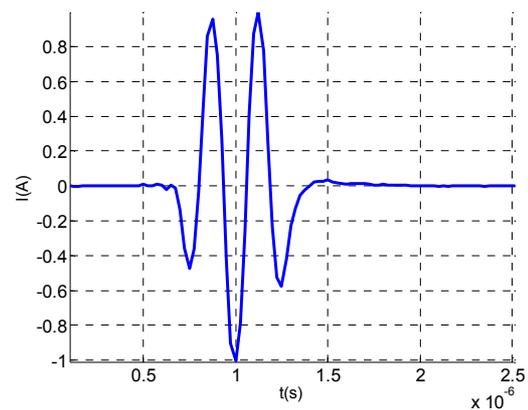


Figure 4-49 : Courant injecté dans l'antenne à  $f = 4\text{MHz}$ .

Pour la plupart des simulations qui vont être présentées, le signal source utilisé est une sinusoïde modulée par une gaussienne. Cependant, en ce qui concerne les échos mesurés sur la dune du Pyla lors de la campagne de mesures d'octobre 2002, ce sont les signaux présentés en Figure 4-48 et Figure 4-49 qui seront utilisés comme source.

### IV.1.2 Échos renvoyés par le sous-sol de la dune du Pyla.

Il est à noter que nous chercherons à retrouver ces échos, mais l'amplitude et la phase des signaux obtenus en simulation pourront être ajustées afin de mieux correspondre aux résultats de mesures. Ce que nous cherchons à déterminer le plus précisément possible est l'instant d'arrivée des différents échos ainsi qu'une amplitude relative cohérente d'un écho à l'autre.

Une fois que le courant présenté un peu plus haut est injecté dans l'antenne, les échos renvoyés par la dune du Pyla sont donnés ci-dessous.

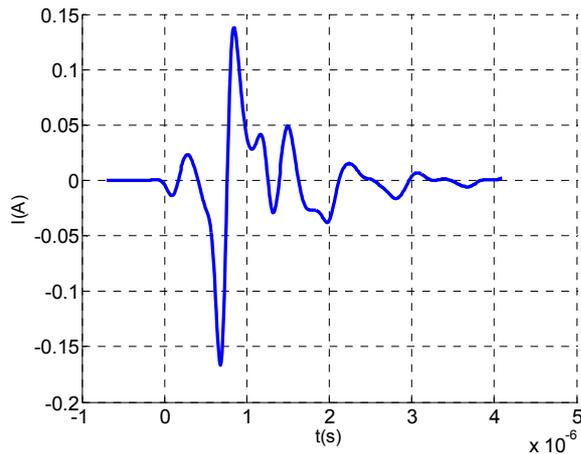


Figure 4-50 : Courant réfléchi à  $f = 2\text{MHz}$ .

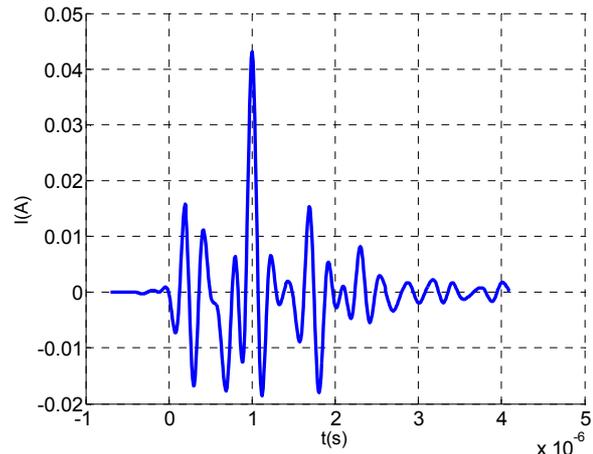


Figure 4-51 : Courant réfléchi à  $f = 4\text{MHz}$ .

Comme nous pouvons le voir sur la *Figure 4-50* pour  $f = 2\text{MHz}$  et la *Figure 4-51* pour  $f = 4\text{MHz}$ , les signaux fournis par le C.E.T.P. présentaient un décalage de  $0.7\mu\text{s}$  dû à au décalage induit par l'électronique. De plus, ce signal a été obtenu après traitement de manière à isoler le signal utile, car le signal directement relevé au niveau du générateur est beaucoup plus perturbé, entre autre à cause de l'émission, le courant réfléchi arrivant très peu de temps après la fin de l'émission. Lorsque nous essayerons de retrouver ces résultats, nous considérerons que le signal réfléchi qui nous intéresse arrive un peu avant  $t = 1\mu\text{s}$ , cette valeur restant très approximative. Le pic de commutation est observable juste avant cet instant.

## IV.2 Influence des différentes caractéristiques de la dune.

Le but ici est d'étudier le courant réfléchi par la dune du Pyla, observé au niveau du générateur, lorsque les divers paramètres liés à la morphologie de la dune varient. Nous allons donc étudier l'influence des divers paléosols et des pentes de la dune sur les résultats.

### IV.2.1 Influence des paléosols dans le sous-sol de la Dune.

Pour visualiser correctement les échos qui reviennent, nous utilisons comme signal source une impulsion sinusoïdale modulée par une gaussienne centrée sur  $4\text{MHz}$ .

Afin de déterminer quelle est l'influence de chaque paléosol sur les échos, nous avons regardé le courant réfléchi par les différentes strates de la dune. Nous avons procédé par étapes en simulant d'abord la dune sans paléosol (ce qui nous a permis de connaître le courant incident et de l'éliminer par la suite pour mieux visualiser les courants réfléchis), puis la dune en ajoutant l'un après l'autre les différents paléosols. Ainsi nous avons tout d'abord simulé la dune avec le paléosol P1 seul, ensuite avec les paléosols P1 et P2, puis avec les paléosols P1,

P2 et P3 et enfin les quatre paléosols P1, P2, P3 et P4. Ainsi, sur la *Figure 4-52*, nous constatons que les paléosols P2 et P3 ne génèrent pas de courant réfléchi étant donné que les résultats obtenus sont les mêmes, que nous simulions la dune avec P1 seul, avec P1 et P2 ou avec P1, P2 et P3.

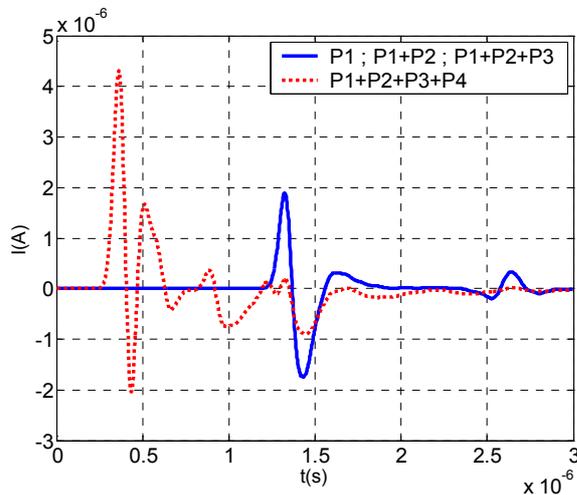


Figure 4-52 : Courants réfléchis par les paléosols P1 seul, P1+ P2, P1+P2+P3 et P1+P2+P3+P4.

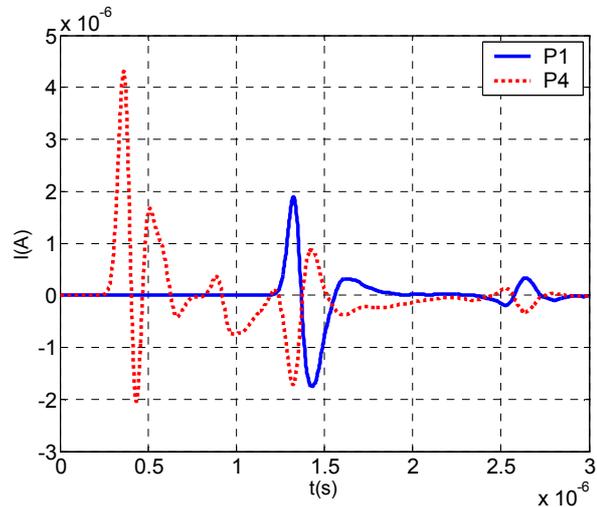


Figure 4-53 : Courants réfléchis par le paléosol P1 seul et le paléosol P4 seul.

Sur la *Figure 4-53*, sont représentés les courants réfléchis dus au paléosol P1 seul et au paléosol P4 seul. Nous allons regarder ces deux résultats d'un peu plus près et essayer de déterminer à quelles réflexions correspond chacun des pics observés sur le courant réfléchi.

*a - Étude du paléosol P1.*

Le paléosol P1 est simple à étudier. En effet, P1 est une couche horizontale (d'environ 50 cm d'épaisseur, comme pour tous les paléosols) située à une profondeur d'environ 90m. Le courant réfléchi par ce paléosol est donné sur la *Figure 4-54*.

De façon théorique, nous pouvons calculer le temps mis par le courant pour faire un aller retour entre le sommet de la dune et le paléosol P1.

Quelle que soit la strate d'épaisseur  $d$  et de permittivité  $\epsilon_r$ , le temps  $t$  mis par le courant pour la traverser est donné par :

$$t = \frac{2d \sqrt{\epsilon_r}}{c} \tag{4-3}$$

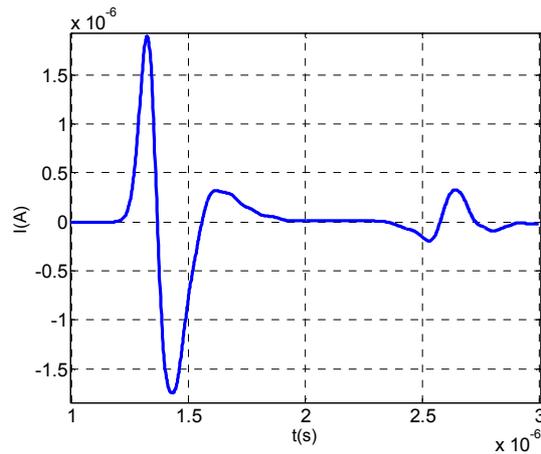


Figure 4-54 : Courant réfléchi par le paléosol P1.

Sachant que  $d = 90$  m et  $\varepsilon_r = \varepsilon_{r1} = 4$ , le temps de retour est  $t = 1.2 \mu\text{s}$ .

Ce résultat est cohérent avec la Figure 4-54, puisque le premier écho arrive à l'instant  $t_1 = 1.2 \mu\text{s}$  et le deuxième écho arrive à  $t_2 = 2.4 \mu\text{s}$ . Le temps  $t_1$  correspond à un aller-retour du courant entre la surface et le paléosol P1 et  $t_2$  correspond à un double aller-retour. Passons maintenant à l'étude plus complexe du paléosol P4.

*b - Étude du paléosol P4.*

Le paléosol P4 est plus complexe que le paléosol P1, il est composé de deux parties obliques formant un angle convexe qui peut générer des réflexions. Il faut aussi prendre en compte la réflexion spéculaire en H. Si nous extrayons cette zone de la Figure 4-1, nous obtenons la représentation de la Figure 4-55.

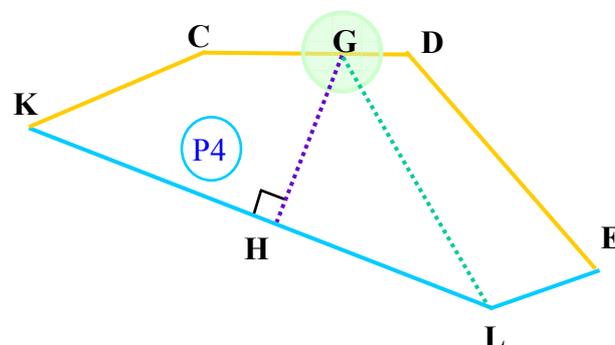


Figure 4-55 : Environnement du paléosol P4.

Il a été assez simple de déterminer la position des points H et L et donc les distances  $GH \approx 18m$  et  $GL \approx 89m$ . Comme nous l'avons déjà dit, la représentation que nous avons utilisée pour les simulations (*Figure 4-1*) est très approximative, de même que les distances GH et GL, et les temps de retour correspondants.

Nous pouvons calculer les temps de retour correspondant aux points H et L avec les relations suivantes :

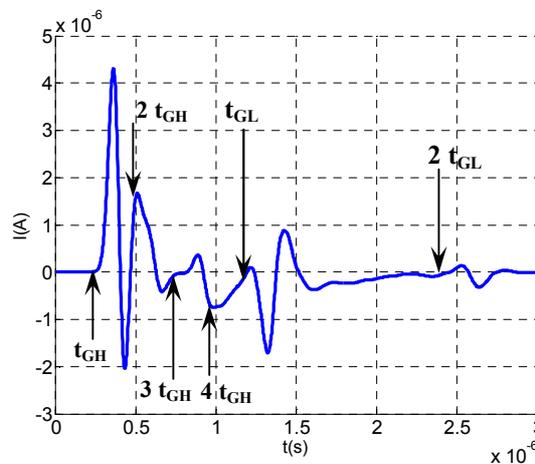
$$t_{GH} = \frac{2GH\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{c} \quad (4-4)$$

D'où  $t_{GH} = 2.38 \cdot 10^{-7}s$ ,  $2 t_{GH} = 4.77 \cdot 10^{-7}s$ ,  $3 t_{GH} = 7.15 \cdot 10^{-7}s$  et  $4 t_{GH} = 9.54 \cdot 10^{-7}s$ .

$$t_{GL} = \frac{2GL\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{c} \quad (4-5)$$

D'où  $t_{GL} = 1.19 \cdot 10^{-6}s$  et  $2 t_{GL} = 2.38 \cdot 10^{-6}s$ .

