

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

Faculté des sciences et Technologies

XLIM-OSA, UMR 6172

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

présentée et soutenue par

Mouhamed Sow

le 11/02/2015

**Contribution à la conception de radars géologiques impulsionnels
fonctionnant dans un milieu complexe.**

Thèse dirigée par Michèle LALANDE et Edson MARTINOD

JURY :

Rapporteurs

M. Bernard UGUEN, Professeur, IETR, Université de Rennes1.

M. Fayçal REJIBA, Maître de Conférences HDR, UMR MÉTIS, Université Pierre et Marie Curie.

Examineurs

M. Jean-Luc MATTEI, Maître de Conférences HDR, LabSTICC, Université de Bretagne Occidentale.

M. Alain RENEIX, DR CNRS, XLIM, Université de Limoges.

Mme Michèle LALANDE, Professeur, XLIM, Université de Limoges.

M. Edson MARTINOD, Maître de Conférences, XLIM, Université de Limoges

Invités

M. Noel FEIX, Maître de Conférences, XLIM, Université de Limoges

M. Bernard JECKO, Professeur, XLIM, Université de Limoges

M. Thomas CAMUS, R&D Manager, NFM Technologies

M. Sébastien REYNAUD, Responsable Projets R&D, CISTEME

Mme. Valérie BERTRAND-VINCENT, Responsable Projets R&D, CISTEME



Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué à la faculté de Sciences de l'Université de Limoges au sein de l'institut de recherche XLIM dirigé par Dominique Baillargeat. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accepté dans ce laboratoire. Je remercie aussi Monsieur le Professeur Alain Reineix, responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA), Madame la Professeure Michèle Lalande et Monsieur le Maître de Conférences Edson Martinod pour avoir supervisé mes travaux de thèse en tant que directrice et co-directeur de thèse sur le site de Brive la Gaillarde.

J'adresse mes sincères remerciements à Madame Valérie Bertrand-Vincente ingénieur à CISTEME pour son aide, ses conseils et sa disponibilité lors de la conception et la réalisation des antennes ULB.

J'exprime ma profonde gratitude à M. Bernard Uguen, Professeur et chargé de recherche à IETR de Rennes, ainsi qu'à M. Fayçal Rejiba, Maître de conférences et chargé de recherche à l'UMR MÉTIS de Paris, qui ont accepté de juger ce travail en tant que rapporteurs.

Mes remerciements vont aussi vers mes amis présents tout au long de ma thèse : Négrier, Croizer, et mention spéciale à Ousmane Sow à qui je souhaite bon courage (prochain sur la liste des soutenances). Je remercie également l'équipe C2S2 présente et leurs thésards.

Un remerciement particulier pour Hélène, pour son aide lors de mon arrivée à Brive et pendant mes premières années de thèse de sa disponibilité pour résoudre les problèmes administratifs. Un grand merci également à tout le personnel enseignant et technique de l'IUT GEII de Brive mais aussi aux enseignants de l'IUT de Tulle et particulièrement à M. Alain Pages que j'ai côtoyé pendant ces trois ans, avec qui j'ai pu m'essayer à l'enseignement.

J'adresse aussi mes sincères remerciements à ma conjointe Angélique Pereira pour son soutien et sa présence, je remercie également toute sa famille. Je remercie également mon père Djibril et ma mère Aïssatou ainsi qu'à tous mes frères et sœurs.

Je dédie ce travail à ma fille aimée Inès.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE 1 : CONNAISSANCES REQUISES POUR LE DEVELOPPEMENT D'UN GEORADAR DANS LE CONTEXTE DE SECURISATION DES TUNNELIERS.	5
--	----------

I.	Contexte de l'étude.....	7
I.1	Les machines de creusement de tunnel.....	7
I.1.1	Les machines de creusement simples.....	7
I.1.2	Les tunneliers.....	8
I.2	Les dangers liés au creusement d'un tunnel.....	9
I.3	Le projet NeTTUN.....	11
II.	Le géoradar et la particularité du radar GPR à concevoir.....	14
II.1	Propriétés électromagnétiques des sols.....	14
II.1.1	Permittivité – ϵ	16
II.1.2	Conductivité - σ	18
II.1.3	Perméabilité magnétique - μ	19
II.1.4	Equations de Propagation et de diffusion.....	19
II.1.5	Vitesse de propagation.....	21
II.2	Principe d'un radar GPR.....	22
II.2.1	Principe de fonctionnement.....	23
II.2.2	Radar GPR impulsionnel.....	25
II.2.3	Radar GPR harmonique.....	27
II.2.4	Contraintes du radar GPR à concevoir.....	29
II.3	Performances d'un radar GPR.....	30
II.3.1	Bilan de liaison.....	30
II.3.2	Dynamique du radar GPR.....	32
II.3.3	Profondeur de pénétration.....	33
II.3.4	Résolution du Radar GPR.....	33
II.3.5	Conclusion.....	35
III.	Modélisation numérique des sols géologiques.....	36
III.1	Classification des sols géologiques.....	36
III.2	Modèle de Debye et Cole-Cole [21] [22].....	37
III.3	Le modèle volumique : Loi des mélanges.....	39
III.3.1	Le modèle Complex Refractive Index Model (CRIM).....	40
III.3.2	Le modèle de la théorie de Maxwell-Garnett (T.M.G).....	41
III.3.3	Approximation du milieu effectif (T.M.E).....	42
III.4	Modèle empirique et semi-empirique.....	43
III.4.1	Permittivité relative apparente en fonction de la teneur en eau.....	43
III.4.2	Conductivité apparente en fonction de la teneur en eau.....	44
III.4.3	Modèle de Topp /Singh.....	46
III.4.4	Modèle de Peplinski.....	47
III.5	Conclusion.....	49
IV.	Moyens mis en œuvre pour la conception des éléments rayonnants du radar GPR.....	50
IV.1	Outils numériques de conception d'antennes.....	50
IV.1.1	CST Microwave Studio : Méthode d'intégration finie.....	50
IV.1.2	Mise en œuvre de l'outil de simulation électromagnétique CST Microwave Studio.....	50
IV.2	Outil numérique de l'analyse de la propagation dans les sols.....	52
IV.2.1	TEMSI-FD.....	52
IV.2.2	TEMSI-FD : structuration de la scène.....	53
IV.2.3	Utilisation complémentaire des outils numériques.....	54

V.	Conclusion.....	57
----	-----------------	----

CHAPITRE 2 : CONCEPTION DE L'ANTENNE ELEMENTAIRE POUR UN GPR FONCTIONNANT DANS UN MILIEU COMPLEXE. 59

I.	Etat de l'art.....	61
I.1.	Antennes planaires.....	62
I.1.1.	Antennes dipolaires.....	63
I.1.2.	Antenne Vivaldi.....	67
I.2.	Antennes volumiques.....	69
I.2.1.	Antenne cornet ridgé.....	69
I.2.2.	Autres géométries d'antenne.....	71
I.3.	Conclusions.....	72
II.	Projet NeTTUN : choix d'une géométrie d'antenne.....	73
II.1.	Introduction.....	73
II.2.	Dimensionnement et modélisation des antennes K et cornet ridgé.....	73
II.2.1.	Choix de la bande de fréquence pour l'étude comparative des deux géométries d'antenne considérées.....	74
II.2.2.	Conception de l'antenne K.....	75
II.2.3.	Dimensionnement de l'antenne cornet ridgé.....	81
Conclusions.....		86
III.	Etude comparative des performances de l'antenne K et du cornet ridgé.....	87
III.1.	Démarche suivie pour l'étude des antennes.....	87
III.1.1.	Quelques règles de configuration pour les simulations sous CST MICROWAVE.....	87
III.1.2.	Critère d'évaluation de la dispersion.....	88
III.1.3.	Gain et directivité.....	88
III.1.4.	Différentes zones de champ.....	90
III.1.5.	Critères de comparaison.....	91
III.2.	Comparaison des paramètres physiques des antennes K et cornet ridgé.....	91
III.3.	Comparaison de la forme et du niveau crête du champ électrique rayonné dans l'air.....	92
III.3.1.	Evolution du champ électrique rayonné dans l'axe de propagation.....	93
III.3.2.	Evolution du champ électrique rayonné à $\theta=45^\circ$	94
III.3.3.	Conclusions.....	96
III.4.	Comparaison de la forme et du niveau crête du champ électrique dans un milieu diélectrique.....	97
III.4.1.	Evolution du champ électrique dans l'axe de propagation.....	97
III.4.2.	Diagramme de rayonnement des antennes K et cornet ridgé dans un milieu diélectrique.....	101
III.4.3.	Influence de l'élévation des antennes par rapport au sol ausculté.....	103
III.5.	Conclusions.....	104
IV.	Optimisation de l'antenne K pour un rayonnement dans un milieu diélectrique.....	105
IV.1.	Insertion de l'antenne K dans un diélectrique.....	106
IV.2.	Comparaison des champs électriques rayonnés par l'antenne K immergée et par l'antenne K dans l'air.....	108
IV.3.	Choix de la fréquence basse.....	110
IV.4.	Choix d'un matériau pour le remplissage de l'antenne.....	112
IV.5.	Insertion de l'antenne K dans un cornet : Antenne Khorn.....	114
IV.5.1.	Rôle de la cavité métallique.....	114
IV.5.2.	Etapes de conception de l'antenne Khorn.....	115
IV.5.3.	Dimensionnement de l'antenne K dans l'air.....	115
IV.5.4.	Dimensionnement dans la résine polyuréthane de l'antenne K.....	115
IV.5.5.	Insertion de l'antenne K réduite dans un cornet.....	116
V.	Conclusion.....	121

CHAPITRE 3 : PERFORMANCES DU SYSTEME RAYONNANT DANS SON CONTEXTE D'UTILISATION..... 123

I	Introduction	125
II	Les performances théoriques de l'antenne élémentaire dans son contexte.....	126
II.1	Insertion de l'antenne K dans sa cavité.....	126
II.2	Influence du matériau de remplissage utilisé dans l'antenne Khorn.....	130
II.3	Etapes d'intégration de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du tunnelier.....	132
II.3.1	Introduction d'un recul de l'antenne Khorn.....	133
II.3.2	L'antenne Khorn dans la tête du tunnelier et son environnement.....	135
II.4	Etude du couplage.....	136
II.4.1	Cas où les antennes sont face à un milieu sans pertes.....	137
II.4.2	Cas où les antennes sont face à un milieu à pertes.....	140
III	Premiers résultats expérimentaux.....	144
III.1	Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne Khorn sans remplissage.....	144
III.2	Coefficient d'adaptation et de couplage de l'antenne Khorn avec insertion de résine.....	145
III.2.1	Coefficient d'adaptation.....	146
III.2.2	Coefficient de couplage.....	149
III.3	Conclusions.....	151
IV	Critères d'évaluation des performances du radar GPR.....	153
III.1	Scénarii envisagés.....	153
III.1.1	Choix des sols et présentation de leur modélisation.....	153
III.1.2	Configuration retenue.....	155
III.2	Tache de rayonnement.....	156
III.2.1	Représentation en densité surfacique de puissance.....	156
III.2.2	Représentation en champ électrique transitoire crête rayonné.....	161
III.3	Portée du radar GPR.....	165
III.3.1	Expression analytique de la réflexion au niveau d'une interface.....	165
III.3.2	Evaluation de la portée du radar GPR : exemple de changement de nature de sol.....	167
III.3.3	Prise en compte du seuil de détection.....	170
III.3.4	Conclusion.....	171
III.4	Obtention de radargrammes via TEMSI-FD.....	171
III.4.1	Configuration des simulations.....	172
III.4.2	Validation de la sous-scène.....	172
III.4.3	Exemple de radargrammes.....	175
V	Conclusions.....	177

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES..... 178

BIBLIOGRAPHIE..... 182

ANNEXE..... 187

ANNEXE 1 : ADAPTATION DE L'ANTENNE KHORN AU SOL AUSCULTE..... 187

I	Adaptation des antennes Khorn7 et Khorn20.....	187
II	Gain et champ électrique rayonné par les deux antennes.....	189

ANNEXE 2 – INTERET DES BASSES FREQUENCES ET CHOIX DE LA FREQUENCE BASSE DE TRAVAIL..... 193

I	Intérêt des basses fréquences.....	193
I.1	Dans l'air.....	193

I.2	Dans un sol à 5% de taux d'humidité.....	194
I.3	Conclusion	196
II	Choix de la basse fréquence de travail.....	197
II.1	Adaptation de l'antenne K dans la bande fréquentielle de [70MHz-700MHz]	197
II.2	Adaptation de l'antenne K dans la bande [50MHz-500MHz].....	198
II.3	Performances des antennes.....	199
III	Conclusions	203

Tables des figures

Figure 1 : Machine à attaque ponctuelle [1].....	7
Figure 2 : Machine à attaque globale Robbins [1].	8
Figure 3 : Image de synthèse d'un tunnelier dans son environnement.	8
Figure 4 : Exemple d'un tunnelier (source NFM : tunnelier de 9.89m de diamètre pour le projet de creusement du tunnel entre León et Gijón dans le nord de l'Espagne), a) bouclier ;b) mise en place du tunnelier ; c) bouclier et train suiveur.	9
Figure 5 : Exemple d'un tunnel noyé (source NFM technologie 2011).....	10
Figure 6 : Exemple de l'effondrement d'un tunnel en cours de construction, Station de métro à Sao Paulo en 2007.....	10
Figure 7 : Exemple d'un profil géologique, montagnes de Cantabrique (Espagne), source NFM.	11
Figure 8 : Evolution des types de phénomène de relaxation de la permittivité en fonction de la fréquence [4].	16
Figure 9 : Exemple d'image GPR pour la détection de mine. D. Daniels [12].....	23
Figure 10 : Schéma de principe d'un Radar GPR basique.	24
Figure 11 : Exemple d'un tracé géoradar (à gauche) et le radargramme associé (à droite).	25
Figure 12 : Exemple d'une impulsion couvrant la bande [100MHz-3.5GHz].....	25
Figure 13 : Module simplifié du Radar GPR impulsionnel en mode bistatique.	26
Figure 14 : Décomposition d'un signal impulsionnel émis par un radar GPR.	27
Figure 15 : Evolution de la fréquence émise en fonction du temps pour un radar FMCW	28
Figure 16 : Evolution de la fréquence en fonction du temps pour un Radar GPR à saut de fréquence.	29
Figure 17 : Schéma de principe de mesure d'un radar.....	31
Figure 18 : Résolution du radar GPR en fonction de la bande de fréquences.....	34
Figure 19 : Résolution d'un radar GPR en fonction de la constante diélectrique du milieu de propagation.....	35
Figure 20 : Classification des sols selon USDA [4].....	36
Figure 21 : Modèle de Debye ; variations en fréquence de la partie réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique (diagramme d'Argand ou diagramme de Cole et Cole).....	38
Figure 22 : Représentation d'un milieu hétérogène et son milieu homogène équivalent.	40
Figure 23 : Modélisation de la permittivité par la méthode de Maxwell-Garnett [31].	41
Figure 24 : Illustration d'un modèle de la théorie du milieu effectif.	43
Figure 25 : Exemple d'une interface graphique de CST Microwave Studio.	51
Figure 26 : Volume de calcul et cellule élémentaire [41].	52
Figure 27 : Schéma 2D d'une simulation GPR avec un sol présentant des granulosités, sous-scène extraite en pointillé.	53
Figure 28 : Champ électrique rayonné par l'antenne K modélisée sous CST Microwave et sous TEMSI-FD ; a) champ à 1m de l'ouverture des antennes, b) champ électrique à 2m de l'ouverture des antennes.	54
Figure 29 : Champ électrique rayonné dans de l'argile par l'antenne K modélisée sous CST Microwave et sous TEMSI-FD ; a) champ à 1m de l'ouverture des antennes, b) champ électrique à 2m de l'ouverture des antennes.	55
Figure 30 : Principaux dipôles utilisés dans le radar GPR impulsionnel.	63
Figure 31 : Effet des charges sur l'amplitude du signal émis par un dipôle elliptique blindé (50% de perte du niveau crête) [48]	65
Figure 32 : Exemple d'antennes papillons blindés (émission/réception).....	66
Figure 33 : Exemple d'une antenne Bow-tie commandée par des diodes PIN [53].	66

Figure 34 : Signal temporel (gauche), Spectre (droite) transmis dans le sol par une antenne papillon commandée par des diodes P.I.N (trait-discontinu : toutes les diodes "ON", trait-continu : "OFF") [53].....	67
Figure 35 : Antenne Vivaldi.....	67
Figure 36 : a) Vivaldi TSA, b) Vivaldi anti-podale.	68
Figure 37 : Champ électrique rayonné (sans dimensions) à 17cm de profondeur dans du sable argileux par les antennes Vivaldi et Bow-tie [57].....	69
Figure 38 : Exemples de champ électrique obtenu à 10cm de l'antenne cornet ridgé [50].	70
Figure 39 : Comparaison du gain dans l'axe d'un cornet ridgé (CR) avec un cornet ridgé partiellement chargée (CR-PC) [59].	70
Figure 40 : Schéma du circuit équivalent du couple générateur-antenne.	74
Figure 41 : Les différentes parties de l'antenne K; (0) coaxial d'alimentation, (1) masse mécanique, (2) boucle magnétique active, (3) boucle magnétique passive, (4) cornet TEM. .	76
Figure 42 : Profil de l'impédance caractéristique en fonction de la longueur L de l'antenne.	78
Figure 43 : Effet de la dimension de la circonférence de la boucle magnétique sur le coefficient d'adaptation ; (2) boucle magnétique participant à la propagation, (3) boucle magnétique ne participant pas à la propagation ; C : circonférence de la boucle active.....	79
Figure 44 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne K dimensionnée et optimisée dans la bande [200MHz-2GHz].....	80
Figure 45 : Profil de l'antenne K finale.....	80
Figure 46 : Géométrie de l'antenne cornet ridgé ; (0) coaxial d'alimentation, (1) cavité arrière, (2) cornet, (3) 'ridges'	81
Figure 47 : Influence du guide d'onde sur le coefficient de réflexion de l'antenne cornet.....	82
Figure 48 : Champ électrique rayonné à 1.5m de l'ouverture de l'antenne cornet ridgé ; effet de la cavité arrière.	83
Figure 49 : Antenne cornet ridgé : forme de la transition entre coaxial d'alimentation et ridges	84
Figure 50 : a) Antenne cornet ridgé ; forme interne du guide d'onde rectangulaire (gauche : cavité arrière ; droite : rajout de chanfrein) ; b) impact du chanfrein sur le signal rayonné. ...	85
Figure 51 : Coefficient de réflexion de l'antenne cornet ridgé finale.	85
Figure 52 : Tension d'alimentation appliquée à l'entrée de l'antenne.	87
Figure 53 : Coordonnées sphériques relatives à la densité stérique de puissance rayonnée. ...	89
Figure 54 : Les différentes zones de champ autour d'une antenne	91
Figure 55 : Schéma de principe pour l'évaluation du champ électrique des deux antennes dans l'air.	92
Figure 56 : Champ électrique dans l'axe ($\theta=0$) propagé par les antennes K et cornet dans l'air ; (en haut) à 1m de l'ouverture de l'antenne, (en bas) à 2m de l'ouverture de l'antenne.	93
Figure 57 : Champ électrique obtenue à $\theta=45^\circ$ propagé par les antennes K et cornet dans l'air sur un plan vertical situé 1m de l'ouverture des antennes.....	95
Figure 58 : Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne cornet ridgé à différentes fréquences.....	95
Figure 59 : Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne K à différentes fréquences.....	96
Figure 60 : Evolution de la permittivité diélectrique d'un sable faiblement humide en fonction de la fréquence décrit par le modèle de Debye.	97
Figure 61: Champ électrique dans l'axe ($\theta=0$) propagé par les antennes K et cornet dans du sable ; (a) à 1m de l'ouverture de l'antenne, (b) à 2m de l'ouverture de l'antenne.	98
Figure 62 : Comparaison du champ électrique rayonné par les cornets ridgés ouvert et fermé dans l'air à 1m.	98

Figure 63 : Comparaison du champ électrique rayonné par les cornets ridgés ouvert et fermé dans du sable faiblement humide à une distance de 1m.....	99
Figure 64 : Coefficient de réflexion S_{11} des antennes K, cornet ridgé fermé et cornet ridgé ouvert face à du sable faiblement humide.	100
Figure 65 : Diagramme de rayonnement à 900MHz dans les plans E/H des antennes K et cornet ridgé.....	102
Figure 66 : Influence de la distance antenne-sol sur le champ électrique propagé par l'antenne cornet ridgé dans le sable à 2 m de l'ouverture de l'antenne ($\theta=0$).	103
Figure 67 : Influence de la distance antenne-sol sur le champ électrique propagé par l'antenne K dans le sable à 2m de l'ouverture de l'antenne ($\theta=0$).....	103
Figure 68 : Dimensions de l'antenne K immergée dans un milieu de permittivité réelle égale à 6.	106
Figure 69 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne K immergée dans un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 6 avec l'antenne K optimisée dans l'air. .	107
Figure 70 : Gain réalisé dans l'axe de l'antenne K immergée dans un diélectrique et de l'antenne K dans l'air.	107
Figure 71 : Evolution du champ électrique à une distance électrique de 1m des antennes K immergée dans un milieu diélectrique et dans l'air.....	108
Figure 72 : Correction du module du champ électrique à une distance électrique de 1m des antennes K immergée dans un milieu diélectrique et dans l'air.....	109
Figure 73 : Atténuation liée aux propriétés diélectriques des sols étudiés dans le chapitre 1.	111
Figure 74 : Comparaison des niveaux du champ électrique sur l'axe par rapport aux distances de propagation dans un sable de 5% de taux d'humidité.	112
Figure 75 : Illustration de l'effet des pertes diélectriques dans l'antenne sur le champ électrique rayonné à 1m.	113
Figure 76 : Caractéristiques diélectriques de la résine polyuréthane, mesurées par IDS sur des échantillons de 2.5mm×10mm de dimensions.	114
Figure 77 : Coefficient de réflexion des antennes K immergées dans la résine et dans l'air.	116
Figure 78 : Antenne Khorn dimensionnée pour être remplie de résine polyuréthane.....	117
Figure 79 : Coefficient de réflexion des antennes K immergée dans de la résine et de l'antenne Khorn remplie de résine.	117
Figure 80 : Champ électrique rayonné à 2m des antennes K et Khorn.	118
Figure 81 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn remplie de résine polyuréthane.	118
Figure 82 : Influence de la permittivité du sol obtenue avec un modèle de Debye sur le coefficient de réflexion de l'antenne Khorn.	119
Figure 83 : Dimensions et localisation de l'emplacement de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du TBM.....	120
Figure 84 : Emplacement de l'antenne K dans la tête de coupe du tunnelier.	126
Figure 85 : Antenne K associée à la forme des cavités remplies de diélectrique.....	127
Figure 86 : Coefficient de réflexion de l'antenne K associée à la forme des cavités.....	127
Figure 87 : Champ électrique rayonné à 1m de l'ouverture des antennes K.	128
Figure 88 : Forme et caractéristiques magnétiques des ferrites dont la permittivité relative est égale à 7.....	128
Figure 89 : Antenne K dans la cavité remplie de milieu homogène (permittivité=7) avec des ferrites collées aux parois latérales.....	129
Figure 90 : Coefficients de réflexion de l'antenne K associée aux cavités avec des ferrites.	129
Figure 91 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn face à un milieu diélectrique homogène de permittivité relative égale à 7 ; illustration de l'effet des ferrites.....	130

Figure 92 : Champ électrique rayonné à 2m de l'ouverture de l'antenne Khorn.....	131
Figure 93 : Introduction du recul de l'antenne Khorn.....	133
Figure 94 : Effet de la longueur du recul sur le fonctionnement de l'antenne Khorn.....	134
Figure 95 : Schéma de l'intégration de l'antenne Khorn dans la tête de coupe du TBM.	135
Figure 96 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn dans son contexte d'utilisation ; effet de la plaque protectrice.	136
Figure 97 : Configuration verticale ; A=distance entre antennes.....	137
Figure 98 : Configuration horizontale, B=distance entre antennes.....	137
Figure 99 : Forme du signal d'excitation de la source NeTTUN par IDS.	137
Figure 100 : Couplage dans le plan vertical, a) forme transitoire, b) forme harmonique.	138
Figure 101 : Couplage dans le plan horizontal, a) forme transitoire, b) forme harmonique..	139
Figure 102 : Diagramme de rayonnement (3D) à 120MHz de l'antenne Khorn.	139
Figure 103 : Couplage transitoire dans le plan vertical pour une distance entre antennes de 36.5cm.....	140
Figure 104 : Permittivité diélectrique relative de l'argile et du sable argileux (partie réelle et partie imaginaire).	141
Figure 105 : Coefficient de couplage dans le plan horizontal pour une distance B=80mm. .	141
Figure 106 : a) modification de la partie inférieure de l'antenne, b) amélioration du coefficient de couplage ; élimination de la traîne.....	142
Figure 107 : Prototype de l'antenne Khorn sans la résine polyuréthane.....	144
Figure 108 : Coefficient d'adaptation de l'antenne Khorn sans résine dans l'air.	145
Figure 109 : Khorn remplie de résine polyuréthane pour un poids de 110Kg avec des dimensions de L×H×W=47cm×35cm×55cm.	145
Figure 110 : Coefficients de réflexion de l'antenne Khorn dans l'air : Mesure et théorie.....	146
Figure 111 : Caractéristiques diélectriques de la résine polyuréthane, résultats de mesures (IDS).....	147
Figure 112 : Caractéristiques diélectriques de la résine simulée.	147
Figure 113 : Coefficients de réflexion dans l'air après correction de la modélisation des caractéristiques diélectriques de la résine.	148
Figure 114 : Coefficients d'adaptation de l'antenne Khorn remplie de résine en face d'un milieu diélectrique.....	148
Figure 115 : Coefficient d'adaptation et de couplage des antennes Khorn face à un sol inconnu.....	149
Figure 116 : Caractéristiques du générateur AGP1.....	150
Figure 117 : Caractéristiques du générateur HMP1.....	150
Figure 118 : Coefficient de couplage entre antennes Khorn posées sur un sol inconnu humide.	151
Figure 119 : Comparaison des modèles de Debye et Peplinski, exemple de caractéristiques diélectriques de l'argile.	155
Figure 120 : Exemple de quelques scénarios à risques pour un tunnelier et l'importance de ces risques.....	156
Figure 121 : Distribution de l'énergie du vecteur de Poynting à 1m de l'ouverture de l'antenne Khorn ; tache de rayonnement à la fréquence de 200MHz dans un milieu homogène de permittivité relative égale à 7.	157
Figure 122 : Vecteur de Poynting à 400MHz pour une distance de 1m de l'antenne Khorn dans un milieu homogène de permittivité relative égale à 7.	158
Figure 129 : Distribution de la puissance électromagnétique à 1m et 2m de l'ouverture de l'antenne Khorn dans du sable, du sable argileux et de l'argile aux fréquences de 200MHz et 500MHz.....	159

Figure 124 : Evolution de l'atténuation des sols en fonction de la fréquence.	161
Figure 125 : Configuration de la simulation (3D).....	162
Figure 126 : Tache de rayonnement temporelle normalisée de l'antenne Khorn dans du sable argileux de permittivité moyenne égale à 15 aux distances de 0.5m, 1m et 2m de l'antenne.	162
Figure 127 : L'évolution de la surface éclairée par l'antenne Khorn en fonction de la profondeur à -3dB et -6dB dans du sable argileux.....	163
Figure 128 : Distribution de la tache de rayonnement temporelle en fonction de la position des antennes sur la tête de coupe du tunnelier aux distances de 1 m et 2 m de profondeur dans un sable argileux.....	164
Figure 129 : Evolution du module du coefficient de réflexion entre deux interfaces en fonction de la fréquence et de la nature du sol.	166
Figure 130 : Signal d'alimentation : forme transitoire et spectrale.....	167
Figure 131 : Configuration simplifié du changement de milieu brutal.	168
Figure 132 : Gain réalisé dans l'axe de l'antenne Khorn face aux sols modélisés sans pertes.	168
Figure 133 : Module de la tension reçue par l'antenne Khorn provenant de la réflexion à l'interface sable / argile située à 3m de l'antenne.	169
Figure 134 : Module de la tension reçue par l'antenne Khorn provenant de la réflexion à l'interface sable / sable argileux située à 3m de l'antenne.	170
Figure 135 : Portée du radar GPR en fonction de la nature du sol de propagation.....	171
Figure 136 : Antenne Wu-King.....	172
Figure 137 : Scène globale avec 35 antennes dipolaires; scénario de changement de milieu brutal.....	173
Figure 138 : Sous-scène avec $\theta=0^\circ$; scénario de changement de milieu brutal.	174
Figure 139 : Validation de la configuration de la sous-scène. A) courant total reçu au point d'alimentation de l'antenne, B) zoom sur la partie réfléchi par l'interface des deux sols. ..	174
Figure 140 : Variation des amplitudes du courant réfléchi par de l'interface entre les deux milieux.....	176

Table des tableaux

Tableau 1 : Comparaison entre la méthode sismique de réflexion et la prospection GPR	13
Tableau 2 : Valeurs typiques à 100MHz de la permittivité relative, de la vitesse de propagation, de l'atténuation et de la conductivité pour des sols dans le domaine du radar GPR [8].	22
Tableau 3 : Exemples de résultats expérimentaux des sols minéraux.....	45
Tableau 4 : Caractéristiques diélectriques du sol argileux.	55
Tableau 5 : Exemples de résolution verticale pour un radar GPR [42].....	61
Tableau 6 : Présentation des caractéristiques des antennes à ondes progressives développées par le laboratoire XLIM-OSA.	71
Tableau 7 : Comparaisons des dimensions et du gain des antennes K et cornet ridgé	92
Tableau 8 : Comparaison des niveaux crêtes du champ électrique dans l'axe des antennes K et cornet ridgé dans l'air.....	94
Tableau 9 : Comparaison des niveaux crêtes du champ électrique dans l'axe des antennes K et cornet ridgé face à du sable.	100
Tableau 10 : Caractéristiques diélectriques des sols courants en GPR surfacique.	113
Tableau 11 : Caractéristiques de texture des principaux sols constituant les sous-sols.	154
Tableau 12 : Caractéristiques diélectriques des sols choisis.	154

Introduction générale

Le Radar (radio detection and ranging) à Pénétration de Sol (RPS) ou Géoradar appelé communément radar GPR (Ground Penetrating Radar) est apparu au début du 20^{ème} siècle. C'est un dispositif non destructif permettant de réaliser des images des sols et sous-sols. La première utilisation de ce système date de 1910 pour la localisation de cibles enfouies. Dans les années 70, le radar de sol a connu un essor fulgurant dans le domaine militaire surtout pour la détection de mines anti-personnel.

De nos jours, on trouve plusieurs fabricants de systèmes radar GPR optimisés selon l'application. Les principales améliorations qu'on peut noter sur ces systèmes portent en particulier sur le poids et les accessoires (chariot, logiciel de visualisation...). Toutefois, les performances de ces systèmes restent limitées par les conditions d'utilisation. En effet, ces performances sont principalement régies par le milieu sondé et parfois elles deviennent inefficaces dans des matériaux absorbants d'énergie, comme l'argile humide. Cette limite physique est souvent difficilement contournable dans bien des systèmes radars GPR actuels.

Aujourd'hui, avec les avancées technologiques remarquables, les radars GPR se retrouvent dans plusieurs applications du génie civil et militaire. Ainsi le repérage de câbles enfouis ou de fissures dans les tunnels, la fouille de sites archéologiques, la mission d'exploration de la planète Mars, sont autant d'exemples d'applications qui nécessitent un radar à pénétration de sol.

Il existe actuellement un besoin important de développement de nouvelles technologies pour l'aide à la réalisation d'ouvrages souterrains tels que les tunnels. Un tunnelier est un système à usage unique, extrêmement complexe et coûteux, chargé à la fois du creusement du sous-sol, de l'évacuation des débris, et de la pose de la structure assurant la solidité mécanique du futur tunnel. Les sociétés spécialisées dans la conception de tunneliers expriment le besoin d'outils de prédiction de la constitution de l'environnement proche lui faisant face. En effet, la tête de coupe est adaptée à la nature du terrain. Aussi lorsque celle-ci creuse un sol plutôt meuble et qu'elle rencontre une roche dure, elle peut subir des dégâts suffisamment importants pour la rendre inutilisable. Il peut aussi y avoir des cavités à proximité provoquant des affaissements à la fois dommageables pour l'environnement et dangereux pour le personnel

présent. Aujourd'hui, ces machines sont de véritables usines qui présentent des risques à toutes les étapes du creusement d'un tunnel. Les dangers auxquels les tunneliers sont confrontés le plus souvent, sont liés à la géologie du terrain pouvant entraîner de nombreux accidents. Les moyens utilisés actuellement pour prévenir ces dangers sont des méthodes de sondage sur le tracé du tunnel avant son creusement. Ces méthodes ne permettent pas une anticipation de tous les dangers auxquels le tunnelier peut être confronté durant sa progression.

Cette situation a conduit au développement du projet européen NeTTUN (New Technologies for Tunneling and Underground Works) financé par la commission européenne dans le cadre du programme NMP.2011.4.0-2 (Advanced underground technologies for intelligent mining and for inspection, maintenance and excavation). Lancé et dirigé par NFM Technologies constructeur français de tunnelier, le projet NeTTUN a pour objectif de relever les principaux défis scientifiques auxquels le monde des travaux souterrains est confronté. L'un des axes de recherche du projet consiste à développer un système RADAR GPR Ultra Large Bande (ULB) fonctionnant dans une gamme de fréquences inférieures au GHz, intégré dans la tête de coupe d'un tunnelier, en vue de prédire les changements topologiques de terrain par la détection des contrastes diélectriques.

C'est dans ce cadre que l'institut XLIM, unité mixte de recherche sous tutelle de l'Université de Limoges et du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), intervient pour la modélisation et la fabrication de l'antenne ULB équipant le radar GPR. Fort de ces innovations à travers des projets comme PULSAR et RUGBI, le département Ondes et Systèmes Associés (OSA) offre plusieurs thèmes de recherche comme les antennes multifonctions, la compatibilité électromagnétique, l'effet des ondes sur la santé, ou encore les signaux et systèmes-multi-antennes. Il développe également depuis une quinzaine d'années un pôle de compétence autour des technologies Ultra Large Bande impulsives. Ces développements ont conduit à la conception d'antennes ultra large bande de géométries variées.

Ce mémoire de thèse porte sur un radar GPR innovant dédié à cette nouvelle application. Il s'agit de la conception d'un système antenne dédié à un radar à pénétration de sol monté sur une tête de coupe de tunnelier en vue de détecter les différents changements de milieu lors de la progression du tunnelier. Son intérêt majeur est d'imager en temps réel les différents changements de milieu ou de présence d'obstacles face au tunnelier.

Ce manuscrit est articulé suivant trois chapitres.

Le Chapitre 1 du mémoire présente le contexte de l'étude et son environnement. Il fournit une brève présentation des différents outils de creusement de tunnel dans un premier temps. Dans un deuxième temps, la technique de prospection des sous-sols par radar à pénétration de sol est introduite. Ensuite, sont présentées quelques méthodes de modélisation des sols et sous-sols qui permettront par la suite d'analyser les performances du radar GPR. Pour conclure, les moyens mis en œuvre pour la conception des éléments rayonnants sont présentés.

Le Chapitre 2 est consacré à la modélisation de l'antenne élémentaire. Cette partie présente l'état de l'art des antennes utilisées dans les radars GPR. La modélisation, l'étude comparative et le choix des antennes retenues sont présentées également dans ce chapitre. Pour finir, une optimisation de l'antenne choisie pour améliorer ses performances de rayonnement dans un milieu diélectrique est réalisée.

Le Chapitre 3 traite des performances de l'antenne dans son environnement d'utilisation, à savoir son adaptation et son rayonnement après insertion de l'antenne dans la tête de coupe du tunnelier et face à un milieu diélectrique à pertes. Outre les étapes descriptives de l'intégration de l'antenne dans la tête de coupe du tunnelier, l'étude du couplage entre antennes et les premières mesures expérimentales y sont également présentées. Ce chapitre se conclut sur les critères permettant d'évaluer les performances de l'élément rayonnant dans son contexte à travers l'étude des taches de rayonnement en harmonique et en transitoire mais aussi l'évaluation de la portée du système radar GPR.

Ce manuscrit se termine par une conclusion générale et les perspectives.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

I. Contexte de l'étude

I.1 Les machines de creusement de tunnel

Il existe plusieurs types et formes de machine de creusement, qui s'adaptent selon la nature du terrain ou la longueur du tunnel. Cependant, un tunnelier est généralement construit pour creuser uniquement un type de tunnel pouvant être routier, ferroviaire, hydraulique etc...

On distingue deux grandes familles de machines permettant de creuser un tunnel ; les machines de creusement simples et les véritables machines complexes de construction de tunnels appelés tunnelier [1] ou TBM en anglais (Tunnel Boring Machine).

I.1.1 Les machines de creusement simples

Les machines de creusement simples (méthode traditionnelle) se répartissent en trois catégories. Il s'agit des machines à attaque ponctuelle, des haveuses et des machines à attaque globale (voir Figure 1 et Figure 2). Elles sont utilisées généralement pour l'excavation et, éventuellement, le chargement des déblais.

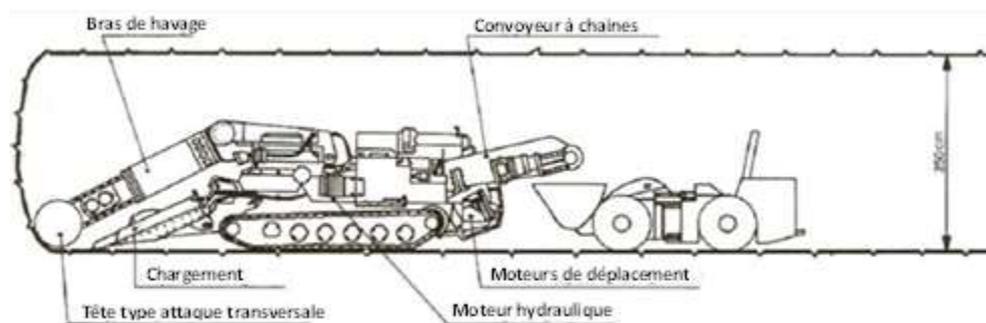


Figure 1 : Machine à attaque ponctuelle [1].

Elles peuvent être utilisées pour différentes géologies, mais sont souvent destinées à de faibles distances de creusement. Leurs principaux avantages sont leur souplesse pour réaliser des courbures mais aussi leur adaptabilité facile au changement de géologie.

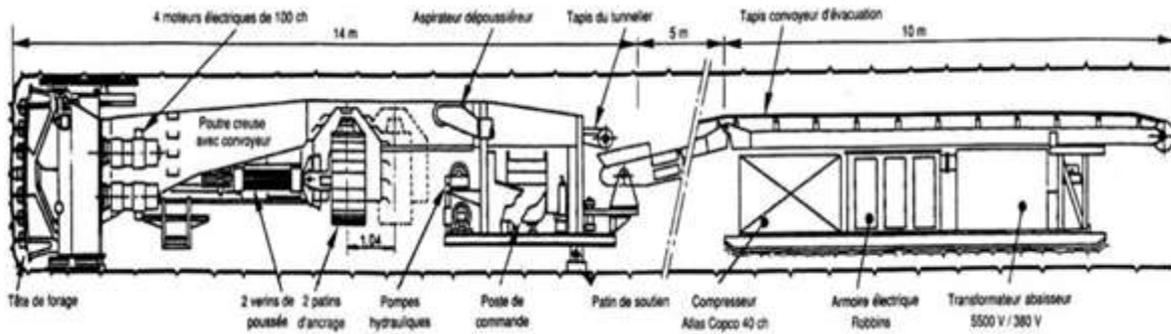


Figure 2 : Machine à attaque globale Robbins [1].

I.1.2 Les tunneliers

Contrairement aux simples machines de creusement, les tunneliers sont équipés de toutes les fonctions permettant la réalisation complète en continu d'un tunnel (Figure 3). Ces machines sont destinées au creusement et à la construction de tunnels dont les parois nécessitent un revêtement provisoire ou définitif. Le tunnelier est une structure cylindrique rigide complexe scindée en deux parties, à savoir le bouclier avec ses parties principales (la tête de coupe, l'appui arrière) et le train suiveur (Figure 4). Le bouclier, structure entièrement métallique, est l'organe qui progresse de façon continue avec le creusement.

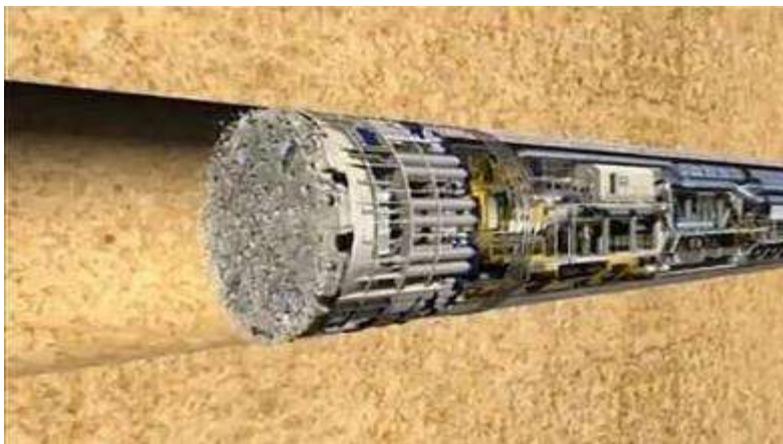


Figure 3 : Image de synthèse d'un tunnelier dans son environnement.

Le forage est assuré par la tête de coupe, alors que le drainage, le confinement et la pose des voussoirs sont réalisés par l'appui arrière. Le train suiveur constitué d'un ensemble de remorques permet d'une part l'acheminement de la logistique destinée au bouclier et d'autre part l'évacuation des déblais vers l'extérieur du tunnel.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

De nos jours, les tunneliers sont de véritables bijoux technologiques. En effet, après leur passage, il ne reste plus qu'à faire les aménagements électriques et l'évacuation des eaux contrairement aux simples machines de creusement qui ne permettent que l'excavation principalement. Cependant, ce concentré de technologies comporte beaucoup de risques liés à la fois à la nature géologique des sols mais aussi aux erreurs humaines.