Les résultats obtenus en simulation sont les suivants :



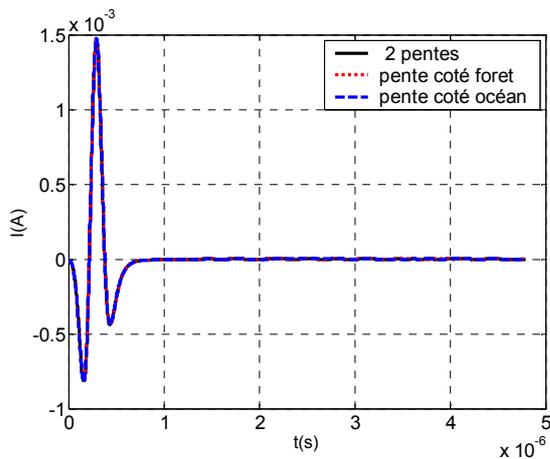
*Figure 4-56 : Courant réfléchi par le paléosol P4.*

Comme le montre la *Figure 4-56*, il semble que les échos que nous observons correspondent aux temps d'aller retour que nous avons calculé un peu plus haut. Nous pouvons ainsi observer relativement facilement jusqu'à quatre allers-retours entre le générateur et le point H du paléosol P4 et deux allers-retours entre le générateur et le point L.

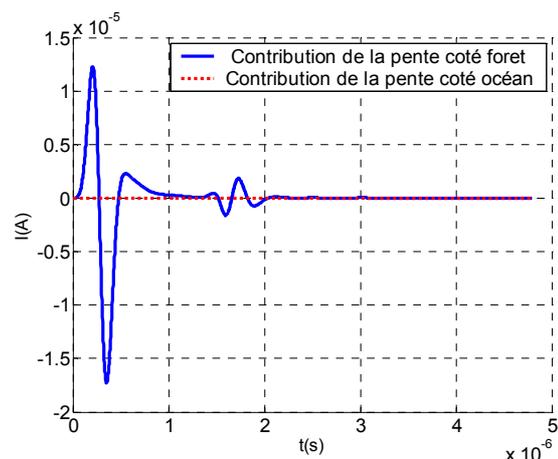
#### IV.2.2 Influence des pentes de la dune.

Comme nous l'avons déjà évoqué, la dune, par ses dimensions assez grandes, représente un très grand volume de calcul F.D.T.D. La modélisation des pentes de la dune rend la simulation F.D.T.D. plus complexe et augmente donc les temps de calcul. Il est en effet plus simple et plus rapide de simuler un sol plat qu'un sol oblique. En plus de déterminer l'influence des pentes de la dune sur les signaux observés, l'intérêt de cette étude est donc de voir s'il est possible ou non de négliger une ou deux pentes, de manière à optimiser les simulations.

Nous avons donc effectué trois simulations : une considérant la dune avec ces deux pentes, une autre considérant la dune avec uniquement la pente côté forêt et une dernière avec uniquement la pente côté océan. Ces résultats sont donnés ci-dessous en *Figure 4-57*. La *Figure 4-58* représente les courants reçus au niveau du générateur. Le courant dû à la dune simulée avec ses deux pentes a été utilisé comme signal de référence de manière à ne conserver que la contribution de chacune des deux pentes sur le courant qui revient au niveau du générateur.



*Figure 4-57 : Influence des pentes de la dune sur le courant.*



*Figure 4-58 : Contribution en courant de chacune des pentes.*

Nous pouvons constater que si nous conservons le signal incident, il est difficile de d'émettre une conclusion sur l'influence des pentes. Seule la pente côté forêt renvoie un courant vers le générateur. Cela implique que la pente côté forêt a une influence sur les échos alors que la pente côté océan n'en a pas. Nous pourrions donc nous contenter de simuler la dune seulement avec la pente côté forêt.

### IV.3 Simulations en considérant une dune plane.

Nous venons de voir que l'ensemble de la dune ne joue pas un rôle prépondérant en ce qui concerne les échos revenant du sous-sol, mis à part la pente côté forêt. L'étude que nous avons à faire ici est délicate car les signaux mesurés par le C.E.T.P. sont complexes et en théorie, ils peuvent correspondre à plusieurs combinaisons de profondeur des divers paléosols et de caractéristiques (permittivité et conductivité) des différentes strates. Rappelons que la représentation de la dune donnée *Figure 4-1* reste approximative et nous n'avons pas hésité à modifier ce modèle en espérant améliorer les résultats de simulation.

La pente de la dune côté océan n'a pas d'influence sur les échos revenant du sous-sol, ce qui nous permet de simplifier sensiblement la représentation F.D.T.D. de la dune. Dans un premier temps, nous avons choisi de la simplifier encore plus, en ne considérant aucune des deux pentes. Cela va nous permettre de gagner énormément de temps que ce soit pour la préparation des données à introduire dans le programme F.D.T.D. ou pour la durée des calculs. Dans un second temps, lorsque des résultats satisfaisants auront été obtenus avec ce modèle très simplifié, nous regarderons ce que deviennent les résultats lorsque la dune est simulée de façon plus fidèle.

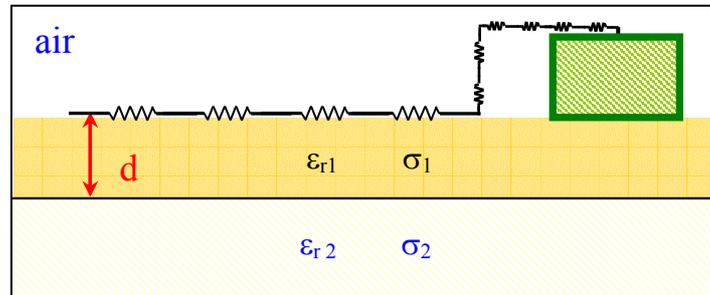
Nous disposons des résultats de mesure à  $f = 2\text{MHz}$  et  $f = 4\text{MHz}$ , cette étude sera donc faite pour ces deux fréquences. Dans le paragraphe III.2.6 nous avons vu que la permittivité dépend de la fréquence. Il faudra donc prendre en compte ce phénomène lorsque nous étudierons les résultats aux deux fréquences dont nous disposons.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus. Nous nous limiterons à une infime partie des essais qui ont été réalisés car le nombre de simulations réalisées est très élevé. La fréquence  $f = 4\text{MHz}$  sera étudiée en détail puis les résultats pour la fréquence  $f = 2\text{MHz}$  seront donnés plus rapidement.

#### IV.3.1 Simulations à 4MHz.

Nous avons vu dans le paragraphe IV.2.1 traitant de l'influence des paléosols sur les échos que seuls les paléosols P1 et P4 semblent jouer un rôle significatif dans l'aspect des échos qui reviennent du sous-sol. Dans un souci de simplification des simulations (surtout d'un point de vue temps de calcul) nous avons dans un premier temps simulé la dune du Pyla comme un sol classique, c'est-à-dire que nous l'avons assimilée à un sol parfaitement plan sans tenir compte des pentes.

Nous avons tout d'abord essayé de retrouver le premier écho obtenu lors des mesures sur le Pyla. Pour cela nous avons considéré un sol le plus simple possible, un sol à deux strates planes comme le montre la *Figure 4-59* ci-dessous :



*Figure 4-59 : Représentation simplifiée de la dune.*

Les paramètres que nous avons fait varier sont donc  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$ ,  $\sigma_1$ ,  $\sigma_2$  et  $d$ . Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe IV.1.2, les signaux fournis par le C.E.T.P. ne représentent pas exclusivement le signal réfléchi par les interfaces du sous-sol. Nous pensons que le premier écho revient un peu avant  $1\mu\text{s}$ . Ce temps dépend de la permittivité de la première couche et de son épaisseur comme le montre l'équation (4-4)

La permittivité du sable est  $\epsilon_r = 4$ . Pour que le premier écho arrive peu de temps avant  $1\mu\text{s}$  cela signifie que la première interface, c'est-à-dire le premier paléosol, doit se trouver aux alentours de 60 mètres de profondeur. Cette valeur paraît relativement en bon accord avec la *Figure 4-1*.

Nous savons aussi que les paléosols sont d'épaisseur relativement faible. Pour les prendre en compte lors de nos simulations, nous les avons considérés de deux mètres d'épaisseur. Nous avons donc dans un premier temps simulé un sol principalement composé de sable de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 2 \cdot 10^{-5}$ , avec un paléosol à 56 mètres de profondeur et de deux mètres d'épaisseur. Nous avons aussi pris en compte le paléosol situé au début de la couche saturée en eau de permittivité  $\epsilon_r = 81$  et de conductivité  $\sigma = 10^{-2}$  car cette dernière strate peut être assimilée à une surface totalement réfléchissante et représente donc un bon repère pour les résultats que nous obtiendrons dans l'étude des échos.

Les résultats que nous avons obtenus pour ce sol relativement simple sont donnés ci-dessous :

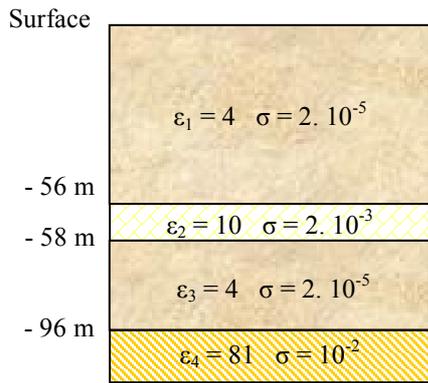


Figure 4-60 : Modèle de sol correspondant à la simulation 1.

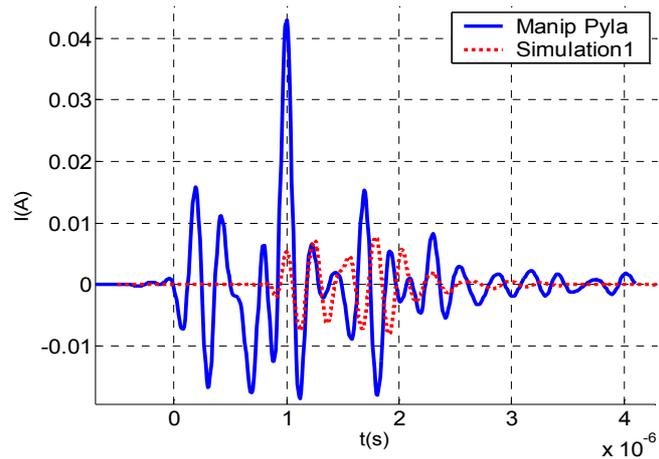


Figure 4-61 : Étude des échos. Comparaison de la simulation 1 et des mesures du Pyla.

Nous pouvons constater sur la Figure 4-61 que le temps d'arrivée du premier écho coïncide avec un des échos obtenus lors des mesures sur la dune du Pyla. Cela dit, à partir de 1.2μs, les résultats de mesure et de simulation commencent à ne plus être en phase. En ce qui concerne les résultats pour un temps de retour inférieur à 0.8μs, il n'y a pas d'écho pour la simulation contrairement à la mesure effectuée sur la dune du Pyla. Les échos observés pour le résultat de mesure sont sans doute dus au pic de commutation.

Comme nous l'avons déjà précisé, la complexité des signaux obtenus lors des mesures nous a amené à principalement nous intéresser aux instants auxquels les divers échos reviennent du sous-sol. L'amplitude de ces échos est restée pour nous un objectif secondaire.

Le modèle que nous avons considéré par la suite est donné ci-dessous ainsi que les résultats correspondants, obtenus par simulation.

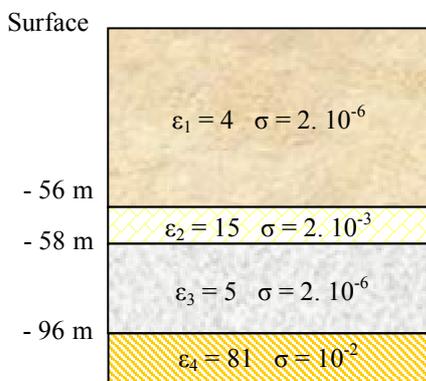


Figure 4-62 : Modèle de sol correspondant à la simulation 2.

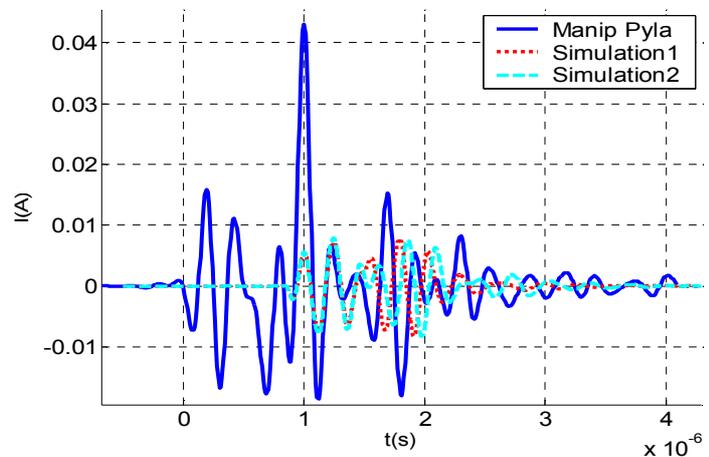


Figure 4-63 : Étude des échos. Comparaison de la simulation 2 et des mesures du Pyla.

Nous avons donc augmenté la permittivité du paléosol, mais cela ne doit pas avoir une influence considérable sur les résultats étant donné que le paléosol ne représente que deux mètres sur la totalité de la dune. Afin de faire coïncider l'écho revenant vers  $t = 1.5\mu\text{s}$  avec les simulations, nous avons augmenté la permittivité du sable se situant entre les deux paléosols que nous avons considérés pour l'instant. Il semble cohérent d'augmenter légèrement la permittivité du sable en dessous de 58 mètres de profondeur. En effet, nous admettrons que du sable en profondeur est plus humide que du sable situé plus en surface. Sur la *Figure 4-63* sont présentées la simulation 1 ainsi que la simulation 2 correspondant au modèle de sol défini en *Figure 4-62* cela afin de pouvoir comparer l'évolution des résultats d'une simulation à l'autre.

Il semble en fait que deux échos se superposent vers l'instant  $t = 1.5\mu\text{s}$ . Il faut donc que nous prenions en compte une strate supplémentaire qui serait à l'origine de l'écho qui viendrait se superposer au signal à cet instant.

C'est dans cette optique que nous avons inséré vers 65 mètres de profondeur un autre paléosol. Les résultats obtenus sont les suivants :

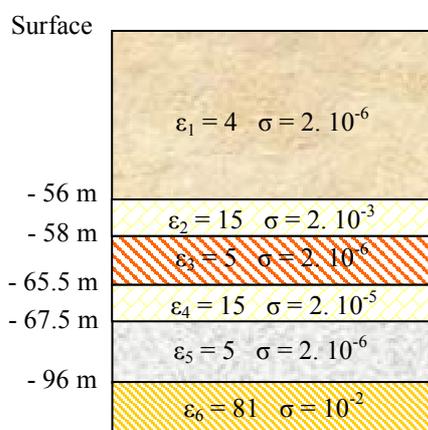


Figure 4-64 : Modèle de sol correspondant à la simulation 3.

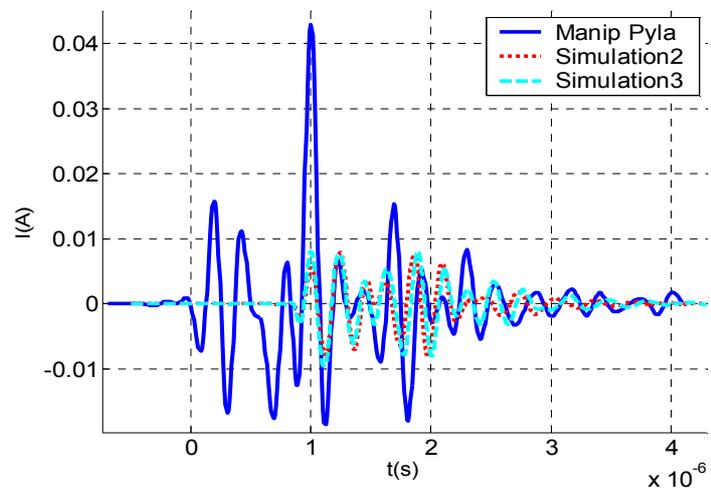
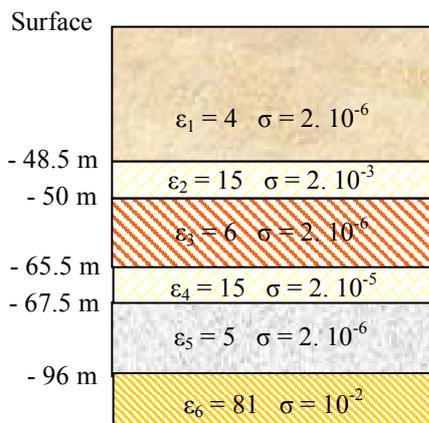


Figure 4-65 : Étude des échos. Comparaison de la simulation 3 et des mesures du Pyla.

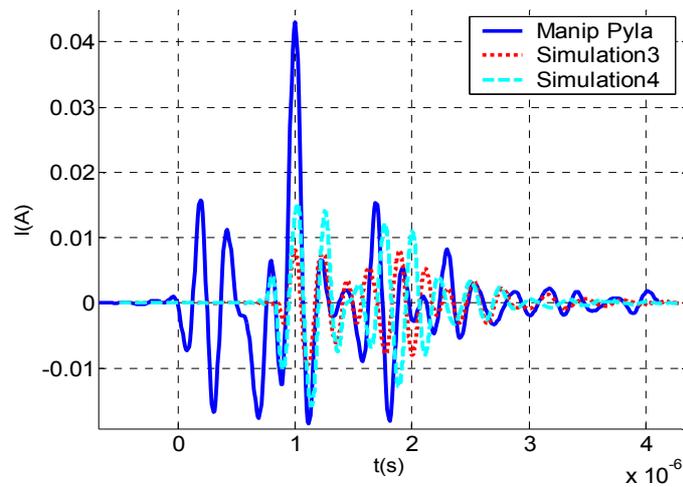
Le paléosol que nous avons rajouté à 65 mètres de profondeur, semble cohérent avec le modèle de dune présenté en *Figure 4-1*, il peut correspondre au paléosol P3. Dans le paragraphe IV.2.1 de ce chapitre, nous avons vu que seuls les paléosols P1 et P4 ont une influence sur les échos revenant du sous-sol. Cela dit, nous pouvons imaginer que la représentation de la dune que nous avons adoptée n'est pas forcément exactement fidèle à la

réalité. Ainsi, il est possible que le paléosol P3 soit horizontal sur une plus longue distance et influence alors les échos observés.

La simulation 3 présentée en *Figure 4-65* n'a pas apporté de grands changements en ce qui concerne les échos arrivant après  $1.5\mu\text{s}$ . Nous allons donc essayer de modifier la position du premier paléosol toujours de façon à faire apparaître une superposition de signaux et ainsi avoir des résultats concordants sur une plage temporelle plus importante. Comme le montre la *Figure 4-66* nous avons remonté le premier paléosol à environ 48 mètres de profondeur.



*Figure 4-66 : Modèle de sol correspondant à la simulation 4.*



*Figure 4-67 : Étude des échos. Comparaison de la simulation 4 et des mesures du Pyla.*

Sur la *Figure 4-67*, nous pouvons observer un léger chevauchement de deux signaux vers l'instant  $t = 1.5\mu\text{s}$ . Nous pouvons voir que les signaux arrivant après cet instant, sont légèrement en retard pour pouvoir correspondre avec les échos mesurés par le C.E.T.P. Nous allons donc diminuer les permittivités des couches les plus en profondeur de manière à avancer le temps de retour des échos. Nous sommes conscients que le fait de ramener la permittivité des couches inférieures à la même grandeur que celle des couches supérieures est contradictoire avec la remarque que nous avons faite précédemment. Il est évident que les couches inférieures doivent être de permittivité plus élevée à cause de l'humidité, mais c'est ce résultat qui correspondait le mieux lors de notre optimisation. Le modèle que nous avons ainsi obtenu est présenté ci-dessous, de même que les résultats correspondants.

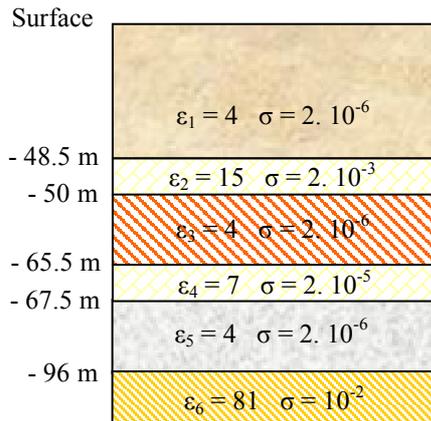


Figure 4-68 : Modèle de sol correspondant à la simulation 5.

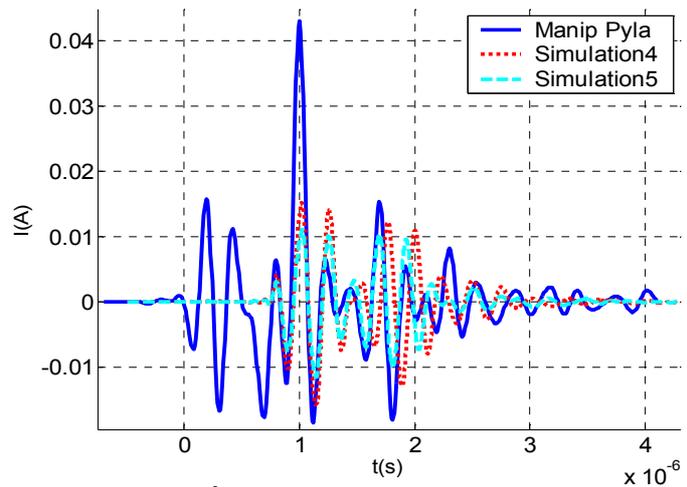


Figure 4-69 : Étude des échos. Comparaison de la simulation 5 et des mesures du Pyla.

Ce résultat est le meilleur que nous avons obtenu parmi toutes les simulations que nous avons effectuées. Cependant, il est possible que du temps supplémentaire nous aurait permis d'améliorer le résultat, surtout après  $2\mu\text{s}$ . Cela fait partie de nos perspectives pour la suite de ce travail.

#### IV.3.2 Simulations à 2MHz.

La permittivité varie en fonction de la fréquence, nous avons modifié les valeurs de permittivité de certaines strates afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles à 2MHz.

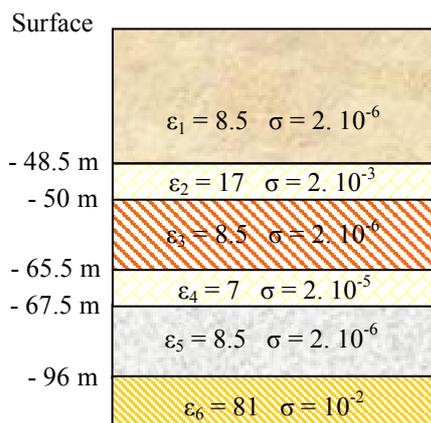


Figure 4-70 : Modèle de sol correspondant à la simulation pour  $f=2\text{MHz}$ .

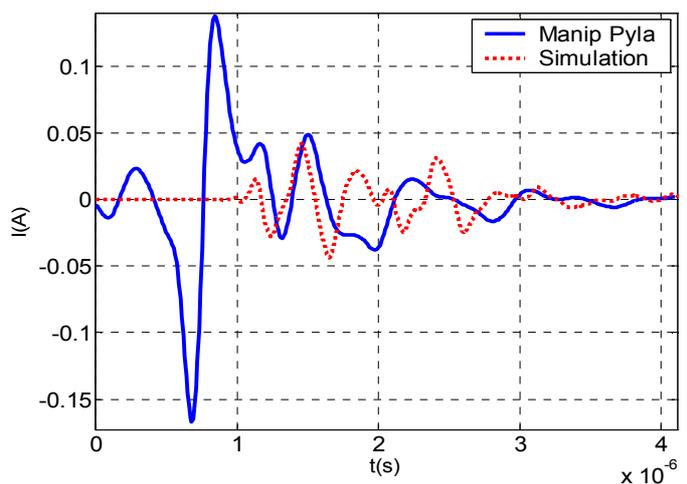


Figure 4-71 : Étude des échos. Comparaison de la simulation et des mesures du Pyla pour  $f=2\text{MHz}$ .

Ces résultats ne sont pas aussi concluants que ceux que nous avons obtenus à 4MHz.

Nous allons maintenant regarder ce qu'il se passe si nous prenons en compte la pente côté forêt de la dune du Pyla.

#### IV.4 Simulation de la dune du Pyla.

Nous avons ici repris exactement le même sol que celui que nous avons présenté sur la *Figure 4-68*. Seule la pente a été rajoutée, les paléosols sont toujours plans et horizontaux.

Le résultat que nous obtenons alors est le suivant :

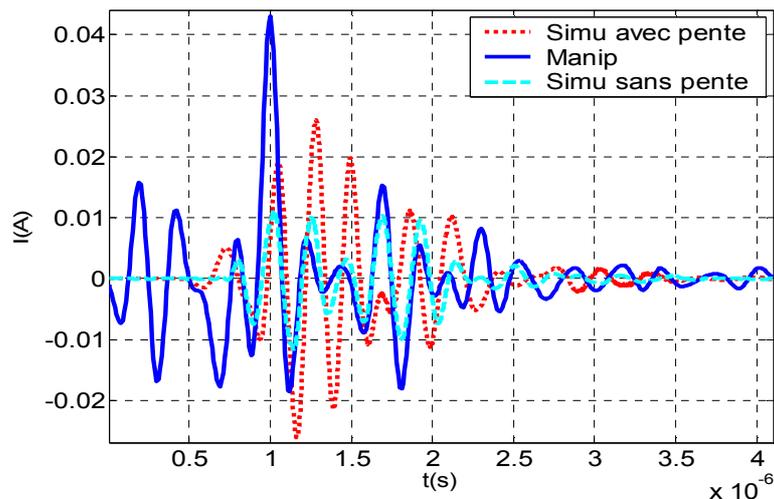


Figure 4-72 : Prise en compte de la pente côté forêt de la dune du Pyla.