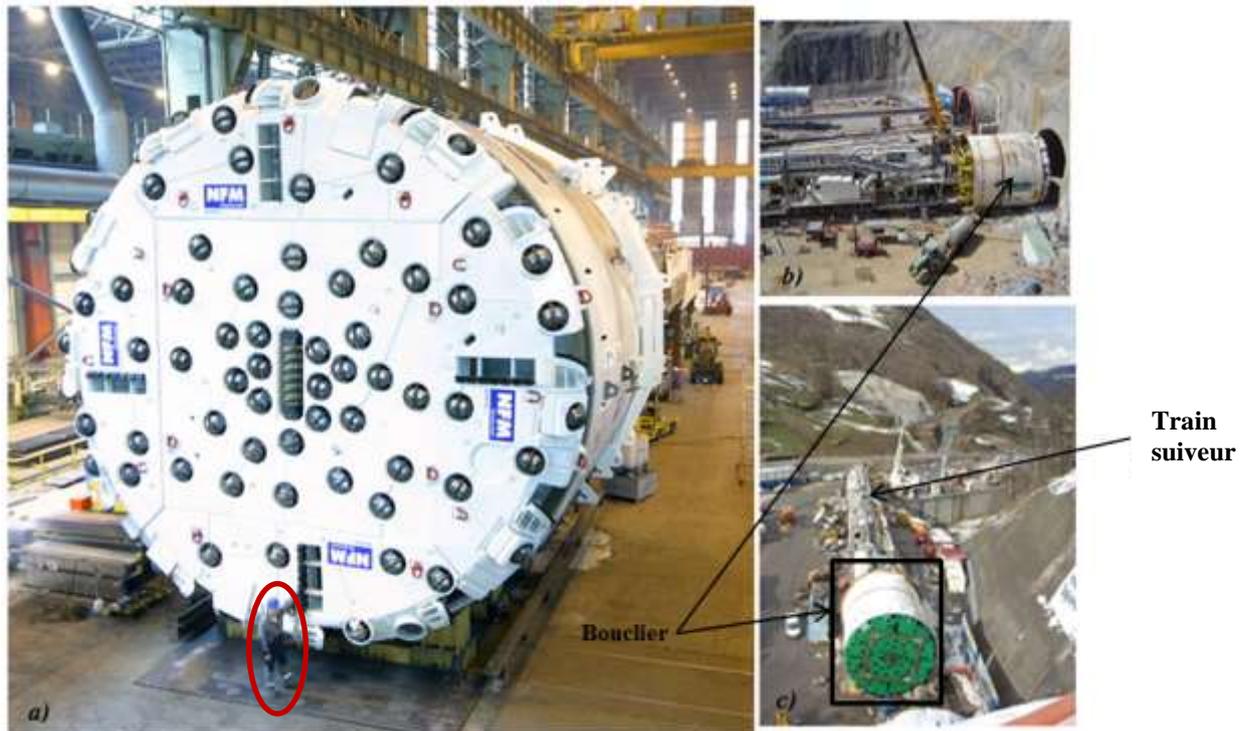


Figure 4 : Exemple d'un tunnelier (source NFM : tunnelier de 9.89m de diamètre pour le projet de creusement du tunnel entre León et Gijón dans le nord de l'Espagne), a) bouclier ; b) mise en place du tunnelier ; c) bouclier et train suiveur.

I.2 Les dangers liés au creusement d'un tunnel.

Depuis le début des années 1990, aucun autre secteur de l'industrie de la construction n'a été autant affecté par des pertes aussi importantes que celui du creusement de tunnel. Outre les pertes de biens, souvent de l'ordre de millions d'euros voir plus, de nombreuses personnes y ont perdu la vie. La compagnie d'assurance 'Munich Re', qui est un assureur mondial pour les tunneliers, rapporte que l'assurance internationale a payé plus de 320 millions d'euros pour des accidents survenus entre 1994 et 2003 pour seulement 13 tunnels creusés.

Les risques sont présents à toutes les étapes du creusement d'un tunnel. Les dangers auxquels les tunneliers sont confrontés le plus souvent, sont liés à la géologie du terrain pouvant

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

entraîner de nombreux accidents tels que le déboufrage de terrain, l'effondrement du front de taille, l'immobilisation du tunnelier, ou encore son inondation brutale. Ces dangers ont la plupart du temps pour effet l'arrêt du tunnelier pour une durée variable et des surcoûts assez importants. Comme illustré sur la Figure 5 et la Figure 6, dans certain cas, les travaux sont tout simplement abandonnés du fait de l'importance des dégâts.



Figure 5 : Exemple d'un tunnel noyé (source NFM technologie 2011).



Figure 6 : Exemple de l'effondrement d'un tunnel en cours de construction, Station de métro à Sao Paulo en 2007.

Ces catastrophes arrivent rarement mais elles génèrent des dégâts très coûteux tant sur le plan humain que sur le plan matériel.

De nos jours, il n'existe pas de système de prédiction ou de visualisation en temps réel des obstacles, destiné au tunnelier. Les méthodes utilisées consistent en une pré-étude géologique et géotechnique du terrain par des campagnes de sondage du tracé du tunnel. La

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

méthode de sondage des sous-sols la plus utilisée par les géologues consiste à réaliser tout le long du tracé du tunnel, des puits verticaux afin d'y extraire des échantillons de sol. L'analyse de ces échantillons en laboratoire permet d'obtenir un profil géologique du tracé (voir Figure 7). Ces méthodes ont pour but de relever les différentes couches composant le sous-sol présent sur le tracé du tunnelier. L'étude géotechnique est souvent complétée par des sondages mécaniques, des tomographies électriques en surface et parfois par de la sismique de surface.

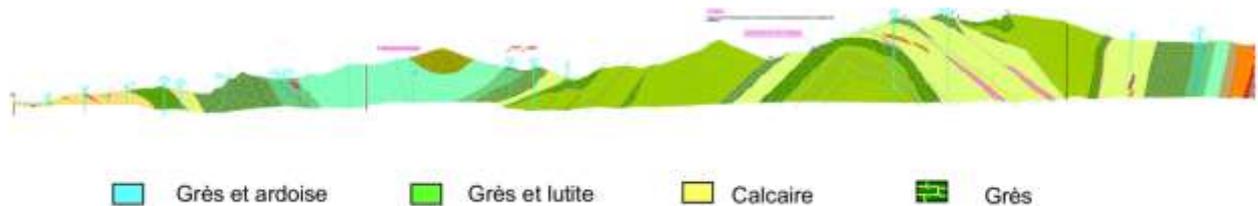


Figure 7 : Exemple d'un profil géologique, montagnes de Cantabrique (Espagne), source NFM.

Ces techniques permettent une estimation empirique des différentes couches de sol d'un terrain donné. Elles ne sont pas très efficaces pour l'identification des obstacles telle qu'une poche d'air, d'eau, ou bien un karst (un karst est une structure géomorphologique résultant de l'érosion hydro-chimique et hydraulique de formations de roches, principalement de formations calcaires). Du fait de la nature de la progression du tunnelier en continu, ces méthodes sont peu efficaces pour anticiper un changement de terrain brutal.

Pour pallier tous ces risques et limiter les dégâts, une nouvelle technique, radar de sondage en temps réel est proposée dans ce mémoire. Cette étude est réalisée dans le cadre du projet européen dénommé **New Technologies for TUNneling and Underground Works** (NeTTUN). Il a pour objectif d'améliorer la sécurité humaine et matérielle lors du creusement du tunnel.

I.3 Le projet NeTTUN

Le projet collaboratif de recherche et développement NeTTUN financé par la Commission européenne, a été lancé le 1er Octobre 2012. Il regroupe 21 partenaires venus de neuf pays d'Europe, composés d'industriels, de laboratoires de recherche dont XLIM et de PME [2]. Le projet NeTTUN a pour objectif l'amélioration du monde de la construction, de la gestion

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

et de l'entretien des tunnels. Le projet définit des objectifs ambitieux en matière de recherche et développement, il s'agit de développer :

- ✓ **Un système de prédiction de terrain embarqué sur les tunneliers, basé sur une technologie avancée multi-capteurs**, permettant une analyse rapide, fréquente et efficace du terrain à l'avant du front d'excavation en temps réel ;
- ✓ Des fonctions robotiques évoluées pour la maintenance et l'automatisation des tâches risquées pour le personnel du tunnelier ;
- ✓ Des outils de coupe avec une durée de vie significativement accrue ;
- ✓ Un système innovant pour modéliser les risques globaux relatifs aux travaux souterrains, permettant ainsi de définir la meilleure stratégie à adopter durant les phases de design et de construction des tunnels ;
- ✓ Un ensemble d'outils permettant de modéliser et de contrôler les répercussions du creusement de tunnels sur les structures environnantes afin de prévenir les risques ;
- ✓ Un système d'analyse et d'aide à la décision concernant la stratégie de maintenance des tunnels.

C'est sur le premier point qu'ont porté les travaux présentés ici. La conception du système de prédiction de terrain embarqué sera mise en œuvre par deux différentes techniques de prospection de sous-sol, à savoir, un radar à pénétration de sol et une méthode de prospection sismique. La complémentarité de ces deux méthodes (bande fréquentielle différente, zone éclairée différente ..., voir Tableau 1), l'une utilisant les ondes électromagnétiques se caractérisant par sa mise en œuvre non destructive, et la seconde utilisant les ondes de cisaillement S et les ondes de dilatation-compression P générées par explosion le plus souvent, doit permettre d'aboutir à des résultats d'imagerie du terrain fiable et en temps réel.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Tableau 1 : Comparaison entre la méthode sismique de réflexion et la prospection GPR

	GPR	Sismique de réflexion
Fréquence	10MHz-10 GHz	1-1000 Hz
Longueur d'onde	Centimètre à 30 mètres	Mètre à quelques Kilomètres
Vitesse de propagation	$0,3-3 \cdot 10^8$ m/s	4,06-6 km/s
Paramètre dont dépend la vitesse	Constante diélectrique	Module d'élasticité et de densité
Paramètre dont dépend l'atténuation au cours de la propagation	Conductivité électrique	Elasticité
Profondeur de pénétration	Max. 20m (sol, roche), 1 Km (glace)	Max. 10 Km roche

L'objectif des travaux présentés dans ce rapport est de concevoir un système de prédiction de terrain en utilisant la technique géoradar.

II. Le géoradar et la particularité du radar GPR à concevoir

II.1 Propriétés électromagnétiques des sols

Le comportement d'un sol sous illumination d'une onde électromagnétique est intrinsèquement lié à ses propriétés diélectriques et magnétiques [3] [4] [5]. L'étude de ces propriétés permet de caractériser la réponse électromagnétique des sols géologiques. Cette approche théorique permet de rendre compte des propriétés des sols et sous-sols pour des applications géoradar en vue d'une modélisation plus détaillée de la nature du milieu ausculté. Plusieurs méthodes de modélisations numériques ont été abordées en se basant sur les paramètres des sols qui sont principalement la permittivité, la conductivité et la perméabilité. Ces paramètres sont liés aux champs électromagnétiques à travers les équations de Maxwell. Grâce aux formulations de Faraday, Ampère et Gauss, Maxwell énonce les équations qui régissent la propagation des ondes électromagnétiques en fonction des caractéristiques du milieu de propagation.

équation. 1
$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

équation. 2
$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j}$$

équation. 3
$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

équation. 4
$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

Où

- \vec{E} désigne le vecteur du champ électrique (V/m),

- \vec{H} représente le vecteur du champ magnétique (A/m),

- \vec{D} est la densité de flux électrique (C/m),

- \vec{B} est l'induction magnétique (Tesla),

- \vec{j} représente la densité de courant (A/m²)

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

- ρ désigne la densité de charge (C/m²)

- ∇ désigne l'opérateur nabla,

En associant les propriétés diélectriques des matériaux aux équations de Maxwell, les relations suivantes sont obtenues.

équation. 5 $\vec{B} = \mu\vec{H}$

équation. 6 $\vec{D} = \epsilon\vec{E}$

équation. 7 $\vec{J} = \sigma\vec{E}$

- ϵ représente la permittivité constante du matériau (F/m),

- μ représente la perméabilité constante du matériau (H/m),

- σ désigne la conductivité constante du matériau (S/m).

Dans les équations (5)-(7) les propriétés du matériau sont prises en compte par de simples constantes. Ces équations ne sont valables que dans le cas idéal d'un milieu uniforme, homogène sans pertes.

Dans la réalité, les matériaux naturels comportent des pertes et des caractéristiques dépendantes de la fréquence. En effet, les matériaux du sous-sol sont décrits comme des diélectriques caractérisés par des paramètres de conductivité et de constante diélectrique. Comme le souligne Nigel, J. Cassidy dans [3], le terme diélectrique désigne une classe de matériaux non conducteurs dont les charges électriques sont liées, et où les charges libres traversent la matière sous l'influence d'un champ électromagnétique en produisant une atténuation et une perte d'énergie. Tous les matériaux du sous-sol contiennent des charges libres, des électrons et des ions et dans certains cas, les matériaux présentent une conductivité élevée qui conduit à de forts niveaux de pertes d'énergie préjudiciables à la propagation des ondes du radar GPR.

II.1.1 Permittivité – ϵ

La permittivité diélectrique est un paramètre physique décrivant la capacité d'un matériau à stocker et à libérer l'énergie électromagnétique. Elle traduit l'aptitude d'un milieu à se polariser sous l'influence d'un champ électrique appliqué. En effet, les particules constituant le matériau tendent à changer de position d'équilibre lorsqu'un champ électrique variable leur est appliqué. Ce phénomène de relaxation, de courte durée, se présente principalement sous 4 formes [6]:

- ✓ La polarisation interfaciale ou polarisation de charges : une accumulation d'ions au niveau des interfaces dans un matériau hétérogène soumis à l'action d'un champ électrique,
- ✓ La polarisation dipolaire ou d'orientation : les molécules dipolaires soumises à un champ voient l'axe de leur dipôle s'aligner avec ce dernier,
- ✓ La polarisation ionique ou atomique : l'existence d'ions de signes contraires dans certains solides provoque des accumulations distinctes sous l'action d'un champ,
- ✓ La polarisation électronique : déformation du nuage électronique sous l'action d'un champ,

Les plages de fréquences correspondant à ces polarisations sont montrées sur la Figure 8.

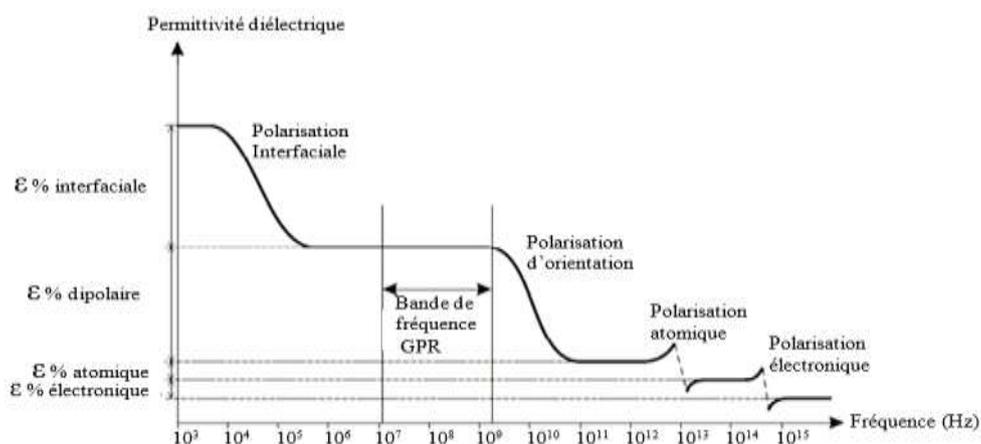


Figure 8 : Evolution des types de phénomène de relaxation de la permittivité en fonction de la fréquence [4].

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Il en résulte que le domaine fréquentiel utilisé pour les applications Radar à pénétration de sol est inclus dans la zone de polarisation dipolaire qui se caractérise par l'équation reliant la polarisation électrique \vec{P}_e à la densité de charge de polarisation ρ .

équation. 8
$$\text{Div}\vec{P}_e = \rho$$

Dans le cas d'un matériau idéal isotrope décrit par $\vec{P}_e = \epsilon_0 \chi_e \vec{E}$ où χ_e représente la susceptibilité électrique (sans dimension), la densité de flux électrique D qui caractérise les contributions externes et internes des charges sous influence d'un champ électrique à la polarisation est définie par :

équation. 9
$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}_e$$

Où $\epsilon_0 = 1/(36\pi \cdot 10^9)$ F/m,

Ainsi, l'équation. 10 permet de définir la permittivité en fonction de la susceptibilité électrique :

équation. 10
$$\epsilon = \epsilon_0(1 + \chi_e)$$

La permittivité diélectrique est cependant usuellement définie par la permittivité relative ϵ_r qui est le rapport entre la permittivité du matériau et la permittivité du vide ϵ_0 .

équation. 11
$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = 1 + \chi_e$$

En réalité, pour les différents matériaux diélectriques, la permittivité est un paramètre électromagnétique qui varie en fonction de la nature du sol, de son taux d'humidité, de sa composition granulaire ou calcaire, mais aussi en fonction de la fréquence. La quantité d'énergie accumulée lors de la polarisation est liée à la partie réelle de la permittivité diélectrique ϵ' alors que les pertes par dissipation sont liées à la partie imaginaire ϵ'' . Ainsi, la permittivité diélectrique peut aussi être définie comme étant un paramètre complexe s'écrivant sous la forme ci-dessous :

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 12
$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon' - i\varepsilon''$$

Par ailleurs, une autre façon de quantifier les pertes dans le diélectrique consiste à définir la tangente de perte qui est le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité complexe.

équation. 13
$$\tan\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

En général, pour des milieux à pertes, la tangente de perte est très élevée en basses fréquences (par exemple pour de l'argile humide à 100MHz, la tangente est égale à 1.2 par rapport à du sable de faibles pertes de l'ordre de 0.1).

II.1.2 Conductivité - σ

Par définition, la conductivité permet de décrire la capacité d'un milieu à laisser mouvoir des charges sous l'influence d'un champ appliqué. Reliée à la densité de courant, la conductivité est une grandeur physique complexe.

équation. 14
$$\tilde{\sigma} = \sigma' + i\sigma''$$

Lors de l'application d'un champ variable, le transport et les pertes d'énergie se font en même temps, et il devient impossible de distinguer concrètement la part de la permittivité et de la conductivité dans le stockage d'énergie d'une part et dans les pertes d'autre part.

Aux fréquences basses du GPR, la réponse de charge est instantanée et le courant de conduction est en phase avec le champ électrique, ceci permet de représenter la conductivité par sa partie réelle ou statique σ en S/m. la partie imaginaire de la conductivité est couramment ignorée. En effet, comme le disent King et Smith [7] la quantité d'énergie stockée associée à la partie imaginaire est plus faible que l'énergie perdue représentée par la partie réelle de la conductivité.

II.1.3 Perméabilité magnétique - μ

La perméabilité magnétique est une grandeur physique complexe correspondant à l'énergie stockée ou perdue suite aux phénomènes d'induction magnétique dans le matériau. La perméabilité magnétique traduit l'appartenance d'un matériau aux trois principales classes de matériaux magnétiques à savoir, diamagnétique (le matériau crée un moment induit dans le sens opposé du champ appliqué), paramagnétique (les moments existant dans le matériau tendent à s'aligner suivant le champ d'excitation) et ferromagnétique (matériau présentant des spins naturellement orientés dans la même direction). Dans les matériaux naturels, on constate de plus une dépendance fréquentielle de la perméabilité magnétique ce qui se manifeste par une aptitude à perdre de l'énergie magnétique lors de l'application du champ d'excitation.

équation. 15
$$\tilde{\mu} = \mu' + i\mu''$$

La grande majorité des matériaux géologiques ne réagissent que très peu à une excitation magnétique, environ 2% des matériaux géologiques sont concernés [3]. Par conséquent, la perméabilité μ des milieux sera considérée purement réelle et égale à la perméabilité du vide.

II.1.4 Equations de Propagation et de diffusion

La résolution des équations (1) – (7) en régime harmonique permet d'établir les relations liant les champs électriques et magnétiques aux grandeurs physiques du milieu de propagation.

D'une part :

équation. 16
$$\text{équation d'Helmholtz} \begin{cases} \Delta \vec{E} + \gamma^2 \vec{E} = \vec{0} \\ \Delta \vec{H} + \gamma^2 \vec{H} = \vec{0} \end{cases}$$

Où $\gamma = \sqrt{\omega^2 \mu \left(\varepsilon - i \frac{\sigma}{\omega} \right)}$ désigne le facteur de propagation (rad/m), ω représente la vitesse angulaire.

Et d'autre part :

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 17
$$\text{équation des ondes} \begin{cases} \Delta \vec{E} = \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \\ \Delta \vec{H} = \mu\sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \end{cases}$$

Où Δ désigne le laplacien.

L'équation des ondes permet de distinguer deux termes : la partie qui régit la propagation ($\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$) et celle qui quantifie la diffusion ($\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}, \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2}$).

Le radar à pénétration de sol est efficace dans des milieux à pertes lorsque l'énergie de dissipation (termes en $\mu\sigma$) est faible comparée à l'énergie stockée (termes en $\mu\varepsilon$).

Dans le domaine harmonique et en considérant une onde plane à une dimension suivant la direction Oz avec une polarisation suivant l'axe Ox, la résolution de l'équation. 17 (partie champ électrique) permet d'exprimer le champ électrique E en fonction des paramètres de propagation.

équation. 18
$$E(x, y, z, t) = E_0 e^{i\omega t} e^{-\gamma z}$$

Où

E_0 représente l'amplitude du champ électrique à l'origine ($z=0$).

Le facteur de propagation γ peut être défini comme étant une grandeur complexe :

équation. 19
$$\gamma = \alpha + i\beta$$

Où α désigne le coefficient d'atténuation exprimé en Np/m et β est la constante de phase. En remplaçant l'expression du facteur de propagation donnée auparavant dans l'équation. 19, les expressions de α et β sont les suivantes :

équation. 20
$$\alpha = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \left(\frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \right)^2} - 1 \right] \right)^{1/2}$$

équation. 21
$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \left(\frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \right)^2} + 1 \right] \right)^{1/2}$$

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Pour un matériau à pertes, avec une permittivité et une conductivité complexes, les parties réelles de la conductivité et de la permittivité effectives sont introduites dans les équations 20 et 21. Ces paramètres sont définis en fonction des parties réelle et imaginaire de la conductivité et de la permittivité complexe comme suit :

Partie réelle de la permittivité effective :

équation. 22
$$\varepsilon_e = \varepsilon' - \frac{\sigma''}{\omega}$$

Partie réelle de la conductivité effective :

équation. 23
$$\sigma_e = \sigma' + \varepsilon''\omega$$

En remplaçant les expressions de la permittivité effective et de la conductivité effective dans les équations 20 et 21, on obtient les relations suivantes.

équation. 24
$$\alpha = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \left(\frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma' - \varepsilon''\omega}{\omega\varepsilon'} \right)^2} - 1 \right] \right)^{1/2}$$

équation. 25
$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \left(\frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma' - \varepsilon''\omega}{\omega\varepsilon'} \right)^2} + 1 \right] \right)^{1/2}$$

Où la partie imaginaire de la conductivité est considérée négligeable. Dans la plupart des applications GPR, la conductivité des sols auscultés est faible donc négligée dans l'expression du facteur de propagation.

II.1.5 Vitesse de propagation

Pour un matériau homogène, la vitesse de propagation est inversement proportionnelle à la racine carrée de la permittivité relative ε_r .

équation. 26
$$v_r = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Où c correspond à la vitesse des ondes dans le vide.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Une représentation de l'évolution de la vitesse de propagation en fonction des caractéristiques du sol est montrée dans le Tableau 2.

Tableau 2 : Valeurs typiques à 100MHz de la permittivité relative, de la vitesse de propagation, de l'atténuation et de la conductivité pour des sols dans le domaine du radar GPR [8].

Matériau	ϵ_r	v_r (m/ns)	α (dB/m)	σ (mS/m)
Air	1	0,3	0	0
Sable	3-5	0,17-0,13	0.01	0,01
Sable argileux	20-40	0,067-0,047	0,03-0,3	0,1-1
Granite	4-6	0,15-0,12	0,01-1	0,01-1
Argile	5-40	0,13-0,047	1-300	2-1000

Ce tableau permet de montrer la dépendance de la vitesse de propagation à la permittivité relative contrairement au coefficient d'atténuation.

II.2 Principe d'un radar GPR

Le radar à pénétration de sol (RPS) ou géoradar appelé communément en anglais Ground Penetrating Radar (GPR) est un dispositif d'auscultation en temps réel des sols et sous-sols à des profondeurs pouvant varier du centimètre à quelques centaines de mètres. Son principal atout est sa nature non destructive. Le géoradar est basé sur l'interaction des ondes électromagnétiques avec les hétérogénéités des sols et des objets enfouis. Les systèmes radar GPR basés sur les propriétés des ondes électromagnétiques sont par exemple destinés à la détection d'objets enterrés, de changement de milieu ou à la visualisation de structures opaques.

La première utilisation des ondes électromagnétiques pulsées pour la détection d'objets enfouis dans le sol remontant à 1926 est réalisée par l'allemand Hülsenbeck [3]. Il remarque que la différence de permittivité entre les milieux induit une onde réfléchie et qu'à partir de ces signaux réfléchis on peut déduire la signature d'une structure. Il note également que cette technique présente plus d'avantages que les méthodes sismiques du fait qu'elle n'est pas destructive. En 1929, l'australien Stern [3] met au point le premier Radar GPR pour déterminer la profondeur des glaciers. Avec une forte évolution des techniques Radar, le GPR commence

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

à se commercialiser vers les années 1970. Différents types d'applications découlent de cette commercialisation surtout dans le domaine civil : détection de câbles enfouis [9], localisation de tunnels et de fissures, rochers, mesure de l'épaisseur de la glace, détermination de la contamination des eaux [10], fouille archéologique, détection de mines [11] etc. En 1988, D.J Daniels, D.J Gunton and H.F Scott publient un tutorial intitulé "Introduction to subsurface radar", donnant une description assez large des Radars GPR et de leurs applications. Dans cette même optique, Daniels publie en 1996 un livre intitulé "Surface Penetrating Radar" [4], dans lequel il décrit largement le principe du GPR, l'imagerie associée au Géoradar et ses applications.

Actuellement, les radars à pénétration de sol sont utilisés dans plusieurs domaines scientifiques, dont principalement l'étude sur la contamination des eaux souterraines, la géotechnique, qui regroupe globalement tous les aspects du génie civil mais aussi les détections de mines anti-personnels, la sédimentologie, la glaciologie, l'archéologie, l'exploration des planètes, etc.

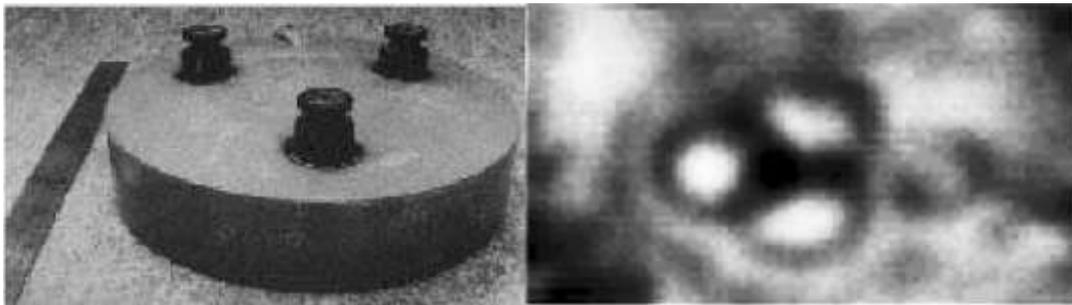


Figure 9 : Exemple d'image GPR pour la détection de mine. D. Daniels [12].

Les systèmes radar GPR commercialisés aujourd'hui sont très nombreux. Outre les radars GPR mis au point dans les instituts de recherche qui répondent à un cahier des charges spécifique, les sociétés qui développent ces systèmes de prospection sont nombreuses mais les plus connues sont : MALA-RAMAC, GSSI, ESPAR radar system.

II.2.1 Principe de fonctionnement

Le radar GPR usuel est décrit par le schéma de principe de la Figure 10 [10]. Il consiste à disposer de deux antennes, une antenne d'émission et une pour la réception. Ces antennes

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

sont connectées respectivement à une source et à un système d'acquisition qui est relié à un outil de traitement et de visualisation (ordinateur portable) en temps réel.

Une onde électromagnétique est rayonnée en direction du sol via l'antenne d'émission en contact ou pas avec le sol (mais le plus souvent à une distance très proche du sol pour favoriser le rayonnement dans l'axe de l'antenne et augmenter le couplage entre antenne et sol), des échos réfléchis par un obstacle ou contrastes provenant d'objets enterrés, des interfaces entre couches du sous-sol, un changement de milieu, sont récupérés par le système de réception (antennes, capteurs, unité de traitement).

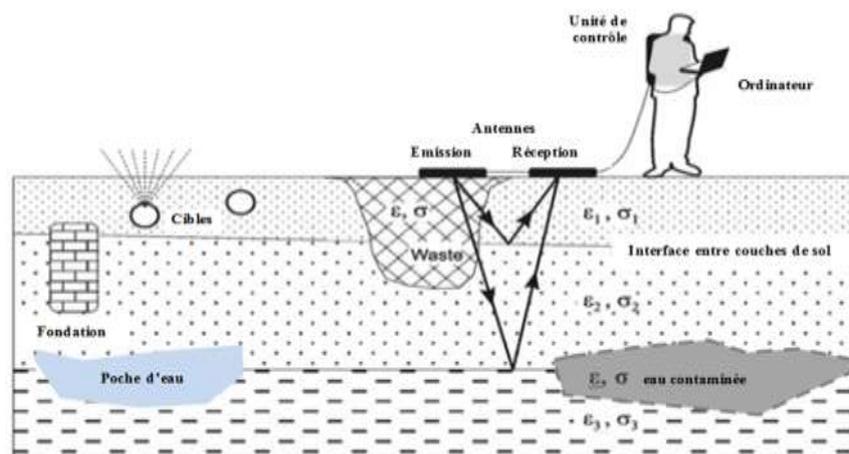


Figure 10 : Schéma de principe d'un Radar GPR basique.

Cette opération est répétée plusieurs fois et sur tout le long de la zone auscultée. Les ondes réfléchies par le ou les obstacle(s) constituent un ensemble de tracés qui, une fois traités permettent d'obtenir une image appelée radargramme dont un exemple sans dimension est montré à la Figure 11.

Les radars GPR sont généralement large bande, les bandes utilisées sont incluses dans l'intervalle [10MHz -10GHz] et sont souvent sur plusieurs décades. Il existe cependant deux grandes familles de radars GPR ; le Radar GPR impulsionnel et les radars GPR harmoniques comme le GPR FMCW (Frequency-Modulation Continuous Wave) [4] et le Radar à saut de fréquences.

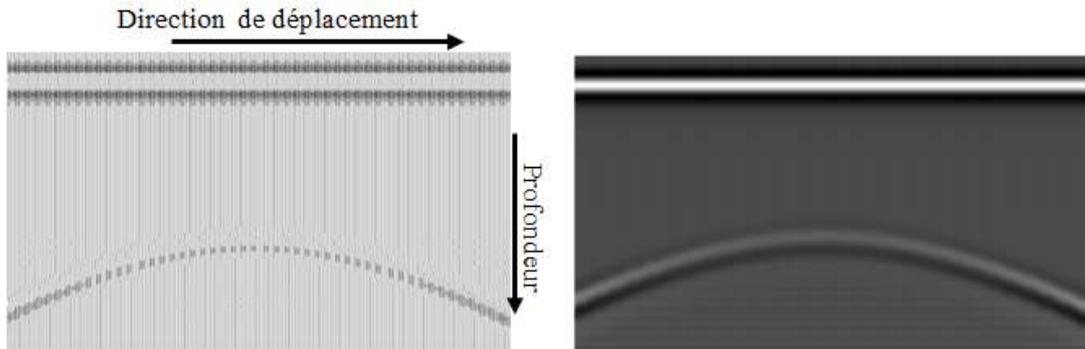


Figure 11 : Exemple d'un tracé géoradar (à gauche) et le radargramme associé (à droite).

II.2.2 Radar GPR impulsionnel

Basé sur l'émission d'une impulsion de courte durée dont un exemple est montré sur la Figure 12, le radar GPR impulsionnel est le plus couramment utilisé d'après la littérature et présente un taux de commercialisation élevé parmi les Radars GPR. Son principe de fonctionnement est schématisé sur la Figure 13. Il est constitué généralement : d'un module permettant de générer une impulsion de courte durée, d'un transmetteur (antenne(s) d'émission), d'un récepteur (antenne(s), capteur(s)), de l'électronique de contrôle, d'un convertisseur analogique/numérique, d'un échantillonneur.

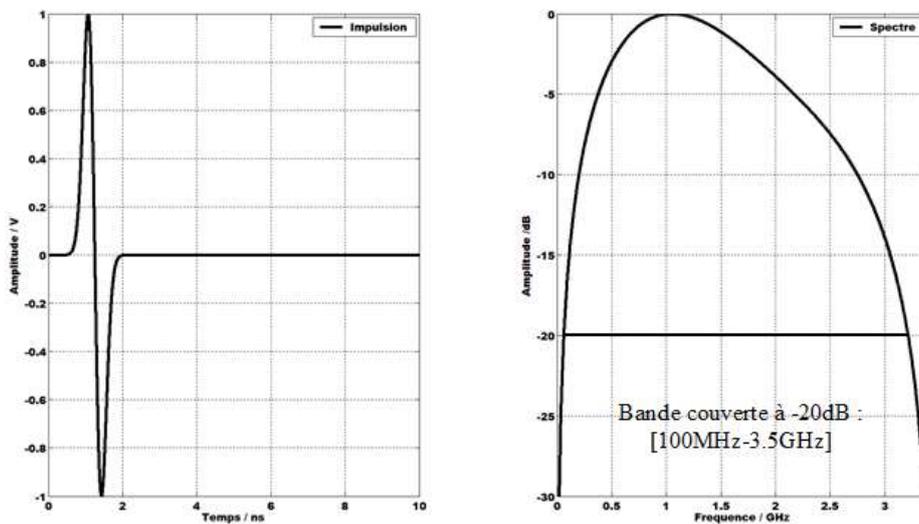


Figure 12 : Exemple d'une impulsion couvrant la bande [100MHz-3.5GHz].

L'onde émise, présentant typiquement une durée de 2ns, permet de couvrir une large gamme de fréquences conduisant à l'identification des cibles de tailles et de caractéristiques

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

électromagnétiques variées. Le signal résultant (onde réfléchie) dépend de l'amplitude de l'énergie diffusée par les obstacles rencontrés dans le sous-sol en fonction du temps.

Le radar GPR génère à l'émission de l'impulsion un champ électromagnétique d'amplitude variable en fonction du temps. Le signal émis $w(t)$ est une convolution entre l'impulsion générée par le générateur $p(t)$ et la réponse impulsionnelle de l'élément rayonnant $h(t)$.

équation. 27
$$w(t) = p(t) * h(t)$$

Ce qui donne en fréquentiel :

équation. 28
$$\Omega(\omega) = P(\omega)H(\omega)$$

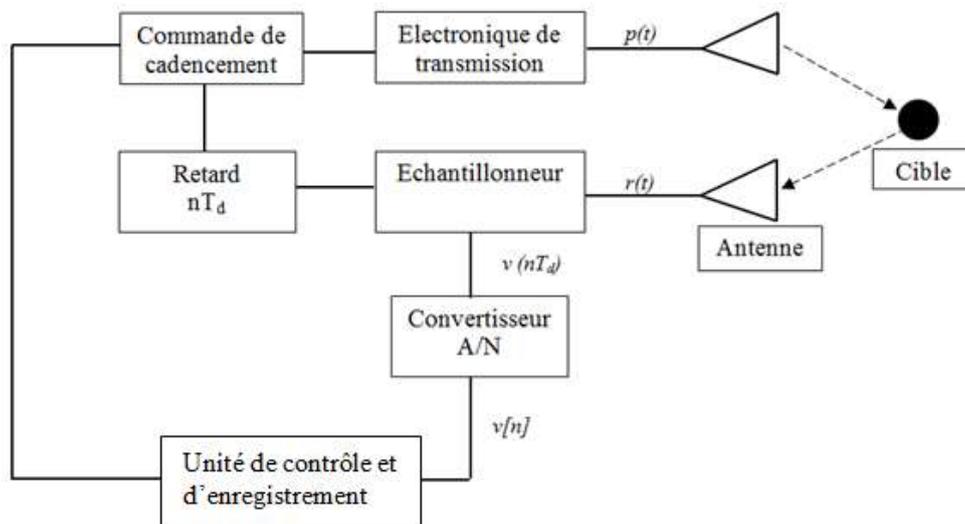


Figure 13 : Module simplifié du Radar GPR impulsif en mode bistatique.

La forme du signal émis $w(t)$ est déterminée par la fonction de transfert de l'élément rayonnant qui se comporte comme un filtre passe-bande [8]. Ce comportement de l'élément rayonnant se traduit souvent par la génération d'oscillations sur le signal rayonné.

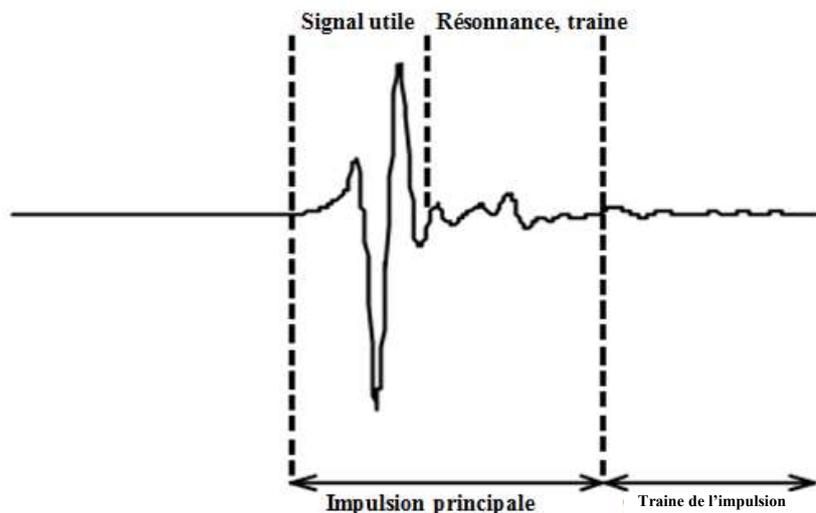


Figure 14 : Décomposition d'un signal impulsionnel émis par un radar GPR.

Ce signal (Figure 14) comprend trois parties qui agissent sur les performances du radar GPR. La première zone correspond à l'onde directe comportant l'information utile et exploitable. La deuxième partie du signal est due aux réflexions en extrémité d'antenne causées d'une part par les composantes spectrales du signal d'alimentation n'appartenant pas à la bande passante de l'antenne, et d'autre part par la modification du coefficient d'adaptation de l'antenne due au milieu environnant. La dernière partie est la traine du signal.

La présence de ces distorsions ou traine (appelé 'ringing' en anglais) sur le signal émis peut entraîner une interprétation difficile du signal réfléchi par le(s) cible(s) [13]. Elles ont pour effet, l'augmentation de la zone aveugle de réception, l'augmentation de la durée du couplage entre antenne émission/réception (en mode bistatique) et la diminution de la dynamique du géoradar.

II.2.3 Radar GPR harmonique

II.2.3.1 Radar GPR FMCW (Frequency-Modulation Continuous Wave)

Le principe des radars GPR FMCW consiste à utiliser un signal dont la fréquence varie continuellement en fonction du temps (voir Figure 15). Ainsi, le produit du signal reçu (retardé par rapport au signal émis) avec le signal émis présente des raies spectrales dont la fréquence est proportionnelle à la distance radar-cible et aussi inversement proportionnelle au temps de

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

balayage [14]. La résolution d'un tel radar GPR est inversement proportionnelle au pas fréquentiel Δf .

Ce système de modulation fréquentielle peut être complexe s'il utilise des systèmes électroniques spécifiques (synthétiseur par exemple) afin de linéariser le balayage de fréquence et permettre une reproductibilité de ce balayage par une correction de linéarité [3] [15].

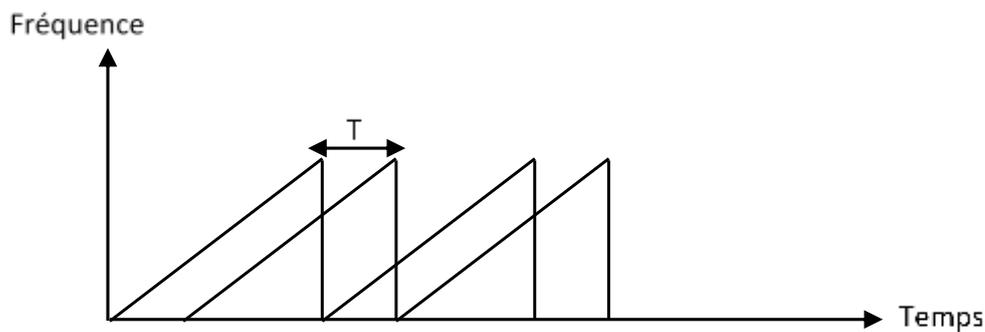


Figure 15 : Evolution de la fréquence émise en fonction du temps pour un radar FMCW

La simultanéité de l'émission et de la réception constitue le principal défaut de ce type de radar GPR [16] ; un fort niveau de couplage entre antennes entraîne une baisse des performances du géoradar. A cela s'ajoute la complexité des circuits électroniques utilisés. Bien qu'étant un géoradar assez répandu dans le commerce, le radar GPR FMCW n'est pas réputé le plus approprié lorsque le milieu ausculté comporte de fortes hétérogénéités et/ou des obstacles de dimensions variables.

II.2.3.2 Radar GPR à saut de fréquences

Le radar GPR à saut de fréquences est une évolution du radar FMCW. Son principe repose sur un balayage d'une large gamme de fréquence suivant une évolution par palier Δf comme l'illustre la Figure 16 [15]. Pour ce type de modulation, la puissance émise est alors réduite et la réception est réalisée en bande étroite. Cette technique de modulation a pour effet la réduction du bruit mais aussi la diminution de la vitesse d'échantillonnage.

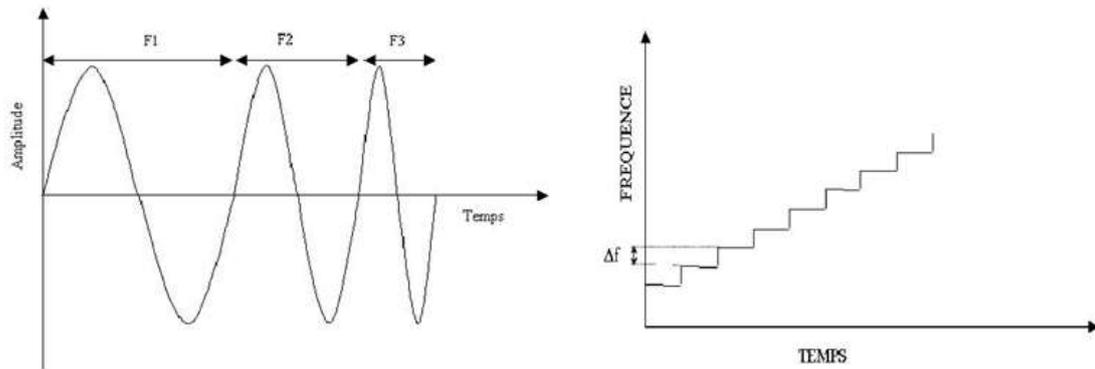


Figure 16 : Evolution de la fréquence en fonction du temps pour un Radar GPR à saut de fréquence.

Son principal avantage est de pouvoir mieux assurer l'échantillonnage des mesures pour chaque fréquence du balayage de manière à corriger des effets gênants comme l'atténuation du sol ou encore les réponses des antennes.

Là encore, pour ces radars dont l'émission et la réception est simultanée, un fort couplage entre antennes en mode bistatique a pour conséquence une limitation de la dynamique et une augmentation de la zone aveugle. De plus cette technique de modulation est lente et plus difficilement utilisable pour des applications embarquées sur véhicules par exemple.

II.2.4 Contraintes du radar GPR à concevoir

Le type de radar choisi dans le cadre de cette étude est le radar GPR impulsif. Il permet la couverture d'une large bande de fréquence et doit simplifier le traitement des signaux.

Le radar impulsif à pénétration de sol à concevoir doit relever des défis tant sur le plan de la tenue mécanique que sur le plan électromagnétique. En effet, celui-ci doit être installé sur une tête de coupe de tunnelier, ce qui génère un environnement métallique important. Des contraintes d'encombrement limitent par ailleurs la bande basse de fréquence de travail. Le radar GPR doit être adapté aux sols à ausculter comportant souvent un taux d'humidité important qui diminue la profondeur d'auscultation.

II.3 Performances d'un radar GPR

L'évaluation des performances d'un radar à pénétration de sol est liée à plusieurs paramètres du radar GPR mais aussi aux caractéristiques électromagnétiques du sol étudié. Ainsi, la profondeur de pénétration et la résolution sont principalement les deux critères de qualification d'un radar GPR.

La profondeur de pénétration et la résolution pour cette technique d'imagerie dépendent essentiellement de la bande de fréquence d'émission du Radar GPR, des caractéristiques des antennes utilisées, des propriétés électriques du sol ou du matériau prospecté, et des contrastes apportés par les cibles recherchées par rapport au milieu environnant [17].

II.3.1 Bilan de liaison

Le bilan de liaison d'un système radar GPR est établi à partir de l'équation liant la puissance émise à la puissance reçue appelée 'équation radar'. L'équation d'un radar classique est donnée par une relation établie par Skolnik [18].

équation. 29
$$\frac{|V_r(f)|^2}{Z_g} = P_r(f) = \frac{P_e(f)G_e(f)}{4\pi R_e^2} \frac{S(f)}{4\pi R_r^2} A_{er}(f)$$

Ou

- P_e : désigne la puissance émise,

- G_e : représente le gain de l'antenne d'émission

- S : correspond à surface équivalente radar de la cible

- A_{er} : représente l'aire efficace de l'antenne de réception,

- R_e : désigne la distance entre antenne émission et cible.

- R_r : représente la distance entre cible et antenne de réception.

- Z_g : impédance du générateur,

- V_r : tension reçue au pied de l'antenne de réception, le module de la tension reçue s'écrit:

équation. 30
$$|V_r| = \frac{\sqrt{Z_g}}{4\pi R_e R_r} \sqrt{P_e(f)G_e(f)S(f)A_{er}(f)}$$

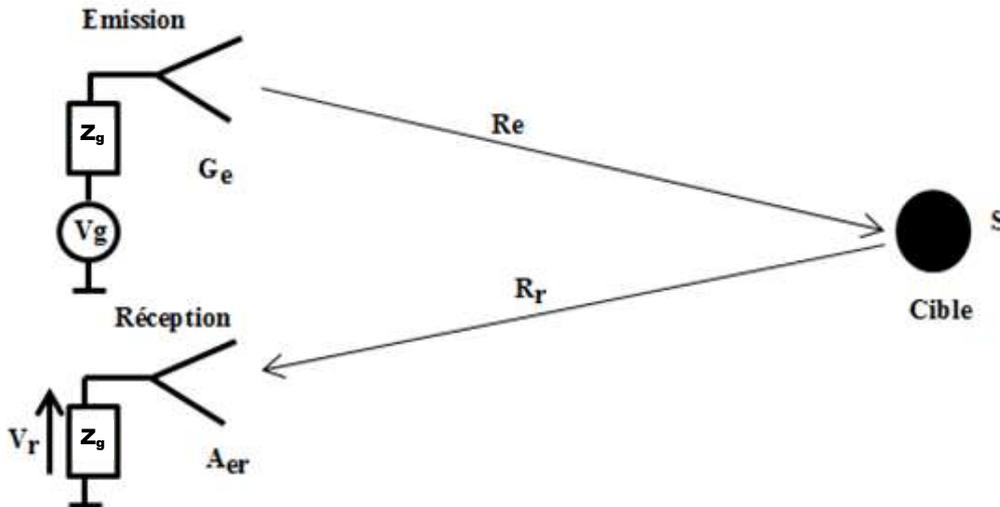


Figure 17 : Schéma de principe de mesure d'un radar

L'aire efficace de l'antenne de réception est définie en fonction du gain et de la longueur d'onde par la relation suivante.

équation. 31
$$A_{er}(f) = \frac{G_r(f)}{4\pi} \lambda^2$$

Où

- G_r : représente le gain de l'antenne de réception

- λ : désigne la longueur d'onde.

Ce qui conduit pour l'équation radar à :

équation. 32
$$P_r(f) = \frac{P_e(f)G_e(f)G_r(f)\lambda^2 S(f)}{(4\pi)^3 R_e^2 R_r^2}$$

Cette écriture ne s'applique pas tout à fait au radar GPR. En effet, elle ne prend pas en compte les différents phénomènes de propagation dans le sol. Pour un radar à pénétration de sol, dont l'effet de l'interface entre air-sol est négligeable, l'équation radar GPR est réécrite comme suit :

équation. 33
$$P_r(f) = \frac{P_e(f)G_e(f)G_r(f)\lambda_g^2 |\Gamma|^2 e^{-4\alpha d}}{(4\pi)^3 d^4}$$

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Où $\lambda_g = 2\pi/\beta$ correspond à la longueur d'onde guidée dans un milieu, d représente la distance antenne-cible, Γ désigne le coefficient de réflexion complexe induit par la cible. Au passage d'un milieu à un autre, ce coefficient est défini par :

équation. 34
$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

Où

- Z_1 représente l'impédance d'onde complexe de la première couche,

- Z_2 correspond à l'impédance d'onde complexe de la deuxième couche.

Ainsi, la tension complexe reçue est réécrite en tenant compte de tous les paramètres.

équation. 35
$$V_r = \frac{\lambda_g}{(4\pi)^{3/2} d^2} \sqrt{P_e(f) G_e(f) G_r(f)} e^{-2\gamma d} \sqrt{Z_g} \Gamma$$

II.3.2 Dynamique du radar GPR

La dynamique a une grande incidence sur la distance maximale à laquelle une cible peut être détectée. Le récepteur géoradar et/ou le système de traitement des signaux reçus doivent être capables de gérer les signaux de réflexion de surface et ceux liés à des cibles à courte distance mais également de détecter de petits signaux proches du bruit de fond. Ainsi, la dynamique du système radar GPR est définie comme étant le rapport entre la tension maximale reçue et la tension minimale détectable par le système de réception.

équation. 36
$$DS_v = \frac{V_{rmax}}{V_{min}} = \frac{\text{Tension maximale reçue}}{\text{Tension minimale détectable}}$$

Une autre méthode de déterminer la dynamique consiste à considérer les puissances transmises et reçues par le radar GPR. Ainsi, la capacité de détection d'un radar GPR peut être alors être exprimée par la relation suivante :

équation. 37
$$DS = \frac{P_e}{P_r} = \frac{\text{Puissance transmise}}{\text{Puissance reçue}}$$

II.3.3 Profondeur de pénétration

La portée R_{max} du radar GPR est essentiellement liée au bilan de liaison et à la dynamique du radar GPR. Elle est donnée par la résolution de l'équation. 33 et de l'équation. 37.

équation. 38

$$\frac{1}{DS G_e G_r |F|^2} = \frac{\lambda_g^2 e^{-4\alpha R_{max}}}{4\pi (4\pi R_{max}^2)^2}$$

Où R_{max} représente la profondeur maximale d'auscultation. L'estimation de cette distance relève de plusieurs paramètres dont les caractéristiques des antennes d'émission/réception et le milieu de propagation. Le manque de maîtrise du milieu de prospection et de la puissance réellement transmise dans le sol rendent généralement difficile la détermination de la profondeur d'auscultation.

Il est cependant possible d'effectuer une estimation qualitative à partir de l'équation. 38. Afin d'atteindre une profondeur de prospection optimale, il est nécessaire que le radar géologique fonctionne en basses fréquences et que la dynamique du système soit élevée. Le sol prospecté doit présenter des caractéristiques diélectriques également favorables à la propagation. Dans l'idéal, le sol doit être composé d'un milieu de propagation de constante d'atténuation faible et de propriétés diélectriques différentes de celles de la structure à détecter.

II.3.4 Résolution du Radar GPR

La capacité d'un radar GPR à distinguer différentes cibles proches est communément appelée la résolution en profondeur r [m]. Elle est définie comme étant la distance minimale entre deux cibles apparaissant distinctement lors d'une prospection.

équation. 39

$$r = \frac{c}{2B\sqrt{\epsilon_r}}$$

Où c =vitesse de la lumière, B =largeur de la bande passante rayonnée, ϵ_r = constante diélectrique relative du milieu de propagation.

Cependant, cette première détermination théorique de la résolution ne tient pas compte des multi-trajets et de la diffraction. En effet, les différentes couches du sol produisent plusieurs réflexions et la présence de cibles augmente par ailleurs la complexité de la réponse en temps et en amplitude. Pour mieux approcher la théorie de l'expérimentation, Eaves and Reedy [3] ont introduit un coefficient empirique égal à 1.39 dans l'équation. 39 ce qui conduit à :

équation. 40
$$r = \frac{1.39c}{2B\sqrt{\epsilon_r}}$$

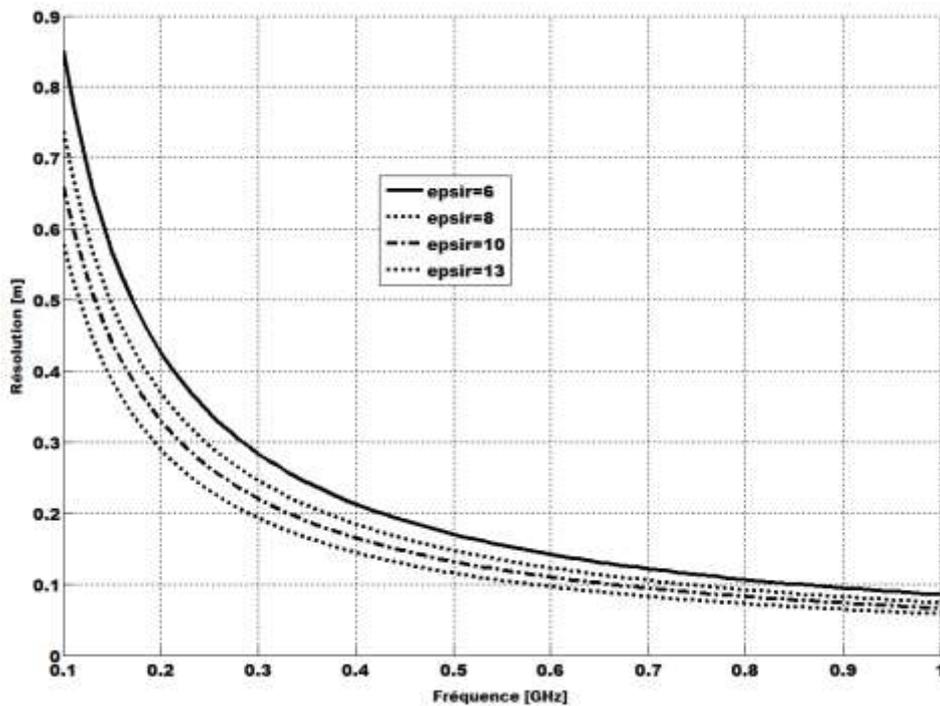


Figure 18 : Résolution du radar GPR en fonction de la largeur de la bande passante.

L'évolution de la résolution en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité (voir Figure 18) montre clairement que plus la fréquence est élevée, meilleure est la résolution. De même, plus la constante diélectrique est importante, et meilleure est la résolution comme le montre la Figure 19. Il est souvent nécessaire de trouver un compromis entre résolution et profondeur de pénétration (largement liée à la fréquence) puisque la constante diélectrique est un paramètre à priori inconnu. En effet, si la résolution est trop élevée (par augmentation de la permittivité ou de la fréquence), l'atténuation augmente et l'écho radar devient noyé dans le bruit.

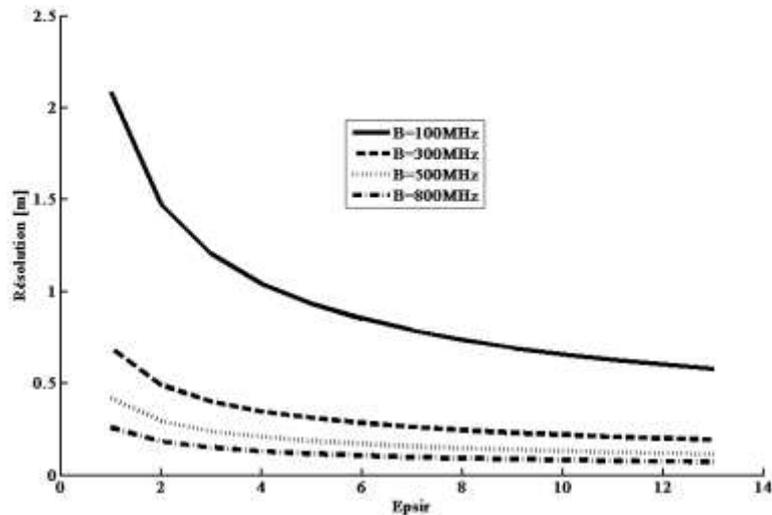


Figure 19 : Résolution d'un radar GPR en fonction de la constante diélectrique du milieu de propagation.

Selon l'application visée, la résolution ou la profondeur de pénétration sera privilégiée. Pour des applications de type détection de mines anti-personnel, la résolution est un paramètre important, alors que pour des applications types identification de failles/fissures, ou des applications dont les obstacles (nappe d'eau, site archéologique, poche d'air etc.) ont des dimensions assez importantes par rapport à la longueur d'onde, la profondeur d'investigation est privilégiée.

II.3.5 Conclusion

Les différents paramètres pertinents permettant d'estimer les performances et limites d'un radar GPR ont été présentés. Pour mieux quantifier ces paramètres, une modélisation numérique des sols auscultés est nécessaire. Cette étude paramétrique permet d'établir une représentation numérique des sols pour mener une étude de propagation. Il existe plusieurs méthodes de représentation des sols. Dans les paragraphes suivants, une présentation détaillée de ces différents modèles est proposée.

III. Modélisation numérique des sols géologiques

III.1 Classification des sols géologiques

Dans le domaine du radar GPR, de la surveillance des sols et des glaces, la classification des sols la plus couramment utilisée est établie par l'USDA [19] (United States Department of Agriculture) à travers une représentation pyramidale comme le montre la Figure 20. Il existe cependant plusieurs types de classification de sols qui sont basés soit uniquement sur la granularité (en représentation triangulaire) soit à la fois sur la granularité et sur la plasticité des matériaux [20].

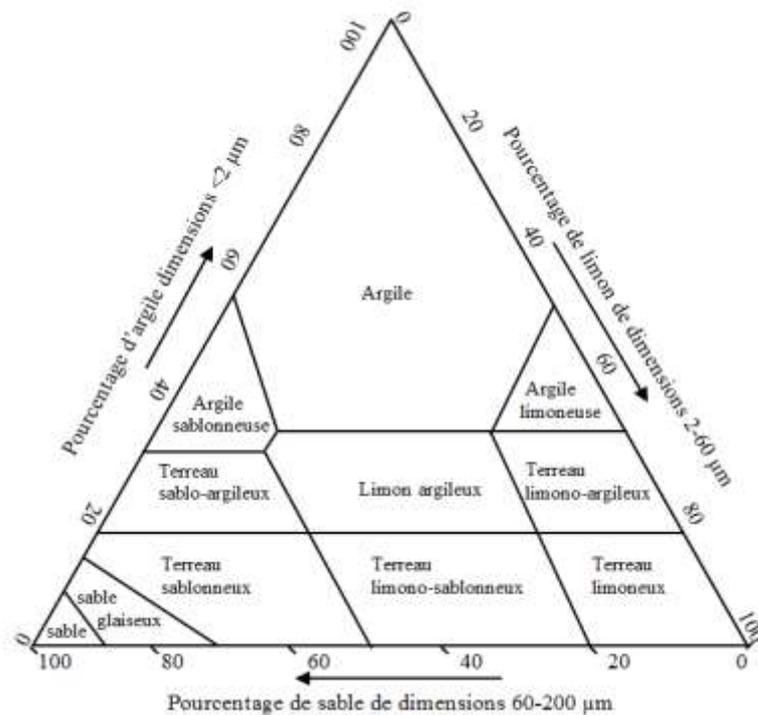


Figure 20 : Classification des sols selon USDA [4].

La modélisation de ces types de sols permet de comprendre leur comportement par rapport aux phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques. Il existe plusieurs méthodes de modélisations des matériaux que l'on peut classer comme suit :

- ✓ Les modèles phénoménologiques : il s'agit principalement du modèle de Debye [21] et de Cole-Cole [22], ils consistent à relier les temps de relaxation caractéristiques du comportement d'un matériau en fonction de la fréquence.

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

- ✓ Les modèles volumétriques : ils décrivent les propriétés diélectriques d'un matériau en fonction des quantités relatives des différents constituants de ce dernier et de leurs caractéristiques diélectriques individuelles. Le plus connu est le CRIM (Complex refractive Index Model) basé sur le modèle de Liechtenecker-Rother [23] ou celui de Maxwell-Garnett [24].
- ✓ Les modèles empiriques et semi-empiriques : ce sont des descriptions mathématiques des propriétés diélectriques en fonction des caractéristiques du milieu : teneur en eau, nature de la texture (quantité d'argile, de limon et de sable par exemple). Les modèles les plus utilisés sont le modèle Topp empirique [25], le modèle Dobson et al. [26] et le modèle Peplinski et al. [27].

III.2 Modèle de Debye et Cole-Cole [21] [22]

Le modèle de Debye constitue en général la base des modélisations utilisées dans la littérature pour représenter la permittivité complexe des matériaux homogènes. Debye a montré par expérimentation sur de l'eau, que la permittivité complexe est liée à la fréquence par la relation suivante :

équation. 41
$$\tilde{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + i\tau\omega} = \epsilon' - i\epsilon''$$

Où τ est la constante de temps du phénomène de relaxation considéré, ϵ_{∞} est la permittivité pour une fréquence infiniment grande, ϵ_s est la permittivité statique qui correspond à la valeur de la permittivité en basse fréquence, ω est la pulsation angulaire. L'évolution de la permittivité en fonction de la fréquence est montrée sur la Figure 21.

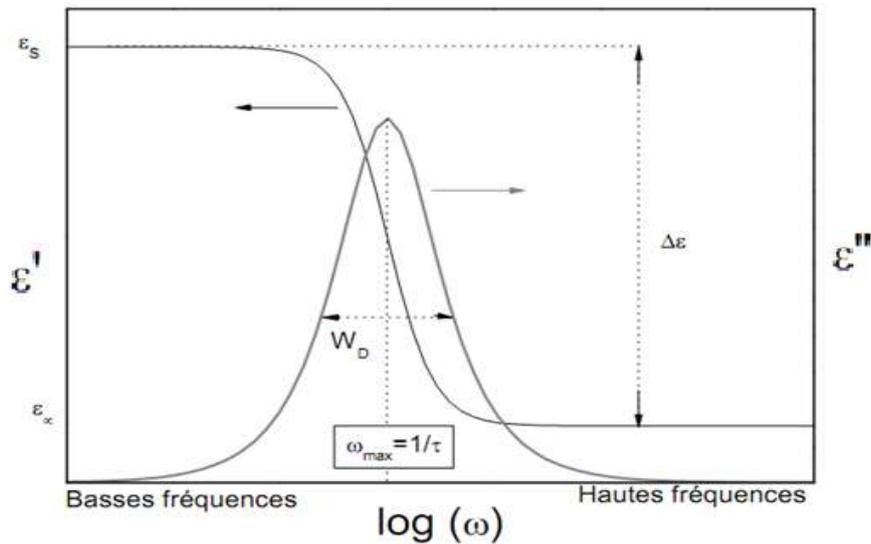


Figure 21 : Modèle de Debye ; variations en fréquence de la partie réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique (diagramme d'Argand ou diagramme de Cole et Cole).

En utilisant l'équation. 41 on déduit les expressions des parties réelles et imaginaires de la permittivité complexe :

équation. 42
$$\epsilon'(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + (\tau\omega)^2}$$

équation. 43
$$\epsilon''(\omega) = \tau\omega \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + (\tau\omega)^2}$$

Pour prendre en compte d'autres phénomènes dans le matériau, le modèle de Debye a dû subir quelques modifications. En effet, la formule initiale ne prend pas en compte les pertes par conduction électrique. En considérant ces dernières, l'écriture de l'équation de Debye devient alors :

équation. 44
$$\tilde{\epsilon}(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + i\tau\omega} - i \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$$

Où σ est la conductivité électrique en régime statique et $\epsilon_0 = 8,854e^{-12}$ F/m est la permittivité du vide.

D'autre part, si la contribution de divers constituants du matériau est prise en compte par plusieurs phénomènes de relaxation différents caractérisés par leurs constantes de temps, la permittivité complexe vérifie alors l'équation suivante :

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 45
$$\tilde{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} - i \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} + \frac{\Delta \epsilon_1}{1+i\tau_1\omega} + \frac{\Delta \epsilon_2}{1+i\tau_2\omega} + \frac{\Delta \epsilon_3}{1+i\tau_3\omega} + \dots$$

Où les τ_i correspondent au temps de relaxation sur l'intervalle fréquentiel d'étude et les $\Delta \epsilon_i$ représentent la variation des permittivités mesurées sur la plage de fréquence considérée. Les constantes de l'équation ci-dessus peuvent être calculées à priori à partir des propriétés de la molécule d'eau. Ces constantes sont la plupart du temps évaluées à partir de résultats expérimentaux.

Pour rendre compte du comportement complexe du milieu hétérogène, le modèle de Cole-Cole introduit une notion de dispersion, où les constantes de temps sont réparties suivant une distribution gaussienne autour d'une constante de temps moyenne. Lorsque la conductivité statique est prise en compte, l'équation de Cole-Cole est donnée par :

équation. 46
$$\tilde{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1+(i\tau\omega)^{1-\varphi}} - i \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \text{ avec } 0 \leq \varphi \leq 1$$

Où φ désigne le facteur d'amortissement.

L'étude des phénomènes de relaxations diélectriques, menée par Havriliak et Negami [28] les ont conduit à proposer une relation plus générale que celle de Cole-Cole pour mieux décrire le comportement fréquentiel de la permittivité complexe des liquides :

équation. 47
$$\tilde{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{(1+(i\tau\omega)^{1-\varphi})^{\kappa}} - i \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \text{ avec } \kappa \leq 1 \text{ et } 0 \leq \varphi \leq 1$$

Où κ et φ sont les paramètres donnés en fonction d'un diagramme fourni par Cole-Cole [22].

III.3 Le modèle volumique : Loi des mélanges

La détermination de la permittivité complexe est très difficile pour un matériau hétérogène. Pour certaines longueurs d'onde et selon la nature des hétérogénéités du matériau, on peut considérer que ce dernier a un comportement homogène, on parle alors d'homogénéisation (voir Figure 22). Dans ce cas la valeur moyenne de la permittivité qui

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

correspond à la permittivité effective peut être déterminée. L'accès à cette permittivité dépend du degré de complexité de la structure du mélange.

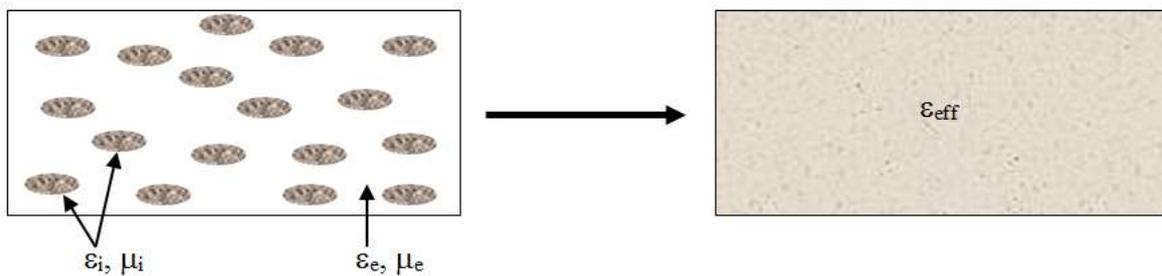


Figure 22 : Représentation d'un milieu hétérogène et son milieu homogène équivalent.

Si celui-ci est périodique, la permittivité effective peut être évaluée analytiquement sous certaines conditions (formes des dispersions, orientation du champ électrique, etc.) par des lois dites de mélanges. Par contre, pour des milieux dont la structure est aléatoire, il n'existe pas de solution rigoureuse, ni de méthode systématique pour le calcul de la permittivité effective. Les modèles les plus utilisés permettant d'approcher ces mélanges sont :

- ✓ le modèle CRIM (Complex Refractive Index Model),
- ✓ le modèle de la théorie de Maxwell-Garnet,
- ✓ la théorie de Hanai-Bruggeman qui est l'approximation du milieu effectif.

III.3.1 Le modèle Complex Refractive Index Model (CRIM)

Le modèle relatif à la Méthode de l'Indice de Réfraction Complexe (CRIM) est construit à partir d'un modèle de couches planes parallèles d'épaisseurs d_i perpendiculaires à la direction de propagation. Le principe de ce modèle repose sur l'hypothèse selon laquelle le temps de propagation total moyen de l'onde dans le matériau est la somme des parcours que l'onde effectue dans chaque couche du milieu. Il se modélise par une prédiction décrite par Wyllie [29], qui se caractérise comme suit :

équation. 48
$$T_{total} = \sum t_i = \sum d_i \frac{\sqrt{\epsilon_i}}{c}$$

Où ϵ_i correspond à la permittivité relative de la couche i d'épaisseur d_i .

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Une extension du modèle qui prend en compte la présence d'eau, de glace et de gaz est donnée par l'équation ci-dessous [30]:

équation. 49
$$\varepsilon_{crim} = \left[(\Phi S_e \sqrt{\varepsilon_e} + (1 - \Phi) \sqrt{\varepsilon_m}) + (\Phi (1 - S_e) \sqrt{\varepsilon_g}) \right]^2$$

Où

- Φ représente la porosité,

- S_e désigne la saturation en eau (c'est-à-dire pourcentage d'espace poreux rempli de liquide),

- ε_e et ε_g sont les permittivités de l'eau et du gaz contenus dans le milieu.

Le modèle de CRIM est largement utilisé pour déterminer la qualité de compactage de bitume, la porosité dans les roches, la teneur en eau des revêtements bitumineux de chaussée, la teneur en eau du sable, etc...

Cependant, la détermination de la permittivité complexe à partir de ce modèle, surtout quand les pertes diélectriques sont très faibles, conduit parfois à des résultats aberrants.

III.3.2 Le modèle de la théorie de Maxwell-Garnett (T.M.G)

La théorie de Maxwell-Garnett suppose que chaque inclusion (caractéristique de l'hétérogénéité du milieu), sphérique, isolée, sans interaction avec les autres, de taille petite par rapport à la longueur d'onde, est noyée dans le matériau hôte de permittivité ε_m connue, considéré comme homogène (Figure 23).

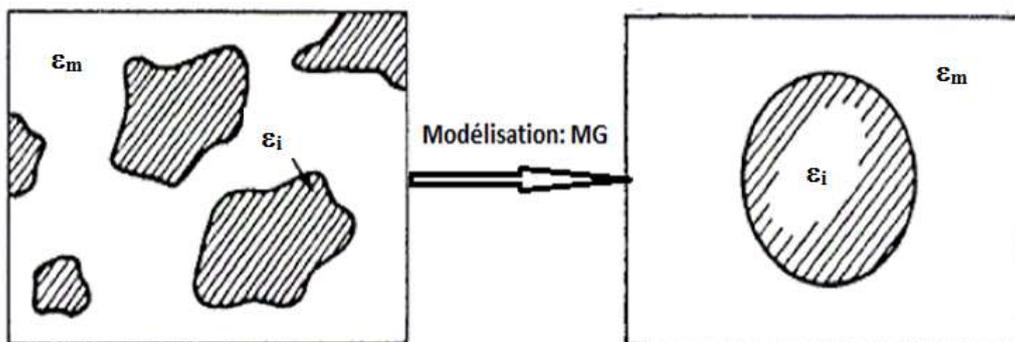


Figure 23 : Modélisation de la permittivité par la méthode de Maxwell-Garnett [31].

L'équation de la permittivité diélectrique effective ε_{eff} du matériau s'écrit comme suit :

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 50
$$\frac{\varepsilon_{eff}-\varepsilon_m}{\varepsilon_{eff}+2\varepsilon_m} = q \frac{\varepsilon_i-\varepsilon_m}{\varepsilon_i+2\varepsilon_m}$$

Où ε_i est la permittivité des inclusions et q le coefficient de remplissage du matériau.

En pratique, il peut être difficile de décider lequel des deux composants est considéré comme le matériau hôte (celui dont la permittivité est prépondérante). Le modèle de Maxwell-Garnett donne des résultats assez peu précis pour les concentrations d'inclusions supérieures à 50% et dont la distance inter-particule est faible.

Les conditions de validité de cette théorie sont :

- ✓ la taille des particules doit être petite par rapport à la longueur d'onde ce qui engendre une contrainte sur la fréquence de modélisation et sur la nature de l'échantillon à modéliser,
- ✓ les inclusions doivent être éloignées les unes des autres.

Par conséquent, ce modèle n'est valable que pour un système composé de deux corps (ε_m et ε_i) ou dans le cas où deux corps sont prédominants. Il ne permet pas de prendre en compte la variation du taux d'humidité ou de salinité d'un milieu.

III.3.3 Approximation du milieu effectif (T.M.E)

L'approximation des milieux effectifs conduit à un modèle physique permettant d'estimer les propriétés effectives d'un milieu constitué essentiellement de deux composants en fonction des propriétés locales de chaque constituant, et d'un certain nombre d'informations sur la microstructure. La modélisation physique développée par Bruggeman [30] [31], s'applique à des milieux dont les composants sont sous forme de grain ou granulat (milieu désordonné). Les grains sont modélisés par des sphères ou des ellipsoïdes de révolution qui sont supposées occuper tout le volume du matériau (voir Figure 24). Dans ce modèle, l'hypothèse du milieu hôte n'est pas considérée contrairement au modèle de Maxwell-Garnett. Les particules sphériques et le matériau principal « baignent » dans un milieu effectif de permittivité égale à la permittivité du mélange qui est décrite par l'équation de Bruggeman suivante :

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 51
$$(1 - q) \frac{\epsilon_{eff} - \epsilon_{r2}}{\epsilon_{eff} + 2\epsilon_{r2}} + q \frac{\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1} + 2\epsilon_{r2}} = 0$$

Où q désigne le coefficient de remplissage du matériau.

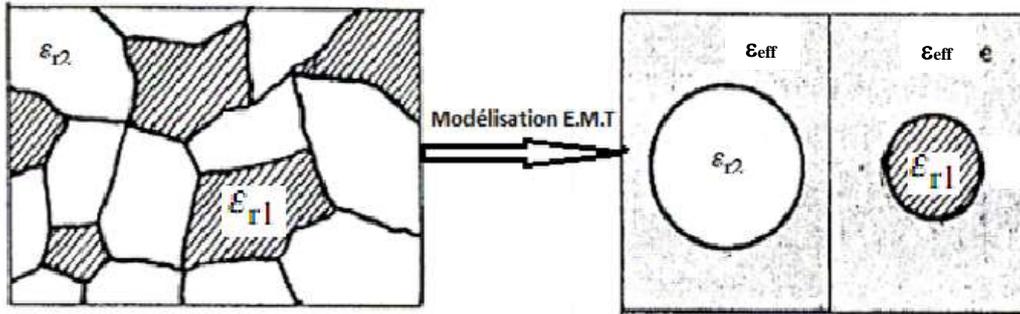


Figure 24 : Illustration d'un modèle de la théorie du milieu effectif.

Pour de faibles volumes, les deux théories T.M.G et T.M.E donnent des résultats très proches de constantes diélectriques effectives. Cependant, le modèle T.M.E est mieux adapté aux fractions volumiques plus grandes puisqu'il traite les deux constituants de manière similaire.

III.4 Modèle empirique et semi-empirique

La dépendance de la constante diélectrique, à la fréquence et à la teneur en eau peut être exprimée de façon empirique. L'effet de la variation de la teneur en sel, de la texture, de la densité apparente, sont aussi des données importantes pour la modélisation de la permittivité diélectrique complexe. Sachant que pour une application GPR, le taux d'humidité a une importante influence sur la portée du radar GPR, il est aussi important d'estimer l'impact de cette variation d'humidité sur ce système. Les modèles empiriques ou semi-empiriques sont une représentation mathématique des différents paramètres physiques qui interagissent dans la composition d'un milieu donné.

III.4.1 Permittivité relative apparente en fonction de la teneur en eau

Le modèle de Topp [25] utilise un polynôme du troisième ordre pour décrire la relation entre la permittivité relative apparente et la teneur en eau θ . Cette représentation est déduite de mesures effectuées dans la bande de fréquence de [1MHz-1GHz].

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

équation. 52
$$\varepsilon_a = 3,03 + 9,3\theta + 146\theta^2 - 76,7\theta^3$$

La loi empirique établie par Topp et al à partir de résultats expérimentaux, pour des sols de textures variées est principalement valable dans la bande de fréquence de [1MHz-1GHz]. Ce n'est pas le seul modèle empirique même s'il est le plus couramment utilisé. Cette loi est par ailleurs extrêmement utile pour déterminer la teneur en eau d'un sol. C'est pour cela qu'elle est souvent utilisée dans le milieu constitué de sols minéraux ou organiques. Cependant elle est souvent considérée inappropriée pour les argiles et les sols riches en matière organique qui génèrent de fortes dispersions en basses fréquences. De plus, le modèle de Topp ne prend pas en compte la conductivité, c'est pour cela qu'il est associé à d'autres modèles pour représenter la permittivité complexe.

III.4.2 Conductivité apparente en fonction de la teneur en eau

Etant donné que le modèle de Topp et al permet l'estimation de la permittivité apparente des sols en fonction de leur teneur en eau, pour calculer la permittivité complexe, il sera nécessaire de déterminer la relation entre la conductivité apparente et la teneur en eau. De nombreuses études ont été réalisées sur cette problématique, en particulier par Rhoades et al. [32], Corwin et al. [33] [34], et Friedman [35] sur la base de la variation de la loi d'Archie. En effet, en 1942, Archie présente la relation reliant la conductivité, la porosité et la salinité :

équation. 53
$$\frac{\sigma_a}{\sigma_e} = \Phi^m S_e^n$$

Où

- $\Phi = 1 - \rho_b / \rho_s$ désigne la porosité du sol, avec ρ_b la densité volumique du sol et ρ_s représente la densité des particules généralement proche de $2,65 \text{g/cm}^3$ (voir Tableau 3).

- m représente le facteur de cimentation et est compris entre 1,4 et 2,5,

- $S_e = \theta / \phi$ est le facteur de saturation de l'eau, θ est la teneur en eau.

- n est un paramètre d'ajustement en fonction de la texture des sols (calcaire, sable, limon).

Le principal problème dans la modélisation numérique de la conductivité suivant cette loi est la difficulté d'estimation du paramètre d'ajustement n .

Tableau 3 : Exemples de résultats expérimentaux des sols minéraux

Texture	Densité volumique	Densité des particules	Pourcentage des composants minéraux %		
	g/cm ³	g/cm ³	Argile	Sable	limon
Sable sec	1,48	2,63	7	84	9
Limon	1,44	2,62	14	37	49
Limon argileux	1,28	2,62	20	31	49
Sable	1,11	2,65	0	100	0

En 1976, Rhoades and all [32], à partir de résultats expérimentaux, établissent une relation linéaire liant la conductivité apparente à la teneur en eau θ , à la conductivité surfacique σ_s et à la conductivité de l'eau σ_e .

équation. 54
$$\sigma_a = (a\theta^2 + b\theta)\sigma_e + \sigma_s$$

avec le couple (a,b)=(2,1, -0,25) pour un sol argileux et (1,35, -0,08) pour un sol limoneux, et où la conductivité surfacique est fonction de la fraction d'argile et est décrite par l'équation suivante : $\sigma_s = 0,025 \text{Fraction}_{\text{Argile}} - 0,0209$. Par ailleurs, l'établissement de cette équation provient de résultats de mesures ce qui limite son domaine d'utilisation dans le champ large des sols.

Pour pallier cette limite, Shah et Singh [36] proposent une expression plus générale basée sur la formulation d'Archie qui dépend de la teneur en eau et qui permet d'établir l'estimation de la conductivité apparente pour tout type de sol.

équation. 55
$$\sigma_a = a\sigma_e\theta^m$$

Où a et m sont des paramètres empiriques définis en fonction du pourcentage C d'argile par la relation suivante :

$$a=0,6 (C.100)^{0,55} \text{ et } m=0,92(C.100)^{0,2} \text{ si } C>5\%$$

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

$$a=1,45 \quad \text{et } m=1,25 \quad \text{si } C < 5\%.$$

La combinaison de la formulation de Topp, Shah et Singh permet d'obtenir une description de la permittivité diélectrique complexe des sols tout en tenant en compte leur teneur en eau et leur texture. Cependant il existe d'autres modèles empiriques qui permettent l'obtention de ces résultats. Parmi eux, on peut citer, le modèle Peplinski et al [27] qui est un modèle large bande qui découle de la première modélisation large bande du mélange de diélectrique proposé par Dobson et al. en 1985 [26] décrivant la proportion d'argile, de limon, de la densité apparente du sol et de la teneur en eau d'un sol donné. Pour des raisons de complexité, les développements de la proposition de Dobson qui sont reprises par Peplinski ne seront pas détaillés ici.

III.4.3 Modèle de Topp /Singh

En associant les deux méthodes empiriques (Topp et Singh), une détermination de la partie réelle et imaginaire de la permittivité complexe est établie. En effet, la permittivité relative apparente ε_a (qui est donnée d'une part par l'équation. 52) peut être réécrite comme suit :

équation. 56
$$\varepsilon_a = \frac{\varepsilon'_r}{2} \left(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} + 1 \right)$$

Où $\tan \delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r}$ et $\varepsilon''_r = \frac{\sigma_a}{\omega \varepsilon_0}$, σ_a désigne la conductivité apparente.

L'introduction de la définition de la conductivité apparente par Singh dans l'expression de la partie imaginaire de la permittivité ε''_r permet d'obtenir la relation suivante :

équation. 57
$$\varepsilon''_r = \frac{a \sigma_a \theta^m}{\omega \varepsilon_0}$$

A partir de l'équation. 56, la partie réelle de la permittivité est exprimée en fonction de la permittivité apparente et de la conductivité apparente.

équation. 58
$$\varepsilon'_r = \varepsilon_a - \frac{\varepsilon''_r^2}{4\varepsilon_a} = \varepsilon_a - \frac{\left(\frac{\sigma_a}{\omega \varepsilon_0}\right)^2}{4\varepsilon_a}$$

Ce qui donne en définitive en remplaçant la permittivité relative apparente par sa valeur :

équation. 59
$$\varepsilon'_r = 3,03 + 9,3\theta + 146\theta^2 - 76,7\theta^3 - \frac{(a\sigma_e\theta^m)^2}{4\omega^2\varepsilon_0(3,03+9,3\theta+146\theta^2-76,7\theta^3)}$$

III.4.4 Modèle de Peplinski

Le modèle empirique de Peplinski et al est un modèle théorique et semi-empirique basé sur celui proposé par Dobson avec une extension de la gamme de fréquences. C'est actuellement le modèle de mélange diélectrique sol-eau-air le plus couramment utilisé. Son principal avantage est la large gamme de fréquence de validité qui est comprise entre 0,3GHz et 18GHz contrairement au modèle de Topp/Singh qui n'est valide que sur une bande de 1MHz-1GHz.

Reliant la teneur θ en eau, la permittivité relative complexe de l'eau ($\varepsilon'_{fe} - i\varepsilon''_{fe}$), la densité volumique du sol ρ_b (g/cm³), la permittivité relative statique du sol ε_s , la densité des particules du sol $\rho_s=2,66$ g/cm³ et une constante empirique $\xi=0,65$, le modèle de Peplinski définit la partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité complexe comme suit :

équation. 60
$$\begin{cases} \varepsilon'_r = \left[1 + \frac{\rho_b}{\rho_s} (\varepsilon_s^\xi - 1) + \theta^{\beta'} \varepsilon'_{fe} \xi - \theta \right]^{\frac{1}{\xi}} \\ \varepsilon''_r = \left[\theta^{\beta''} \varepsilon''_{fe} \xi \right]^{\frac{1}{\xi}} \\ \tilde{\varepsilon}_r = \varepsilon'_r - i\varepsilon''_r \end{cases}$$

- Où les coefficients β' et β'' sont obtenus de façon empirique et sont des combinaisons linéaires des fractions d'argile et de sable présents dans le sol.

équation. 61
$$\begin{cases} \beta' = 1,2748 - 0,519S - 0,152C \\ \beta'' = 1,33797 - 0,603S - 0,166C \end{cases}$$

- En utilisant la définition de la porosité du sol $\phi=1-\rho_b/\rho_s$ d'une part et d'autre part en tenant compte des proportions de sable S et d'argile C, la porosité ϕ donné par Saxon and al. [37], s'écrit :

équation. 62
$$\Phi = 0,332 - 7,251 \cdot 10^{-4}S + 0,1276 \log_{10}(C)$$

On en déduit la relation liant la densité volumique du sol à la densité des particules

équation. 63
$$\rho_b = \rho_s(0,668 + 7,251 \cdot 10^{-4}S - 0,1276 \log_{10}(C))$$

- Une évaluation de la permittivité relative statique ε_s du sol est donnée par l'équation ci-dessous.

équation. 64
$$\varepsilon_s = (1,01 + 0,44\rho_s)^2 - 0,062$$

- Les quantités ε'_{fe} et ε''_{fe} représentent respectivement la partie réelle et imaginaire de la permittivité relative complexe de l'eau et sont exprimées par les relations ci-dessous suivant un modèle de Debye :

équation. 65
$$\begin{cases} \varepsilon_{fe}' = \varepsilon_{e\infty} + \frac{\varepsilon_{e0}(T) - \varepsilon_{e\infty}}{1 + (2\pi f \tau_e(T))^2} \\ \varepsilon_{fe}'' = \frac{2\pi f \tau_e(T)(\varepsilon_{e0}(T) - \varepsilon_{e\infty})}{1 + (2\pi f \tau_e(T))^2} + \frac{\sigma_{eff}}{2\pi \varepsilon_0 f} \frac{(\rho_s - \rho_b)}{\rho_s \theta} \end{cases}$$

Où $\varepsilon_{e\infty} = 4,9$ représente la permittivité limite de la partie réelle de la permittivité relative diélectrique pour une fréquence infiniment grande et T désigne la température exprimée en °C. La variation du temps de relaxation τ_e et de la constante diélectrique de l'eau ε_{e0} en fonction de la température sont fournies par les relations suivantes établies par Ulaby and Dodson [26].

équation. 66
$$\begin{cases} \tau_e(T) = \frac{1}{2\pi} (1,1109e^{-10} - 3,824e^{-12}T + 6,938e^{-14}T^2 + 1,075e^{-5}T^3) \\ \varepsilon_{e0}(T) = 88,045 - 0,4147T + 6,2958e^{-4}T^2 + 1,075e^{-5}T^3 \end{cases}$$

- Le calcul de la composante imaginaire de la constante diélectrique relative conduit à la conductivité effective définie par :

équation. 67
$$\sigma_{eff} = 0,0467 + 0,22049\rho_b - 0,4111S + 0,6614C$$

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

L'extension de ce modèle aux basses fréquences peut être réalisée par extrapolation, mais reste tout de même non validée à ce jour par des mesures.