Ce résultat illustre parfaitement le problème que nous avons rencontré tout au long de cette étude : il est très difficile d'obtenir des résultats correspondants à ceux obtenus en mesures. La principale difficulté est que la solution n'est pas unique. En effet, en théorie, plusieurs combinaisons de profondeurs et de caractéristiques de strates peuvent conduire au même résultat final.

## V - CHAPITRE 4 : CONCLUSION.

Tout au long de ce chapitre, nous avons présenté les résultats de mesures effectuées par le C.E.T.P. sur la dune du Pyla. L'intérêt était de valider le fonctionnement du radar G.P.R. de Netlander sur le terrain. Pour cela, nous avons essayé de retrouver par la simulation les résultats obtenus lors des manipulations. Nous avons dû prendre en compte un maximum de facteurs ayant une influence sur les performances du radar.

En ce qui concerne les résultats en impédance, nous avons vu que, mis à part les propriétés du sol sur lequel est posée l'antenne, la façon de modéliser le module et la présence de l'analyseur de réseau sont des facteurs importants. Le phénomène de variation de la permittivité du sol a une influence significative sur les résultats, surtout pour les plus hautes fréquences.

En ce qui concerne les échos mesurés, la somme de paramètres à prendre en compte pour arriver à approcher – pas forcément de près – les résultats de mesure, représente la plus grosse difficulté de l'étude. Malgré ce « problème », nous avons réussi à obtenir des résultats convenables. Il est cependant important de préciser que ces résultats ne sont peut être pas les seuls pouvant correspondre aux mesures.

Les résultats obtenus sur l'étude de la dune du Pyla ne sont pas complètement satisfaisants. Une étude similaire pourra être faite ultérieurement sur les résultats obtenus par le C.E.T.P. en Antarctique. En effet, à première vue, ces résultats sont plus facilement exploitables étant donné que le sol sur lequel les mesures ont été faites est parfaitement connu étant donné qu'il s'agit de glace sur une distance pouvant aller jusqu'au kilomètre avant de rencontrer de l'eau. Il y a donc très peu de facteurs perturbateurs aux mesures et les résultats seront ainsi beaucoup plus simples à exploiter.

**CHAPITRE 5 :**  
**ÉTUDES COMPLÉMENTAIRES**



## **I - INTRODUCTION.**

Trois études complémentaires à celles faites jusqu'à présent vont être présentées. En effet, le travail qui nous a été confié par le C.E.T.P. se limitait à une étude électromagnétique du radar destiné à se poser sur la planète Mars dans le cadre de la mission Netlander. Nous nous intéresserons donc à l'utilisation de l'antenne comme capteur de permittivité, l'application au dipôle et à la mesure de champ magnétique. Ces trois points ne seront pas totalement aboutis mais présentent toutefois de bonnes perspectives pour de futurs travaux.

Nous allons donc tout d'abord présenter l'idée d'utiliser le monopole comme capteur de permittivité, puis nous comparerons un dipôle au monopole que nous avons présenté tout au long de ce manuscrit et enfin nous appliquerons l'utilisation du dipôle à la mesure de champ magnétique.

## **II - ÉTUDE DE L'ANTENNE COMME CAPTEUR DE PERMITTIVITÉ.**

Nous allons ici voir comment le monopole du radar pourrait être utilisé comme « capteur de permittivité ». Nous allons faire une étude paramétrique de l'impédance de l'antenne en fonction de la permittivité et de la conductivité du sous-sol sur lequel est posé le monopole [52].

### **II.1 Principe et intérêt.**

Le modèle de sol martien de Clifford, que nous avons déjà étudié dans le chapitre 3, est une succession de strates géologiques, chaque strate ayant ses propres caractéristiques (permittivité et conductivité). Nous allons ici étudier un sol homogène en champ proche. En faisant varier les caractéristiques de ce sol, nous allons pouvoir déterminer l'impédance du monopole, quelles que soient la permittivité et la conductivité considérées. Grâce à cette étude paramétrique, nous pourrions établir un abaque permettant de retrouver les caractéristiques de la première strate du sous-sol martien à partir de l'impédance du monopole, à une fréquence donnée.

L'intérêt de cette étude est de pouvoir déterminer par la suite les caractéristiques de chaque strate du sous-sol de Mars. En effet, si les caractéristiques de la première strate sont connues, il sera possible de déterminer, par problème inverse, les caractéristiques des couches

suivantes. L'utilisation des antennes du radar comme capteur permet de déterminer les caractéristiques du sous-sol, plus particulièrement sa permittivité, sans avoir recours à une sonde spécifique. Cela représenterait donc un gain de place et surtout un gain de poids, ce qui n'est pas négligeable dans le cadre de missions spatiales.

## II.2 Paramétrage de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité.

De nombreuses simulations F.D.T.D. ont été effectuées afin de paramétrer l'impédance en fonction de la permittivité ( $\epsilon_r = 3$  à  $15$ ) et de la conductivité ( $\sigma = 0$  à  $10^{-5}$ ). Une fois toutes ses simulations réalisées, nous avons choisi de nous intéresser à certaines fréquences. Nous allons donc présenter ici les résultats obtenus pour diverses fréquences afin de bien voir l'évolution de l'impédance suivant la fréquence considérée. Nous verrons un peu plus loin comment utiliser ces divers résultats afin de déterminer les caractéristiques de la première couche.

### II.2.1 Paramétrage de la partie réelle de l'impédance.

Afin de bien voir l'évolution de la partie réelle de l'impédance en fonction de la fréquence, nous allons présenter les paramétrages des fréquences  $f = 0.3\text{MHz}$ ,  $1\text{MHz}$ ,  $2\text{MHz}$  et  $3\text{MHz}$ .

#### a - Paramétrage à $f = 0.3\text{MHz}$ .

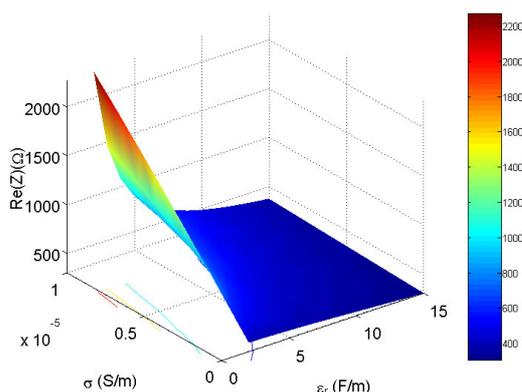


Figure 5-1 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

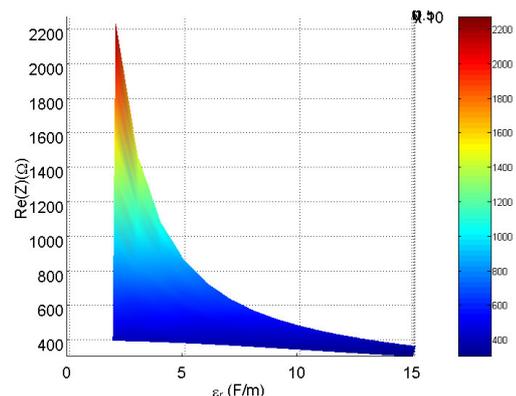


Figure 5-2 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

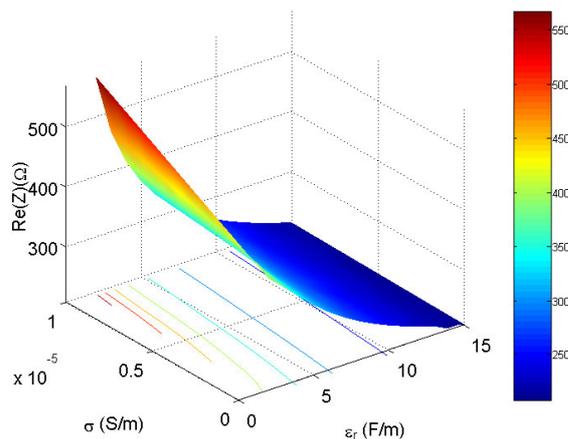
La partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 0.3\text{MHz}$  est donnée ci-dessus en trois dimensions.

La *Figure 5-1* représente l'allure générale de la partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. La *Figure 5-2*, représente la même courbe, vue sous un angle différent qui permet de voir l'influence de la conductivité sur la partie réelle de l'impédance.

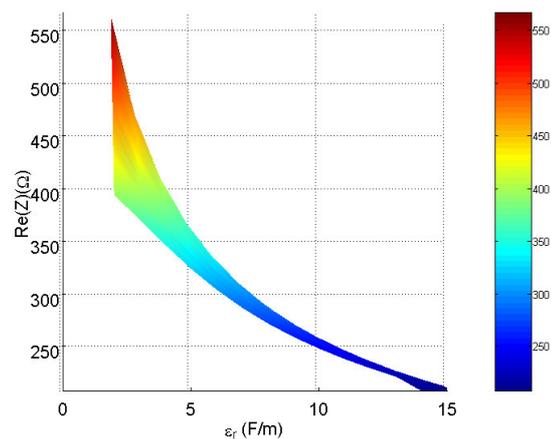
Cette deuxième courbe permet de se rendre compte que pour une permittivité donnée, la conductivité varie à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

### *b - Paramétrage à 1MHz.*

La partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 1\text{MHz}$  est donnée ci-dessous en trois dimensions.



*Figure 5-3 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 1\text{MHz}$ .*



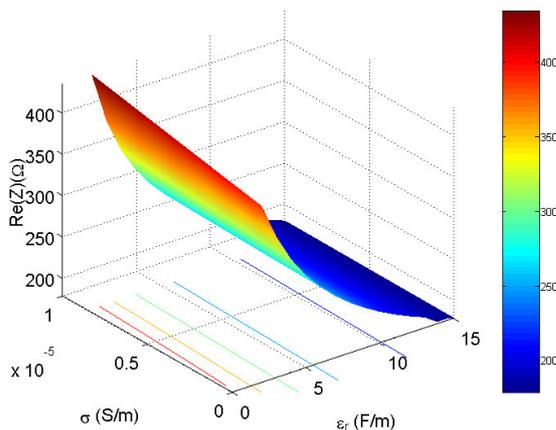
*Figure 5-4 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 1\text{MHz}$ .*

De même que pour  $f = 0.3\text{MHz}$ , la *Figure 5-3* représente l'allure générale de la partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. La *Figure 5-4*, représente l'influence de la conductivité sur la partie réelle de l'impédance. Cette dernière courbe nous permet de voir qu'il y a toujours une variation de la conductivité pour une permittivité donnée. Cependant, les variations sont moins importantes ici à  $f = 1\text{MHz}$ , que pour les précédents résultats à  $f = 0.3\text{MHz}$ . Cela tendrait peut être à vouloir dire que lorsque la fréquence augmente, la partie réelle de l'impédance est moins influencée par la

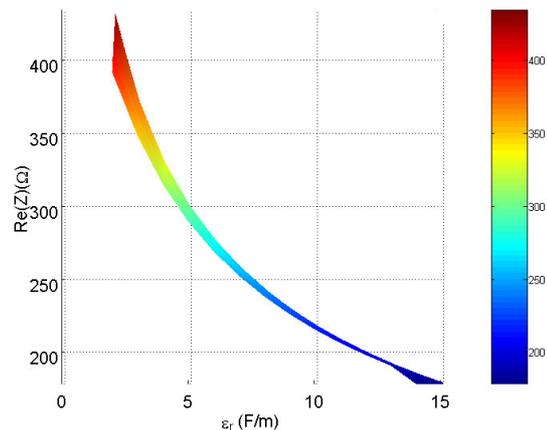
conductivité de la première couche du sous-sol. C'est ce que nous allons vérifier en regardant les résultats à  $f = 2\text{MHz}$  puis à  $f = 3\text{MHz}$ .

*c - Paramétrage à 2MHz.*

La partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 2\text{MHz}$  est donnée ci-dessous en trois dimensions.



*Figure 5-5 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 2\text{MHz}$ .*



*Figure 5-6 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 2\text{MHz}$ .*

De même que pour les deux précédentes fréquences, la *Figure 5-6*, représente l'influence de la conductivité sur la partie réelle de l'impédance. Cette courbe nous permet de voir qu'il y a toujours une variation de la conductivité pour une permittivité donnée. Comme nous pouvions nous y attendre, les variations sont moins importantes ici à  $f = 2\text{MHz}$ , que pour les précédents résultats à  $f = 0.3\text{MHz}$  et  $f = 1\text{MHz}$ . Il nous reste à voir si, à  $f = 3\text{MHz}$ , la partie réelle de l'impédance est totalement indépendante de la conductivité ou non.

*d - Paramétrage à 3MHz.*

La partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 3\text{MHz}$  est donnée en *Figure 5-7* et *Figure 5-8*.

Cette fois-ci, la partie réelle de l'impédance est totalement indépendante de la conductivité à  $3\text{MHz}$ . En effet, la *Figure 5-8* permet de constater qu'à une valeur de permittivité, il ne correspond qu'une seule valeur de la partie réelle de l'impédance. Mis à part peut être pour les valeurs extrêmes de  $\epsilon_r$ .

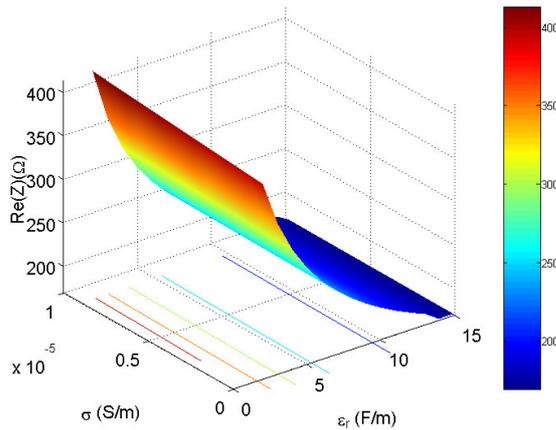


Figure 5-7 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 3\text{MHz}$ .