Par ailleurs, il est important de noter que tous ces modèles découlent de mesures expérimentales, d'où la présence de plusieurs paramètres empiriques qui sont différents d'un modèle à un autre. Ainsi, le choix d'une modélisation d'un sol dépend grandement de la nature du terrain ausculté mais aussi de la bande de fréquence utilisée.

III.5 Conclusion

La modélisation des sols géologiques a un grand intérêt pour les applications de radar à pénétration de sol en particulier pour la conception des dispositifs rayonnants dédiés à leur auscultation. La mise en relation des paramètres physiques et des caractéristiques électromagnétiques permet de prédire leur comportement par rapport à une excitation électromagnétique. Les différents types de modèles présentés dans ce chapitre se différencient par leur domaine d'utilisation. Le modèle de Debye reste cependant le plus couramment utilisé avec certaines améliorations comme par exemple la prise en compte du taux d'humidité.

Compte tenu de l'environnement dans lequel le radar GPR est utilisé, les modèles de Debye et de Peplinski sont exploités. En effet, les sols auscultés présentent un taux d'humidité important et pour qualifier leur comportement par rapport au radar GPR, ces deux modèles sont les plus appropriés. Le modèle de Peplinski associe d'une part plusieurs paramètres issus de résultats expérimentaux ce qui est un avantage par rapport aux autres modèles dont certains paramètres sont difficiles à estimer et d'autre part ce modèle présente une large bande fréquentielle de validité.

Dans toutes les simulations dont les résultats seront présentés ultérieurement, la modélisation des sols s'appuiera sur le modèle de Peplinski et les paramètres de ce modèle (ϵ' , ϵ'' et τ) seront introduits dans un modèle de Debye mieux adapté aux outils de simulation.

IV. Moyens mis en œuvre pour la conception des éléments rayonnants du radar GPR

IV.1 Outils numériques de conception d'antennes

La conception d'une antenne destinée à une application de radar à pénétration de sol est différente de la conception d'une antenne rayonnant dans l'air. En effet, l'antenne doit être conçue en tenant compte de tout son environnement, à savoir, son interaction avec l'interface présentée par le sol et son niveau de couplage avec l'antenne de réception.

Dans ce paragraphe, une présentation de l'outil numérique utilisé pour la conception de l'antenne élémentaire dans un environnement particulier est réalisée.

En bref, la conception des antennes par un simulateur électromagnétique passe nécessairement par une modélisation en 3D.

IV.1.1 CST Microwave Studio : Méthode d'intégration finie

Développée par Wieland en 1977 lors de ses travaux de thèse, la méthode d'intégration finie (FIT Finite Integration Technique) utilise la numérisation des équations de Maxwell dans le domaine temporel sous forme intégrale. Par conséquent, plutôt que de manipuler des échantillons pour évaluer des dérivées spatio-temporelles, on y évalue des flux et des intégrales linéaires qui sont approchés de façon simple sur les mailles qui remplissent l'espace de calcul [38]. Le principe de la méthode est basé sur la résolution des équations de Maxwell.

IV.1.2 Mise en œuvre de l'outil de simulation électromagnétique CST Microwave Studio

Fondé en 1992, Computer Simulation Technology (CST) est une société Allemande dont la première version du logiciel qui porte le nom de la société est apparue en 1998.

Outil de simulation électromagnétique en trois dimensions (3D), il permet de modéliser et de concevoir des composantes hautes fréquences souvent assez complexes (voir exemple Figure 25). Son principe de calcul est basé sur la méthode FIT. Il comporte cependant, plusieurs

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

types de solveurs : transitoire, fréquentiel, équations intégrales, et modes propres. Le type de solveur utilisé dépend de l'application et du type de structure modélisée.

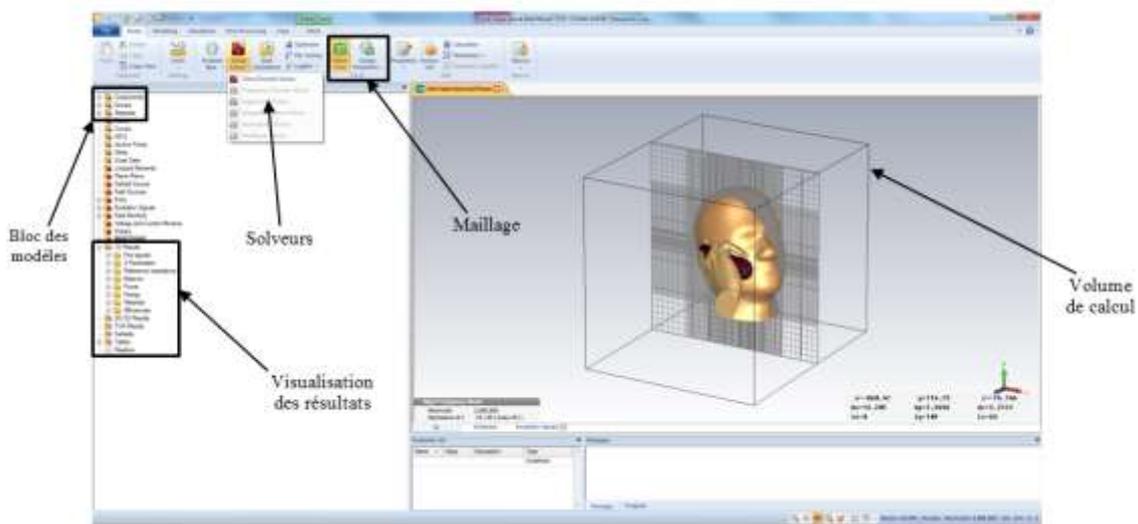


Figure 25 : Exemple d'une interface graphique de CST Microwave Studio.

Dans le cadre de la conception de l'antenne élémentaire, le solveur transitoire est utilisé. En effet, le système à concevoir couvre une large bande de fréquence et l'utilisation d'un solveur temporel permet en une seule simulation le traitement de toutes les fréquences mais aussi l'analyse pour certaines conditions de la propagation en transitoire. La présence des couches absorbantes PML (Perfectly Matched Layer), permet en outre de minimiser le retour de l'onde sur les limites du volume de calcul.

Bien que le logiciel CST Microwave Studio intègre des conditions d'absorption aux frontières du volume de calcul, il n'est pas performant pour réaliser une étude de propagation dans des sols à pertes inhomogènes et sur de grandes distances. Enfin, la modélisation des matériaux est décrite principalement par le modèle de Debye, ce qui nécessite de chercher le modèle de Debye tenant compte du modèle de Peplinski pour la modélisation des sols présentés. La réalisation d'une scène de simulation réaliste d'un radar GPR est quasi impossible. En effet, l'importance du volume de calcul nécessaire qui engendre d'une part un maillage assez important et donc une durée de simulation très longue et d'autre part un volume de stockage conséquent (par exemple la modélisation d'une scène de 10m de profondeur avec un maillage en $\lambda/15$ conduit à 22 millions de nœuds de calcul). L'introduction de milieux hétérogènes à forte pertes est aussi mal prise en compte par les couches absorbantes PML. Par conséquent,

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

l'étude de la propagation dans le sol est réalisée via un autre outil numérique qui fait l'objet du paragraphe suivant.

IV.2 Outil numérique de l'analyse de la propagation dans les sols

IV.2.1 TEMSI-FD

L'outil utilisé dans cette partie des travaux, TEMSI-FD pour Time ElectroMagnetic Simulator, est un logiciel développé au laboratoire Xlim-OSA, basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) [39]. Cette méthode permet la résolution des équations de Maxwell par discrétisation du volume de calcul à travers des cubes. Ainsi, le volume de calcul est subdivisé en cellules de formes parallélépipédiques. Dans chaque maille élémentaire, les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z) sont calculées. Les composantes du champ électrique sont déterminées au milieu des arêtes des mailles, tandis que celles du champ magnétique sont obtenues au centre des faces (voir Figure 26).

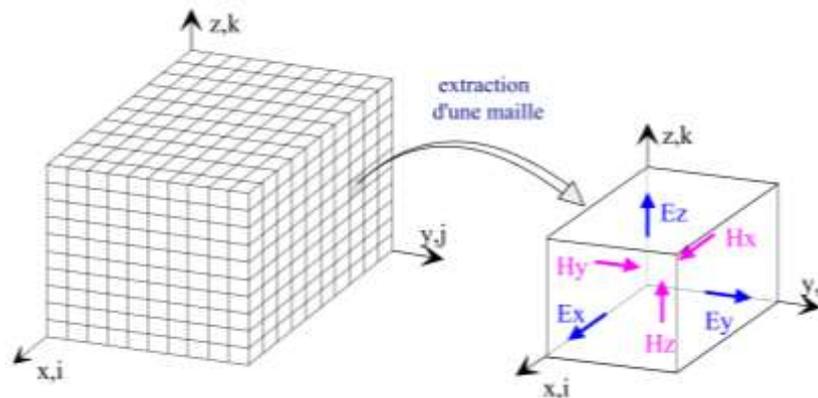


Figure 26 : Volume de calcul et cellule élémentaire [40].

Ce simulateur électromagnétique a été initialement développé pour des applications en CEM et radar par C. Guiffaut et C. Giraudon [40]. Par la suite, de nombreux développements ont élargi son domaine d'application jusqu'à la modélisation des antennes. Écrit en Fortran 90, il est organisé sous forme de différents modules et orienté objet. C'est en 2001 que la première version nommée TRIDIMO est opérationnelle. Un moteur de calcul FDTD en fonction des types de matériaux présents dans la structure modélisée y est implémenté. Ce moteur a été optimisé pour la prise en compte de matériaux avec ou sans pertes, le traitement des interfaces

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

et des fonctions sources diverses. Il est optimisé par des conditions aux frontières de type PML, mur électrique et mur magnétique. Sa version finale, permet de réaliser des simulations en 3D sur des structures complexes avec un temps de calcul record.

IV.2.2 TEMSI-FD : structuration de la scène

L'algorithme permet de décrire le modèle mathématique des sols. Le modèle de Debye est intégré, les autres modèles analytiques par exemple développés dans le paragraphe IV peuvent être introduits via leurs expressions analytiques.

De plus, un module est optimisé pour reproduire l'approche expérimentale d'une prospection géoradar. Il consiste à diviser une scène complète en plusieurs sous-scènes et le radar GPR simulé est positionné au centre de chaque sous-scène (voir Figure 27). Cela se passe comme si le sol glissait sous l'antenne. Par ailleurs, sachant qu'un sol présentant des inhomogénéités ne peut être infini, car en théorie les PML ne sont pas efficaces pour des milieux à pertes, un milieu homogène de permittivité moyenne égale à celle du milieu hétérogène entoure la sous-scène.

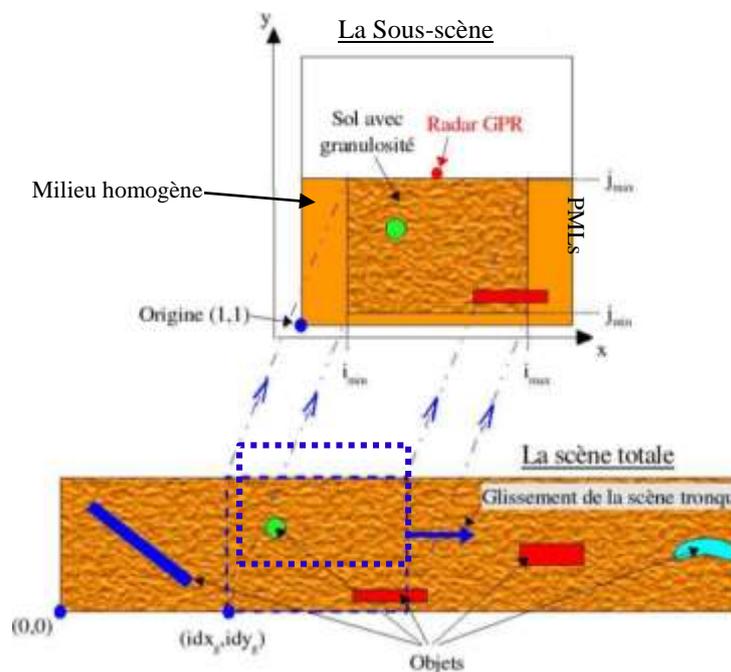


Figure 27 : Schéma 2D d'une simulation GPR avec un sol présentant des granulosités, sous-scène extraite en pointillé.

IV.2.3 Utilisation complémentaire des outils numériques

- Propagation dans l'air

Pour mieux comprendre la différence entre ces deux outils de simulation électromagnétique, deux configurations ont été testées. Il s'agit d'étudier tout d'abord la comparaison de la propagation dans l'air pour valider les deux modèles de propagation. L'antenne utilisée pour réaliser l'étude sera présentée dans le chapitre 2. Sa modélisation a été réalisée sur les deux logiciels dans la même bande fréquentielle d'adaptation avec un coefficient d'adaptation quasi-identique.

Une comparaison des champs électriques rayonnés par ces deux antennes obtenus avec les deux logiciels est montrée sur la Figure 28.

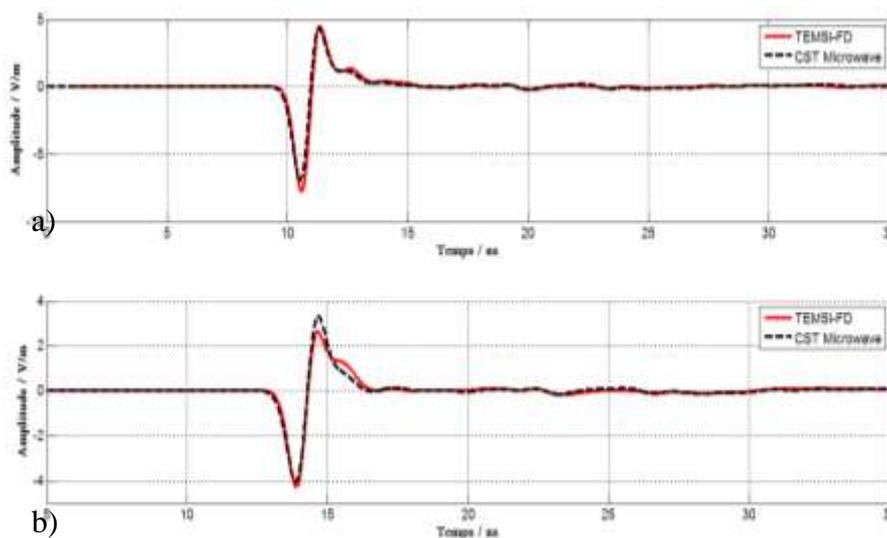


Figure 28 : Champ électrique rayonné par l'antenne K modélisée sous CST Microwave et sous TEMSI-FD ; a) champ à 1m de l'ouverture des antennes, b) champ électrique à 2m de l'ouverture des antennes.

D'après cette figure, les champs électriques rayonnés sont quasi-identiques. On note une légère différence en amplitude crête, mais la forme et la durée sont semblables. Les écarts sont plus importants pour une plus grande profondeur.

- Propagation dans un milieu diélectrique à pertes

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Pour une étude de propagation dans un milieu diélectrique à pertes, les antennes sont posées sur un sol dont les caractéristiques diélectriques sont données sur le tableau suivant.

Tableau 4 : Caractéristiques diélectriques du sol argileux.

Sol argileux	ϵ_s	ϵ_∞	τ (s)
	20,15	14,36	$1,73 \cdot 10^{-11}$

Les résultats obtenus sont montrés sur la Figure 29. Les échos observés sur les signaux obtenus correspondent aux distances entre antennes et couches PML. Ils sont plus accentués sur le signal obtenu avec le logiciel CST Microwave. Les amplitudes obtenues pour 1Volt appliqué sont cependant assez proches.

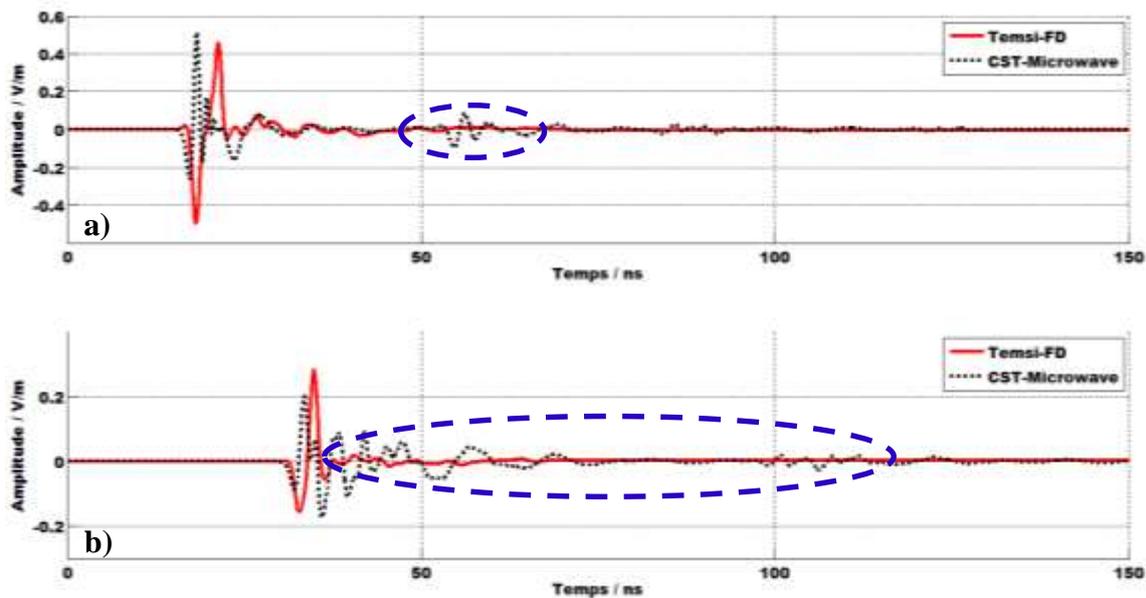


Figure 29 : Champ électrique rayonné dans de l'argile par l'antenne K modélisée sous CST Microwave et sous TEMSI-FD ; a) champ à 1m de l'ouverture des antennes, b) champ électrique à 2m de l'ouverture des antennes.

Ces différences observées sur le champ rayonné montrent clairement que TEMSI-FD est plus approprié pour simuler la propagation dans un milieu à pertes.

La modélisation de l'antenne et de l'environnement proche sera effectuée via CST Microwave Studio. L'étude de la propagation sera elle réalisée dans un premier temps avec

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

CST pour de courtes distances et avec des milieux à faibles pertes et dans un second temps via l'outil TEMSI-FD.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, une brève présentation du contexte de l'étude, à savoir le fonctionnement d'un tunnelier et les risques liés au creusement de tunnel a été réalisée. L'objectif de ce projet est de mettre en œuvre des méthodes d'imagerie du sol situé face au tunnelier, susceptibles d'apporter une aide à la prise de décision lors d'un creusement de tunnel. Dans cette démarche, la technique d'auscultation des sols qui est le radar à pénétration de sol a été abordée.

Une large présentation des différents systèmes de géoradar et des facteurs limitant leurs performances a été faite dans ce mémoire. Cette étude a conduit au choix du radar GPR impulsionnel pour sa simplicité de mise en œuvre et sa large bande de fréquence couverte. Cependant le radar GPR à concevoir présente une grande particularité par rapport aux géoradars impulsionnels disponibles sur le marché. Celle-ci réside principalement dans son environnement d'utilisation. En effet, le géoradar sera déployé sur une tête de coupe entièrement métallique et confiné dans un environnement présentant un taux d'humidité relativement important.

Le milieu ausculté est souvent constitué de sols dont les caractéristiques électromagnétiques ne sont pas favorables à la propagation des ondes. Pour mieux prendre en compte le comportement du radar GPR vis-à-vis du milieu ausculté, une étude détaillée des sols a été abordée. Ces modèles de sol seront alors utilisés par la suite pour réaliser une étude de propagation afin d'aboutir à une estimation des performances du radar GPR.

Les contraintes d'encombrement, l'environnement métallique, les caractéristiques électromagnétiques des sols sont des facteurs qui rendent complexe la conception de l'antenne élémentaire du radar à pénétration de sol. Dans le chapitre 2, une étude approfondie des antennes pouvant être intégrées au radar GPR sera réalisée afin de choisir le design de l'antenne le mieux approprié. La modélisation et l'optimisation seront mises en œuvre à l'aide du logiciel CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology).

Chapitre 1 : Connaissances requises pour le développement d'un Géoradar dans le contexte de sécurisation des tunneliers.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

I. Etat de l'art

Le Radar à pénétration de surface est un système complexe qui présente d'importantes restrictions sur le type d'antennes utilisées. Le milieu de propagation est généralement constitué de milieux diélectriques à pertes, d'inhomogénéités, en plus d'être occasionnellement anisotrope. Il présente une atténuation dépendante de la fréquence et agit comme un filtre passe-bas. Les hautes fréquences de fonctionnement du radar GPR, et donc de l'antenne, sont par conséquent d'intérêt limité du fait des propriétés électromagnétiques du milieu. En outre, l'obtention d'une bonne résolution exige que l'antenne soit ultra large bande (cf. chapitre 1, la résolution est inversement proportionnelle à la bande de fréquence) et peu dispersive pour les radars GPR impulsionsnels. La largeur de la bande de fréquence et les limites en hautes fréquences sont de ce fait des critères à concilier. Un compromis pour la conception des antennes doit également être réalisé entre encombrement et optimisation du fonctionnement sur une certaines gammes de fréquences comprises typiquement dans la bande [10 MHz-10 GHz] et comprenant les fréquences les plus basses possibles. Le tableau suivant donne des exemples de résolution pour un GPR en fonction du milieu et de la bande passante.

Tableau 5 : Exemples de résolution verticale pour un radar GPR [41].

Matériau	Constante diélectrique	Résolution verticale = $\frac{c}{2B\sqrt{\epsilon_r}}$ (cm)		
		BP=100MHz	BP=200MHz	BP=500MHz
Air	1	150	75	30
Eau	80	17	8.5	3.5
Sable sec	3-5	87-67	43.5-33.5	17.5-13.5
Sable humide	20-30	34-27	17-13.5	7-5.5
argile	4-40	67-24	33.5-12	13.5-5
Granit	4-6	75-61	37.5-30.5	15-12
Calcaire	4-8	75-53	37.5-26.5	15-10.5

Les familles d'antennes qui peuvent être utilisées sont alors limitées, et les facteurs suivants doivent être privilégiés : largeur de la bande passante, faibles lobes secondaires, polarisation linéaire, faible niveau de couplage entre l'émission et la réception si les antennes assurant ces fonctions sont différentes et à proximité, faible dispersion. De même, l'interaction

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

du champ électromagnétique en extrémité d'antenne (champ réactif) avec la première interface du sol, son effet sur la distribution du courant et sur le diagramme de rayonnement doivent également être pris en considération durant la conception [4]. A cela s'ajoutent les contraintes liées à l'application visée qui déterminent la nature du radar GPR donc du type d'antenne à privilégier. Par exemple, lorsque l'objet à détecter présente une surface plane, l'antenne la mieux adaptée doit avoir une polarisation linéaire, alors que pour la détection de câbles ou tuyaux enfouis, le champ diffracté peut subir un changement de polarisation par rapport au champ incident ; ceci conduit à aucune contrainte sur la polarisation de l'antenne.

Pour le projet NeTTUN, l'antenne élémentaire du radar GPR devant être intégrée dans la tête de coupe du tunnelier, celle-ci doit répondre principalement aux critères suivants :

- la géométrie de l'antenne doit être adaptée pour une insertion dans une cavité. Cette contrainte conduit à favoriser une antenne de type volumique ; elle présente par ailleurs souvent un gain plus important ;
- l'antenne doit disperser le moins possible le signal rayonné ;
- le dimensionnement de l'antenne doit permettre de couvrir une bande fréquentielle ultra large. Cette bande doit couvrir typiquement une décade et comporter des fréquences les plus basses possibles pour une meilleure pénétration des ondes dans des milieux humides et argileux.

Dans ce chapitre, sont présentés les différents types d'antennes utilisés usuellement dans les systèmes radar à pénétration de sol, classés principalement en deux catégories : planaires et volumiques. Cette étude bibliographique permettra de choisir le type d'antenne le mieux adapté au radar GPR du tunnelier. Par la suite, des comparaisons tant sur l'encombrement que sur le rayonnement sont réalisées sur les deux antennes sélectionnées.

Enfin, ce chapitre se termine par une optimisation de l'antenne choisie pour un rayonnement dans un milieu le plus réaliste possible.

I.1. Antennes planaires

Les antennes typiques utilisées dans les systèmes GPR impulsif couvrent le plus souvent une large bande de fréquence d'au moins une décade. Les antennes dédiées aux radars

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

à pénétration de sol de type planaire sont généralement l'antenne nœud papillon, les dipôles chargés par des résistances ou des capacités et l'antenne Vivaldi. L'avantage de ces antennes pour un radar GPR impulsionnel est leur faible encombrement et leur nature non dispersive ou faiblement dispersive. En effet, une antenne ULB peu dispersive permet de bien conserver les propriétés temporelles de l'impulsion à rayonner (temps de montée, durée, faible traine), et par conséquent permet au radar GPR une meilleure capacité à faire ressortir le signal utile à savoir la réponse de la cible à détecter.

Dans ce qui suit, les caractéristiques de certaines de ces antennes sont présentées. Le but de cette présentation est de mettre en évidence les avantages et inconvénients des antennes élémentaires pour le radar GPR impulsionnel afin de choisir la géométrie correspondant au mieux à l'application du tunnelier.

I.1.1. Antennes dipolaires

L'utilisation des dipôles large bande à gain peu élevé est très fréquente en radar GPR impulsionnel. Il existe dans la littérature différents types de dipôles de forme planaire ou en circuit imprimé (2D) ou de forme filaire (3D).

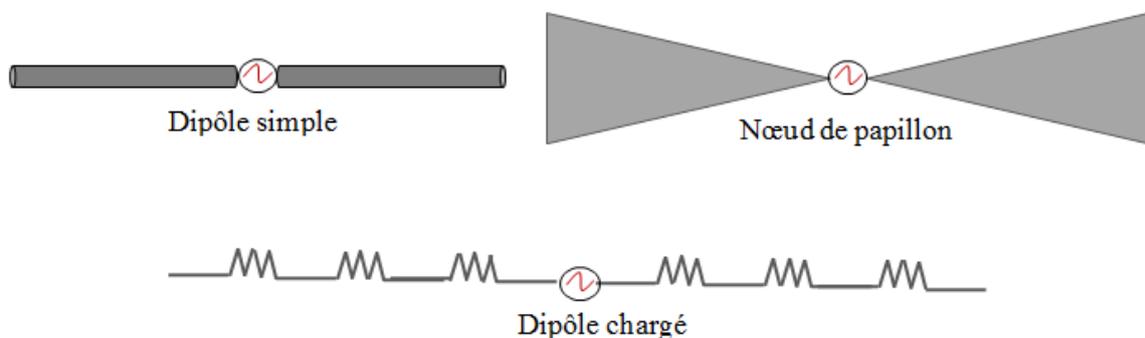


Figure 30 : Principaux dipôles utilisés dans le radar GPR impulsionnel.

Les premiers radars GPR utilisant ce type d'antennes se sont orientés vers les simples dipôles filaires. Puis une évolution a été apportée sur ces éléments rayonnants en ajoutant des résistances ou des éléments résistifs afin d'absorber le courant circulant en extrémité de l'antenne. Cependant, l'antenne nœud papillon qui est une évolution de l'antenne dipôle reste tout de même la plus utilisée (voir Figure 30).

I.1.1.1. Dipôle

Le dipôle élémentaire constitue l'antenne des premiers radars GPR. Il présente néanmoins un gain et une largeur de bande qui sont des facteurs limitant les performances du radar GPR. Pour des applications type auscultation des chaussées et falaises (fissures, objets enfouis, failles) et pour de faibles profondeurs de pénétration de l'ordre du centimètre jusqu'à quelques mètres, les systèmes géoradars commercialisés sont le plus souvent équipés de ce type d'antenne [42] [43]. Leur principal avantage réside dans leur facilité de conception et de mise en œuvre. Par contre, dans ces systèmes radars GPR, les dipôles utilisés présentent des dimensions assez importantes de l'ordre du mètre voir plus, ce qui constitue une certaine limite pour leur maniabilité.

Actuellement, dans les systèmes de prospection à ondes électromagnétiques commercialisés, le dipôle est chargé par des résistances suivant le profil défini par Wu-King [44]. Le profil d'impédance $Z(x)$ proposé par Wu-King a été optimisé en 1991 par Rao [45], il est défini comme suit :

équation. 68
$$Z(x) = \frac{Z_0}{1-x/H}$$

Ou Z_0 représente l'impédance au point d'alimentation, H désigne la longueur du dipôle et x correspond à la position de la résistance ($x=0$ et $x=H$ correspondent aux deux extrémités du dipôle).

La répartition des charges permet de réduire les réflexions en extrémité d'antenne et par conséquent de favoriser un maximum de transfert d'énergie dans le sol. De plus, comme le montrent Yarovoy et al [46] [47], l'utilisation de charges résistives entraîne une réduction des oscillations sur le signal émis (voir Figure 31). Les charges résistives de l'antenne favorisent par ailleurs le couplage entre antenne et sol ce qui entraîne de ce fait une diminution des réflexions surfaciques. Par contre cette technique occasionne une baisse de la puissance transmise par l'antenne dans le sol d'où une limitation de la portée du géoradar.

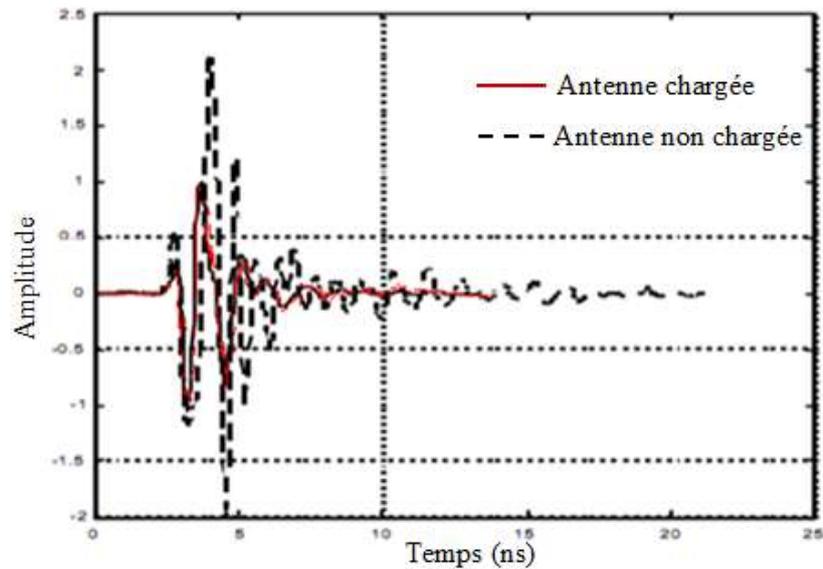


Figure 31 : Effet des charges sur l'amplitude du signal émis par un dipôle elliptique blindé (50% de perte du niveau crête) [46] .

I.1.1.2. Antenne papillon (Bow-tie)

Ce type d'antenne est une évolution de l'antenne dipôle dont on a évasé les fils pour élargir sa bande passante. Elle présente un gain et une directivité médiocre comparée à d'autre type d'antenne mais des performances beaucoup plus intéressantes que les dipôles ordinaires pour un radar GPR impulsionnel. En effet, ce type d'antenne présente des dimensions moins importantes que les dipôles classiques. Elle est largement utilisée dans les radars à pénétration de sol commercialisés. L'utilisation de ce type d'antenne dans un radar GPR impulsionnel nécessite une optimisation de sa forme et de la répartition des charges sur l'antenne. Plusieurs études ont montré que l'introduction de charges en extrémité de l'antenne permet d'augmenter leur bande passante au détriment du rendement [48] [49]. Pour éviter un important niveau de couplage entre antennes constituant le radar GPR bistatique (voir Figure 32), chaque antenne est souvent insérée dans une cavité.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

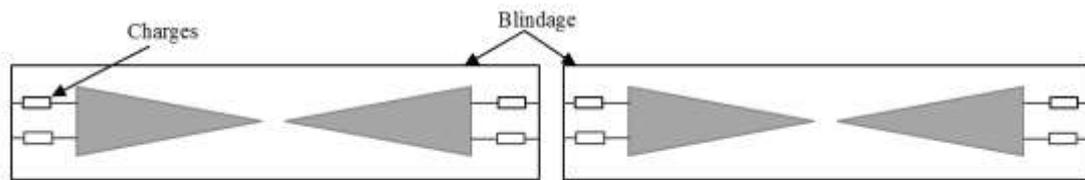


Figure 32 : Exemple d'antennes papillons blindées (émission/réception)

Ce système de radar GPR requiert par contre l'utilisation d'absorbant de type ferrite afin de minimiser les réflexions multiples dans la cavité.

D'autres techniques sont utilisées pour améliorer les performances de l'antenne Bow-tie, par exemple son adaptation en fonction du sol ausculté [50]. Yarovoy et al. ont montré dans [51] qu'en modifiant la distribution du courant répartie le long de l'antenne, on optimise son rayonnement en fonction du milieu de propagation. La technique consiste à répartir des diodes PIN (voir Figure 33) tout le long des brins de l'antenne, ce qui permet d'ajuster la longueur électrique de l'antenne et de réduire le niveau des oscillations (voir Figure 34). Cette technique nécessite une intégration électronique complexe et une forte puissance fournie pour limiter les pertes induites par les diodes.



Figure 33 : Exemple d'une antenne Bow-tie commandée par des diodes PIN [51].

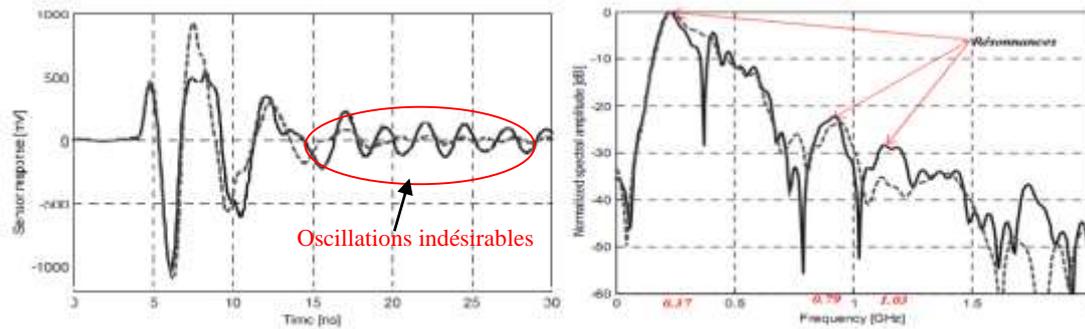


Figure 34 : Signal temporel (gauche), Spectre (droite) transmis dans le sol par une antenne papillon commandée par des diodes P.I.N (trait-discontinu : toutes les diodes "ON", trait-continu : "OFF") [51].

Bien que les antennes papillons soient large bande, la plupart des radars GPR équipés de ces antennes sont des systèmes bandes étroites voir mono-fréquence et sont souvent utilisés pour des auscultations peu profondes.

I.1.2. Antenne Vivaldi

L'antenne Vivaldi est une antenne planaire alimentée au niveau d'une fente qui s'élargit progressivement sur la longueur en suivant un profil exponentiel [52]. La bande passante de la Vivaldi est limitée par la largeur de son ouverture qui fixe la fréquence basse et par les dimensions de la transition alimentation-antenne qui fixent les hautes fréquences. Sa forme géométrique montrée sur la figure suivante est décrite par un profil exponentiel.

équation. 69
$$z = \mp Ae^{kx} \quad 0 < x < L$$

Où k est une constante à déterminer en fonction de l'ouverture souhaitée et de la longueur totale L , A correspond à l'écart minimum entre les deux profils exponentiels et limite les hautes fréquences.

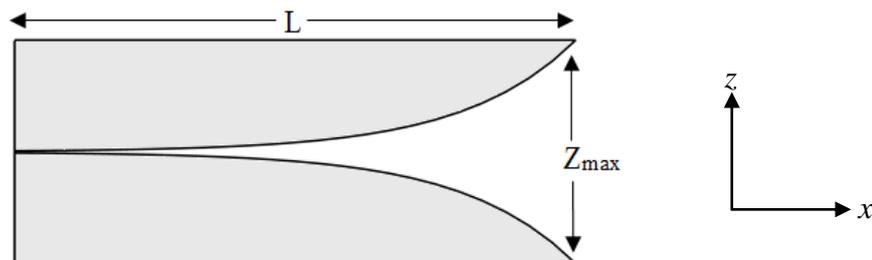


Figure 35 : Antenne Vivaldi.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Ce profil exponentiel permet une variation d'impédance lente d'où un rayonnement généré au cours de la propagation de l'onde le long de l'antenne.

La réponse impulsionnelle de l'antenne Vivaldi est temporellement étalée (Figure 37) ce qui constitue un désavantage pour son utilisation en radar GPR impulsionnel. Un niveau de lobes secondaires assez important est souvent observé pour cette antenne. De plus, l'antenne présente des dimensions L et O assez importantes vis-à-vis de la longueur d'onde, $L > O > \lambda_{\max}/2$ (par exemple pour $f_{\min}=70\text{MHz}$, $L > 2.14\text{m}$) [53].

Il existe deux types d'antenne Vivaldi : la Vivaldi TSA (Tapered Slot Antenna) et la Vivaldi anti-podale.

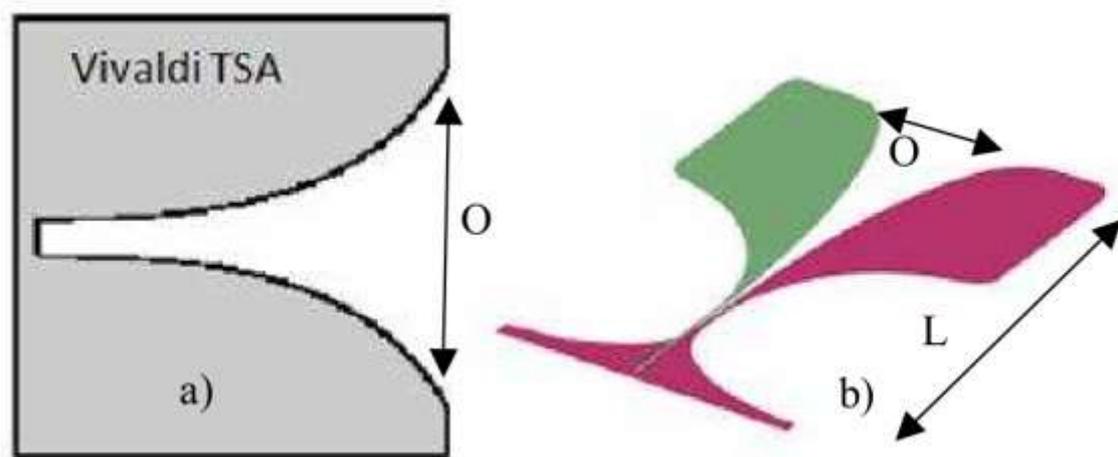


Figure 36 : a) Vivaldi TSA, b) Vivaldi anti-podale.

Pour améliorer le gain de ce type d'antenne, Ahmet [54] propose de le charger partiellement.

Compte tenu de sa forme planaire qui reste plus sensible aux vibrations et plus difficiles à adapter dans une cavité métallique et compte-tenu de ses grandes dimensions pour couvrir la bande de fréquence souhaitée, l'antenne Vivaldi ne fera pas l'objet d'investigation pour l'application GPR sur le tunnelier.

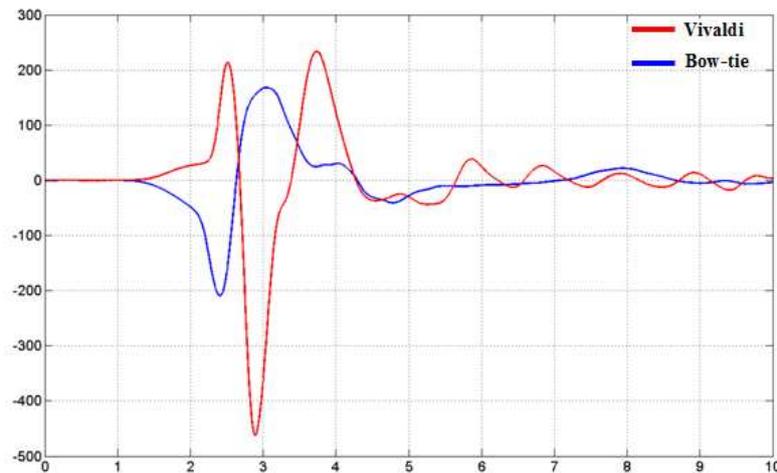


Figure 37 : Champ électrique rayonné (sans dimension) à 17cm de profondeur dans du sable argileux par les antennes Vivaldi et Bow-tie [55].

I.2. Antennes volumiques

Les antennes à ondes progressives sont le plus souvent des antennes définies par des angles et dont le profil est décrit par une forme exponentielle. Pour des radars à pénétration de sol, les antennes volumiques sont rarement utilisées, la plus utilisée est l'antenne cornet ridgé [56].

I.2.1. Antenne cornet ridgé

Son fort gain et sa large bande de fréquence d'adaptation (par exemple 2GHz-18GHz) sont les principaux avantages de ce type d'antenne. L'utilisation de la forme ridgée permet d'augmenter la bande passante par rapport aux cornets classiques. La fréquence centrale ou nominale et la largeur de la bande de fréquence du radar GPR sont des paramètres clés. L'utilisation des antennes de type cornet ridgé Ultra Large Bande est fréquente en géoradar FMCW et ceci particulièrement en émission.

Le principal inconvénient de ce type d'antenne est qu'elle apporte beaucoup d'oscillations « ringing » sur le signal émis (Figure 38).

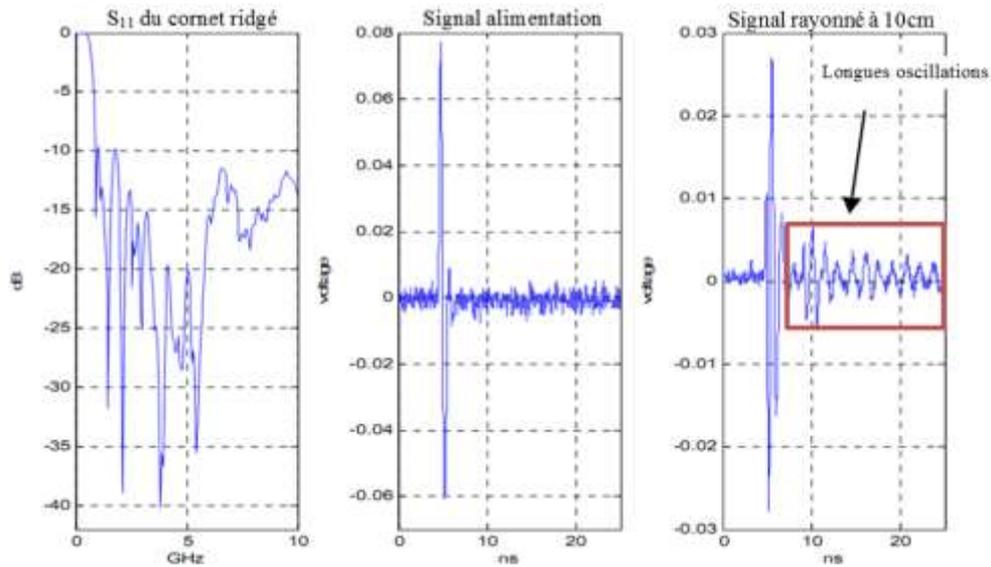


Figure 38 : Exemples de champ électrique obtenu à 10cm de l'antenne cornet ridgé [48].