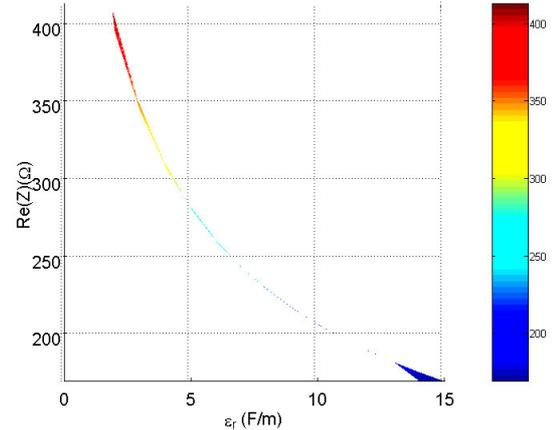


Figure 5-8 : Partie réelle de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 3\text{MHz}$ .

## II.2.2 Paramétrage de la partie imaginaire de l'impédance.

Comme pour la partie réelle, nous avons effectué un paramétrage en fonction de la permittivité et de la conductivité à différentes fréquences. Nous n'allons pas présenter autant de cas que pour l'étude de la partie réelle, car en ce qui concerne la partie imaginaire, les résultats présentent toujours la même forme. Nous allons toutefois présenter les résultats à deux fréquences :  $f = 0.3\text{MHz}$  et  $f = 3\text{MHz}$ .

### a - Paramétrage à $0.3\text{MHz}$ .

La partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 0.3\text{MHz}$  est donnée ci-dessous en trois dimensions.

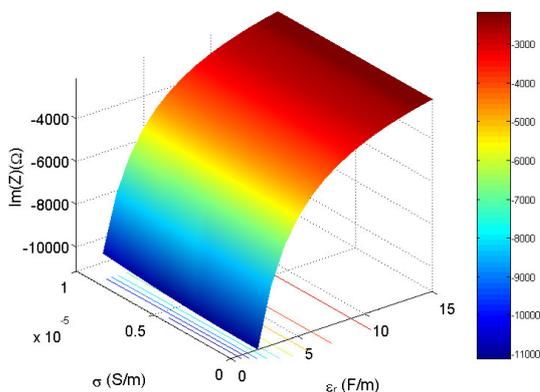


Figure 5-9 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

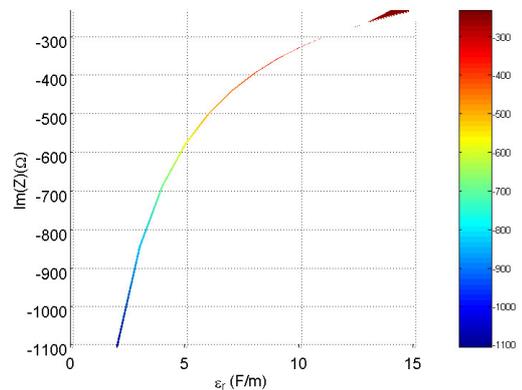


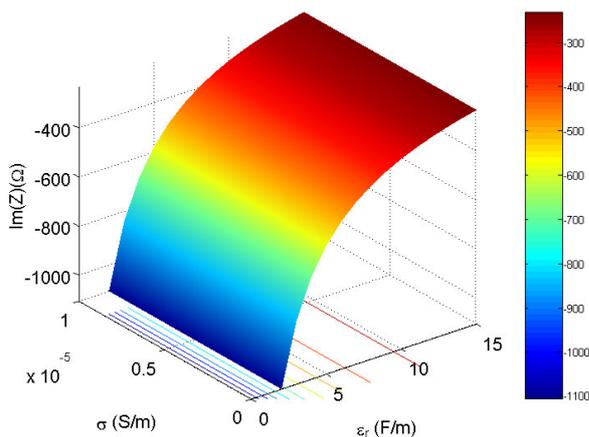
Figure 5-10 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

Comme pour la partie réelle de l'impédance, la *Figure 5-9* représente l'allure générale de la partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. La *Figure 5-10*, représente la même courbe, vue sous un angle différent qui permet de voir l'influence de la conductivité sur la partie imaginaire de l'impédance.

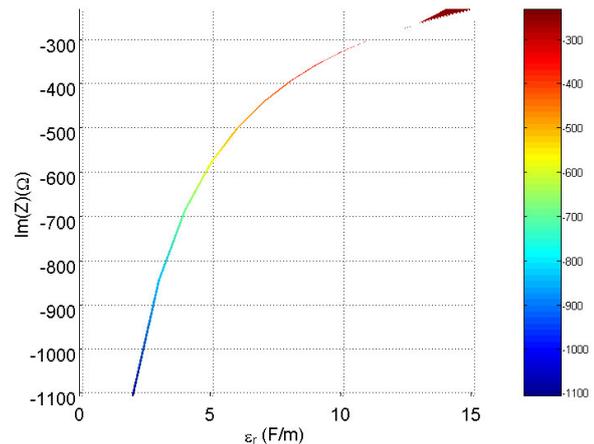
La *Figure 5-10*, représente l'influence de la conductivité sur la partie imaginaire de l'impédance. Comme nous l'avons annoncé, cette courbe nous permet de voir que la conductivité n'a aucune influence sur la partie imaginaire de l'impédance. Ce résultat est le même pour tous les autres paramétrages que nous avons effectué. Bien évidemment, les valeurs de la partie imaginaire ne sont pas les mêmes.

*b - Paramétrage à 3MHz.*

La partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité à  $f = 3\text{MHz}$  est donnée ci-dessous en trois dimensions.



*Figure 5-11 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Première orientation à  $f = 3\text{MHz}$ .*



*Figure 5-12 : Partie imaginaire de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité. Deuxième orientation à  $f = 3\text{MHz}$ .*

Ici encore, la partie imaginaire de l'impédance est indépendante de la conductivité pour une permittivité donnée.

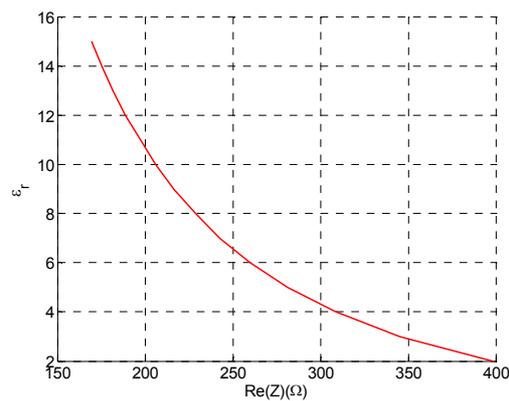
Comme nous l'avons dit plus haut, les résultats de paramétrage que nous avons obtenus pour chacune des fréquences sont de même forme. Il est donc possible de déterminer la permittivité de la première strate du sous-sol à partir de la partie imaginaire à n'importe laquelle de ces fréquences.

## II.3 Détermination de la permittivité de la première couche.

Maintenant que nous avons les résultats de paramétrage de l'impédance en fonction de la permittivité et de la conductivité de la première strate du sous-sol à diverses fréquences, nous pouvons établir des abaques permettant de déterminer la permittivité puis la conductivité du sol à partir de l'impédance. Nous avons choisi de déterminer ces grandeurs uniquement à partir des résultats de partie réelle de l'impédance, mais nous avons vu qu'il est tout à fait possible de déterminer la permittivité à partir de la partie imaginaire de l'impédance.

### II.3.1 Détermination de la permittivité.

Pour déterminer la permittivité, il faut que nous nous placions à  $f = 3\text{MHz}$ . Comme nous l'avons vu plus haut, c'est la seule fréquence que nous avons étudiée qui permette de déterminer la permittivité. Il suffit donc de tracer les variations de la permittivité en fonction de la partie réelle de l'impédance comme le montre la *Figure 5-1* :



*Figure 5-13 : Permittivité en fonction de la partie réelle de l'impédance à  $f = 3\text{MHz}$ .*

Grâce à cette figure, nous pouvons déterminer la permittivité de la première couche du sol sur lequel est posée l'antenne, à condition d'avoir mesuré son impédance. Nous pouvons constater que la sensibilité sera meilleure pour des permittivités faibles.

La permittivité étant maintenant fixée, il ne reste donc plus qu'à déterminer la conductivité.

### II.3.2 Détermination de la conductivité.

Pour déterminer la conductivité, nous allons utiliser les abaques que nous avons obtenus à partir des mêmes résultats que ceux utilisés pour les différents paramétrages que nous avons présentés plus haut.

Ces abaques ont été réalisés à la fréquence  $f = 0.3\text{MHz}$  et représentent la conductivité en fonction de la partie réelle pour diverses valeurs de permittivité.

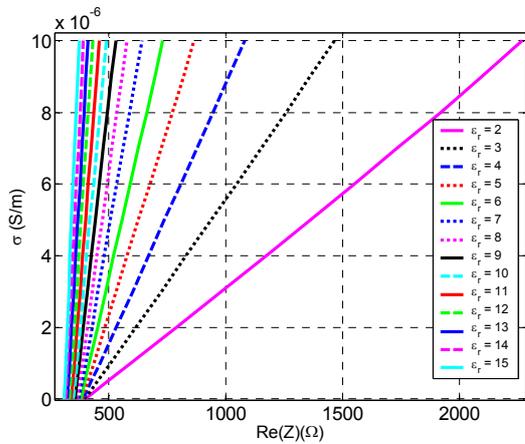


Figure 5-14 : Conductivité du sous-sol en fonction de la partie réelle de l'impédance et de la permittivité à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

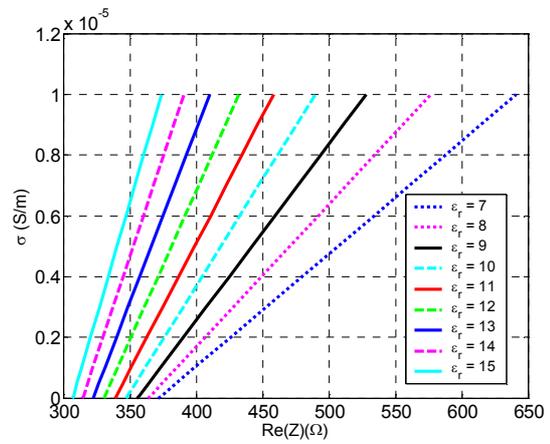


Figure 5-15 : Conductivité du sous-sol en fonction de la partie réelle de l'impédance pour  $\epsilon_r > 7$  à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

Étant donné que la permittivité a été précédemment déterminée à  $f = 3\text{MHz}$ , il est possible de déterminer la conductivité à partir de l'abaque de la Figure 5-14 et de son agrandissement en Figure 5-15 à  $f = 0.3\text{MHz}$ .

## II.4 Conclusion.

Cette étude a permis de montrer qu'il semble possible de déterminer la permittivité et la conductivité d'un sol en utilisant les mesures d'impédance de l'antenne posée sur un sol et à plusieurs fréquences. En effet, si la partie réelle de l'impédance est connue à  $3\text{MHz}$  par exemple, à partir de l'abaque de la Figure 5-13 nous pouvons déterminer la permittivité du sol sur lequel est posée l'antenne. Si ensuite la partie réelle de l'impédance de l'antenne et la permittivité du sol sont connues à  $0.3\text{MHz}$ , il est possible d'obtenir la conductivité du sol à partir de l'abaque de la Figure 5-14 et de son agrandissement en Figure 5-15.

L'utilisation des antennes du radar comme capteur permet donc de déterminer les caractéristiques du sous-sol, sans avoir recours à une sonde spécifique. Cela représente un avantage non négligeable dans le cadre de missions spatiales. Ces abaques restent valables lorsque l'antenne qui est utilisée comme capteur est identique à celle que nous avons utilisée.

Il faut toutefois noter que cette méthode sera par la suite améliorée de manière à faciliter l'utilisation mais aussi la précision en évitant l'utilisation de simples abaques. La méthode envisagée consiste à réaliser une base de données (nécessitant l'usage de réseaux de neurones) incluse dans une boucle d'optimisation retournant automatiquement la permittivité et la conductivité d'un sol à partir de l'impédance mesurée par les antennes du radar.

### III - COMPARAISON MONOPOLE ET DIPÔLE.

Nous allons ici faire une brève étude d'une antenne dipôle amortie en donnant ses principales caractéristiques. Nous présenterons donc l'impédance d'un dipôle, ses diagrammes de rayonnement dans les plans E et H et son gain. Dans chacun de ces cas, nous comparerons les résultats à ceux d'un monopole.

#### III.1 Étude de l'impédance.

Nous allons ici placer le dipôle sur un sol homogène de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ . Il est comparé ci-dessous avec l'impédance d'un monopole placé dans les mêmes conditions, c'est-à-dire qu'ici, une simple antenne amortie sera prise en compte et le module de surface ou tout autre matériel de mesure ne sera pas considéré.