Dans la littérature plusieurs études ont été réalisées pour l'amélioration du gain et pour la diminution du niveau des oscillations présentes sur le signal émis [50]. La technique la plus utilisée consiste en l'insertion d'un matériau diélectrique de faible permittivité et de faibles pertes, dans la fente des ridges ou en sortie d'antenne afin d'améliorer ses performances en rayonnement [57] [58]. L'insertion d'un matériau permet d'augmenter la longueur électrique de l'antenne et par conséquent augmenter son gain (Figure 39). Cependant, la technique est souvent complexe à concevoir et fragilise la structure.

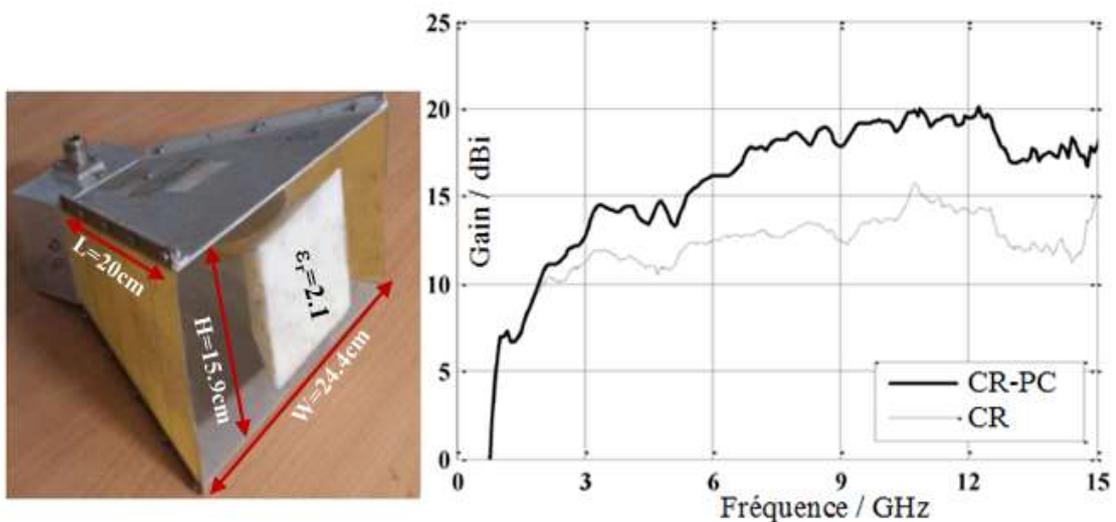


Figure 39 : Comparaison du gain dans l'axe d'un cornet ridgé (CR) avec un cornet ridgé partiellement chargé (CR-PC) [57].

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

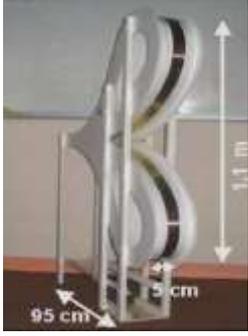
La forme volumique de ce type d'antenne, son fort gain et sa large bande d'adaptation sont des atouts qui nécessitent une étude plus approfondie pour l'antenne élémentaire du projet NeTTUN.

Il existe d'autres formes géométriques d'antennes volumiques à ondes progressives développées dans le laboratoire XLIM-OSA qui peuvent être envisagées comme antenne élémentaire.

I.2.2. Autres géométries d'antenne

Dans cette même catégorie d'antenne à ondes progressives, le laboratoire a développé ou adapté trois types d'antennes, à savoir l'antenne Valentine [59], l'antenne Libellule [60] et l'antenne K [61]. Les caractéristiques des antennes disponibles au laboratoire sont données sur le tableau suivant.

Tableau 6 : Présentation des caractéristiques des antennes à ondes progressives développées par le laboratoire XLIM-OSA.

Antennes	Antenne Valentine	Antenne Libellule	Antenne K
Géométrie			
Dimensions(m) Longueur ×Hauteur ×Largeur	0.95×1.1×0.5	1×1.112×0.27	0.25×0.25×0.1
Bande de Fréquence	[200MHz-3GHz]	[200MHz-4GHz]	[300MHz-3GHz]
Gain	5dB-12dB	4dB-13dB	2dB-10dB

L'antenne Valentine a été conçue par Philippe DELMOTE et Jean-Christophe DIOT dans le cadre du projet RUGBI (Radar Ultra-Grande Bande Instantanée) qui consistait à

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

concevoir un radar ULB dont la génération du signal émis était commandée par un moyen optoélectronique.

L'antenne Libellule est une amélioration de l'antenne Valentine permettant de répondre à un cahier des charges spécifique dans le cadre du projet PULSAR [62]. Sa forme volumique lui confère un gain plus important par rapport à l'antenne Vivaldi.

L'antenne K est l'adaptation d'une antenne développée par Koshelev [63] et sera décrite précisément dans la partie II de ce chapitre.

I.3. Conclusions

Dans les paragraphes précédents différents types d'antennes utilisés dans les systèmes de radar à pénétration de sol ont été présentés. Leur classification en fonction de leur géométrie plane ou volumique permet de mieux juger leur domaine d'utilisation. Pour les auscultations peu profondes (radar GPR surfacique), les antennes planes sont le plus souvent utilisées, alors que la plupart des antennes volumiques s'adaptent mieux à l'intégration dans une cavité métallique et présentent plus d'atouts, de par leur fort gain, pour une prospection plus profonde. La nature des contrastes à détecter ou du milieu à prospecter sont aussi des éléments importants à prendre en compte lors du choix des caractéristiques d'antenne.

Au vu de cette présentation des antennes ULB utilisées pour les applications GPR ; deux géométries d'antennes volumiques ont été retenues. Il s'agit, de l'antenne de type cornet ridgé car elle est peu dispersive, présente un gain jusqu'à plus de 10 dB et peut être introduite dans une cavité métallique et l'antenne K qui présente elle aussi les mêmes avantages que l'antenne cornet avec des dimensions beaucoup plus petites, au détriment du gain.

Une étude comparative de ces deux antennes est réalisée dans les paragraphes suivants. Après une phase de modélisation de ces antennes dans la même bande de fréquence, leurs caractéristiques de rayonnement et leur comportement électromagnétique face à un milieu diélectrique sont étudiés. Le but de cette comparaison est de sélectionner une géométrie de l'antenne élémentaire adaptée au tunnelier.

II. Projet NeTTUN : choix d'une géométrie d'antenne

II.1.Introduction

Dans cette partie sont présentés tout d'abord le mode de conception et de qualification des antennes K et cornet ridgé (coefficient d'adaptation de l'antenne dans un milieu complexe, forme et niveau de champ rayonné) pour leur intégration dans un système d'imagerie Radar à pénétration de sol appliqué à des milieux complexes.

Le radar GPR à concevoir sera composé de plusieurs paires d'antennes (émission/réception) introduites dans des cavités métalliques. Par conséquent, l'antenne élémentaire doit présenter une géométrie adaptable à l'environnement du tunnelier tout en gardant les caractéristiques de rayonnement souhaitées, en particulier : une large bande de fréquence et un minimum d'oscillations sur le signal émis. Ces caractéristiques sont essentielles pour les performances du radar GPR.

La problématique de cette conception est la prise en compte de l'environnement dans lequel les antennes doivent fonctionner. D'une manière générale, une antenne est conçue pour fonctionner en l'absence d'éléments diffractant, la présence d'un obstacle à proximité de celle-ci modifie considérablement son comportement électromagnétique. Pour minimiser ces modifications une optimisation doit être menée.

Pour s'adapter à l'environnement dans lequel le système radar GPR va être utilisé et diminuer les dimensions de l'antenne sans que ce soit au détriment des basses fréquences rayonnées, une technique d'insertion de matériau diélectrique sur la géométrie de l'antenne sélectionnée est présentée. L'insertion de diélectrique permet de réduire l'encombrement de la structure rayonnante. En considérant un milieu moyen à l'ouverture de l'antenne il est possible par ailleurs d'optimiser l'adaptation de l'antenne face à ce milieu et ainsi améliorer son rayonnement.

II.2.Dimensionnement et modélisation des antennes K et cornet ridgé.

La conception d'une antenne est généralement réalisée par une étude paramétrique sur ses dimensions à travers des simulations électromagnétiques basées sur des critères

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

d'adaptation. Cette modélisation passe par la qualification de la structure rayonnante pour un signal d'excitation couvrant une certaine bande de fréquences. Celle-ci est déterminée par la connaissance du coefficient de réflexion de l'antenne. Ce coefficient de réflexion S_{11} est défini à partir de l'impédance du générateur Z_g et de l'impédance de l'antenne $Z(f)$ vue par le générateur comme l'illustre le schéma suivant.

équation. 70
$$S_{11}(f) = \frac{Z(f) - Z_g}{Z(f) + Z_g}$$

La détermination du coefficient de réflexion permet de déduire la bande fréquentielle d'adaptation de l'antenne modélisée.

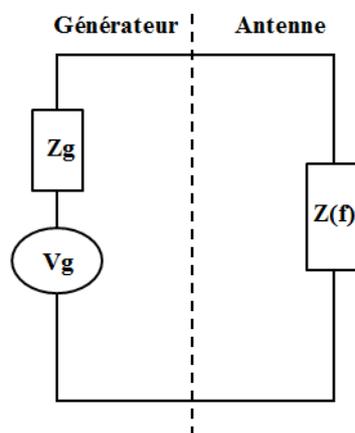


Figure 40 : Schéma du circuit équivalent du couple générateur-antenne.

En général, une antenne est dite adaptée, quand 90% de l'énergie du signal d'alimentation est acceptée par l'antenne, ce qui revient à présenter un coefficient de réflexion inférieur à -10dB ou un taux d'onde stationnaire (TOS) inférieur à 2.

II.2.1. Choix de la bande de fréquence pour l'étude comparative des deux géométries d'antenne considérées

La bande de fréquence utilisée par les radars GPR U.L.B couvre typiquement une décade voir plus et il est montré ultérieurement que plus les fréquences sont basses (inférieures à 100MHz) et meilleure est la propagation dans les sols.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

En ce qui concerne la partie consacrée à l'étude comparative des deux antennes, la bande de fréquence choisie est l'intervalle [200MHz-2GHz]. La raison principale de ce choix découle des données catalogues disponibles pour l'antenne cornet ridgé fonctionnant dans cette bande fréquentielle.

Les conclusions de cette étude comparative sur une décade ne seront en rien restrictives du point de vue de la bande de validité.

II.2.2. Conception de l'antenne K

Le profil de l'antenne K est la combinaison de deux dipôles magnétiques (l'un participant au rayonnement (2) et l'autre non (3)), d'un cornet TEM (4) comme le montre la Figure 41. Pour obtenir un paramètre d'adaptation S_{11} de module inférieur à -10dB sur la bande de fréquence de travail, une étude paramétrique sur les différentes parties de l'antenne a été réalisée avec le logiciel CST Microwave.

Pour optimiser le fonctionnement de l'antenne K, les éléments de sa géométrie ci-dessous doivent être particulièrement considérés :

- ✓ la transition entre le coaxial d'alimentation et le profil exponentiel (sa longueur, sa largeur progressive et sa hauteur, (voir Figure 41) pour assurer une adaptation d'impédance entre l'alimentation et l'antenne. Couramment l'impédance des sources utilisées est égale à 50 Ohms, par conséquent la transition de l'antenne doit avoir une impédance la plus proche de 50 Ohms possible pour éviter les réflexions qui nuisent au bon transfert de puissance de la source à l'antenne.
- ✓ Le dimensionnement de la boucle magnétique qui permet une amélioration de la bande passante.
- ✓ L'évolution du profil exponentiel qui permet d'obtenir un rayonnement de l'onde au fur et à mesure de la propagation des ondes vers l'extrémité de l'antenne.

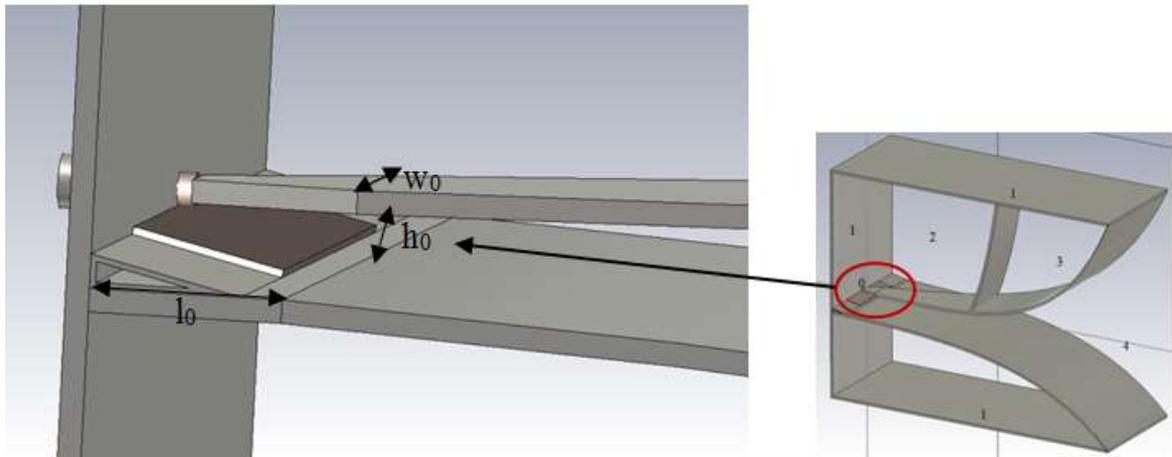


Figure 41 : Les différentes parties de l'antenne K; (0) coaxial d'alimentation, (1) masse mécanique, (2) boucle magnétique active, (3) boucle magnétique passive, (4) cornet TEM.

Les dimensions de l'antenne K permettant de couvrir la bande [200MHz-2GHz] sont données en fonction de la plus grande longueur d'onde rayonnée de la bande d'adaptation $\lambda_{max} = c/f_{min}$:

équation. 71
$$L = 40cm = \frac{\lambda_{max}}{3.75}$$

équation. 72
$$H = 30cm = \frac{\lambda_{max}}{5}$$

équation. 73
$$W = 15cm = \frac{\lambda_{max}}{10}$$

La fréquence basse d'adaptation est déterminée par la longueur L, tandis que le couple hauteur H et largeur W permet d'obtenir une variation lente de l'impédance de l'antenne (voir Figure 42).

Ces dimensions définissent l'encombrement de l'antenne et permettent de vérifier le critère subjectif de miniaturisation d'une antenne ULB (les dimensions maximales sont inférieures à $\frac{\lambda_{max}}{4}$ contre $\frac{\lambda_{max}}{2}$ ou λ_{max} pour la plupart des antennes ULB volumiques).

Le profil exponentiel du cornet TEM (4) et l'évolution de la largeur du ruban sont donnés par l'équation. 74 et l'équation. 75.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Variation du profil exponentiel sur la longueur de l'antenne :

équation. 74
$$h(z) = h_0 e^{0,0125z}$$

Evolution de la largeur des rubans de l'antenne :

équation. 75
$$w(z) = w_0 + 0,35z$$

Avec $0 < z < L$.

Les valeurs initiales de la hauteur h_0 et de la largeur w_0 sont obtenues à partir de formules analytiques donnant l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban (de largeur w , de hauteur h et de permittivité diélectrique relative ϵ_r) pour laquelle l'épaisseur de métallisation est négligeable :

Si $\frac{w}{h} < 1$ alors :

équation. 76
$$Z_c = \frac{Z_0}{\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(8\frac{h}{w} + 0.25\frac{w}{h}\right)$$

Si $\frac{w}{h} > 1$ alors :

équation. 77
$$Z_c = 2\frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}\left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{w}{h} + 1.44\right)\right)^{-1}$$

Où $Z_0 = 120\pi \Omega$ et $\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1)\left(1 + 10\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$

Avec ϵ_r la permittivité diélectrique du substrat qui sépare les deux rubans, et ϵ_{eff} la permittivité diélectrique effective.

Dans cette partie $\epsilon_r = 1$ donc $\epsilon_{eff} = 1$.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Pour diminuer la discontinuité d'impédance entre l'antenne et le coaxial d'alimentation, une impédance proche de 50 Ohms pour la ligne micro-ruban constituant le début de l'antenne est nécessaire. Une représentation du profil analytique de l'évolution de l'impédance de l'antenne en fonction de la longueur de celle-ci est montrée sur la Figure 42. Cette figure permet de constater l'augmentation progressive de l'impédance.

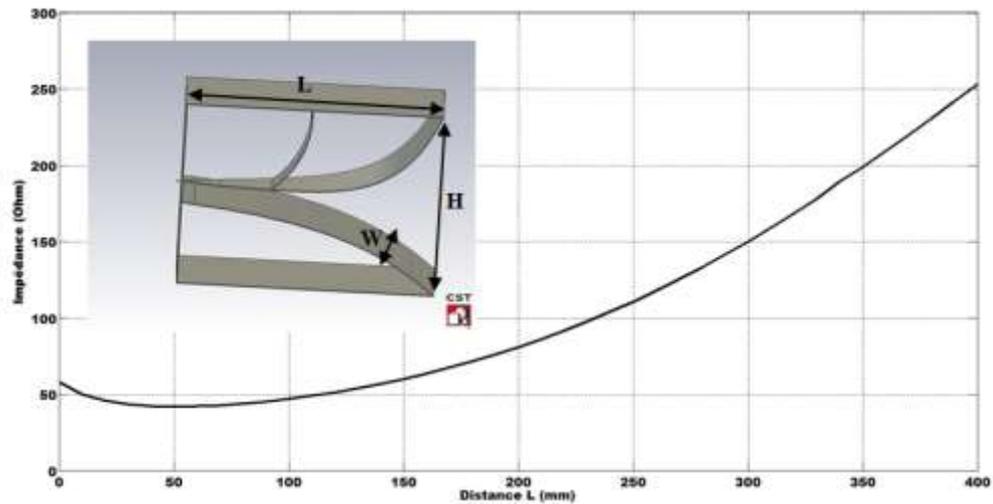


Figure 42 : Profil de l'impédance caractéristique en fonction de la longueur L de l'antenne.

L'impédance correspondante à ces dimensions par calcul analytique est conforme aux valeurs obtenues en modélisation.

Le choix du couple (w_0, h_0) permet d'une part de fixer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban (ici 50 Ohms) et d'autre part est fonction du niveau de tension maximale à accepter par l'antenne (tension de claquage de 30 kV/cm dans l'air). Ainsi, pour le couple $(w_0=11\text{mm}, h_0=3.5\text{mm})$ choisi, la tension maximale acceptée est de 13.5 kV.

La ligne qui constitue la transition entre le câble coaxial d'alimentation et le profil exponentiel de l'antenne présente une largeur de ruban qui augmente progressivement sur une longueur l_0 .

Pour mieux optimiser l'adaptation de l'antenne, une étude paramétrique est effectuée sur la circonférence de la boucle magnétique (2). La boucle magnétique (2) génère un champ magnétique perpendiculaire à la surface décrite la boucle qui induit un champ électrique dans

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

le même sens que celui de la ligne micro-ruban d'où le rayonnement d'un champ électromagnétique dans le sens de la propagation.

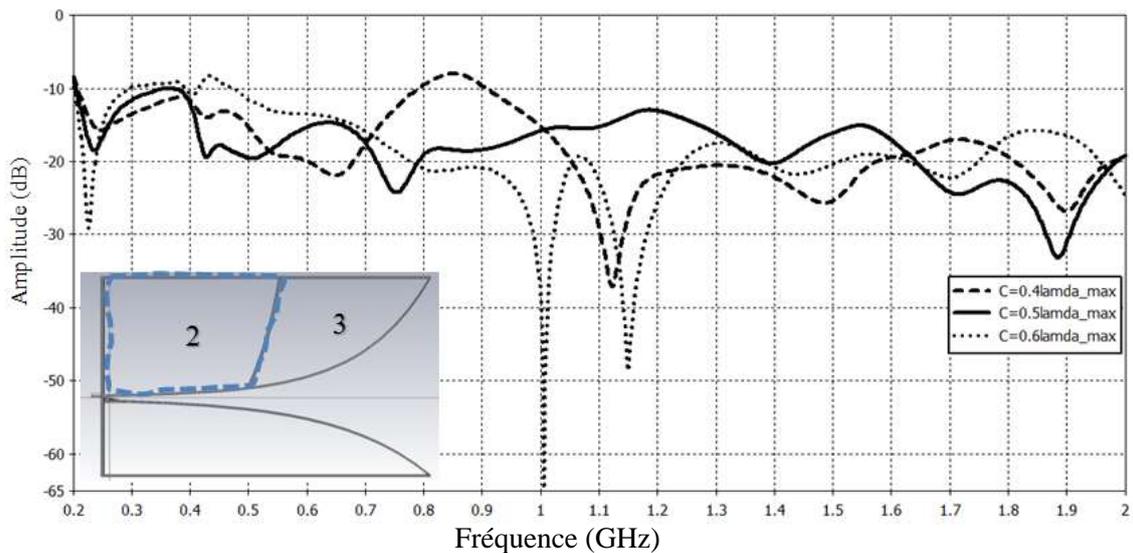


Figure 43 : Effet de la dimension de la circonférence de la boucle magnétique sur le coefficient d'adaptation ; (2) boucle magnétique participant à la propagation, (3) boucle magnétique ne participant pas à la propagation ; C : circonférence de la boucle active.

La réduction de la circonférence ($0,4\lambda_{\max}$) de la boucle magnétique participant à la propagation engendre une résonance à la fréquence de 850MHz malgré une adaptation meilleure en basses fréquences. Une augmentation de la circonférence de la boucle ($0,6\lambda_{\max}$) entraîne une désadaptation en basses fréquences (450MHz). La dimension optimale de cette boucle magnétique participant à la propagation correspond à $0,5\lambda_{\max}$.

Après cette phase d'optimisation, le coefficient de réflexion de l'antenne avec les dimensions optimales est consigné sur la Figure 44. On note une bonne adaptation sur la bande de fréquence fixée initialement.

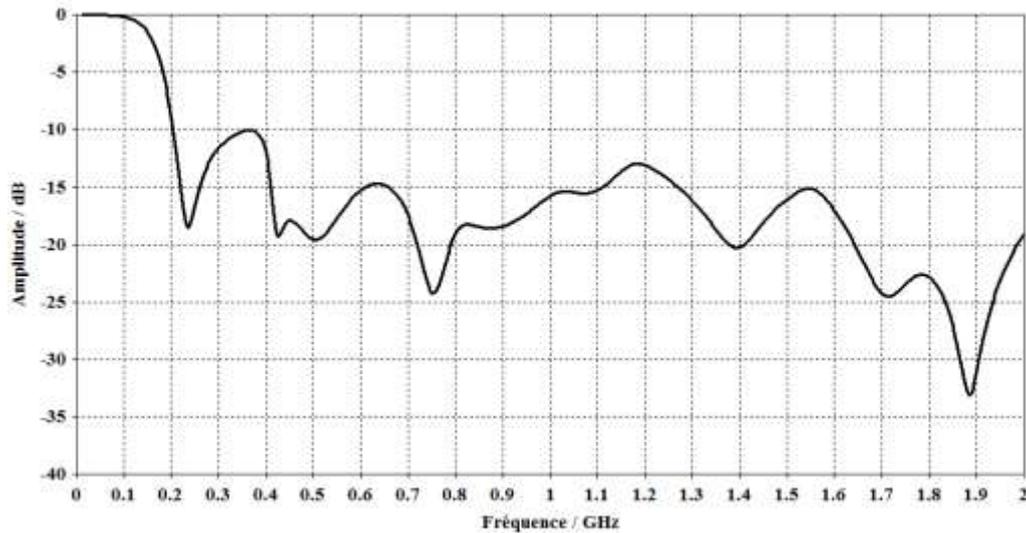


Figure 44 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne K dimensionnée et optimisée dans la bande [200MHz-2GHz].

En résumé, l'adaptation de l'antenne K est réalisée sur la bande [200MHz-2GHz] principalement par trois parties : tout d'abord par la transition entre le coaxial d'alimentation et le profil exponentiel qui est optimisée en conservant sur une longueur de 24mm une impédance proche de 50 Ohms, ensuite par le profil exponentiel qui permet une variation progressive de l'impédance et un rayonnement au fur et à mesure de la propagation, enfin par la boucle magnétique (Figure 44).

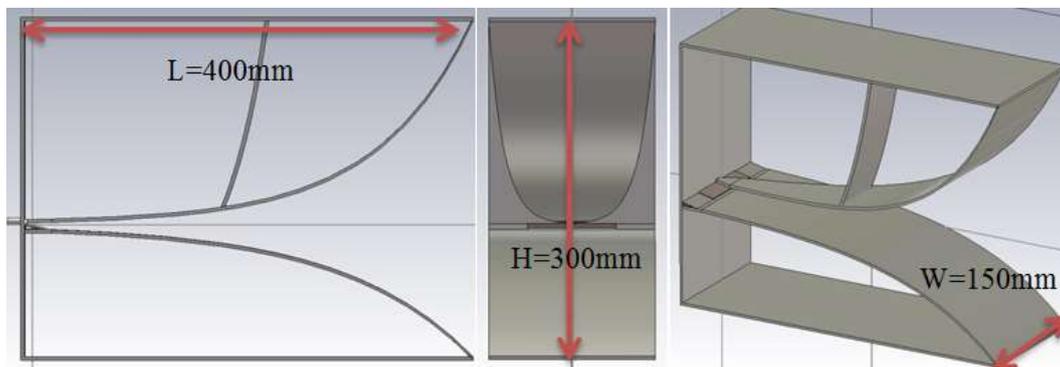


Figure 45 : Profil de l'antenne K finale

Les dimensions de l'antenne obtenues ($L \times H \times W = 40\text{cm} \times 30\text{cm} \times 15\text{cm}$) sont faibles en comparaison avec des antennes ultra large bande [43] [64] [65] de la littérature consacrées aux applications radar GPR, et fonctionnant à des fréquences contenues dans la bande [200MHz-2GHz].

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Afin de réaliser une comparaison en termes d'encombrement et de performances, une antenne de type cornet ridgée, utilisée souvent en radar GPR, est dimensionnée dans la même bande d'adaptation.

II.2.3. Dimensionnement de l'antenne cornet ridgé

Les dimensions de base de l'antenne utilisée sont inspirées des références suivantes [58] [66] consacrées à des applications radar GPR ou de radar de détection. Les principaux paramètres permettant d'obtenir une adaptation dans la bande de fréquence choisie [200MHz-2GHz] sont respectivement la longueur, la hauteur et la largeur de l'ouverture définies en fonction de la longueur d'onde correspondant à la fréquence minimale de travail par (Figure 46) :

équation. 78
$$L \simeq \frac{2\lambda_{max}}{3} = 94cm$$

équation. 79
$$H \simeq \frac{\lambda_{max}}{2} = 68.5cm$$

équation. 80
$$W \simeq \frac{2\lambda_{max}}{3} = 97.6cm$$

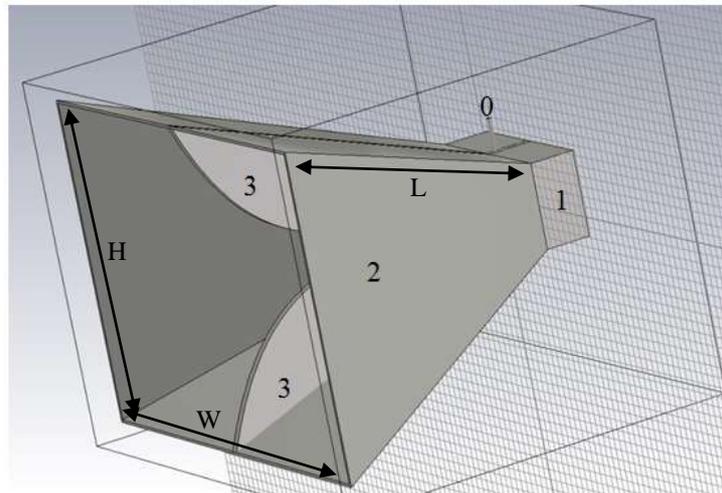


Figure 46 : Géométrie de l'antenne cornet ridgé ; (0) coaxial d'alimentation, (1) cavité arrière, (2) cornet, (3) 'ridges'.

L'antenne est constituée principalement de trois parties décrites ci-dessous:

✓ **Partie évasée :**

La partie évasée décrit un profil exponentiel et permet un rayonnement progressif de l'onde électromagnétique. Elle présente une faible épaisseur de l'ordre du millimètre et une hauteur variable permettant d'obtenir une impédance croissante.

✓ **Guide d'onde :**

Le guide d'onde situé à l'arrière est souvent de forme rectangulaire. Il permet d'optimiser le rayonnement de l'antenne. Dans [66], R. Vicente and al montrent que la géométrie interne de la cavité permet la modification du diagramme de rayonnement de l'antenne. Par ailleurs, dans certaines publications, cette cavité est éliminée et remplacée par un simple plateau métallique [67].

Pour un cornet ridgé classique, le guide d'onde est excité sur un mode TE fondamental (le plus souvent le TE₁₀) et la propagation de ce mode sur les ridges génère un mode TEM. Dans le cas d'une antenne cornet ridgé ultra large bande, du fait de l'importance de la longueur d'onde en basse fréquence, les ridges sont directement excités par un mode TEM à travers un coaxial d'alimentation. L'antenne est alors alimentée comme le montre la Figure 49. L'absence de la cavité arrière provoque une légère désadaptation de quelques dB (voir Figure 47), ce qui prouve que la cavité arrière améliore sensiblement l'adaptation du cornet ridgé mais n'est pas indispensable.

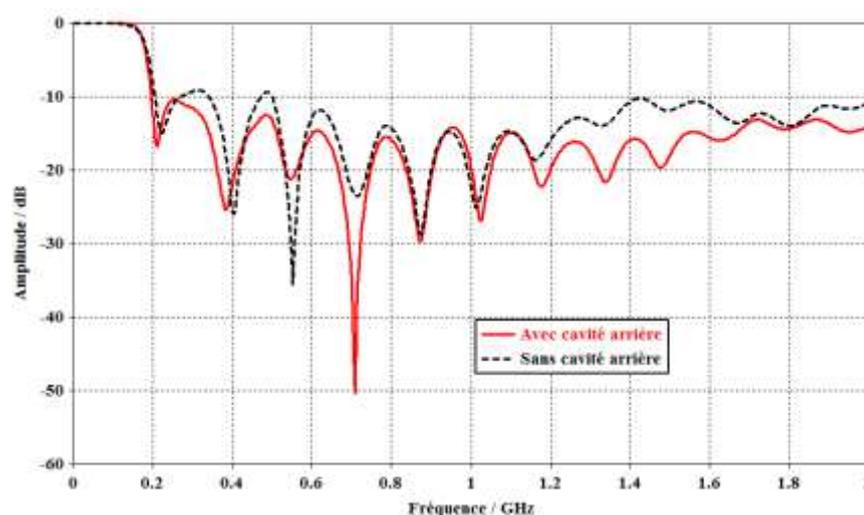


Figure 47 : Influence du guide d'onde sur le coefficient de réflexion de l'antenne cornet.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Les formes des signaux rayonnés à 1.5m de l'ouverture de l'antenne alimentée par une impulsion de niveau crête de 1 volt sont montrées sur la Figure 48. La cavité arrière permet une atténuation des oscillations qui suivent le signal principal, c'est pour cela qu'elle sera conservée pour l'étude par la suite.

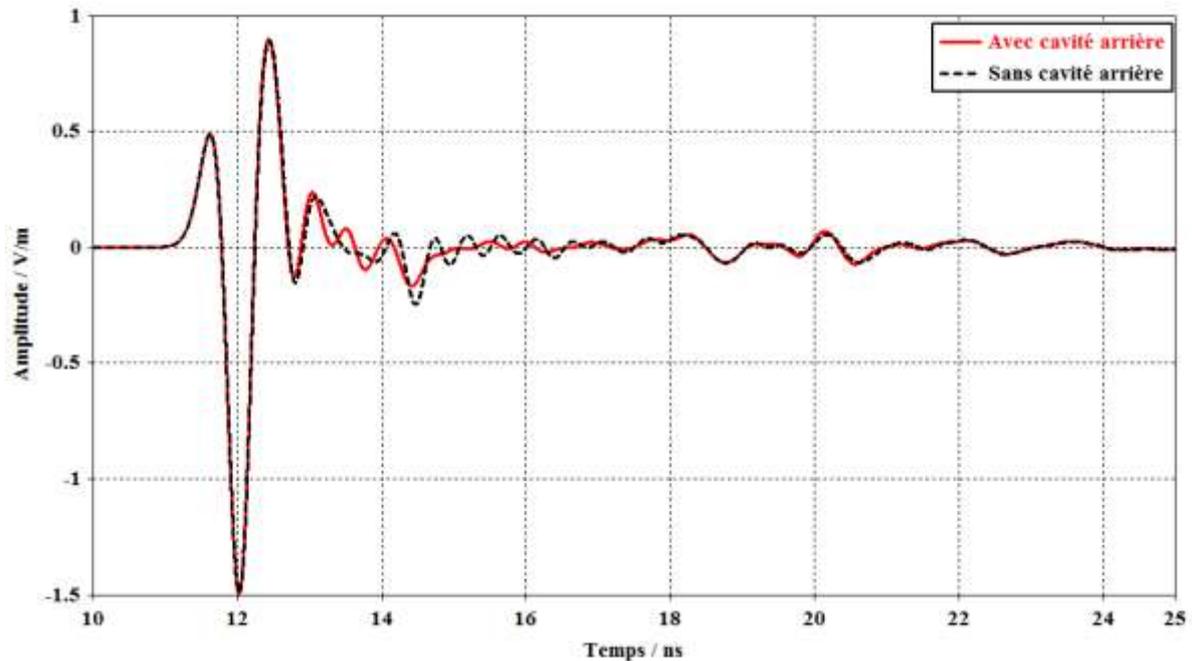


Figure 48 : Champ électrique rayonné à 1.5m de l'ouverture de l'antenne cornet ridgé ; effet de la cavité arrière.

✓ Partie alimentation

Outre la cavité arrière qui a une influence sur le fonctionnement global de l'antenne, les dimensions de la transition coaxiale d'alimentation et la fente de l'antenne restent la zone la plus critique dans la conception. Le coaxial traverse la partie évasée supérieure et l'âme du coaxial vient en contact avec la partie basse.

Les dimensions à optimiser de l'antenne sont montrées sur la Figure 49. La géométrie de cette structure passe par une zone de transition matérialisée par la distance d_0 entre le coaxial d'alimentation et le profil progressif de l'antenne. La valeur de la hauteur initiale $h_0=3.5\text{mm}$ permet de supporter jusqu'à 10.5kV de tension d'alimentation et conduit à une impédance caractéristique de 50 Ohms sur la longueur d_0 .

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Par ailleurs, le prolongement de la fente dans la cavité arrière avec une variation de hauteur assez importante (passage de $h_0=0.35\text{cm}$ à $h=8.5\text{cm}$) provoque une forte augmentation de l'impédance de la structure bi-plaque comme le montre l'équation suivante :

équation. 81
$$\text{Pour } \frac{w}{h} < 1 \text{ alors } Z_c = \frac{Z_0}{\pi} \ln\left(4 \frac{h}{w}\right) = 374.5 \text{ Ohm}$$

Ceci favorise le transfert de puissance vers l'ouverture de l'antenne.

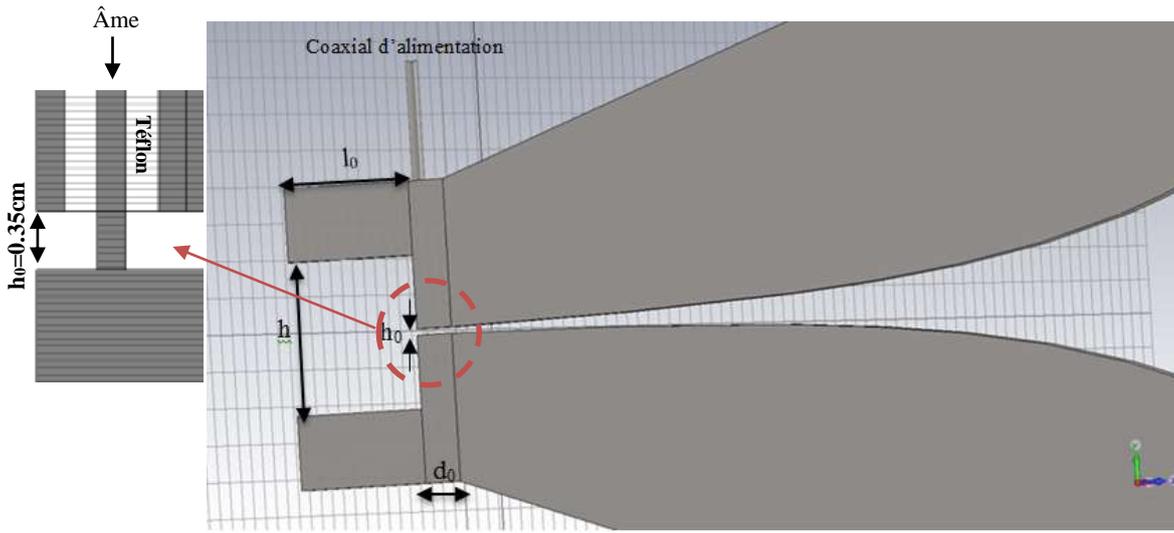


Figure 49 : Antenne cornet ridgé : forme de la transition entre coaxial d'alimentation et ridges

Pour améliorer la forme transitoire du signal rayonné par l'antenne, la forme interne du guide d'onde a été modifiée. L'introduction d'un chanfrein dans la cavité arrière permet de diminuer le niveau des oscillations observées et d'augmenter le niveau crête du signal rayonné comme illustré sur la Figure 50.

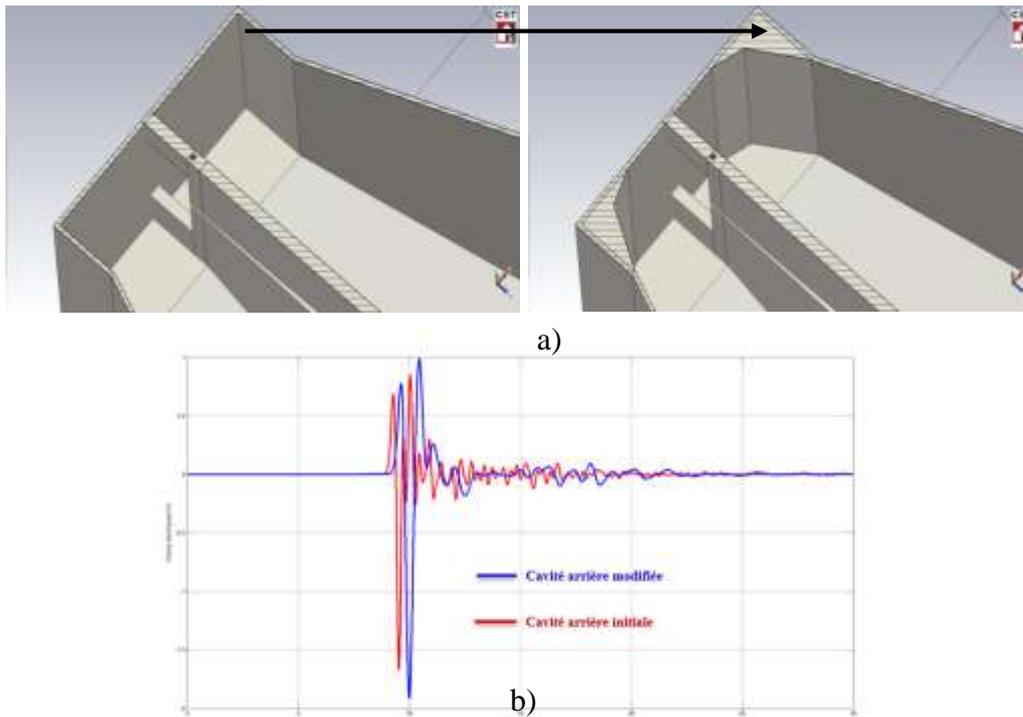


Figure 50 : a) Antenne cornet ridgé ; forme interne du guide d'onde rectangulaire (gauche : cavité arrière ; droite : rajout de chanfrein) ; b) impact du chanfrein sur le signal rayonné.

Finalement, les dimensions optimales ($H \times W \times L$) de l'antenne sont : 94cm de longueur totale de l'antenne, 68.5cm pour la hauteur et 97.6cm pour la largeur pour une adaptation à -10 dB dans la bande [200MHz-2GHz] comme le montre la Figure 51.

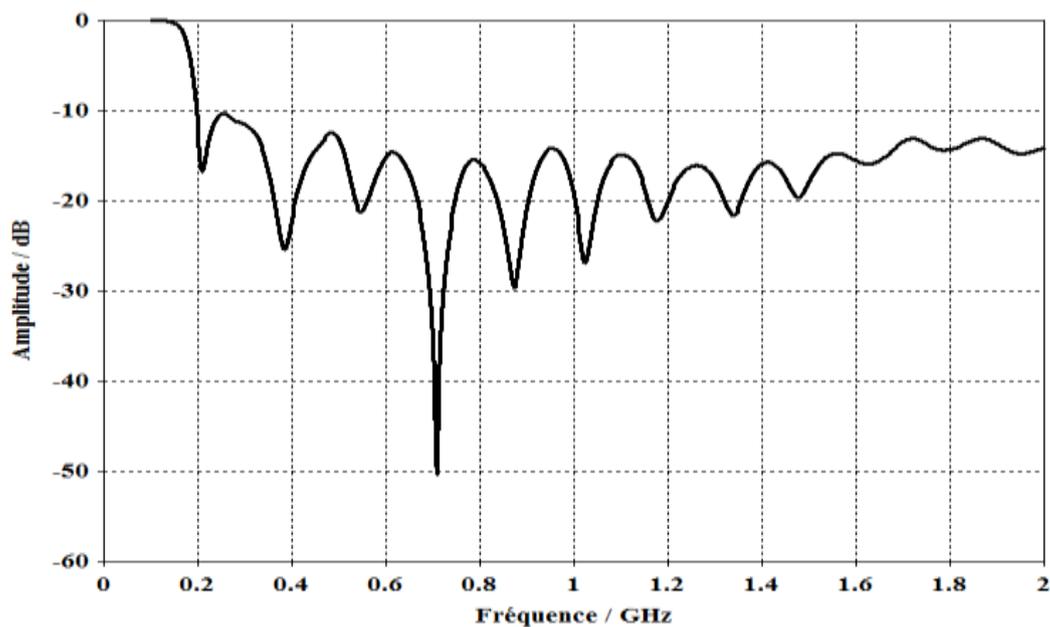


Figure 51 : Coefficient de réflexion de l'antenne cornet ridgé finale.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Conclusions

Cette première étude a permis la conception de deux antennes à ondes progressives adaptées dans la bande de fréquence [200MHz-2GHz].

- Une antenne K dont les dimensions sont $L \times H \times W = 40\text{cm} \times 30\text{cm} \times 15\text{cm}$.
- Une cornet ridgé dont les dimensions sont $L \times H \times W = 94\text{cm} \times 68.5\text{cm} \times 97.6\text{cm}$.

En complément d'une comparaison de l'encombrement, il convient de comparer les performances de ces antennes en termes de gain et de forme du signal rayonné.

III. Etude comparative des performances de l'antenne K et du cornet ridgé.

Les performances en termes d'encombrement et de rayonnement des antennes K et du cornet ridgé sont présentées dans ce paragraphe.

III.1. Démarche suivie pour l'étude des antennes

III.1.1. Quelques règles de configuration pour les simulations sous CST MICROWAVE

La comparaison des performances GPR des antennes K et cornet est réalisée par l'évaluation du champ rayonné en champ proche, pour une propagation dans l'air et dans du sable faiblement humide. Les valeurs des champs électriques proches sont mesurées à 1m et 2m de l'ouverture des antennes. Les antennes sont en contact avec le sol lors de l'étude de la propagation dans un milieu à pertes. Les caractéristiques du sable sont données par un module de Debye et évaluées dans la bande [200MHz-2GHz]. Le volume de calcul est délimité par 15 couches absorbantes (PML). Le signal d'alimentation utilisé est un signal impulsionnel à valeur moyenne nulle d'une durée de 2.5ns couvrant la bande [200MHz-3GHz] à -15dB, (Figure 52).

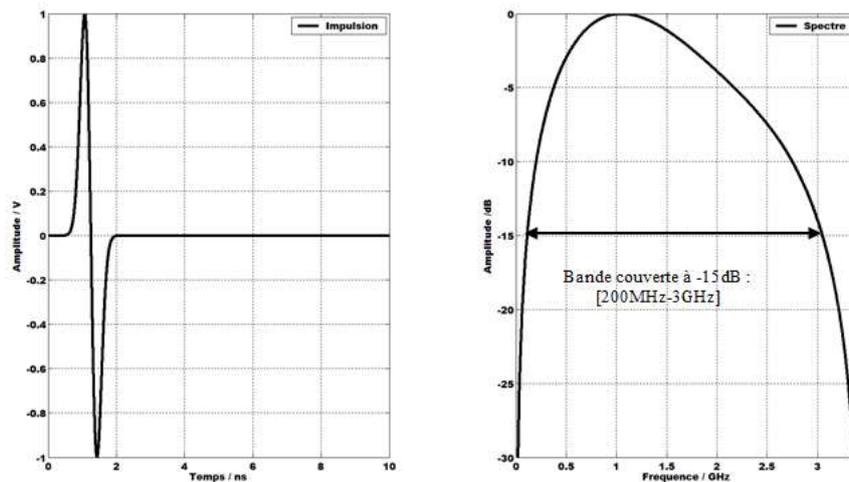


Figure 52 : Tension d'alimentation appliquée à l'entrée de l'antenne.

III.1.2. Critère d'évaluation de la dispersion

La brièveté des signaux impulsionnels a un grand intérêt pour des applications de radar à pénétration de sol. Par conséquent il est important que la durée du champ rayonné par l'antenne soit la plus proche possible de la durée de la tension d'alimentation. Autrement dit, l'antenne ne doit pas trop disperser le signal émis. Afin d'évaluer cette dispersion apportée par les antennes K et cornet ridgé, une méthode reposant sur le calcul de l'étalement temporel du signal émis est utilisée. Ce coefficient nécessite le calcul de la réponse impulsionnelle $h(t)$ des antennes, et est donné par la relation suivante.

équation. 82
$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k)^2 |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2} - \tau^2}$$

avec $\tau = \frac{\sum_k (\tau_k) |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}$, où $h(\tau_k)$ représente la valeur de la réponse impulsionnelle à l'instant τ_k .

La réponse impulsionnelle $h(t)$ des antennes est donnée par la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert définie dans l'air par l'équation suivante :

équation. 83
$$H(f) = \sqrt{\frac{4\pi Z_g}{Z_0}} F(f)$$

Où $Z_0=120\pi$, Z_g représente l'impédance interne du générateur et F désigne le facteur d'antenne proportionnel au champ électrique E obtenu à une distance d et inversement proportionnel à la tension d'alimentation V_g .

équation. 84
$$F(f) = \frac{E(f)}{V_g(f)} \times d \times e^{2\pi j \frac{d}{\lambda}}$$

Où λ représente la longueur d'onde à la fréquence f .

III.1.3. Gain et directivité

Le gain est défini comme étant la capacité d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction privilégiée par rapport à la puissance fournie P_f par un générateur.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Soit $U(\theta, \varphi)$ la densité stérique de puissance créée dans une direction donnée, par unité d'angle solide (voir Figure 53), le gain nommé souvent gain réalisé à la différence du 'gain intrinsèque' qui ne prend pas en compte les pertes d'adaptation, est défini par l'équation suivante.

équation. 85
$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{\frac{P_f}{4\pi}}$$

- θ représente l'angle par rapport à la verticale Oz (élévation)
- φ correspond à l'angle par rapport à l'horizontale Ox (azimut).

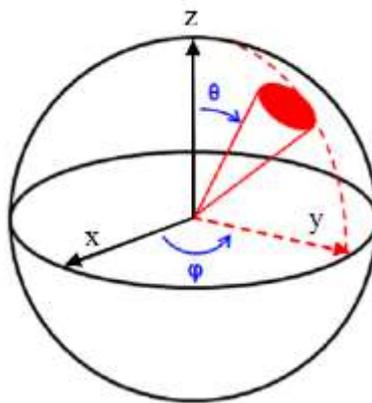


Figure 53 : Coordonnées sphériques relatives à la densité stérique de puissance rayonnée.

De la même manière, on définit la directivité d'une antenne : il s'agit de sa capacité à concentrer son rayonnement dans une direction particulière par rapport à la puissance totale rayonnée P_t . Autrement dit, la directivité est le rapport entre la densité stérique de puissance $U(\theta, \varphi)$ créée dans une direction particulière et la densité stérique créée par une antenne isotrope $U_0(\theta, \varphi)$.

équation. 86
$$D = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0(\theta, \varphi)} = \frac{U(\theta, \varphi)}{\frac{P_t}{4\pi}}$$

En définissant l'efficacité de rayonnement e_{ray} comme le rapport entre la puissance totale rayonnée et la puissance fournie, on établit une relation liant la directivité et le gain.

équation. 87
$$e_{ray} = \frac{P_t}{P_f}$$

Ainsi :

équation. 88
$$G = D \times e_{ray}$$

III.1.4. Différentes zones de champ

Il existe principalement trois zones de champ autour d'une antenne définies comme suit (Figure 54).

- La zone de « Rayleigh » : c'est la zone la plus proche de l'antenne. Elle se situe à une distance de l'antenne comprise entre $\lambda/2\pi$ et $D^2/2\lambda$, avec D la plus grande dimension de l'élément rayonnant et λ la longueur d'onde considérée. Dans cette partie la puissance par unité de surface décroît peu en fonction de la distance.
- La zone de « Fresnel » située au-delà de la zone de Rayleigh, à une distance inférieure à $2D^2/\lambda$ se caractérise par d'importantes variations des champs, si l'antenne est de grande dimension. Les différentes parties de l'antenne supposées rayonner en phase à l'infini, ne respectent pas cette propriété dans cette zone. Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone du champ proche de l'antenne.
- La zone de champ lointain est aussi appelée zone de Fraunhofer. Cette zone est définie à une distance supérieure à $2D^2/\lambda$. Dans cette zone, qui s'étend jusqu'à l'infini, on peut considérer que l'onde est plane, les champs décroissent en $1/R$, et on peut y mesurer le gain de l'antenne. Cette distance définissant la zone de champ lointain peut être très grande pour les antennes de grande dimension.

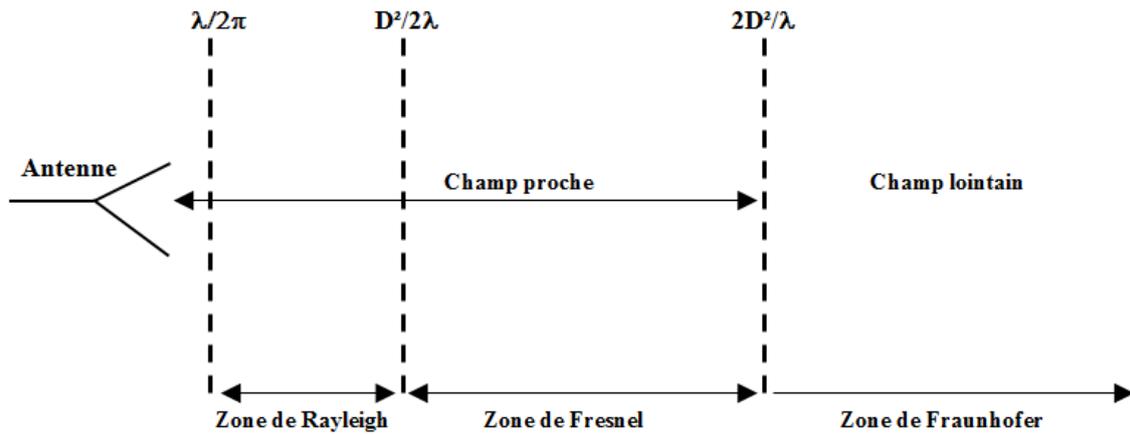


Figure 54 : Les différentes zones de champ autour d'une antenne

III.1.5. Critères de comparaison

Le premier critère de comparaison est l'encombrement des deux antennes. Ensuite, une évaluation du rayonnement dans l'air est étudiée avec une analyse de la dispersion et des niveaux crêtes rayonnés. Enfin la même étude comparative est effectuée dans le cas d'une propagation dans un sol à pertes.

III.2. Comparaison des paramètres physiques des antennes K et cornet ridgé

La comparaison de deux structures rayonnantes est effectuée sur deux paramètres qui sont liés : encombrement et gain pour une même bande fréquentielle d'adaptation. Sachant que le gain réalisé est lié à la dimension de l'ouverture effective $S_{effective}$ de l'antenne, il n'est pas toujours facile à évaluer dans le cas d'une antenne ULB.

équation. 89
$$G_{réalisé} = \frac{4\pi S_{effective}}{\lambda^2} \quad (linéaire)$$

Ainsi, on remarque que l'antenne K présente un encombrement 2 fois plus petit que l'antenne cornet ridgé, bien entendu au détriment du gain (voir Tableau 7).

Tableau 7 : Comparaisons des dimensions et du gain des antennes K et cornet ridgé

Antenne	Dimensions			Gain réalisé (dans l'air)	Polarisation	Bande de fréquence
	Longueur, L	Hauteur, H	Largeur, W			
K	$\lambda_{\max}/3.75$	$\lambda_{\max}/5$	$\lambda_{\max}/10$	2-11.5dB	linéaire	[200MHz-2GHz]
Cornet ridgé	$2\lambda_{\max}/3$	$\lambda_{\max}/2$	$2\lambda_{\max}/3$	6.5-13dB	linéaire	[200MHz-2GHz]

En supposant que la surface effective de l'antenne cornet ridgé est définie à la fréquence de 200MHz par H et W, le gain théorique est égal à 6.22 dB proche de la valeur obtenue en simulation de 6.5 dB.

A partir de ces données en tenant compte des contraintes des dimensions disponibles sur la tête de coupe du tunnelier, l'antenne K présente plus d'atouts que l'antenne cornet ridgé du point de vue encombrement.

III.3. Comparaison de la forme et du niveau crête du champ électrique rayonné dans l'air.

L'évaluation du champ électrique de la polarisation principale est réalisée afin d'avoir une estimation du niveau de puissance transmis dans l'air. Elle permet aussi d'apprécier le niveau des oscillations présentes sur le signal rayonné. La configuration de la simulation est montrée sur la Figure 55.

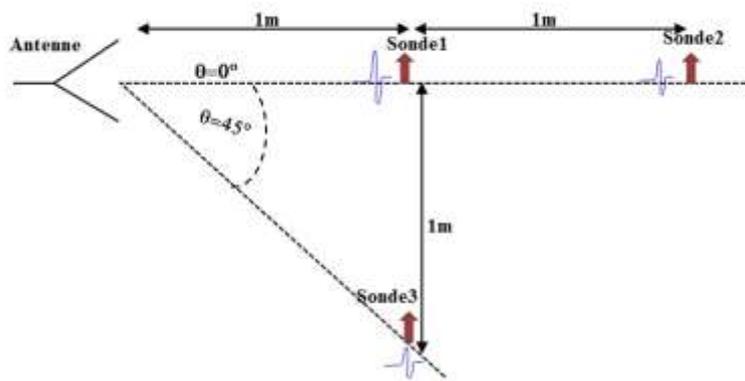


Figure 55 : Schéma de principe pour l'évaluation du champ électrique des deux antennes dans l'air.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Les deux antennes sont alimentées par la même tension représentée sur la Figure 52 et les amplitudes des champs électriques rayonnés sont normalisées à 1 volt appliqué. Les retards de propagation induit par la différence de longueur des deux antennes sont corrigés.

III.3.1. Evolution du champ électrique rayonné dans l'axe de propagation

L'évolution temporelle du champ électrique dans l'air pour différentes distances est reportée sur la Figure 56. Ces courbes montrent des oscillations d'amplitude relativement faibles (10% du niveau maximum pour l'antenne cornet ridgé et 7% pour la K) qui sont donc plus importantes pour l'antenne cornet ridgé et sur une durée d'environ 8ns.

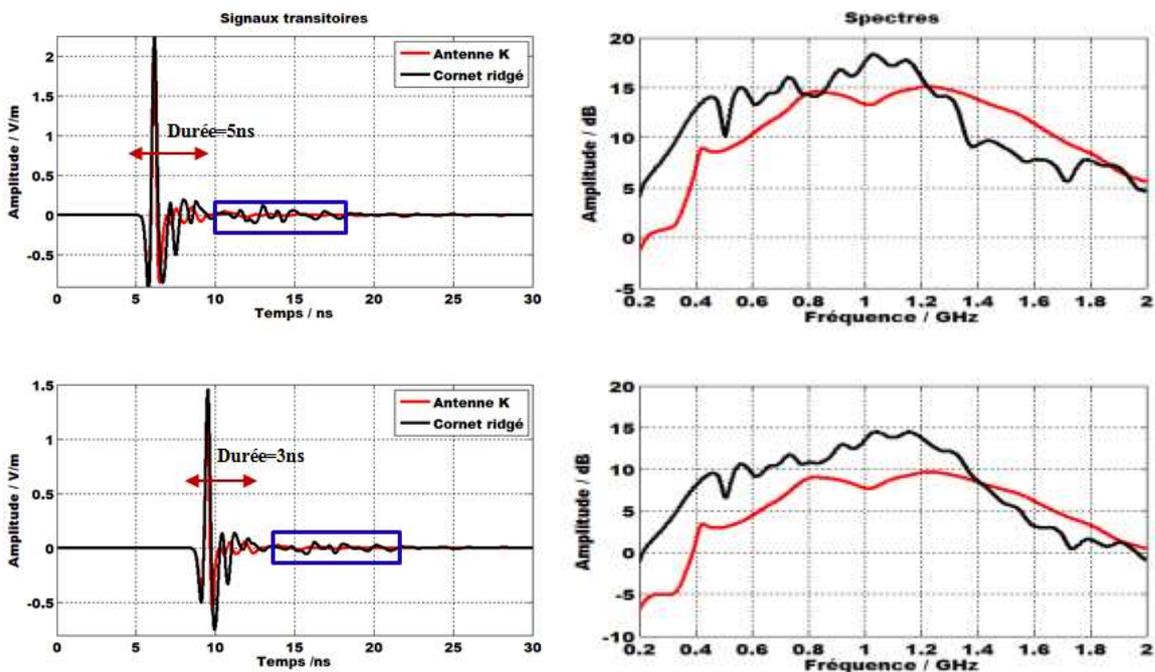


Figure 56 : Champ électrique dans l'axe ($\theta=0$) propagé par les antennes K et cornet dans l'air ; (en haut) à 1m de l'ouverture de l'antenne, (en bas) à 2m de l'ouverture de l'antenne.

En choisissant comme seuil un niveau égal à 10% de l'amplitude maximale crête, la durée des signaux est environ égale à 5ns à 1m et 3ns à 2m pour les deux antennes.

Le niveau des composantes basses fréquences du spectre est plus important dans le cas du cornet ridgé en raison de son plus fort gain. La différence de niveau crête à crête observée sur le tableau ci-dessous s'explique là aussi par la différence de gain des antennes.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Par contre, la présence des oscillations parasites sur le signal émis en particulier dans le cas du rayonnement du cornet ridgé n'est pas souhaitable pour une application radar GPR impulsif.

Tableau 8 : Comparaison des niveaux crêtes du champ électrique dans l'axe des antennes K et cornet ridgé dans l'air.

Distance (m)	Niveau crête à crête (v/m)		τ_{RMS} (ns)	
	1	2	1	2
Antenne K	3.03	1.68	0.291	0.284
Cornet ridgé	3.21	2.21	0.391	0.332

Les coefficients d'étalement temporel sont légèrement différents pour les deux antennes. On note cependant, que l'antenne K étale moins le signal émis que le cornet ridgé qui présente un τ_{RMS} plus élevé.

Les différences observées sur les durées d'étalement en fonction de la distance s'expliquent par ailleurs par leur détermination en champ proche (les équations données dans le paragraphe III.1.2 ne sont vérifiées qu'en champ lointain). En effet, la fonction de transfert des antennes n'est pas la même lorsque celle-ci est déterminée en champ proche. Ainsi, aux distances d'observation considérées ici, les réponses impulsives sont différentes.

III.3.2. Evolution du champ électrique rayonné à $\theta=45^\circ$

La comparaison des champs électriques rayonnés par les deux antennes à 45° de l'axe de l'ouverture est représentée sur la Figure 57. La comparaison de la Figure 56 à la Figure 57 montre, comme attendu, que plus l'angle est important par rapport à l'axe de l'antenne ($\theta_0 = 0^\circ$), plus l'amplitude du champ rayonné est faible.

Ainsi, pour un angle d'ouverture de 45° dans un plan vertical situé à 1m de l'antenne K (Figure 55), une perte de 27% du niveau crête dans l'axe est observée, soit une division par 3.6 de l'amplitude crête.

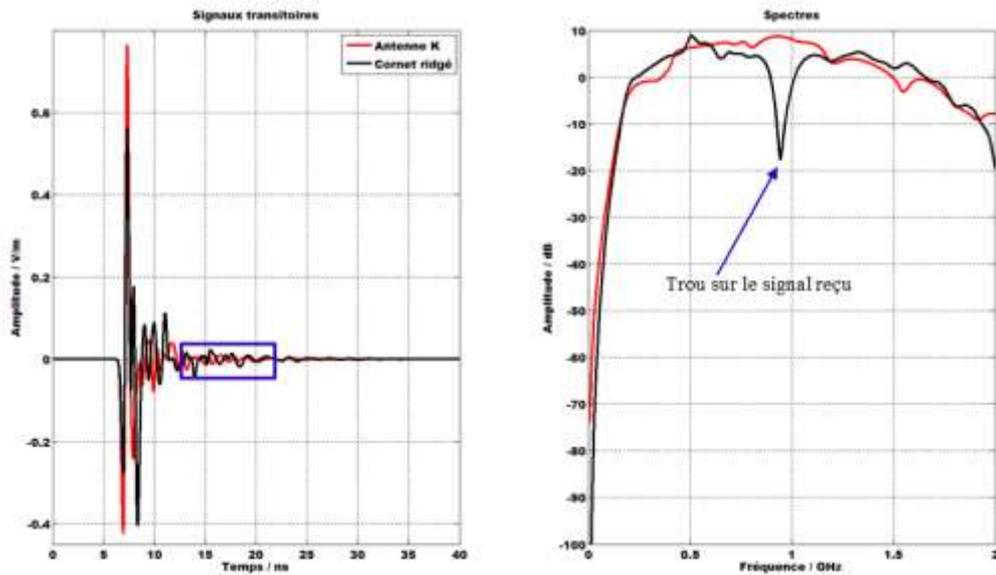


Figure 57 : Champ électrique obtenue à $\theta=45^\circ$ propagé par les antennes K et cornet dans l'air sur un plan vertical situé 1m de l'ouverture des antennes.

Par ailleurs, à ce même point d'observation, le niveau crête à crête rayonné par l'antenne K est plus important que celui rayonné par le cornet ridgé. Ceci s'explique par la plus grande directivité de l'antenne cornet ridgé.

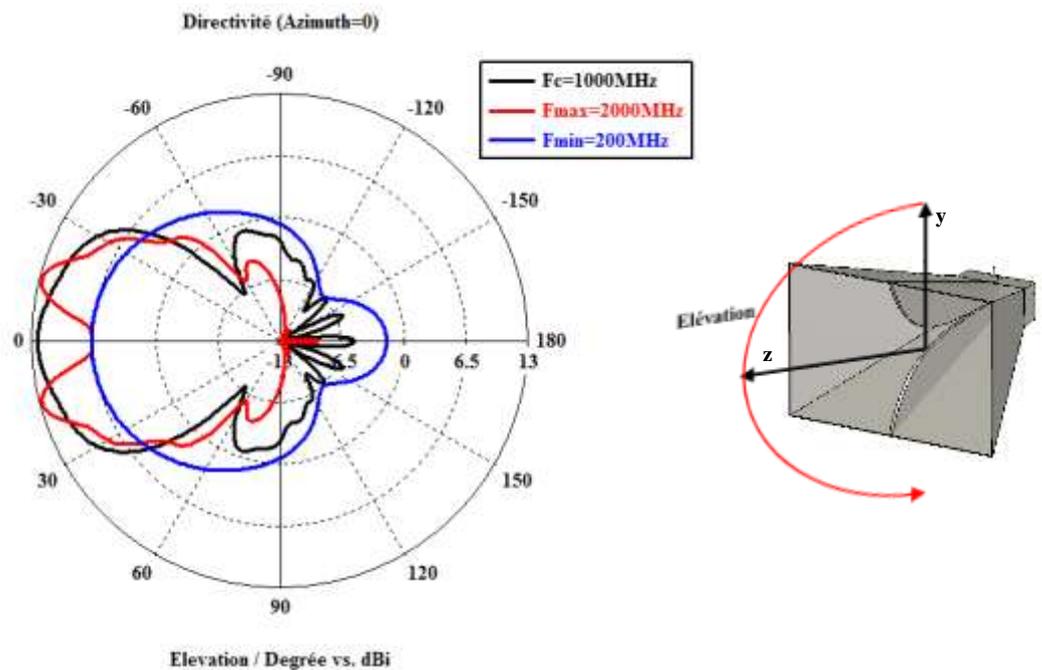


Figure 58 : Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne cornet ridgé à différentes fréquences.

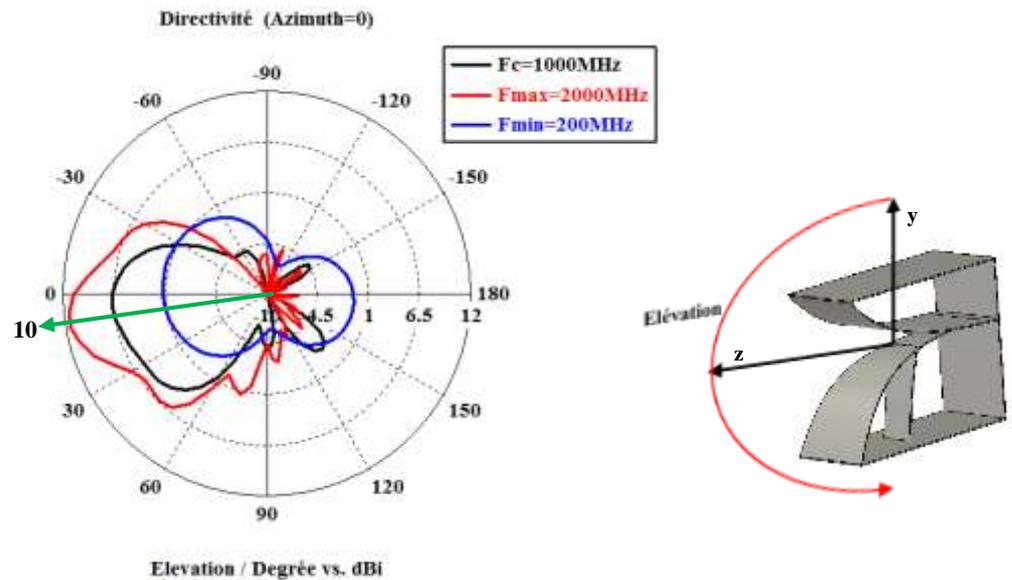


Figure 59 : Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne K à différentes fréquences.

En effet, comme on peut le voir sur la Figure 58 et la Figure 59 représentant les diagrammes de rayonnement des antennes cornet ridgé et K pour trois fréquences dans la bande d'adaptation (200MHz, 1000MHz et 2000MHz), la directivité de l'antenne cornet ridgé est plus importante que celle de l'antenne K.

Par ailleurs, un léger dépointage de l'antenne K dans le plan E est observé. Par exemple à la fréquence de 2000MHz, l'antenne K dépointe de 10° par rapport à l'axe de propagation, mais ce dépointage est relatif puisque la directivité à cet angle est égale à 11.4dBi qui est peu différente de la directivité dans l'axe évaluée à 10.7dBi.

III.3.3. Conclusions

En résumé, dans cette première phase de comparaisons, en termes de dimensions, l'antenne K est deux fois moins encombrante que l'antenne cornet ridgé pour une même bande fréquentielle d'adaptation. Concernant le champ électrique rayonné, des oscillations d'amplitude plus importante sont notées avec l'antenne cornet ridgé. La présence de ces oscillations sur le champ rayonné entraîne des contraintes supplémentaires à prendre en compte par le traitement de signal associé au système radar GPR. En revanche l'antenne cornet ridgé est plus directive et ne dépointe pas. Par la suite, le comportement des deux antennes face à un milieu diélectrique à pertes est étudié.

III.4. Comparaison de la forme et du niveau crête du champ électrique dans un milieu diélectrique.

Le milieu diélectrique considéré face aux antennes est un sable faiblement humide dont l'évolution des caractéristiques diélectriques en fonction de la fréquence, selon le modèle de Debye, est donnée par la figure suivante :

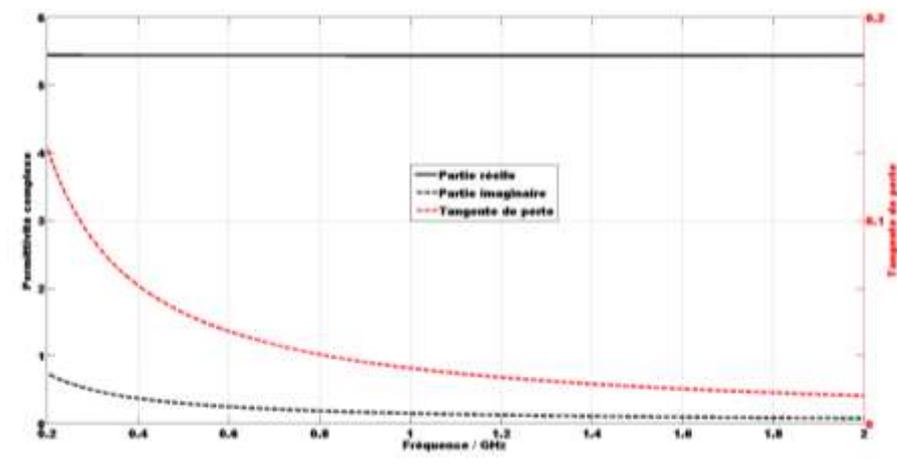


Figure 60 : Evolution de la permittivité diélectrique d'un sable faiblement humide en fonction de la fréquence décrit par le modèle de Debye.

III.4.1. Evolution du champ électrique dans l'axe de propagation

La comparaison de l'évolution du champ électrique dans le sable lorsque les antennes K et cornet ridgé sont à une hauteur de 7cm du sol est présentée sur la Figure 61. D'importantes oscillations sont observées sur le signal rayonné surtout par l'antenne cornet ridgé ; ceci est visible également sur la représentation spectrale des signaux électriques. De plus, le signal obtenu avec l'antenne cornet ridgé présente un écho (à 17ns pour la distance de 1m et 24ns pour la distance de 2m) d'amplitude relativement importante par rapport au niveau crête. Celui-ci est dû à la réémission de la réflexion causée par l'interface air-sable. En effet, la géométrie fermée de l'antenne cornet ridgé et le rapprochement de l'antenne du sol favorise l'installation d'onde stationnaire dans le cornet contrairement à l'antenne K qui est d'une géométrie ouverte. Pour illustrer ces propos une antenne cornet ridgé dont les côtés latéraux sont ouverts a été modélisée dans la même bande fréquentielle de travail.

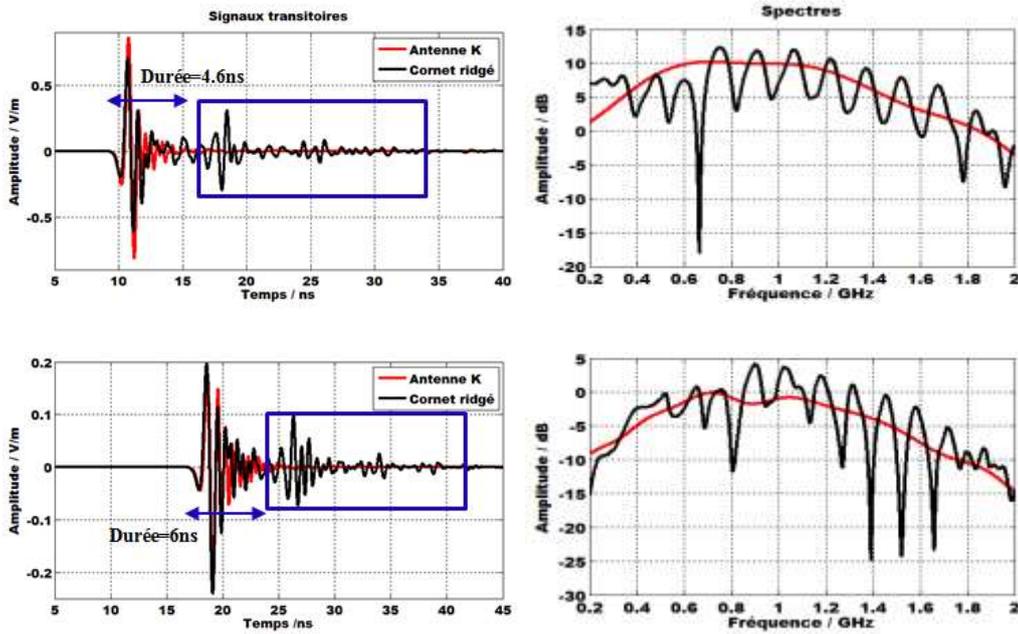


Figure 61: Champ électrique dans l'axe ($\theta=0$) propagé par les antennes K et cornet dans du sable ; (a) à 1m de l'ouverture de l'antenne, (b) à 2m de l'ouverture de l'antenne.

Les champs électriques rayonnés par les deux formes de cornet ridgé sont montrés sur la Figure 62. Le champ rayonné dans l'air par l'antenne cornet ouvert présente moins d'oscillations par rapport à l'antenne cornet ridgé fermé dans l'air et les niveaux crêtes sont légèrement différents.

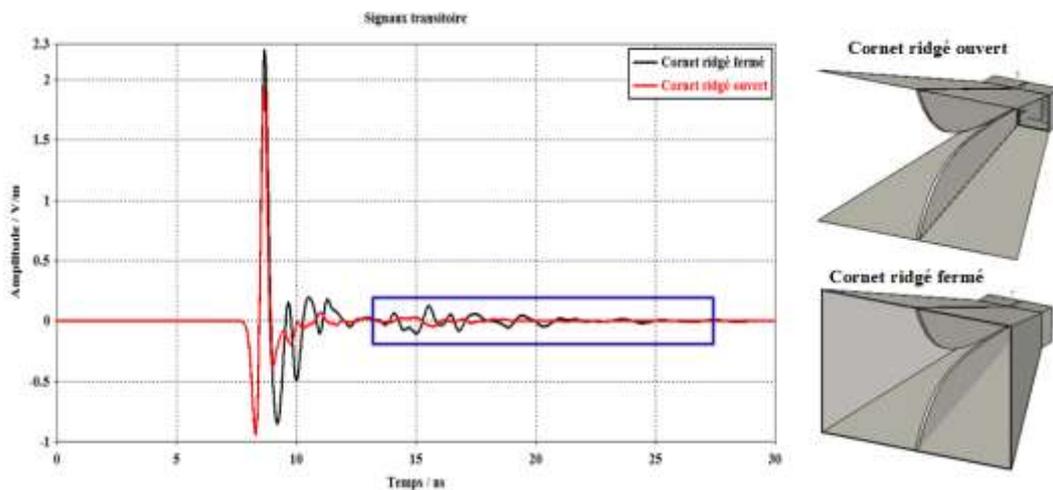


Figure 62 : Comparaison du champ électrique rayonné par les cornets ridgés ouvert et fermé dans l'air à 1m.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Les deux géométries d'antenne cornet ridgé sont maintenant face au sable, les champs électriques obtenus par simulation à 1m sont présentés sur la Figure 63.

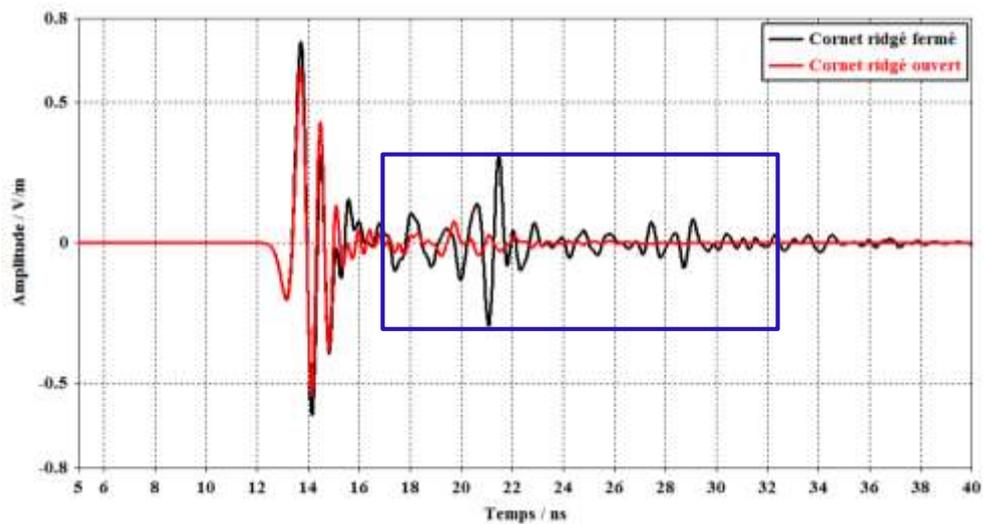


Figure 63 : Comparaison du champ électrique rayonné par les cornets ridgés ouvert et fermé dans du sable faiblement humide à une distance de 1m.

La suppression des plaques latérales du cornet ridgé améliore la forme du signal rayonné.

Cette modification de l'antenne cornet ridgé a conduit à la suppression de l'écho précédemment observé qui constitue certainement un obstacle pour la détection des échos venant d'une cible se trouvant à une distance proche de l'antenne.

Le Tableau 9 montre qu'à 1m de l'ouverture des antennes, l'antenne K rayonne un niveau plus fort que les antennes cornets ridgés.

On observe également que les niveaux rayonnés à 2m sont assez proches pour les trois antennes considérées. Elles sont plus éloignées pour une distance de 1m, ce qui s'explique par la sensibilité de l'antenne cornet ridgé à la présence de l'interface air-sol et ceci même pour la structure ouverte. De plus, les coefficients d'étalement temporel montrent que l'antenne K disperse moins le signal rayonné que l'antenne cornet ridgé et présente un comportement similaire au cornet ridgé ouvert.

Cependant, pour l'application du tunnelier l'antenne à concevoir sera intégrée dans une cavité.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Tableau 9 : Comparaison des niveaux crêtes du champ électrique dans l'axe des antennes K et cornet ridgé face à du sable.

Distance (m)	Niveau crête à crête (V/m)		τ_{RMS} (ns)	
	1	2	1	2
Antenne K	1.68	0.39	0.295	0.281
Cornet ridgé	1.33	0.41	0.550	0.402
Cornet ridgé ouvert	1.15	0.33	0.297	0.282

Par ailleurs, en présence du sable faiblement humide une dégradation de l'adaptation (voir Figure 64) des antennes en basses fréquences (0.2-0.65GHz) et une baisse du niveau crête d'au moins de 50% par rapport à leurs performances dans l'air sont observées.

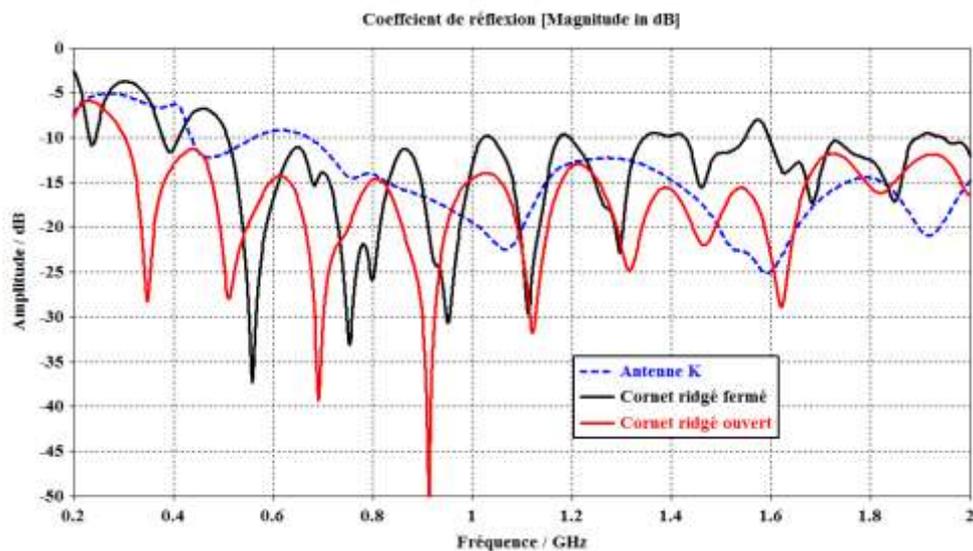


Figure 64 : Coefficient de réflexion S_{11} des antennes K, cornet ridgé fermé et cornet ridgé ouvert face à du sable faiblement humide.

Cette 'désadaptation' liée en partie à la présence du milieu diélectrique est accentuée pour l'antenne cornet ridgé fermé ce qui explique ses performances en termes de rayonnement.

Les antennes présentées dans ce paragraphe ont été conçues pour rayonner dans l'air. Même si le comportement dans l'air de l'antenne cornet ridgé est meilleur en termes de niveaux

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

crêtes rayonnés dans l'axe, elle est plus sensible au changement de milieu face à son ouverture et elle rayonne dans l'axe dans ce cas un niveau de champ électrique moindre.

III.4.2. Diagramme de rayonnement des antennes K et cornet ridgé dans un milieu diélectrique.

La présence d'un matériau diélectrique face à l'antenne modifie son comportement. Pour mieux comprendre l'influence du milieu diélectrique, des diagrammes de rayonnement sont déterminés dans les plans E et H pour différents milieux sans pertes de permittivité relative : 3.5, 7 et 13.

La Figure 65 permet de montrer que l'augmentation de la permittivité relative du milieu diélectrique engendre une légère modification de la distribution de l'énergie émise par les antennes K et cornet ridgé (dans ces deux versions).

De nouveau, un très léger dépointage de 5 degrés de l'antenne K dans le plan E est observé (gain dans l'axe de 9.5dB et gain max à 5° de 9.7dB pour une permittivité de 3.5). Par contre, le niveau du gain dans l'axe de l'antenne cornet ridgé est plus sensible à la variation de la permittivité par rapport à l'antenne K. Par exemple pour les valeurs de permittivités relatives de 3.5 et 13, les gains dans le plan E de l'antenne K sont respectivement égaux à 9.5dB et 8.86dB alors que pour le cornet ridgé les valeurs de 13.3dB et 10.9dB sont obtenues.

La suppression des côtés latéraux du cornet ridgé permet de diminuer le niveau des lobes secondaires mais ne modifie pas le gain de l'antenne dans l'axe.

Par ailleurs, un renforcement des lobes secondaires avec l'augmentation de la permittivité est aussi noté particulièrement pour les deux cornets ridgés.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

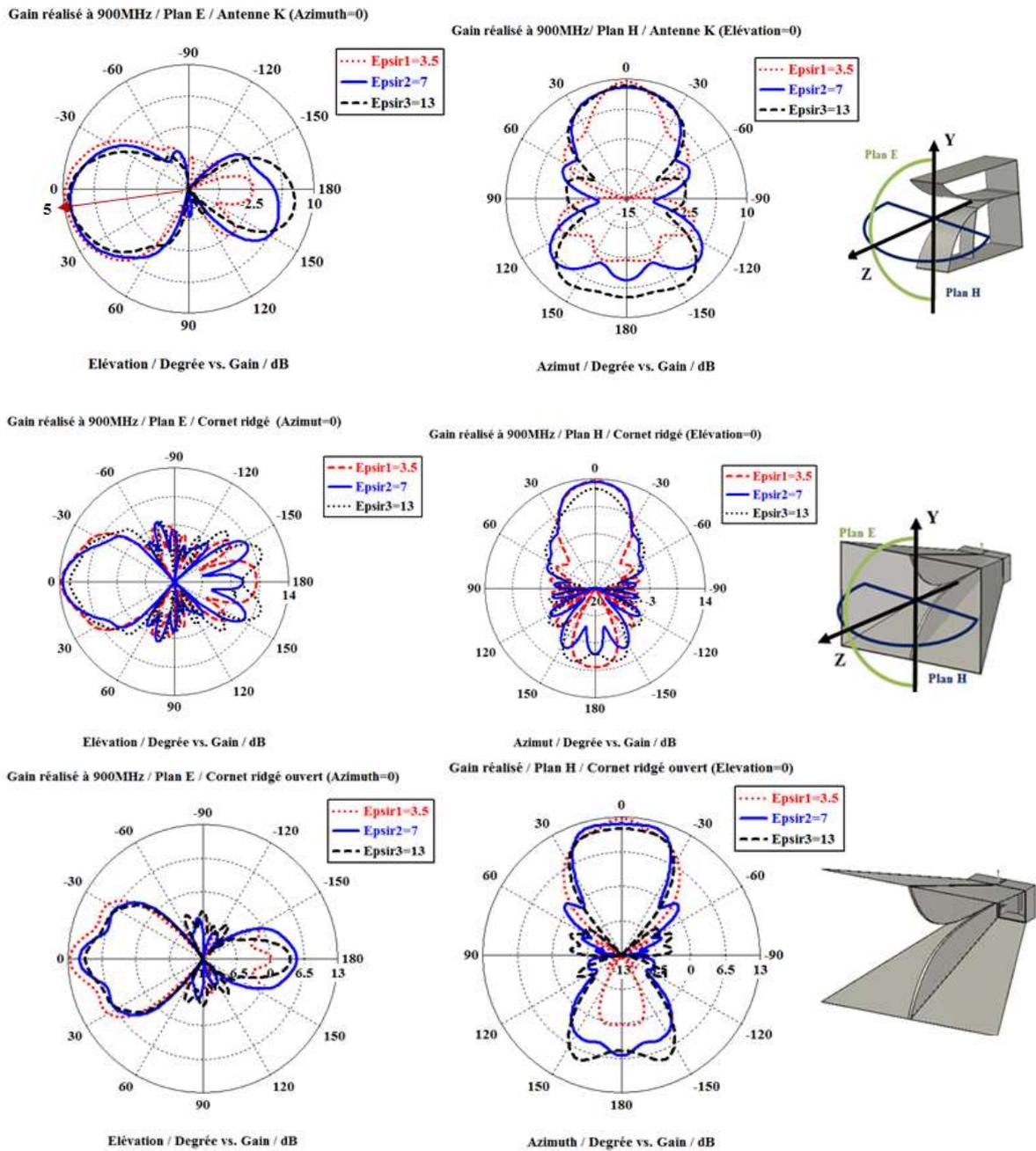


Figure 65 : Diagramme de rayonnement à 900MHz dans les plans E/H des antennes K et cornet ridgé.