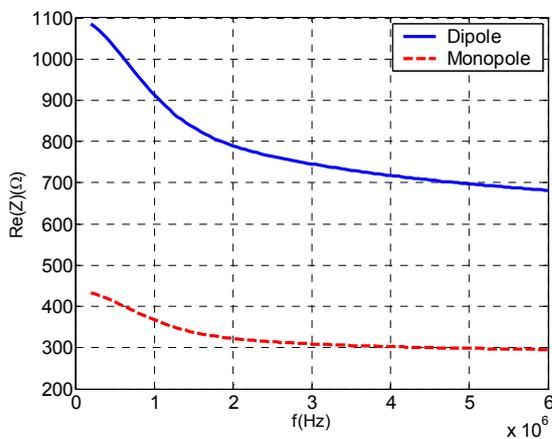


Figure 5-16 : Comparaison du dipôle et du monopole – Partie réelle de l'impédance.

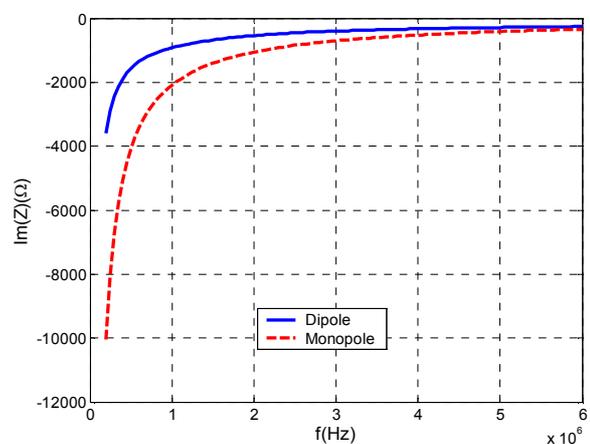


Figure 5-17 : Comparaison du dipôle et du monopole – Partie imaginaire de l'impédance.

La partie réelle de l'impédance d'un dipôle est le double de celle d'un monopole. La Figure 5-16 permet de constater que ce n'est pas tout à fait le cas ici car le centre de poids du monopole n'est pas idéal. Nous avons appliqué la condition de charge nulle au niveau du

générateur, alors que la condition idéale aurait été un plan de masse infini. En ce qui concerne la capacité, la différence est moins flagrante, surtout pour les fréquences les plus hautes.

### III.2 Étude des diagrammes de rayonnement.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E puis dans le plan H de l'antenne vont être tracés, de la même manière que dans le chapitre 3 (paragraphe III.1)

L'influence de la permittivité et de la conductivité du sol sur lequel est posé le dipôle sera étudiée, puis nous comparerons un monopole avec le dipôle. Ces études seront faites à  $f = 2\text{MHz}$ .

#### III.2.1 Influence d'une variation de permittivité.

Le cas d'un dipôle amorti est étudié ci-dessous, posé sur un sol de conductivité  $\sigma = 0$  et dont la permittivité  $\epsilon_r$  varie de 3 à 20.

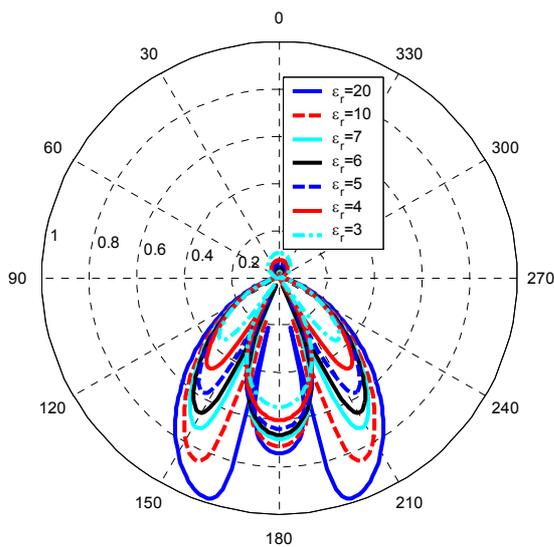


Figure 5-18 : Diagramme de rayonnement du dipôle en fonction de la permittivité du sol – Plan E.

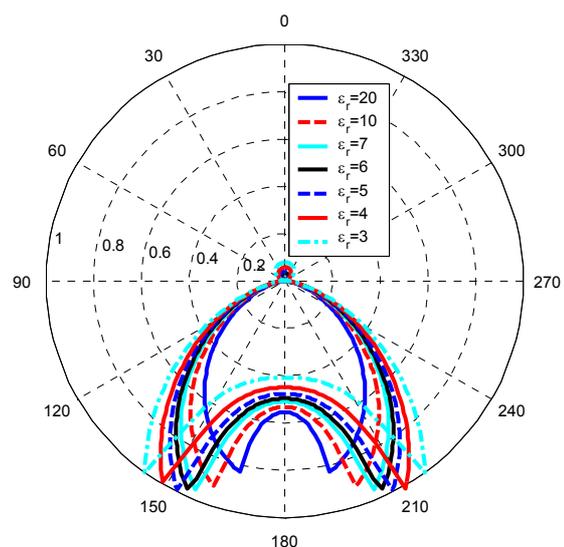


Figure 5-19 : Diagramme de rayonnement du dipôle en fonction de la permittivité du sol – Plan H.

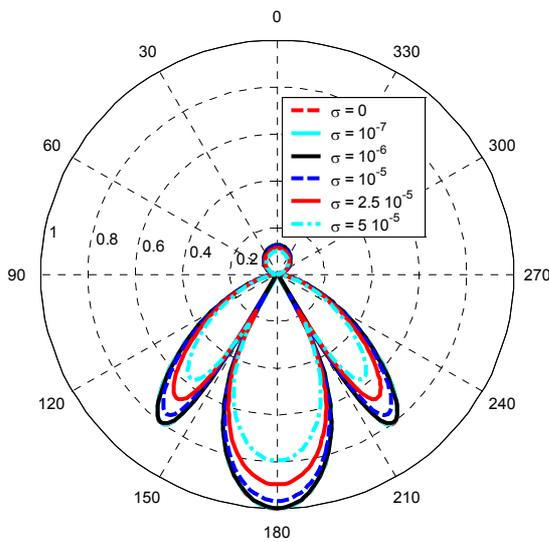
En ce qui concerne le plan E (Figure 5-18), le lobe principal s'allonge et s'amincit lorsque la permittivité du sol augmente, alors que les lobes secondaires s'élargissent et s'allongent lorsque la permittivité du sol augmente. De plus, pour les permittivités les plus fortes, les lobes secondaires sont plus importants que le lobe principal. Le dipôle est donc d'autant plus directif que la permittivité est basse.

Si nous considérons le plan H (*Figure 5-19*), le lobe s'amincit lorsque la permittivité augmente.

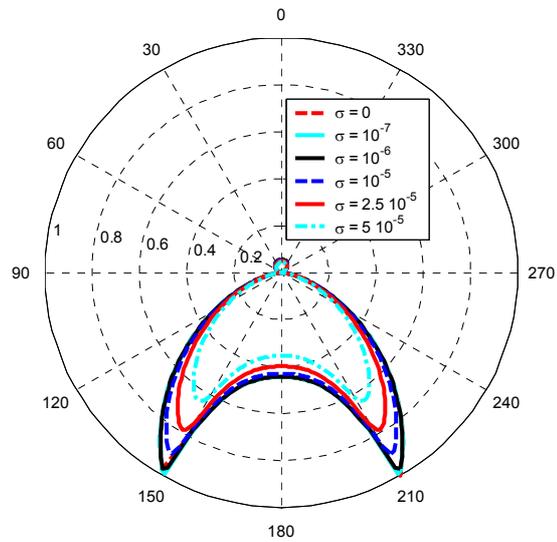
Que nous considérons le plan E ou le plan H, le rayonnement dans l'air est d'autant plus important que la permittivité du sol sur lequel est posée l'antenne diminue.

### III.2.2 Influence d'une variation de conductivité.

Nous allons ici évaluer l'influence sur le rayonnement d'une variation de conductivité. Pour cela, les conductivités telles que  $\sigma = 0, 10^{-7}, 10^{-6}, 10^{-5}, 2 \cdot 10^{-5}$  et  $5 \cdot 10^{-5}$  seront considérées.



*Figure 5-20 : Diagramme de rayonnement du dipôle en fonction de la conductivité du sol – Plan E.*



*Figure 5-21 : Diagramme de rayonnement du dipôle en fonction de la conductivité du sol – Plan H.*

Les variations du rayonnement dans le plan E comme dans le plan H sont moins flagrantes lorsque la conductivité varie que lorsque la permittivité varie. Cela dit, la variation globale reste la même. Lorsque la conductivité augmente, le rayonnement est moins important.

Nous pouvons de plus remarquer un phénomène de seuil. En effet, que le rayonnement se fasse dans le sol ou dans l'air, les rayonnements pour une conductivité telle que  $\sigma \leq 10^{-6}$  sont identiques.

### III.2.3 Comparaison avec le monopole.

Nous allons comparer les résultats obtenus pour le dipôle aux performances d'un monopole. Pour cela, nous allons considérer que les deux antennes étudiées sont posées sur un sol homogène de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et de conductivité  $\sigma = 0$ .

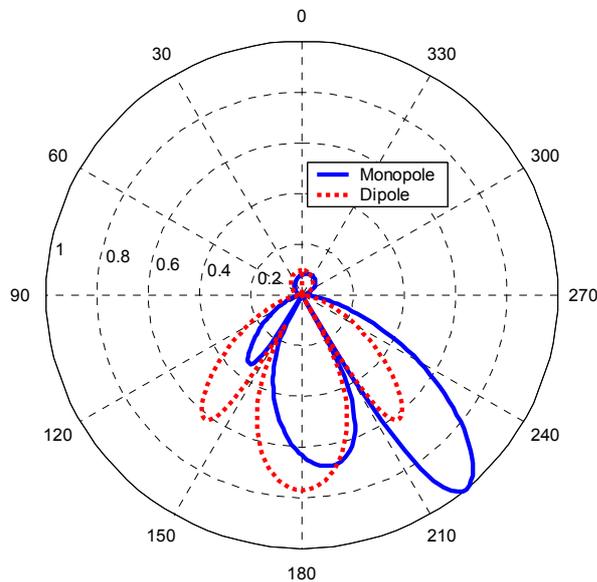


Figure 5-22 : Comparaison des diagramme de rayonnement du monopole et du dipôle – Plan E.

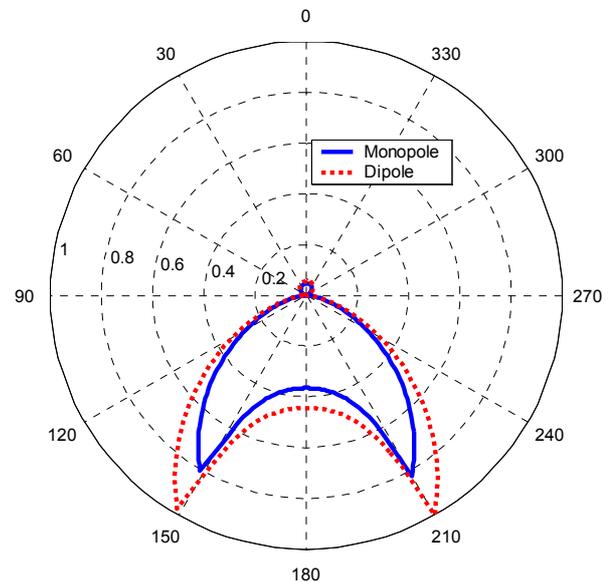


Figure 5-23 : Comparaison des diagramme de rayonnement du monopole et du dipôle – Plan H.

Le rayonnement du dipôle est symétrique dans les deux plans E et H, c'est une des propriétés du dipôle. En ce qui concerne le monopole, son rayonnement dans le plan E est dépointé de  $10^\circ$  par rapport à la verticale, alors que le dipôle rayonne parfaitement dans l'axe. De plus l'amplitude des lobes secondaires du dipôle (lorsqu'il rayonne dans le sol) reste inférieure à l'amplitude du lobe principal, alors que dans le cas du monopole, l'un des lobes secondaires est d'amplitude plus importante que celle du lobe principal.

### III.3 Étude du gain.

Nous allons ici étudier les variations du gain du dipôle dans la direction de rayonnement maximal ( $180^\circ$ ) en fonction de la permittivité du sol sur lequel est posée l'antenne. Les variations de la permittivité du sol sont les mêmes que celles prises lors de l'étude du rayonnement effectuée au paragraphe III.2.1 de ce chapitre, c'est-à-dire que la permittivité est comprise entre 3 et 20.

Le résultat que nous obtenons est donné ci-dessous :

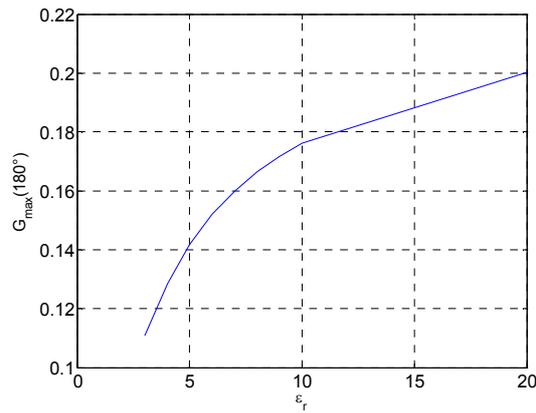


Figure 5-24 : Gain du dipôle dans la direction de rayonnement maximal en fonction de la permittivité du sol sur lequel elle est posée.

Le gain du dipôle augmente avec la permittivité du sol sur lequel il est posé.

### III.4 Conclusion.

De façon générale, les performances du dipôle sont meilleures que celles du monopole. Son rayonnement est moins perturbé par les lobes secondaires que celui du monopole et dans l'ensemble, l'impédance du dipôle est moins sensible aux parasites que celle du monopole.

Cela dit, suivant les applications, le monopole peut être plus intéressant que le dipôle, en particulier lorsqu'un rayonnement dépointé est recherché pour certaines applications.

## IV - ÉTUDE DE L'INFLUENCE DE L'ANTENNE SUR LE CAPTEUR DE CHAMP MAGNÉTIQUE.

La détermination du champ magnétique en plus du champ électrique est très intéressante pour pouvoir déterminer la direction de propagation de l'onde renvoyée par le sous-sol et par conséquent pour déduire l'orientation de la structure réfléchissante. L'intérêt est de voir dans quelle mesure la présence de l'antenne a une influence sur la mesure de champ magnétique. L'étude va se faire en plusieurs étapes :

★ Détermination du champ rayonné par la surface réfléchissante : l'antenne qui émet une onde électromagnétique vers le sol est simulée puis est enlevée avant que l'impulsion renvoyée par la surface réfléchissante ne revienne à la surface. Cela permet de déterminer la composante  $e_x$  de l'onde plane lorsque l'antenne est enlevée.

★ Détermination du courant reçu au niveau de l'antenne : la même simulation que précédemment est réalisée, mais en conservant l'antenne réceptrice. Il est alors simple d'obtenir le courant réfléchi  $I_r$ .

★ A partir de ces deux premières simulations, il est possible de déterminer le rapport  $I_r / e_x$  valable en réception, c'est-à-dire une fois que l'antenne a été enlevée. Nous avons obtenu  $I_r / e_x = 1 / 70$  comme le montre la figure ci-dessous :

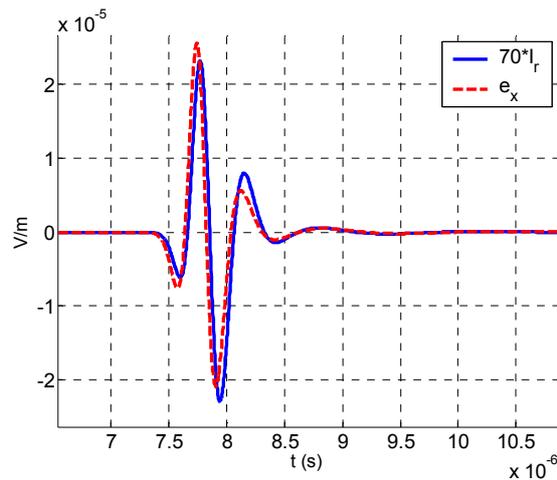


Figure 5-25 : Évaluation du rapport  $I_r / e_x$ .

Les résultats obtenus ne coïncident pas de façon parfaitement exacte, mais nous pouvons admettre qu'ils sont suffisamment proches pour approximer le rapport  $I_r / e_x$  à la valeur  $1 / 70$ .

★ Dans le cas d'une onde plane, le champ réfléchi par une interface plane et horizontale du sous-sol n'a pour composante que  $h_y$ . La relation entre le champ magnétique et le champ électrique dans le cas d'une onde plane est donnée par  $h_{yr} = e_x / 120\pi$ . C'est cette grandeur que le capteur de champ magnétique devrait mesurer.

Le courant induit sur l'antenne s'accompagne d'un champ magnétique  $h_\theta$  dépendant de la distance  $r$  entre le point de mesure et l'antenne, et tel que  $h_\theta = I_r / 2\pi r$ . Dans notre cas les mesures sont généralement faites à un mètre de l'antenne (c'est ce que nous pouvons voir sur la Figure 5-26) d'où  $h_\theta \approx 0.16 I_r$ . Or, si le capteur de champ magnétique est placé à un mètre de l'antenne mais en un endroit quelconque, le champ  $h_\theta$  induit par l'antenne va être tel qu'il apporte une contribution  $h_y$  et  $h_z$  en plus du champ réfléchi  $h_{yr}$ . Cela implique donc qu'au lieu de ne mesurer que le champ  $h_{yr}$  qui nous intéresse, nous mesurons un champ  $H_y = h_{yr} + h_y$ .

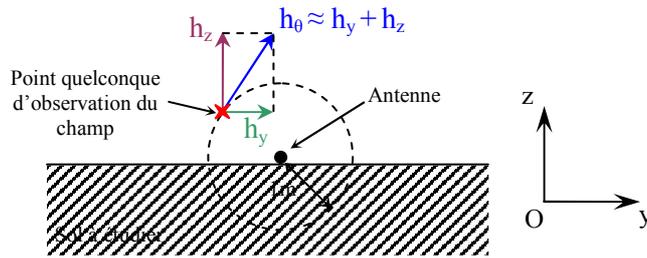


Figure 5-26 : Mesure du champ en un point quelconque.

A partir des diverses relations que nous avons vues plus haut, le champ  $h_\theta$  peut être calculé comme suit :

$$h_\theta = 0.16 * (1 / 70) * 120 \pi * h_{yr} \approx 0.86 h_{yr}.$$

Le champ magnétique  $h_\theta$  autour du fil est donc du même ordre de grandeur que le champ magnétique  $h_{yr}$  rayonné par la surface réfléchissante. Nous ne pouvons donc pas négliger l'influence du champ émis par l'antenne sur la mesure de champ rayonné par des éléments réfléchissants du sous-sol.

Il y a toutefois un moyen de contourner ce problème en plaçant le capteur de champ magnétique sur le sol et à un mètre d'un côté ou de l'autre de l'antenne dans notre cas (cf. Figure 5-27).

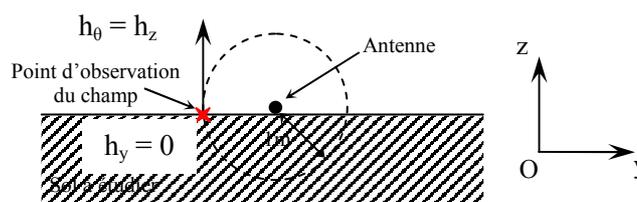


Figure 5-27 : Mesure du champ magnétique sur le sol.

En effet, la composante de champ  $h_\theta$  est alors égale à  $h_z$ , il n'y a donc pas de modification de la composante  $h_y$ . Dans ces conditions, si nous comparons  $h_\theta$  à  $h_z$  nous devrions obtenir des résultats quasiment identiques. Comme le montre la Figure 5-28, les résultats de simulation sont tout à fait en accord avec ce que nous venons de dire.

Nous venons donc de montrer qu'il est primordial dans le cas de mesures de champ magnétique de placer le capteur sur le sol de manière à ce que le rayonnement de l'antenne ne vienne pas perturber les mesures. Cela ne représente pas une très grosse contrainte, mais permet d'obtenir des résultats cohérents.

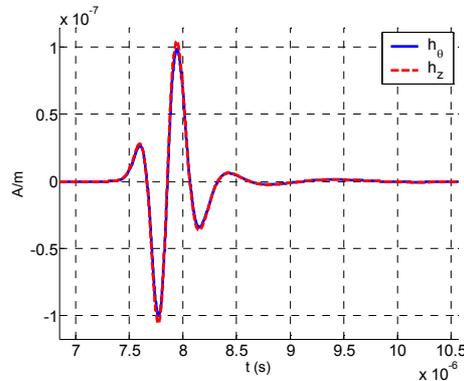


Figure 5-28 : Comparaison des composantes de champ  $h_0$  et  $h_z$ .

L'intérêt de la mesure du champ magnétique réside principalement dans la détermination de la localisation d'objets diffractants. En effet, la direction va être donnée par le vecteur de Poynting qui dépend des champs électriques et magnétiques :  $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$ .

## V - CHAPITRE 5 : CONCLUSION.

Quelques applications complémentaires du radar que nous avons étudié tout au long de ce manuscrit ont été présentées dans ce chapitre. Nous avons tout d'abord envisagé d'utiliser le monopole du radar comme sonde de mesure de permittivité. Ce travail nécessite d'être automatisé par l'utilisation d'une base de donnée (utilisant les réseaux de neurones) permettant d'obtenir plus simplement et de façon directe les caractéristiques du sol sur lequel ont été faites les mesures.

L'application à un dipôle plutôt qu'un monopole a ensuite été abordée. Le dipôle présente en effet de meilleures performances que le monopole notamment en ce qui concerne le gain. Cela dit, pour certaines applications il peut rester intéressant d'utiliser un monopole, comme par exemple lorsqu'un rayonnement dépointé est souhaité.

Enfin, le problème de la mesure de champ magnétique a été posé et l'importance de placer le capteur au niveau du sol (et latéralement par rapport à la direction de l'antenne), seul endroit permettant de s'affranchir du champ induit par l'antenne, a été mise en évidence.

**CONCLUSIONS ET**  
**PERSPECTIVES**



## CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

L'étude du radar de Netlander, destiné à explorer le sous-sol martien, s'est terminée alors que les missions spatiales américaines (Spirit et Opportunity) et européenne (Mars Express) ont donné de nombreuses informations sur la planète rouge. En effet, il semblerait que s'il n'existe plus d'eau liquide en surface de la planète, il est possible qu'une mer ait existé. Une importante quantité d'eau sous forme de glace carbonique a été détectée ainsi que la présence de glace d'eau sous la surface de glace carbonique. Cependant, aucune preuve de la présence d'eau liquide n'a été découverte pour l'instant. C'est la recherche de cette eau qui est en partie à l'origine de la mission Netlander et donc l'objectif de notre étude.

Notre travail a été effectué en collaboration avec le Centre d'étude des Environnements Terrestres et Planétaires (C.E.T.P.) et avait pour but de valider le fonctionnement du radar G.P.R. Le radar a été testé sur différents sites de mesures. En effet l'équipe du C.E.T.P. a procédé à plusieurs campagnes de mesures : plusieurs ont été réalisées sur la dune du Pyla en France et deux autres ont eu lieu en Égypte à proximité de l'oasis de Baharia (dans le désert nubien) puis en Antarctique sur la route du raid allant de Dôme C à Cap Prud'homme. L'étude s'est appuyée sur les résultats obtenus lors des mesures sur la dune du Pyla. L'intérêt principal était de bien comprendre tous les phénomènes à prendre en compte lors des manipulations sur la dune, de manière à obtenir des résultats de simulation les plus proches possibles de ceux des mesures. Nous avons donc utilisé un code de calcul F.D.T.D. (Finite Differences Time Domain) pour simuler l'antenne du radar et donc comparer nos résultats à ceux obtenus lors des campagnes de mesures sur la dune du Pyla.

Nous avons tout d'abord déterminé quels paramètres avaient une influence significative sur les performances en impédance de l'antenne de Netlander (monopole à charges réparties). Le sol sur lequel l'antenne est posée a un impact important sur l'impédance de l'antenne. Celle-ci dépend de la permittivité du sol (l'impédance augmente lorsque la permittivité diminue) et de la conductivité (la partie réelle augmente lorsque la conductivité augmente et principalement aux basses fréquences ; la capacité reste relativement stable lorsque la conductivité varie). L'impédance dépend également des caractéristiques mêmes de l'antenne filaire, telles que son rayon (l'impédance augmente lorsque le rayon diminue) ou encore les valeurs des résistances d'amortissement (un mauvais amortissement diminue l'impédance par rapport à une antenne correctement amortie).

Concernant le rayonnement de l'antenne, nous avons vu qu'il est fortement dissymétrique, le lobe secondaire étant même plus important que le lobe principal de rayonnement. Ce phénomène peut être intéressant pour dépointer l'antenne, mais peut devenir contraignant pour réussir à dissocier les échos dus à chacun des deux lobes (principal et secondaire) lors d'un traitement des données.

Le déphasage entre deux ou trois antennes étudiées en même temps permet de contrôler la direction de rayonnement maximal du champ ce qui peut être intéressant suivant les applications envisagées.

Nous avons aussi mis en évidence que, lorsqu'un sol est composé de plusieurs petites strates en surface, il est tout à fait possible de les assimiler à une seule strate de permittivité et conductivité équivalentes. Cela permet de simplifier le sol et d'avoir moins de paramètres à prendre en compte et/ou modifier lors d'une étude statistique par exemple.

Une fois compris le comportement de l'antenne en fonction de l'environnement dans lequel elle se trouve, l'étude des résultats obtenus sur la dune du Pyla a été faite. L'intérêt était de valider le fonctionnement du radar G.P.R. de Netlander sur le terrain. Pour cette étude, nous avons dans un premier temps essayé de voir quels phénomènes devaient être pris en compte pour que nos résultats de simulation en impédance correspondent le mieux possible aux résultats expérimentaux. La position des résistances d'amortissement sur l'antenne est très importante (elles ne doivent pas être trop éloignées du générateur, sinon l'impédance est minorée). De même, il est nécessaire de prendre en compte la présence de l'analyseur de réseau. La conductivité du sol est fondamentale pour faire correspondre les résultats de mesures et de simulations aux basses fréquences. Pour les plus hautes fréquences, il faut considérer la variation fréquentielle de la permittivité en introduisant un milieu dispersif de type Debye. En prenant en compte tous ces paramètres, nous avons pu obtenir des résultats très satisfaisants en ce qui concerne l'impédance. Nous avons aussi constaté que le déroulement parfait de l'antenne n'est peut être pas nécessaire au bon fonctionnement du radar. En effet, même si l'antenne se déroule « en accordéon » sur ses 25 premiers mètres, l'impédance est quasiment identique que si l'antenne était normalement déroulée.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux résultats en courant. Des mesures ont été faites sur la dune du Pyla de manière à relever les échos revenant du sous-sol. La tâche a été ici beaucoup plus complexe qu'en ce qui concerne l'impédance. En effet, la

complexité du sol et le nombre de paramètres que nous avons à prendre en compte afin de modéliser la dune, rendaient l'étude difficile, la solution pouvant ne pas être unique. Les résultats que nous avons obtenus concernant les échos ne sont pas complètement satisfaisants. Nous avons réussi toutefois à trouver une solution acceptable en ce qui concerne les résultats à  $f = 4\text{MHz}$ .