Un autre critère important à examiner sur le fonctionnement de l'antenne est sa sensibilité à la distance le séparant du sol.

III.4.3. Influence de l'élévation des antennes par rapport au sol ausculté

Pour mieux évaluer l'impact de la distance antenne-sol, les deux antennes ont été mises d'une part en contact avec le sable et d'autre part à une hauteur de 7cm. Les résultats obtenus sont consignés sur la Figure 66 et la Figure 67.

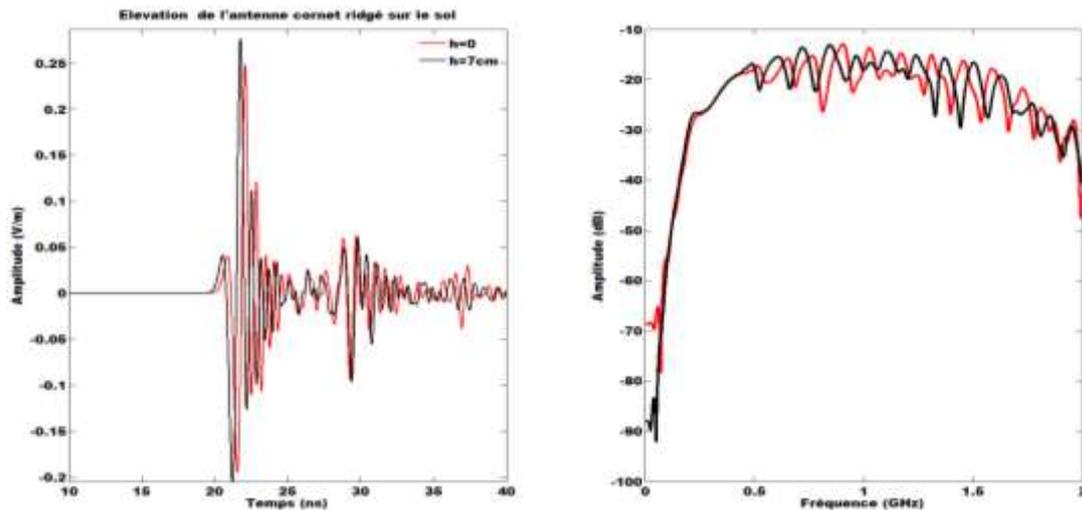


Figure 66 : Influence de la distance antenne-sol sur le champ électrique propagé par l'antenne cornet ridgé dans le sable à 2 m de l'ouverture de l'antenne ($\theta=0$).

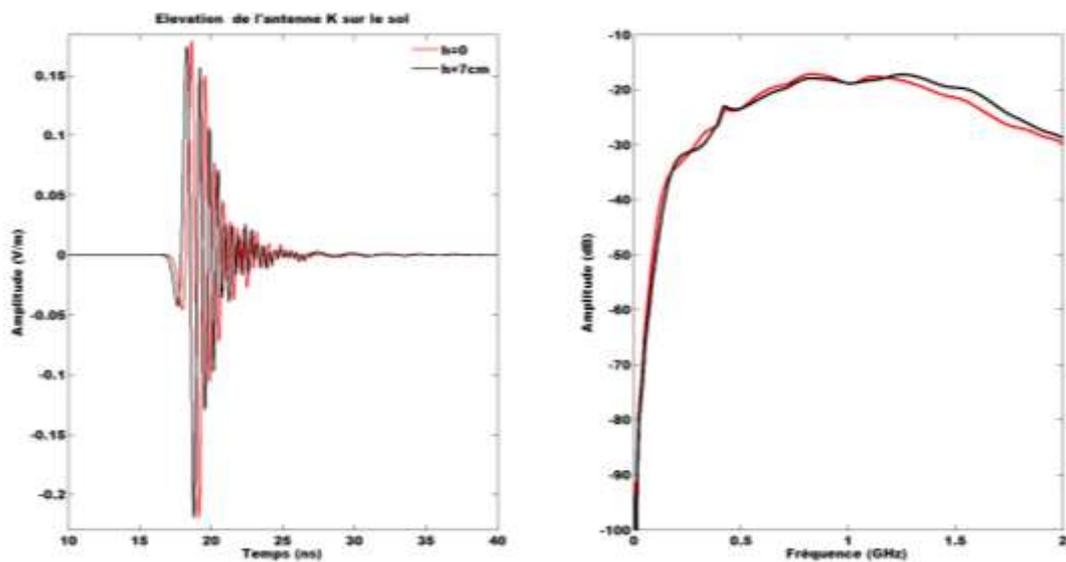


Figure 67 : Influence de la distance antenne-sol sur le champ électrique propagé par l'antenne K dans le sable à 2m de l'ouverture de l'antenne ($\theta=0$).

Une légère différence sur le niveau crête à crête rayonné par l'antenne cornet ridgé est observée, alors que pour l'antenne K les champs électriques restent quasi-identiques.

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Globalement le rayonnement dans le sable est peu modifié par l'élévation des antennes de quelques centimètres par rapport au sol.

III.5. Conclusions

Dans ce paragraphe, une étude comparative des deux antennes K et cornet ridgé tant sur le plan de leur encombrement que sur leur fonctionnement dans l'air et face à un milieu diélectrique a été réalisée. Il découle de ce travail, qu'en termes de dimensions, l'antenne K présente un encombrement deux fois plus petit que celui de l'antenne cornet ridgé pour la même bande fréquentielle d'adaptation ; ces plus faibles dimensions engendrant une différence de gain en faveur de l'antenne cornet ridgé. Cependant, dans le contexte de leur utilisation, les gains et les diagrammes de rayonnement des antennes ne constituent pas un critère suffisant quant au choix d'une géométrie. En effet, les antennes fonctionnant aussi en zone de champ proche, les valeurs crêtes des champs électriques rayonnés sur de faibles distances de propagation constituent un critère tout aussi pertinent.

La comparaison des champs électriques sur l'axe de rayonnement a permis de montrer que l'antenne K conduit à de faibles niveaux d'oscillations sur le signal rayonné par rapport au cornet ridgé. Bien que l'antenne cornet ridgé sans plaques latérales génère un champ électrique rayonné dans un milieu diélectrique sans écho, le niveau crête obtenu avec l'antenne K reste tout de même plus important. Cette géométrie est moins sensible au changement de milieu face auquel elle est positionnée.

Pour une application GPR impulsional, ces deux critères ajoutés au critère d'encombrement suffisent à faire le choix de l'antenne K qu'il convient de dimensionner en fonction de la bande fréquentielle de travail du Radar GPR pour le tunnelier.

Dans la suite, pour améliorer les performances de fonctionnement de l'antenne K face à un milieu diélectrique à pertes, une étude sur l'influence de l'insertion d'un diélectrique dans l'antenne K est réalisée. Tout en conservant une adaptation optimale de l'antenne K face à un milieu diélectrique, cette insertion doit permettre de réduire son encombrement.

IV. Optimisation de l'antenne K pour un rayonnement dans un milieu diélectrique.

La conception d'une antenne pour une application GPR diffère de l'approche classique de conception des antennes rayonnant dans l'air. En effet, l'antenne doit être conçue pour que la pénétration des ondes dans le sol soit optimisée et donc pour que la réflexion interface air-sol soit minimisée. Afin de prendre en compte la présence du sol, deux principales techniques d'optimisation des antennes pour les systèmes GPR sont souvent utilisées, il s'agit de :

- ✓ l'introduction de charges résistives réparties sur tout le long de l'antenne (antenne dipolaire chargée, antenne nœud de papillon à charges réparties ...) qui est la méthode la plus couramment utilisée. Cette technique permet de diminuer le niveau de la traîne du signal émis, de réduire la désadaptation en extrémité d'antenne par absorption du continu.
- ✓ l'utilisation d'un matériau diélectrique permettant de minimiser l'effet de l'interface antenne-sol. En effet, la proximité de l'antenne vis-à-vis du sol influe sur la distribution du courant donc sur son adaptation. Pour réduire cette influence, la position de l'alimentation doit être élevée par rapport au sol soit physiquement ou électriquement [69]. De plus, l'ajout d'un matériau diélectrique à la structure rayonnante permet aussi de diminuer les dimensions de l'élément rayonnant pour une bande fréquentielle de travail donnée.

Pour l'application visée, l'utilisation de charges réparties est moins pertinente et présente des fragilités pour la tenue mécanique vis-à-vis des vibrations. Ainsi, la technique d'insertion de diélectrique est étudiée pour réduire les dimensions de l'antenne tout en conservant ses performances de rayonnement dans un milieu diélectrique donné. Il est montré en annexe 1 que l'adaptation de l'antenne K peut être réalisée en fonction d'un milieu donné face à celle-ci. En général l'utilisation de matériau diélectrique est plus commune aux antennes planaires qui sont conçues sur un substrat et dont leurs caractéristiques dépendent fortement de la nature de ce substrat. La première étape de cette étude consiste à immerger complètement la structure rayonnante dans un matériau diélectrique supposé dans un premier temps sans perte.

IV.1. Insertion de l'antenne K dans un diélectrique

L'idée ici est de diminuer les dimensions de l'antenne d'un facteur n , de favoriser la propagation dans un milieu complexe et de minimiser la traîne sur le signal transmis dans le sol.

L'antenne K est plongée entièrement dans un diélectrique sans perte de permittivité relative égale à 6 (choix arbitraire). Les dimensions de l'antenne K sont alors divisées par $\sqrt{6}$. La transition coaxial d'alimentation / antenne demande une optimisation particulière puisque les dimensions du coaxial ne sont elles, pas réduites.

Les dimensions obtenues après adaptation de l'antenne dans la bande [200MHz-2GHz] sont présentées sur la Figure 68.

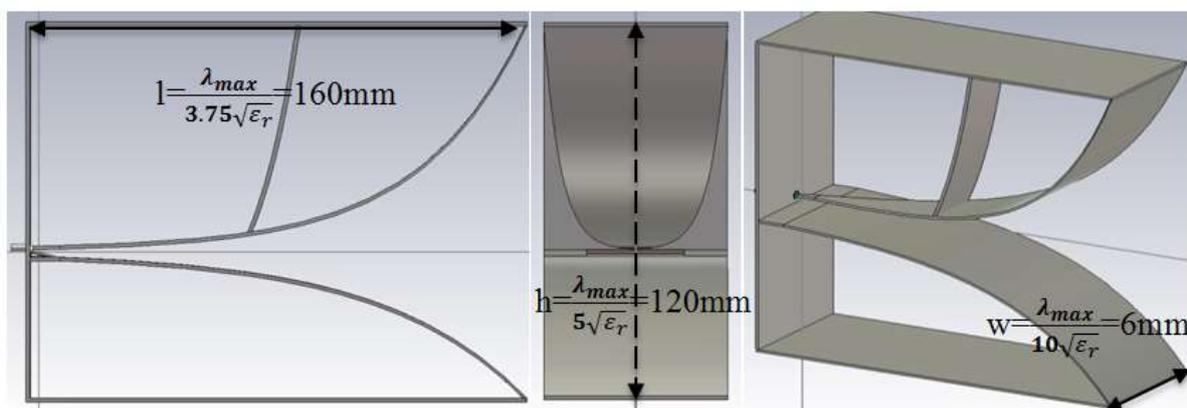


Figure 68 : Dimensions de l'antenne K immergée dans un milieu de permittivité réelle égale à 6.

Une comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne K immergée avec celle optimisée dans l'air est montrée sur la Figure 69. Les caractéristiques d'adaptation sont quasiment identiques sur toute la bande de fréquence par rapport à l'antenne fonctionnant dans l'air.

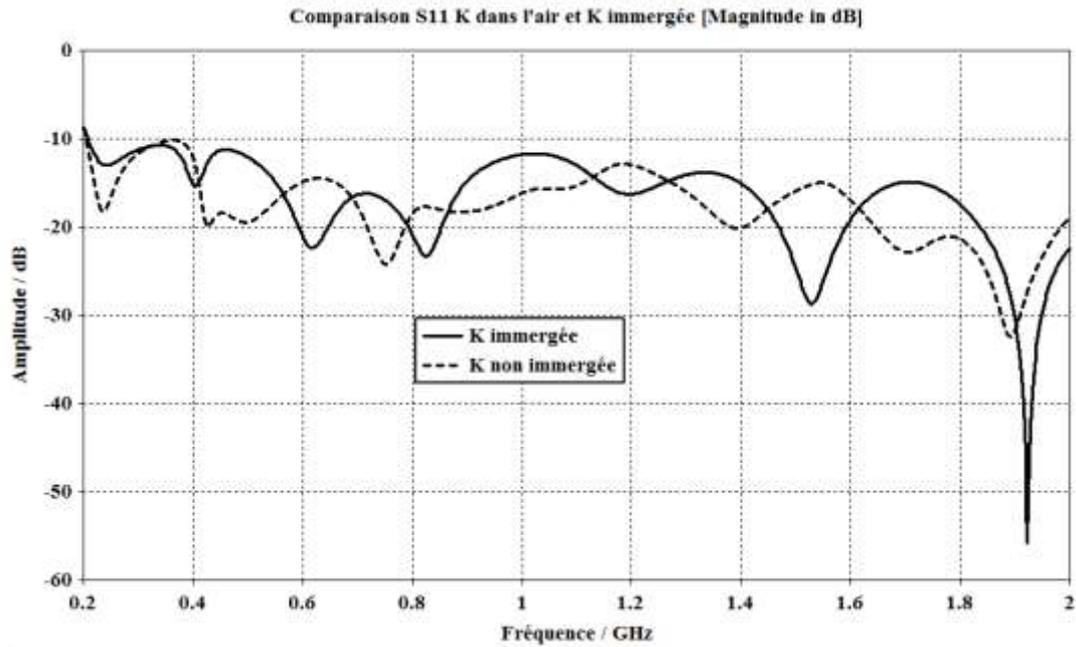


Figure 69 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne K immergée dans un milieu sans pertes de permittivité relative égale à 6 avec l'antenne K optimisée dans l'air.

En plus de l'adaptation des antennes qui sont quasi-identiques, une comparaison de leur gain réalisé est montrée sur la Figure 70 et reste comparable.

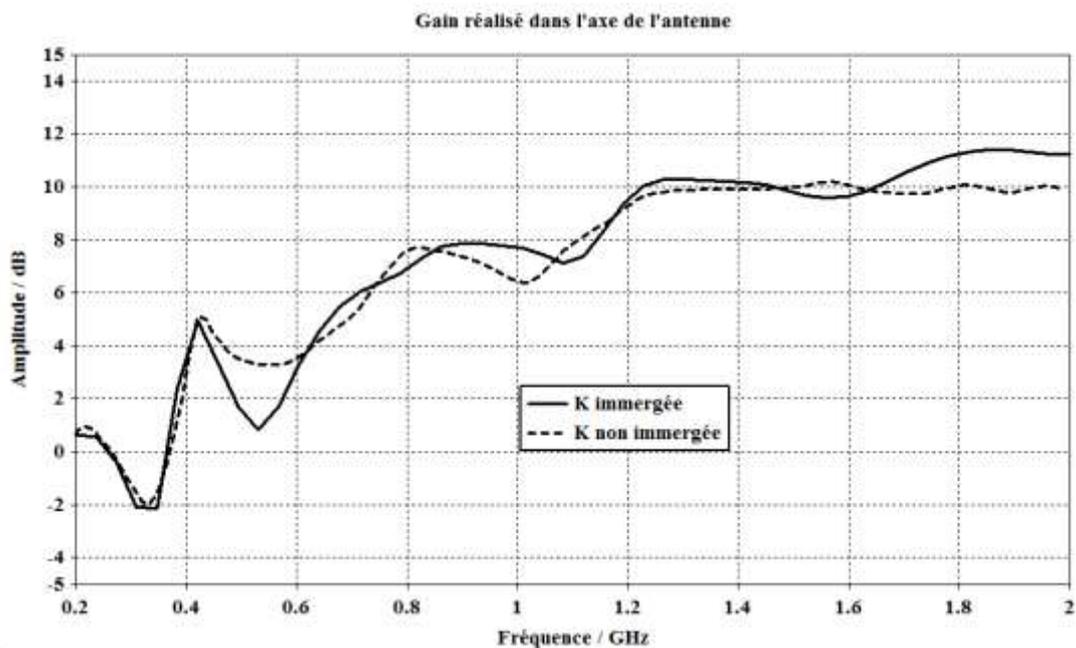


Figure 70 : Gain réalisé dans l'axe de l'antenne K immergée dans un diélectrique et de l'antenne K dans l'air.

IV.2. Comparaison des champs électriques rayonnés par l'antenne K immergée et par l'antenne K dans l'air

Pour l'étude du comportement de l'antenne en présence d'un milieu diélectrique, la configuration reste identique à celle considérée dans les paragraphes précédents et le milieu de propagation, l'air, est remplacé par un milieu diélectrique.

Une représentation comparative de l'évolution du champ électrique dans l'air et dans un milieu diélectrique de permittivité relative de 6 est donnée sur la Figure 71.

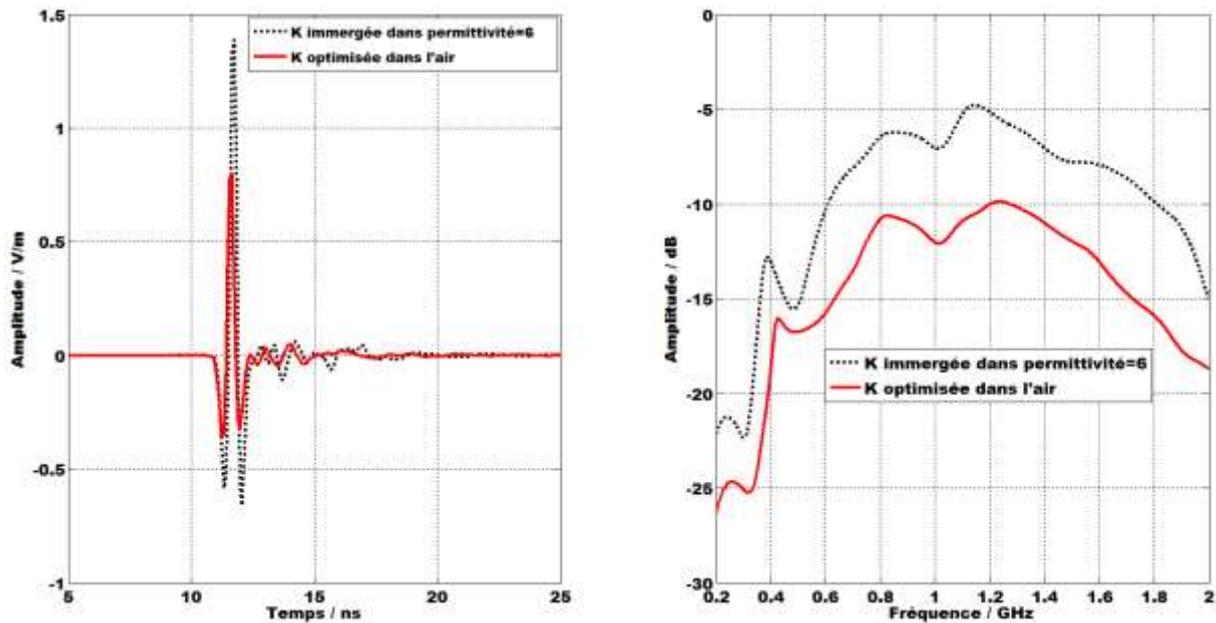


Figure 71 : Evolution du champ électrique à une distance électrique de 1m des antennes K immergée dans un milieu diélectrique et dans l'air.

A la même distance électrique de 2.5m (correspondant à 1m dans le diélectrique), les modules du champ rayonné par les deux antennes qui présentent le même gain ne sont pas identiques. Ceci s'explique par la dépendance du module du champ à la permittivité relative moyenne. En effet, d'après la définition du gain donné par l'équation suivante, le module du champ électrique rayonné à une distance d dans un milieu diélectrique est inversement proportionnel à $(\epsilon_r)^{0.25}$ (voir équation. 91).

équation. 90
$$G(f) = \frac{\Pi(f) d^2}{\frac{P_f(f)}{4\pi}}$$

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Où ;

$\Pi = E^2/\eta$ désigne le vecteur de Poynting, η l'impédance d'onde dans le milieu diélectrique, E le champ électrique dans le milieu.

P_f représente la puissance fournie.

En remplaçant dans l'équation. 90, l'expression du vecteur de Poynting, l'expression du champ électrique est déduite.

équation. 91
$$E(f) = \frac{\sqrt{30P_f(f)G(f)}}{d \varepsilon_r(f)^{0.25}}$$

Par conséquent pour un même gain et la même tension d'alimentation, le module du champ électrique rayonné par l'antenne dans l'air à la même distance électrique est corrigé par un facteur de $(\varepsilon_r)^{0.25}$. Le résultat obtenu est montré sur la Figure 72.

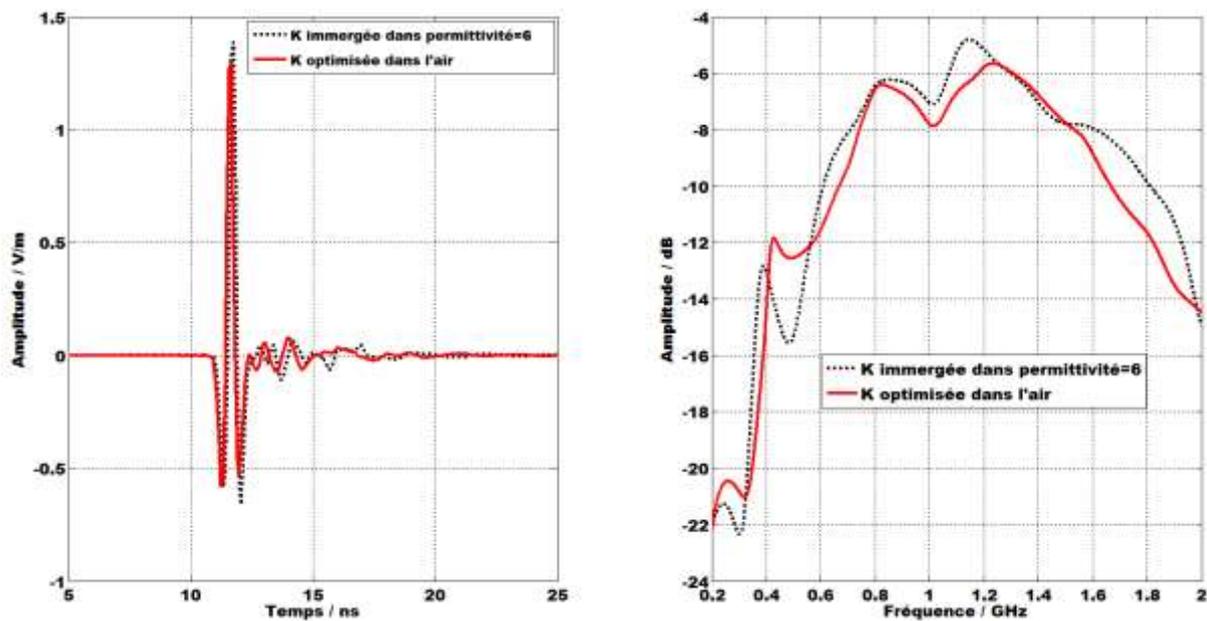


Figure 72 : Correction du module du champ électrique à une distance électrique de 1m des antennes K immergée dans un milieu diélectrique et dans l'air.

Ce résultat en accord avec les performances attendues des deux antennes permet de valider la méthode de conception de l'antenne et de réduction des dimensions de l'antenne globalement par la racine carrée de la permittivité relative moyenne tout en restant dans la même bande fréquentielle d'adaptation.

Conclusion

En résumé, l'insertion de l'antenne K dans un diélectrique a permis de réduire sensiblement ses dimensions (par exemple sa longueur passe de 40cm à 16cm) soit une division de 2.5 tout en conservant son adaptation dans la même bande de fréquence que celle dans l'air et sans en altérer son rayonnement.

IV.3. Choix de la fréquence basse

Le choix de la fréquence basse de travail est fondamental pour une application radar à pénétration de sol. En effet, la fréquence basse de l'antenne permet de définir l'encombrement final de cette dernière et reste un paramètre important pour les profondeurs maximales d'auscultation. Par exemple pour les sols les plus courants dont les caractéristiques électromagnétiques sont données par la suite (sable, argile, sable argileux), l'évolution de l'atténuation obtenue par l'équation ci-dessous est fortement dépendante à la fois à la fréquence et des pertes diélectriques (Figure 73). Ainsi, pour augmenter la profondeur de pénétration des ondes, le rayonnement des basses fréquences est souhaitable.

équation. 92
$$L_{sol} = 8,686d. 2\pi f \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}{2} [(1 + \tan^2 \delta)^{1/2} - 1]}$$

Où

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m représente la perméabilité du vide,

$\mu_r = 1$ correspondant à la perméabilité relative du milieu de propagation,

$\epsilon_0 = (1/36\pi) \times 10^{-9}$ F/m désigne la permittivité du vide,

ϵ_r représente la permittivité relative du milieu à la fréquence f,

$\tan \delta$ correspond à la tangente de pertes.

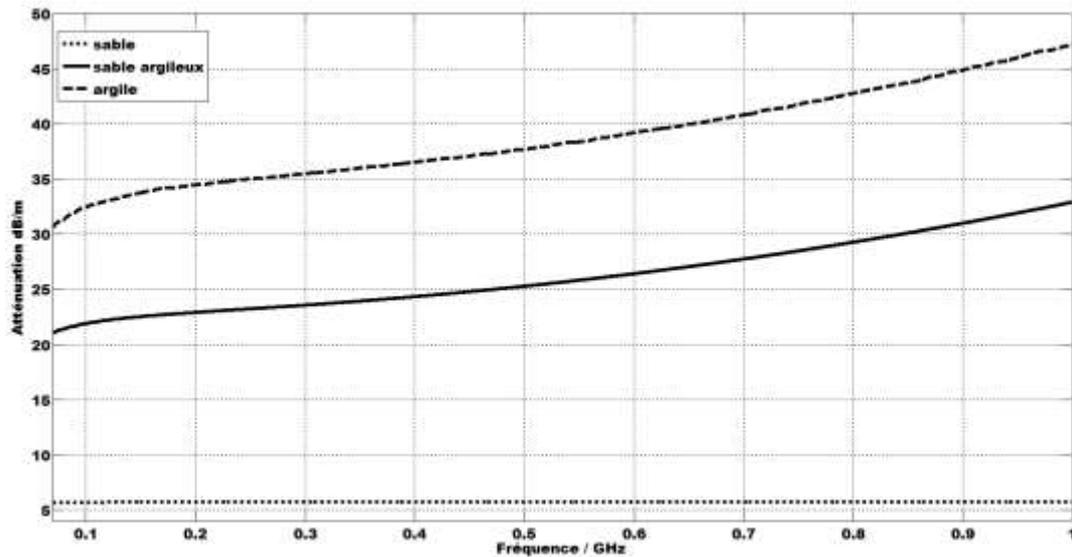


Figure 73 : Atténuation liée aux propriétés diélectriques des sols étudiés dans le chapitre 1.

Pour cette raison, une étude comparative de l'effet des basses fréquences a été réalisée pour 2 antennes K adaptées dans l'air, de bandes d'adaptation respectives [50MHz-500MHz] et [200MHz-2GHz].

L'étude consiste, pour une même puissance fournie aux antennes dans leur bande de fréquence respective, à évaluer le niveau crête et la forme des champs électriques rayonnés par les deux antennes dans l'air puis dans un sable de 5% et de 15% de taux d'humidité. L'étude détaillée est présentée en annexe 2.

Cette étude a montré que plus la bande de fréquence comporte des basses fréquences plus la profondeur de pénétration est importante (Figure 74). Par contre, elle a aussi mis en évidence que plus l'antenne est adaptée en basses fréquences plus ses dimensions sont grandes, d'où un compromis entre dimensions et bande de fréquence d'adaptation.

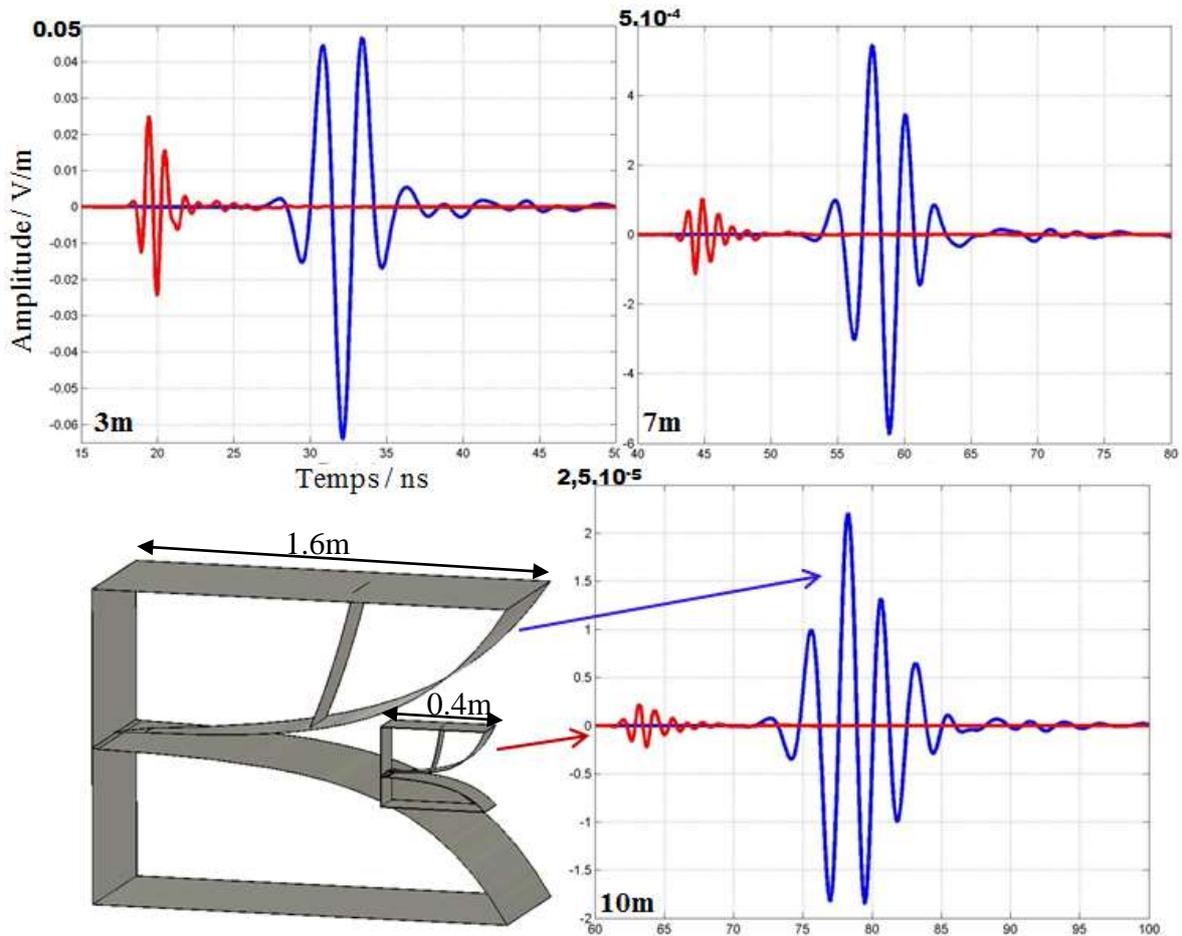


Figure 74 : Comparaison des niveaux du champ électrique sur l'axe par rapport aux distances de propagation dans un sable de 5% de taux d'humidité.

Dans la suite de ce mémoire, la bande de fréquence retenue est la bande [70MHz-1GHz].

IV.4. Choix d'un matériau pour le remplissage de l'antenne

Le choix du matériau pour remplir l'antenne permet essentiellement la réduction des dimensions de l'antenne en conservant la bande fréquentielle d'adaptation fixée. La permittivité diélectrique du matériau remplissant l'antenne ne doit pas cependant présenter de fortes pertes diélectriques qui contribueraient à l'atténuation du signal transmis. Par exemple, lorsque l'antenne K est immergée et adaptée dans un milieu de permittivité égale à 7 sans perte d'une part et avec une conductivité égale à 0.2 S/m d'autre part, le champ rayonné avec cette conductivité dans l'antenne est atténué de plus 90% par rapport au cas sans perte (voir Figure 75).

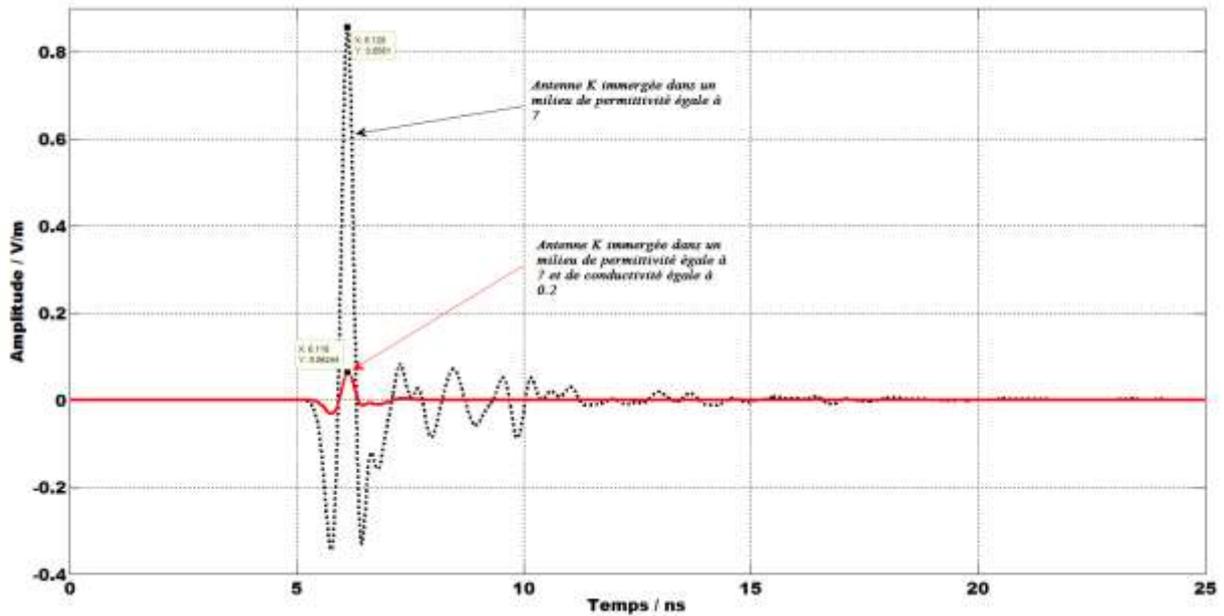


Figure 75 : Illustration de l'effet des pertes diélectriques dans l'antenne sur le champ électrique rayonné à 1m.

Jusque-là, l'antenne était soit dans l'air, soit immergée dans un milieu unique. Il s'agit maintenant de concevoir une antenne remplie de diélectrique et adaptée à un rayonnement dans un milieu représentant un sol de nature choisie.

Pour cela, la méthode de conception utilisée consiste à ajuster l'impédance de sortie de l'antenne à l'impédance d'onde du milieu de propagation. Ainsi pour rendre l'antenne plus 'adaptable' aux milieux auscultés en GPR surfacique (voir Tableau 10), la permittivité choisie est prise proche des permittivités moyennes des sols égale à 7. Ce qui permet de diminuer la différence entre l'impédance en extrémité de l'antenne et l'impédance d'onde du milieu ausculté.

Tableau 10 : Caractéristiques diélectriques des sols courants en GPR surfacique.

Matériau	Conductivité (S/m)	Permittivité relative
Granite sec	10^{-8} - 10^{-6}	5-6
Granite humide	10^{-3} - 10^{-2}	6-7
Sable sec	10^{-7} - 10^{-3}	4-6
Argile sèche	10^{-3} - 10^{-1}	2-6

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

Cependant, après ce choix de la valeur moyenne de la permittivité, la difficulté réside alors à trouver ou à fabriquer le matériau adéquat pour remplir l'antenne. Après d'importantes investigations sur les matériaux commercialisés, une résine polyuréthane a été choisie pour sa tenue mécanique et son aspect liquide avant coulage.

Les caractéristiques diélectriques de trois échantillons de ce matériau fournies par un des partenaires du projet NeTTUN (société IDS-Pise) sont consignées sur la Figure 76. Ces mesures traduisent de faibles pertes (tangente de perte comprise entre 0.1et 0.03 pour la valeur moyenne). Il est important de noter la faible variation de la permittivité dans la bande de travail. Cette résine supporte des températures allant de -50 à +130°C et présente une résistivité de $5.10^{13} \Omega.cm$ (données catalogue du vendeur). Son aspect souple après séchage laisse penser à une bonne tenue mécanique dans le contexte d'utilisation de l'antenne.

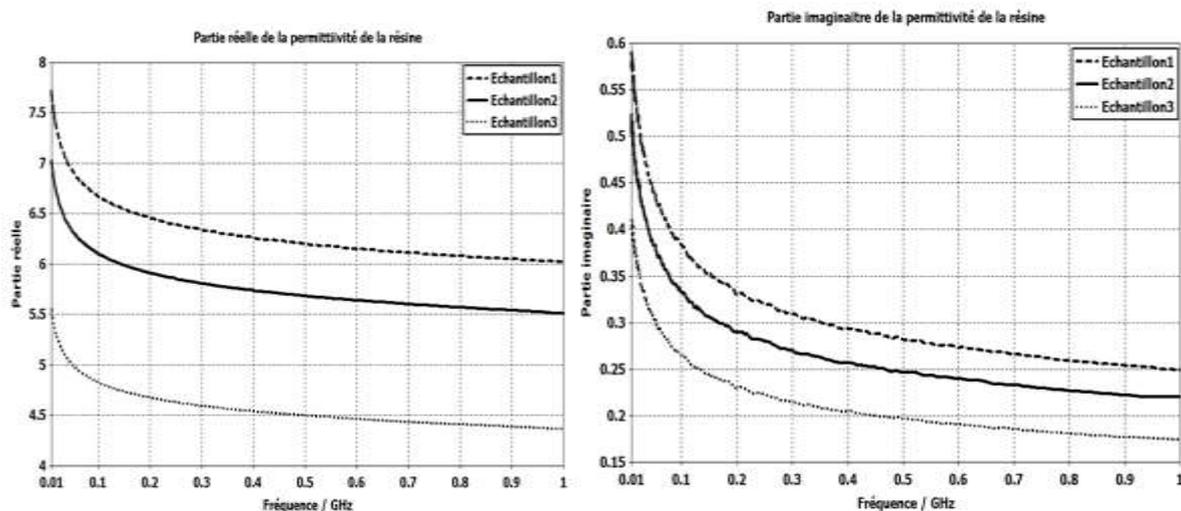


Figure 76 : Caractéristiques diélectriques de la résine polyuréthane, mesurées par IDS sur des échantillons de $2.5mm \times 10mm$ de dimensions.

Pour la conception de l'antenne, les caractéristiques de l'échantillon 2 ont été utilisées pour modéliser la résine car c'est la valeur la plus proche de celle donnée par le fabricant.

IV.5. Insertion de l'antenne K dans un cornet : Antenne Khorn

IV.5.1. Rôle de la cavité métallique

Dans la plupart des systèmes géoradar compacts commercialisés fonctionnant en bistatique, les antennes sont blindées. D'une part, ceci permet de limiter le couplage entre

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

antennes émission/réception et d'autre part cela minimise les interférences avec les systèmes rayonnants tels que les antennes GSM pour les GPR surfaciques.

Dans le cadre de ce travail, l'insertion de l'antenne dans une cavité permet, d'une part l'intégration plus facile de l'antenne dans la tête de coupe du tunnelier, et d'autre part la possibilité de remplir de diélectrique tout en limitant les interférences entre antenne et environnement métallique.

IV.5.2. Etapes de conception de l'antenne Khorn

La conception de l'antenne dite Khorn suit les étapes suivantes ; dans un premier temps l'antenne est dimensionnée dans l'air pour une bande d'adaptation [70MHz-1GHz], puis elle est redimensionnée dans le matériau choisi (K immergée) pour une adaptation dans la même bande fréquentielle et finalement elle est insérée dans une cavité métallique dont la forme et la taille sont optimisées.

IV.5.3. Dimensionnement de l'antenne K dans l'air

L'antenne K est dimensionnée comme indiqué dans le paragraphe II.1 dans la bande de fréquence [70MHz-1GHz]. Pour cette bande de fréquence, les dimensions obtenues de l'antenne sont 114cm×86cm×43cm respectivement en longueur (L), hauteur (H) et largeur (W). Ces dimensions conduisent à une adaptation de l'antenne dans l'air avec un coefficient S_{11} inférieur à -10dB dans la bande de fréquence choisie.

IV.5.4. Dimensionnement dans la résine polyuréthane de l'antenne K

L'immersion de l'antenne K dans une résine à pertes nécessite un redimensionnement. La méthode utilisée est identique à celle expliquée au paragraphe IV.1. Les dimensions sont divisées par la racine carrée de la permittivité relative moyenne de la résine polyuréthane à l'exception de la transition coaxiale d'alimentation/ jonction micro-ruban qui demande une attention particulière. L'optimisation de cette transition ne découle pas simplement d'un rapport de $\sqrt{\epsilon_r}$ sur les dimensions dans l'air. Pour un coefficient de réflexion inférieur à -10dB dans la bande [70MHz-1GHz], les dimensions obtenues sont 47cm×35cm×17.5cm respectivement en longueur (L), hauteur (H) et largeur (W) de l'antenne.

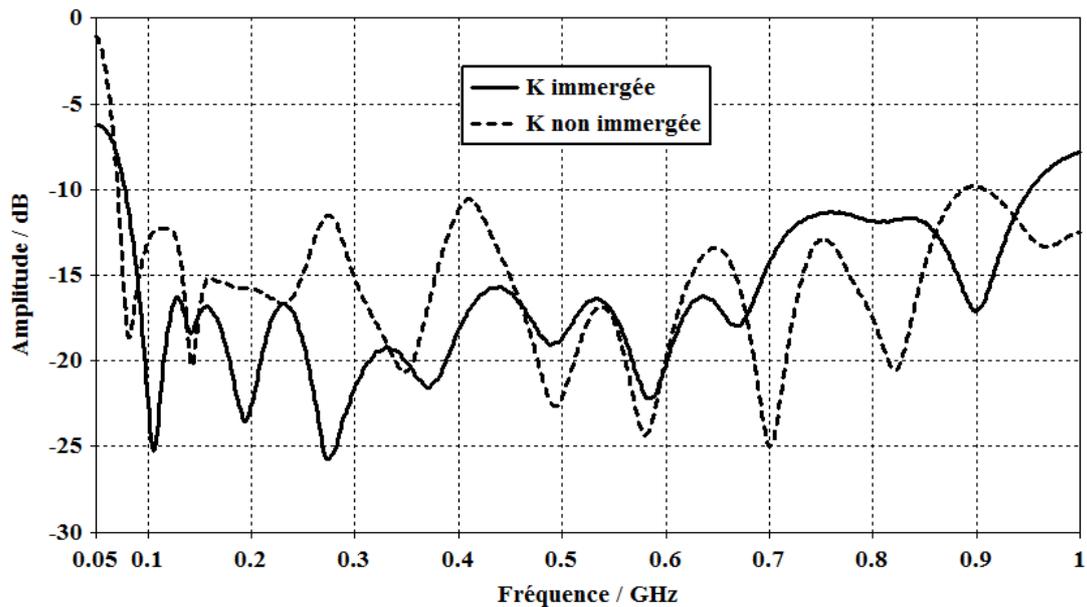


Figure 77 : Coefficient de réflexion des antennes K immergées dans la résine et dans l'air.