Une étude similaire pourra être faite ultérieurement sur les résultats obtenus par le C.E.T.P. en Antarctique. En effet, ces résultats sont plus facilement exploitables étant donné que les échos revenant du sous-sol sont beaucoup plus simples que ceux que nous avons étudié pour la dune du Pyla. Cela est compréhensible étant donné que le sol se compose de glace sur une distance pouvant aller jusqu'au kilomètre avant de rencontrer de l'eau. Il y a donc très peu de facteurs perturbateurs aux mesures et les résultats seront ainsi beaucoup plus simples à exploiter.

Nous avons enfin présenté dans un dernier chapitre quelques applications complémentaires qui devront être approfondies par la suite. Nous avons en effet tout d'abord envisagé d'utiliser le monopole du radar comme sonde de mesure de permittivité. Cela semble pouvoir fonctionner, mais il est nécessaire de compléter cette étude en automatisant son utilisation en mettant en œuvre une base de données utilisant les réseaux de neurones et permettant d'obtenir de façon directe les caractéristiques du sol sur lequel ont été faites les mesures. Nous avons ensuite pensé à utiliser les antennes en dipôle plutôt qu'en monopole. Le dipôle présente en effet de meilleures performances que le monopole notamment en ce qui concerne le gain. Mais le monopole peut toutefois être intéressant lorsqu'un rayonnement dépointé est souhaité. Enfin, nous avons montré que lorsque nous souhaitons mesurer le champ magnétique, il faut absolument prendre en compte le rayonnement de l'antenne. Il est possible de s'affranchir de ce rayonnement parasite de l'antenne électrique sur le capteur magnétique en positionnant le capteur au niveau du sol.

Cette étude n'est donc pas terminée, non seulement parce que l'étude du radar de Netlander n'est pas terminée (même si la mission n'est plus d'actualité), mais aussi parce que les applications spatiales des radars est et sera encore d'actualité pendant de nombreuses années. De plus, de tels radars ont leur utilité sur Terre, de manière à déterminer la composition d'un sol ou tout simplement pour détecter la présence d'eau en profondeur.



# **BIBLIOGRAPHIE**



# BIBLIOGRAPHIE

- [1] **F. COSTARD.** *La planète Mars*. Paris : PUF. « Que sais-je ? », n°3568, 2000.
- [2] **P. LABROT.** Site internet : [www.nirgal.net](http://www.nirgal.net) (Pages consultées de Janvier 2004 à Septembre 2004)
- [3] **B. MARTINAT.** Etude électromagnétique du Ground Penetrating Radar de Netlander destiné au sondage du sous-sol martien. Thèse de doctorat d'université. Limoges : Université de Limoges, 2001, 209 p.
- [4] **D.J. DANIELS.** *Surface Penetrating Radar*. IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series 6, Inspec, 1996.
- [5] **R. PEREZ.** Principe du radar G.P.R. Exemple du radar à saut de fréquence. Rapport de DEA. IRCOM, Limoges, 2002, 52 p.
- [6] **L. PETERS JR., J.J. DANIELS, J.D. YOUNG.** *Ground Penetrating Radar as a Subsurface Environmental Sensing Tool*. Invited Paper – Proceedings of the IEEE, Vol 82, n°12, December 1994, p. 1802-1822.
- [7] **N. VERNEUIL.** *Conception et réalisation d'un radar subsurface à sauts de fréquence*. Thèse de doctorat d'université. Rennes : Université de Rennes 1, 2000, 131p.
- [8] **P. ESSELLE, S. STUCHLY,** *A broad-band resistively loaded V-antenna : experimental results. IEEE trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 39, n°11, octobre 1991, p. 1587-1591.
- [9] **K. C. LEE, G. JUNKIN, S. P. KINGSLEY.** *New strategy to locate buried objects in highly lossy ground. IEE Proc.- Radar Sonar Navig.*, Vol. 142, N° 6, December 1995, p 306-312.
- [10] **Y. SUN, J. LI.** Time-frequency analysis for plastic landmine detection via forward-looking ground penetrating radar. *IEE Proc.- Radar Sonar Navig.*, Vol. 150, N° 4, August 2003, p 253-261.

- [11] **S. ABRAHAMSON, B. BRUSMARK, G. GARD, H. C. STRIFORS.** *Target identification by means of impulse radar.* Automatic object recognition. Proc. SPIE, (1471), 1991, p. 130-141.
- [12] **ABRAHAMSON, B. BRUSMARK, G. GARD, H. C. STRIFORS.** *Extraction of target signature features in the combined time-frequency domain by means of impulse radar.* Automatic object recognition II. Proc. SPIE, (1700), 1992, p. 102-113.
- [13] **T. P. MONTOYA, G. S. SMITH.** *Land Mine Detection Using a Ground-Penetrating Radar based on Resistively Loaded Vee Dipoles.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, N° 12, december 1999, p 1795-1806.
- [14] **D. J. DANIELS.** Short-pulse radar for stratified lossy dielectric layer measurement. IEE Proc. F, 1980, 127, p. 371-379.
- [15] **J. JENWATANAVET, J. T. JOHNSON.** *An analytical model for studies of soil modification effects on ground penetrating radar.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, N° 6, june 2001, p 923-933.
- [16] **P. T. LACKO, W. W. CLARK, K. SHERBONDY.** *Studies of Ground Penetrating Radar antennas.* 2<sup>nd</sup> International workshop on Advanced GPR, 14-16 May 2003, Deft, The Netherlands, p24-29.
- [17] **G. HOFFMANN.** Pattern recognition of multiple signals from ground penetrating radar for metal and plastic objects. IEE Proc.- Radar Sonar Navig., Vol. 151, N° 2, April 2004, p 91-99
- [18] **J. H. BUNGLEY, S. G. MILLARD, M. R. SHAW.** *Influence of reinforcing steel on radar surveys of concrete structures.* Construction and Building Materials, 1994, v. 8, n. 2, p 119-126.
- [19] **G. R. OLHOEFT, S. S. SMITH III.** *Automatic processing modeling of GPR data for pavement thickness and properties.* GPR 2000, Gold Coast Australia, 23-26 May 2000.
- [20] **A. Z. BOTROS, A. D. OLVER, L. G. CUTHBERT, G. A. FARMER.** *Microwave detection for hidden objects in walls.* 1984, Electronic letters, 20, p 824-825.
- [21] **R. C. DE VEKEY.** *NON-destructive test methods for masonry structures.* 1988, Proceedings of 8<sup>th</sup> IBMAC conference, Vol. 3, , 1673 (9 pp)

- [22] **R. R. UNTERBERGER.** *Radar and sonar probing of rocks.* 1985, Trans. Soc. Min. Eng., AIME, 276, p 1864-1874.
- [23] **R. L. CHUFO.** *Noncontacting coal and rock thickness measurement with a vector network analyser.* 1992, Proceedings of the RF Expo East Conference, Tampa, FL, USA, p 41-50.
- [24] **R. L. CHUFO.** *An electromagnetic spatial/spectral sensor for geological measurements.* 1996, Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on Ground Penetrating Radar, Sendai, Japan, Tohoku University, p 545-547.
- [25] **B. J. MOORMAN, S. D. ROBINSON, M. M. BURGESS.** *Imaging Periglacial Conditions with Ground-Penetrating Radar.* 2003, Permafrost and Periglacial Processes, p 319-329.
- [26] **G. K. A. OSWALD.** *Geophysical radar design.* 1988, IEE Proc. F, 135, p 371-379.
- [27] **P. MAIJALA, J. C. MOORE, S. HJELT, A. PALLI, A. SINISALO.** *GPR Investigations of Glaciers and Sea Ice in the Scandinavian Arctic.* 1998, GPR98 – 7<sup>th</sup> International Conference on Ground Penetrating Radar Proceedings, Vol. 1, p 143-148.
- [28] **C. H. DAVIS, R. H. DEAN, W. XIN.** *Radar reflections from water injected into an antarctic glacier.* IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 28, N° 4, July 1990, p 723-726.
- [29] **A. W. BINGHAM, M. R. DRINKWATER.** *Recent changes in the Microwave Scattering Properties of the Antarctic Ice Sheet.* IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 38, N° 4, July 2000, p 1810-1820.
- [30] **R. WU, X. LI, J. LI.** *Continuous pavement profiling with ground-penetrating radar.* IEE Proc. –Radar Sonar Navig., Vol. 149, N°4, August 2002.
- [31] **G. GRANDJEAN, P. PAILLOU, P. DREUILLET, P. DUBOIS, J. C. SOUYRIS, N. BAGHDADI, J. ACHACHE.** *Radar penetration in soils : toward a new system for subsurface Earth observation.* GEOS SAR, 26-29 October 1999, Toulouse, France, 6 p.
- [32] **R. KWOK, S. V. NGHIEM, S. MARTIN, D. P. WINEBRENNER, A. J. GOW, D. K. PEROVICH, C. T. SWIFT, D. G. BARBER, K. M. GOLDEN, E. J. KNAPP.** *Laboratory measurements of sea ice : connections to microwave remote*

*sensing*. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 36, N° 5, September 1998, p 1716-1730.

- [33] **A. V. KUZMIN, N. POSPELOV**. Measurements of sea surface temperature and wind vector by Nadir airborne microwave instruments in joint United States / Russia internal waves sensing experiment JUSREX'92. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 37, N° 5, July 1999, p 1907-1915.
- [34] **L. L. WILSON, L. TSANG, J. N. HWANG, C. T. CHEN**. Mapping snow water equivalent by combining a spatially distributed snow hydrology model with passive microwave remote-sensing data. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 37, N° 2, March 1999, p 690-704.
- [35] **A. HERIQUE, W. KOFMAN, P. BAUER, F. REMY, L. PHALIPPOU**. *A spaceborne Ground Penetrating Radar : MIMOSA*. CEOS 99, Toulouse, France, Proceedings in ESA SP-450, March 2000, 6 p.
- [36] **C. F. CHYBA, S. J. OSTRO, B. C. EDWARDS**. *Radar detectability of a subsurface ocean on Europa*. ICARUS 134, 1998, Article n° IS985961, p 292-302.
- [37] **C. GIRAUDON**. *Contribution à la simulation électromagnétique dans le domaine temporel*. Approches électromagnétique et informatique. Thèse de doctorat d'université. Limoges : Université de Limoges, 2002, 148 p.
- [38] **C. GUIFFAUT**. Contribution à la méthode F.D.T.D. pour l'étude d'antennes et de la diffraction d'objets enfouis. Thèse de doctorat d'université. Rennes : Université de Rennes 1, 2000, 220 p.
- [39] **K. S. YEE**. *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell*. IEEE, Transaction Antennas and Propagation, Vol. 14, 1966, p 302-307.
- [40] **A. TAFLOVE, M. E. BRODWIN**. Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations. IEEE, Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 23, n° 8, 1975.
- [41] **M. MROZOWSKI**. Stability condition for the explicit algorithm of the time domain analysis of Maxwell's equations. IEEE, Microwave and Guided Wave Letters, 1994, Vol. 4, n° 8.
- [42] **R. HOLLAND**. *Finite-difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires*. IEEE, Transaction On Electromagnetic Compatibility, Vol. 23, 1981.

- [43] **R. HOLLAND, J. WILLIAMS.** *Total-field versus scattered-field finite-difference.* IEEE, Trans. Nuclear Sciences, Vol. 30, p 4583-4587, 1983.
- [44] **J. P. BERENGER.** A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. J. Computational Physics, Vol. 114, p 185-200, 1994.
- [45] **J. A. RODEN, S. D. GEDNEY.** *Convolutional PML (CPML) : An efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media.* Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, n° 5, December 2000.
- [46] **P. LEVEQUE.** Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes. Thèse de doctorat d'université. Limoges : Université de Limoges, 1994, 197 p.
- [47] **T. T. WU, R. W. P. KING.** *The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading.* IEEE, Transaction Antennas and Propagation, AP-13, No. 3, 1965, p 369-373.
- [48] **G. GRANDJEAN, P. PAILLOU, P. DREUILLET, P. DUBOIS, J. C. SOUYRIS, N. BAGHDADI, J. ACHACHE.** *Radar penetration in soils : toward a new system for subsurface Earth observation.*
- [49] **Y. BARBIN.** *Prism, le radar géophysique de l'aérostat martien.* Thèse de doctorat. Grenoble : Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1996, 255p.
- [50] **T. T. WU, R. W. P. KING.** *The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading.* IEEE, Transaction Antennas and Propagation, AP-13, No. 3, 1965, p 369-373.
- [51] **S. M. CLIFFORD.** A model for the hydrologic and climatic behavior of water on Mars. J. Geophys, E6, 1998.
- [52] **G. BAUCHET, A. REINEIX.** *Détermination de la permittivité et de la conductivité d'un sol à partir de données Radar.* 13<sup>ème</sup> JNM 2003, Lille, France - 21-23 mai 2003 – pp. 152-153 – 1D-22