D'après les résultats montrés sur la Figure 77, l'antenne K immergée est adaptée dans la bande [70MHz-1GHz]. Cette adaptation dans la bande fréquentielle permet une réduction de 2.5 des dimensions de l'antenne dans l'air.

IV.5.5. Insertion de l'antenne K réduite dans un cornet

Après cette phase de réduction des dimensions de l'antenne par insertion d'un diélectrique, une étude de l'insertion de l'antenne dans un cornet dont l'encombrement est compatible avec un emplacement sur la tête de coupe du tunnelier dédié et de dimensions fixées à 45cm×35cm×55cm est réalisée. Après une phase d'optimisation, la forme du cornet est pyramidale et l'antenne est insérée au centre de ce cornet (voir Figure 78). Le nom donné à cette nouvelle antenne qui est l'association d'une antenne K et d'un cornet est KHORN. Les différentes étapes de conception de l'antenne Khorn sont détaillées dans le chapitre 3.

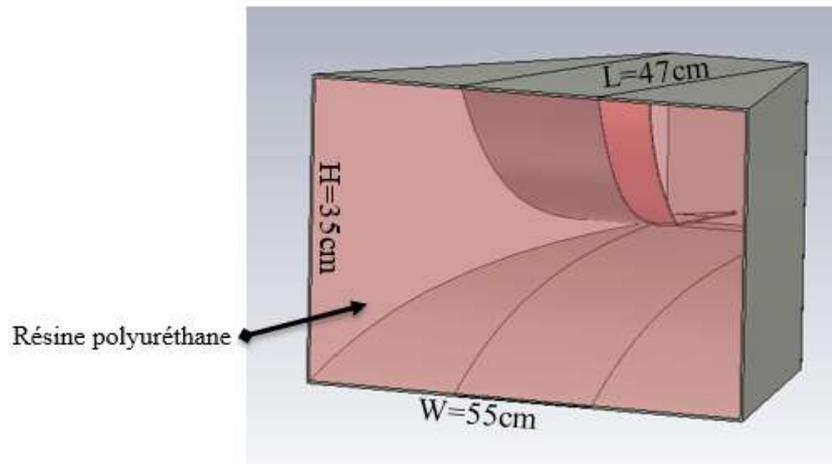


Figure 78 : Antenne Khorn dimensionnée pour être remplie de résine polyuréthane.

L'introduction de l'antenne K dans la cavité cornet a dégradé son coefficient d'adaptation en basses fréquences provoquant ainsi une réduction d'environ 50MHz sur la bande passante de l'antenne (voir la Figure 79).

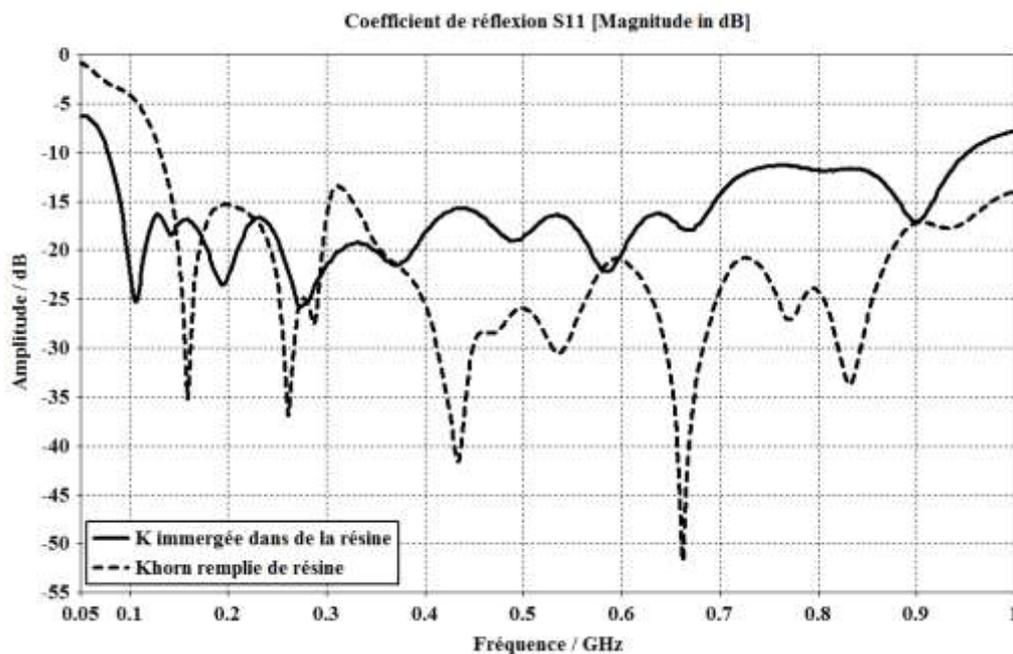


Figure 79 : Coefficient de réflexion des antennes K immergée dans de la résine et de la Khorn remplie de résine.

Cette dégradation du coefficient d'adaptation se note sur le spectre du champ électrique rayonné à travers une légère différence en basses fréquences comme l'illustre la Figure 80 (par exemple à 70MHz une différence de 4dB est observée).

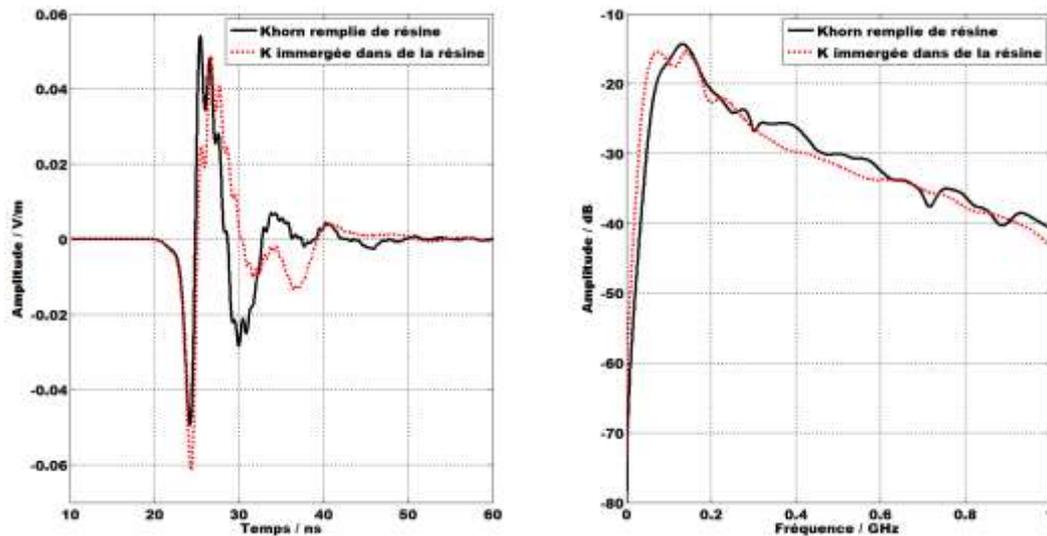


Figure 80 : Champ électrique rayonné à 2m des antennes K et Khorn.

Par ailleurs, bien que les deux antennes ne présentent pas la même bande d'adaptation, l'amplitude crête à crête de leurs champs électriques rayonnés reste tout de même comparable. Il est aussi à remarquer que le signal rayonné par l'antenne Khorn présente peu d'oscillations.

Afin d'évaluer l'optimisation de l'antenne Khorn par rapport au milieu diélectrique, une comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne Khorn face à l'air et face à du sable est analysée. Le résultat obtenu est montré sur la figure ci-dessous.

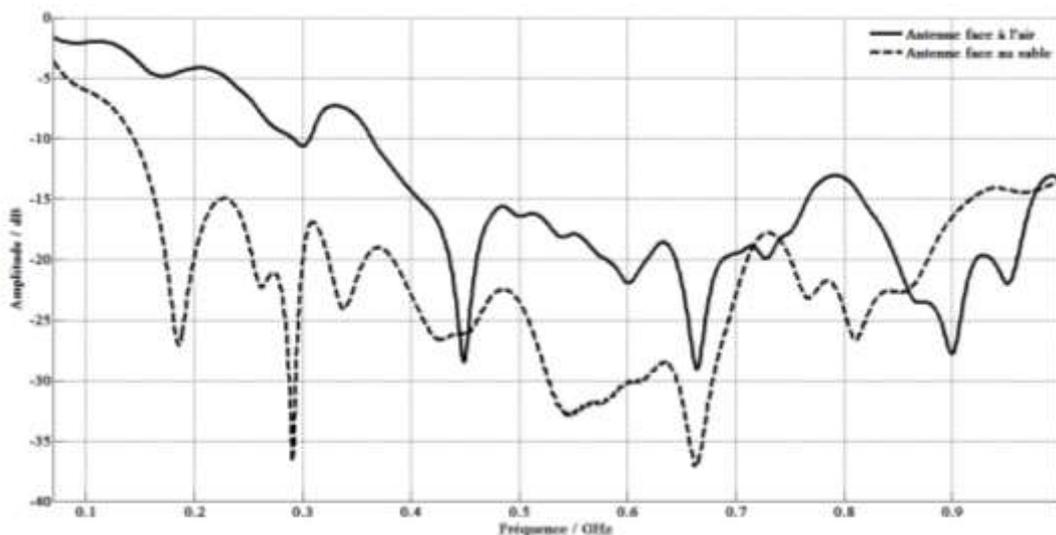


Figure 81 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn remplie de résine polyuréthane.

Ce résultat du coefficient de réflexion montre que l'antenne Khorn est bien optimisée pour rayonner face à un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 7. Une étude plus

Chapitre 2 : Conception de l'antenne élémentaire pour un GPR fonctionnant dans un milieu complexe.

détaillée est montrée en annexe 1 pour illustrer l'adaptation de l'antenne Khorn en fonction du milieu auquel elle fait face.

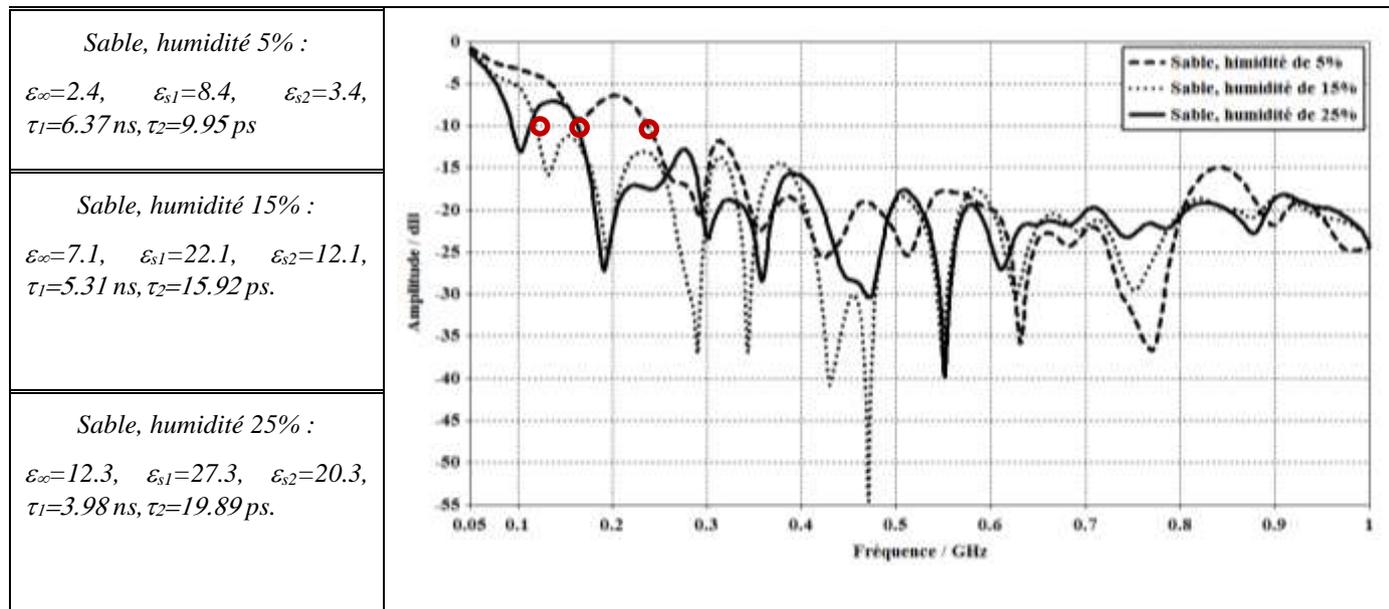


Figure 82 : Influence de la permittivité du sol obtenue avec un modèle de Debye sur le coefficient de réflexion de l'antenne Khorn.

Selon le type de sol, les coefficients de réflexions sont différents surtout en basses fréquences. Par contre, plus la permittivité du sol est proche de la permittivité relative de la résine ($\epsilon_r = 7$) meilleure est l'adaptation.

Après cette phase d'étude de l'adaptation de l'antenne Khorn et de son optimisation face à un milieu de permittivité relative moyenne de 7, une étude de l'impact de l'intégration de l'antenne sur la tête de coupe du tunnelier est réalisée dans le chapitre 3.

Un aperçu de la localisation envisagée de l'antenne sur la tête de coupe du tunnelier est montré sur la Figure 83. Cette intégration introduit d'autres contraintes sur l'adaptation et le rayonnement de l'antenne. Ces contraintes seront présentées et leurs impacts sur le fonctionnement de l'antenne Khorn sont étudiés dans le troisième chapitre.

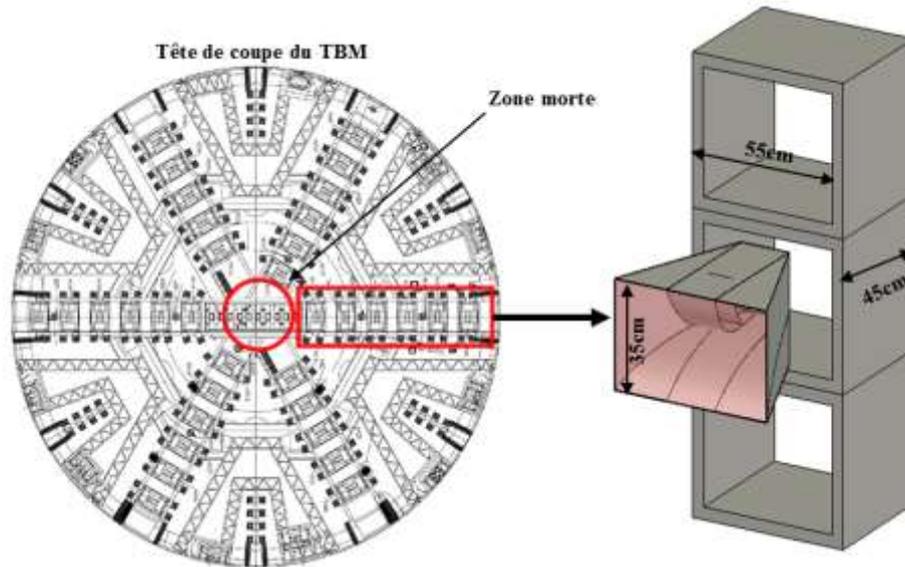


Figure 83 : Dimensions et localisation de l'emplacement de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du TBM.

L'exemple de positionnement de l'antenne Khorn de la Figure 83 montre que le système antennaire sera disposé sur un rayon de la tête de coupe du tunnelier et prendra la place d'un certain nombre d'outils de coupe.

V. Conclusion

Les différentes étapes de conception de l'antenne élémentaire destinée au projet NeTTUN ont été présentées dans ce chapitre. Après une étude consacrée à la bibliographie des antennes pour les systèmes géoradars, deux antennes ont été choisies. L'étude comparative de l'antenne K et de l'antenne cornet ridgé a conduit au choix final de la géométrie de l'antenne K. Ses plus faibles dimensions par rapport à l'antenne cornet ridgé et l'influence moindre du milieu qui lui fait face sur les performances en rayonnement lui confère un atout pour l'application visée.

La modélisation de l'antenne K dans son contexte a permis de concevoir une géométrie innovante d'antenne qui s'adapte au milieu prospecté : l'antenne KHORN.

Pour diminuer les dimensions de l'antenne tout en rayonnant en basses fréquences, la technique de l'insertion d'un matériau diélectrique a été utilisée. L'immersion de l'antenne dans un diélectrique a permis de réduire ses dimensions d'un rapport égal à la racine carrée de la permittivité relative tout en gardant la même bande d'adaptation que celle de l'antenne adaptée dans l'air. De plus, avec ce diélectrique, l'antenne peut être adaptée face à un milieu autre que l'air ce qui lui confère un grand intérêt pour une application de radar à pénétration de sol.

Dans le chapitre 3, une étude de l'impact de l'intégration de l'antenne sur la tête de coupe du tunnelier est réalisée. Ensuite, les performances du prototype réalisé de l'antenne Khorn seront présentées. Des mesures dans un sol seront effectuées afin d'évaluer l'adaptation de l'antenne. Pour valider le prototype de l'antenne, des mesures d'adaptation dans l'air seront comparées aux valeurs théoriques. Une étude sera aussi menée sur les taches de rayonnement ('footprint' en anglais) qui permettent d'estimer la zone éclairée par le radar GPR. Ce chapitre fera aussi l'objet d'une étude de la portée du radar à pénétration de sol en utilisant les milieux modélisés dans le premier chapitre et les caractéristiques de l'antenne conçue.

Chapitre 3 : Performances du système rayonnant dans son contexte d'utilisation.

I Introduction

Les performances du géoradar (radar GPR) dépendent en grande partie du milieu sondé. Parfois le Radar devient inefficace dans des matériaux absorbant l'énergie, comme l'argile humide. Cette limite physique est souvent difficilement contournable dans bien des systèmes radars GPR actuels. Cependant, beaucoup d'efforts de développement visant à améliorer la sensibilité du système d'ensemble (source, antenne) peuvent aboutir à une augmentation des performances dans plusieurs circonstances et permettre d'obtenir de meilleurs résultats.

Dans ce chapitre, une évaluation des performances du radar GPR modélisé dans son contexte d'utilisation est réalisée. Dans le chapitre précédent, le choix et la modélisation de l'antenne élémentaire du système radar GPR ont été présentés. Les différentes contraintes auxquelles l'antenne élémentaire est exposée seront particulièrement abordées dans cette partie du mémoire. Il s'agit principalement de l'étude de son intégration dans la tête de coupe du tunnelier, l'impact de cette dernière sur les performances de l'antenne à savoir son adaptation et son rayonnement. Ensuite, les premiers résultats expérimentaux obtenus sont comparés à ceux théoriques.

Par ailleurs, pour mieux rendre compte des performances du système rayonnant dans son contexte d'utilisation, des scénarii auxquels le tunnelier peut être confronté sont testés. Ces premières approches doivent permettre l'aboutissement à une quantification des profondeurs d'investigation et à une estimation du nombre d'antennes nécessaire sur la tête de coupe pour couvrir une zone suffisante. Cela se fait par la détermination des taches de rayonnement de l'antenne en profondeur mais aussi par l'estimation de la portée du radar GPR en fonction des scénarii envisagés dont un cas sera plus précisément étudié.

II Les performances théoriques de l'antenne élémentaire dans son contexte.

La caractérisation d'une antenne consiste à déterminer le plus souvent son coefficient d'adaptation ou de réflexion (S_{11}), son diagramme de rayonnement, son gain, sa fonction de transfert, la forme du signal émis. L'évaluation des performances de l'antenne élémentaire est réalisée dans son contexte d'utilisation. L'intégration de l'antenne dans une cavité de la tête de coupe du tunnelier étant un facteur limitant ses performances, une étude visant à améliorer son adaptation et le rayonnement dans ce contexte est réalisée.

II.1 Insertion de l'antenne K dans sa cavité

La première étape a consisté à adapter une antenne K immergée dans un diélectrique de permittivité égale à 7 en suivant la démarche décrite au paragraphe IV.1 du chapitre II. L'introduction de l'antenne K adaptée à un milieu diélectrique de permittivité relative égale à 7 dans la tête de coupe du tunnelier est réalisée via une cavité de dimensions $55\text{cm} \times 45\text{cm} \times 35\text{cm}$ (données fournies par NFM constructeur du tunnelier). Deux formes de cavités ont été associées à l'antenne K, une forme rectangulaire et une forme pyramidale.

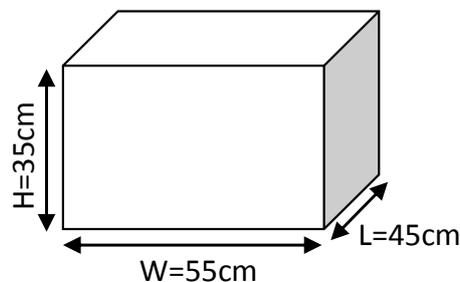


Figure 84 : Emplacement de l'antenne K dans la tête de coupe du tunnelier.

Les deux antennes résultant de cette association sont présentées sur la figure suivante. Les cavités sont remplies d'un matériau diélectrique homogène de permittivité relative égale à 7 sans pertes.

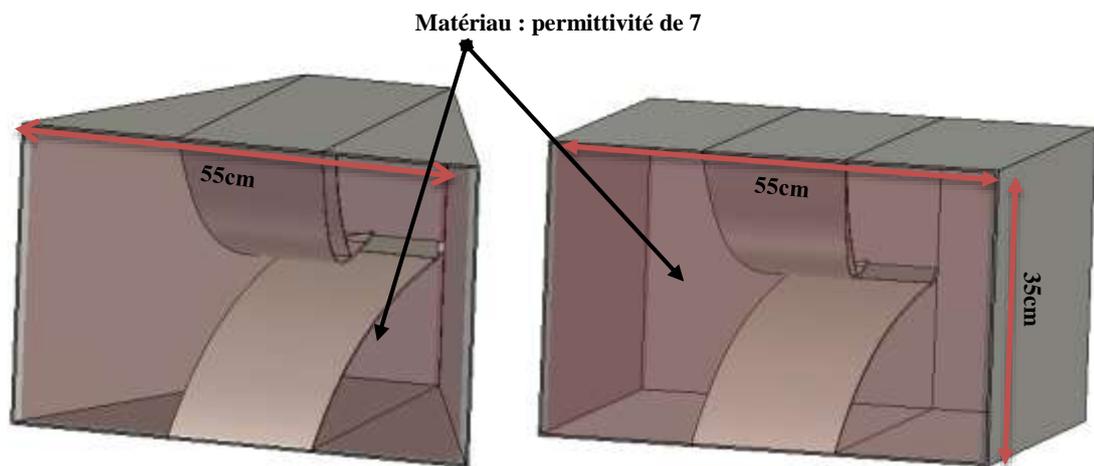


Figure 85 : Antenne K associée à la forme des cavités remplies de diélectrique.

Une première évaluation du coefficient de réflexion des deux antennes face à un milieu diélectrique homogène de permittivité relative égale à 7 sans pertes est analysée. Les coefficients de réflexion obtenus sont montrés sur la Figure 86.

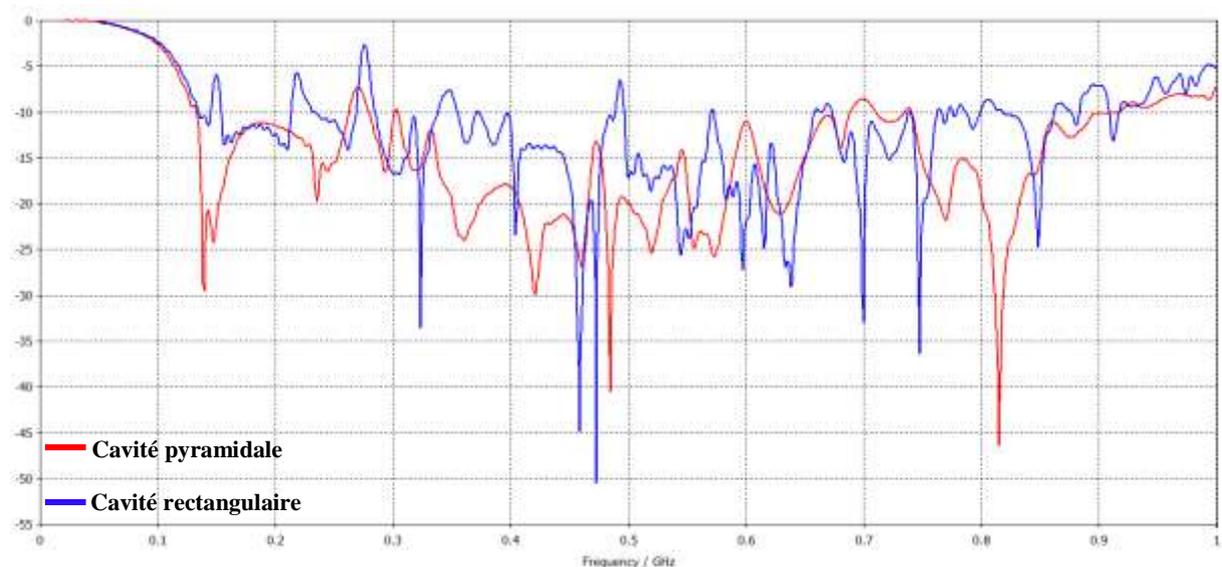


Figure 86 : Coefficient de réflexion de l'antenne K associée à la forme des cavités.

Outre les importantes oscillations observées sur le coefficient d'adaptation causées par les parois métalliques, les deux antennes ont quasiment le même comportement bien qu'une légère différence soit notée en basses fréquences en faveur de la forme pyramidale.

L'évolution du champ rayonné dans l'axe à 1m de l'ouverture des antennes est montrée sur la Figure 87.

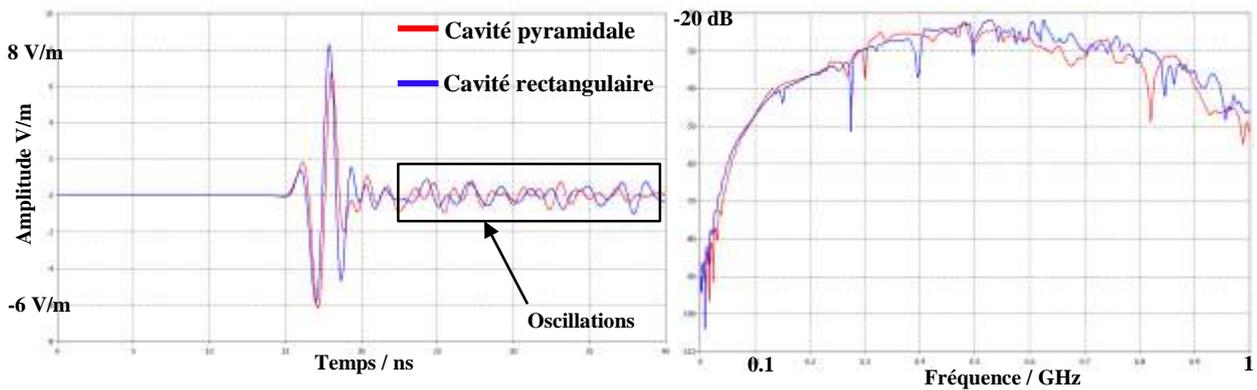


Figure 87 : Champ électrique rayonné à 1m de l'ouverture des antennes K.

Là aussi de nombreuses oscillations sont notées sur les signaux rayonnés et ce sur une longue durée (environ 20 ns).

Pour diminuer les rebonds dans la cavité, des ferrites absorbantes sont introduites sur les parois latérales de la cavité (voir Figure 89). Les caractéristiques magnétiques des ferrites sont données sur la Figure 88.

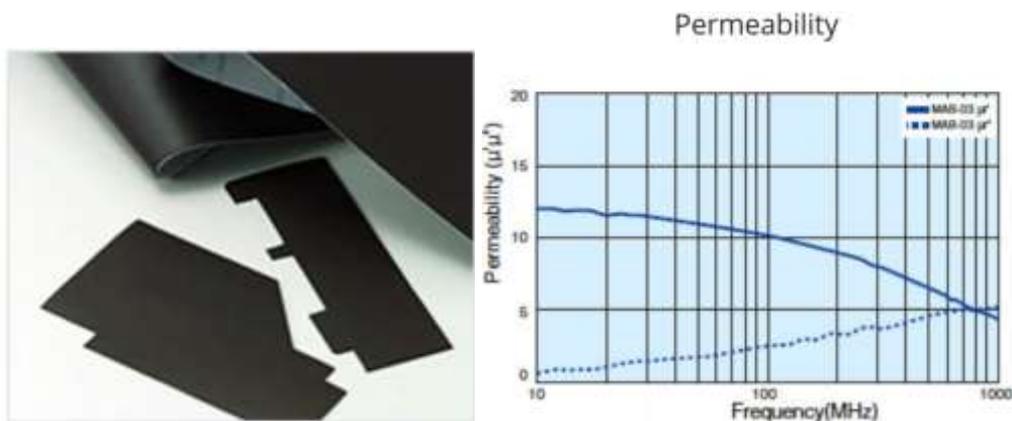


Figure 88 : Forme et caractéristiques magnétiques des ferrites dont la permittivité relative est égale à 7.

Les ferrites absorbantes ont pour rôle de rendre le champ électrique évanescent localement, par conséquent les rebonds sur les parois sont fortement atténués.

Le coefficient d'adaptation après l'introduction des ferrites est montré sur la Figure 90. Une nette amélioration des coefficients d'adaptation et du champ électrique rayonné est notée.

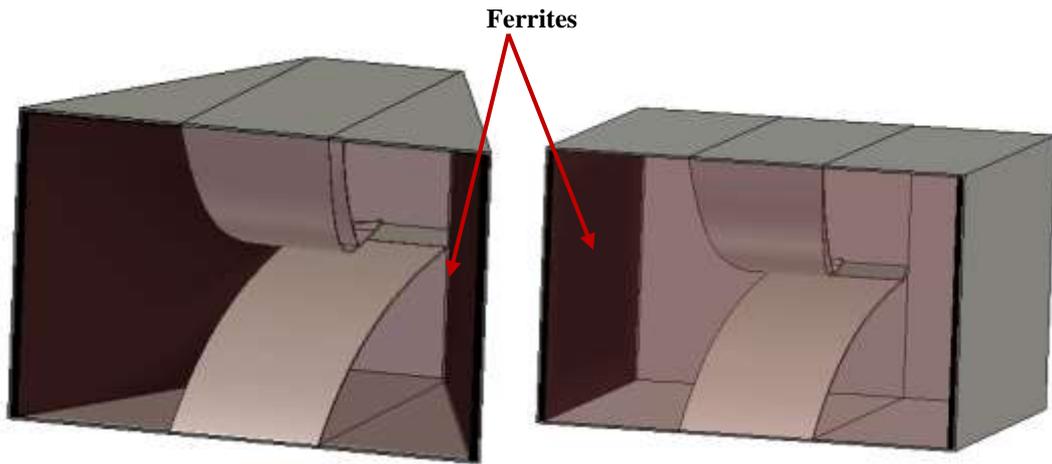


Figure 89 : Antenne K dans la cavité remplie de milieu homogène (permittivité=7) avec des ferrites collées aux parois latérales.

Ici aussi, la forme pyramidale de la cavité présente une meilleure adaptation dans la bande fréquentielle d'étude même si globalement les deux antennes restent adaptées.

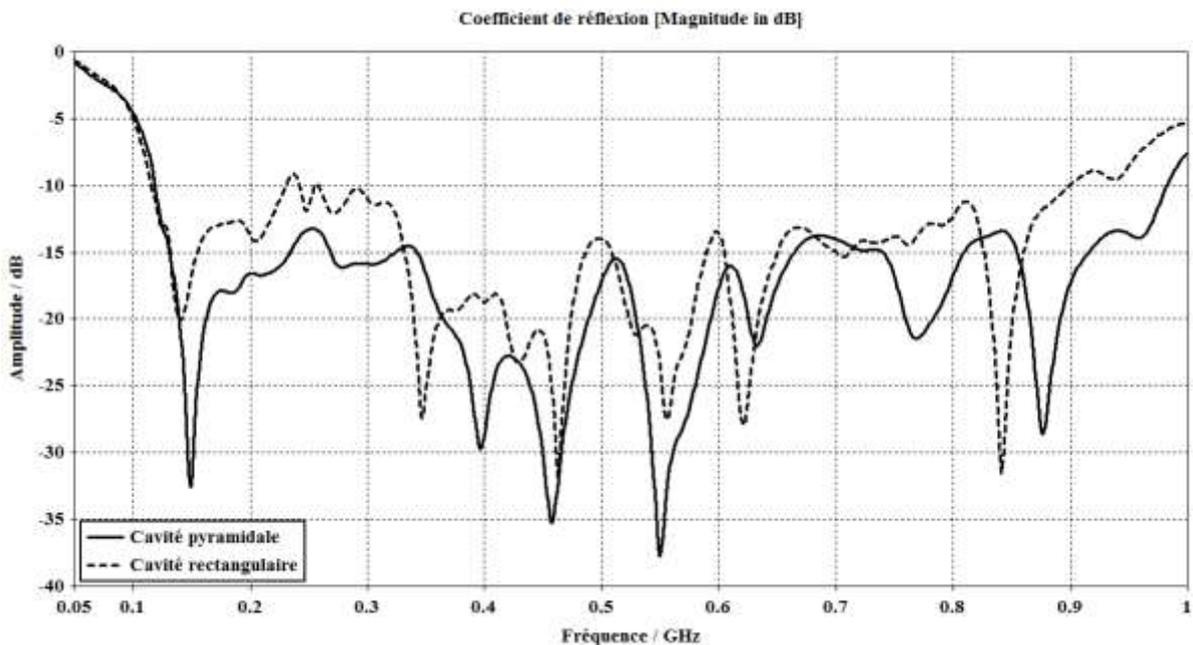


Figure 90 : Coefficients de réflexion de l'antenne K associée aux cavités avec des ferrites.

Les deux géométries d'antennes donnent quasiment les mêmes performances en termes d'adaptation. Par contre, en termes de dimensions, la cavité à ouverture rectangulaire présente un volume presque 2 fois plus important, par conséquent un volume de matériau de remplissage plus conséquent. Ainsi le choix de la forme pyramidale a été motivé par la légère amélioration

de l'adaptation mais surtout par le plus faible volume de remplissage comparé à la forme rectangulaire.

II.2 Influence du matériau de remplissage utilisé dans l'antenne Khorn

L'association de la cavité pyramidale et de l'antenne K donne une nouvelle antenne dont le nom est Khorn pour laquelle le matériau de remplissage est associé à l'utilisation de ferrites décrites précédemment.

Le choix du matériau à insérer dans l'antenne Khorn doit répondre à des critères de résistance mécanique et de facilité d'insertion dans l'antenne. Un matériau solide sera difficile à introduire dans l'antenne car il faudra le sculpter en évitant toute discontinuité ce qui peut s'avérer complexe au vu du volume de 80L et de la forme interne de l'antenne. Le diélectrique le plus adéquat est un matériau liquide permettant un remplissage complet et qui se solidifie après coulage/séchage pour éviter tout problème d'étanchéité.

Un des matériaux répondant à ces critères physiques avec de faibles pertes est la résine polyuréthane composée de polyol et d'isocyanate.

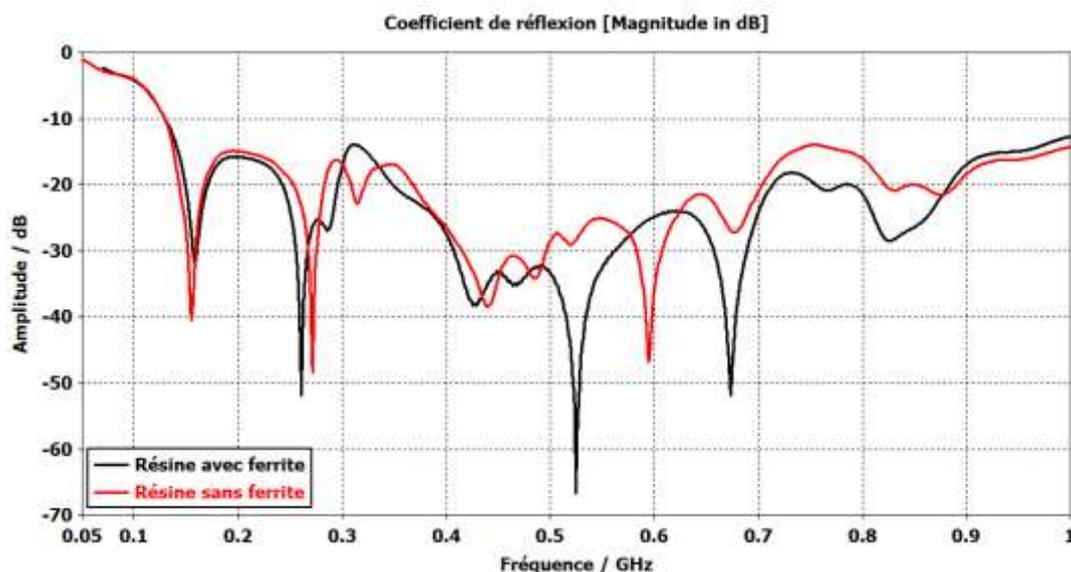


Figure 91 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn face à un milieu diélectrique homogène de permittivité relative égale à 7 ; illustration de l'effet des ferrites.

L'antenne Khorn est remplie de cette résine dont les caractéristiques dans la bande d'adaptation sont obtenues par des mesures expérimentales (c.f. Chapitre 2, paragraphe IV.4),

(la permittivité diélectrique relative de cette résine est donnée sur catalogue égale à 100Hz et la tangente de perte est évaluée à 6.10^{-2} à 100Hz). Le coefficient d'adaptation obtenu est montré sur la Figure 91.

L'influence de la présence des plaques en ferrite est analysée dans le cas où l'antenne est remplie de résine.

Les coefficients d'adaptation ne font pas apparaître de différences notables selon que les ferrites sont placées ou non sur les parois verticales. L'apport des ferrites est ici négligeable.

Une comparaison des champs rayonnés obtenus avec l'antenne Khorn remplie de matériau diélectrique théorique de permittivité constante égale à 7 (cas1) et avec l'antenne Khorn remplie de la résine choisie (cas2) est analysée. Pour ces deux configurations, les signaux temporels des champs rayonnés à 2m de l'antenne sont montrés sur la Figure 92.

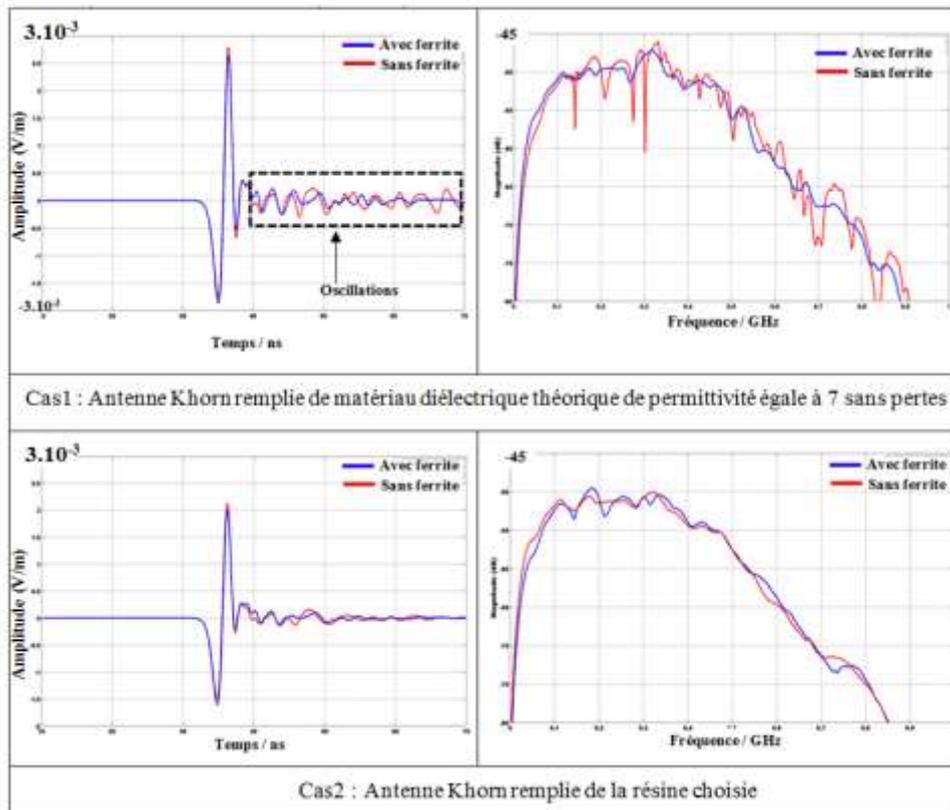


Figure 92 : Champ électrique rayonné à 2m de l'ouverture de l'antenne Khorn.

Cas1 :

-Le signal rayonné à 2 m présente des oscillations. L'utilisation de ferrites permet de diminuer leur durée et leur niveau.

-Le spectre du signal rayonné présente également des oscillations, là encore l'utilisation des ferrites permet d'observer leur diminution.

-L'utilisation de ferrite n'altère ni le niveau crête du signal rayonné, ni la durée du signal rayonné.

Cas2 :

-Le signal rayonné à 2 m présente moins d'oscillations que dans le cas précédent. L'utilisation de ferrites ne permet pas de diminuer leur durée et leur niveau de manière importante.

-Le spectre du signal rayonné présente également moins d'oscillations, l'introduction des ferrites permet tout de même de lisser le spectre.

-L'utilisation de ferrite n'altère ni le niveau crête du signal rayonné, ni l'amplitude du champ rayonné en fonction de la fréquence. Le niveau de rayonnement est plus faible que pour le cas 1.

Conclusions :

Les observations menées sur ces deux cas permettent de conclure que l'utilisation des ferrites dans le cas du remplissage de l'antenne Khorn par de la résine polyuréthane est facultative.

Néanmoins, la résine introduit des pertes entraînant une diminution du niveau crête-à-crête rayonné de l'ordre de 20% à 2m.

II.3 Etapes d'intégration de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du tunnelier

L'intégration de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du tunnelier est réalisée en tenant compte des contraintes mécanique et vibratoire auxquelles le radar GPR sera exposé. Dans ce paragraphe les différentes étapes de cette intégration sont détaillées.

II.3.1 Introduction d'un recul de l'antenne Khorn

La disposition de l'antenne Khorn dans la tête de coupe du tunnelier demande un certain recul de cette dernière pour éviter tout contact direct avec les roches et autres matériaux susceptibles de l'endommager. L'antenne se retrouve donc terminée par une cavité métallique rectangulaire dont la largeur et la hauteur sont respectivement égale à 55cm et 35cm (voir Figure 93). L'influence de la longueur de cette cavité sur l'adaptation et sur le champ électrique rayonné dans l'axe a été étudiée.

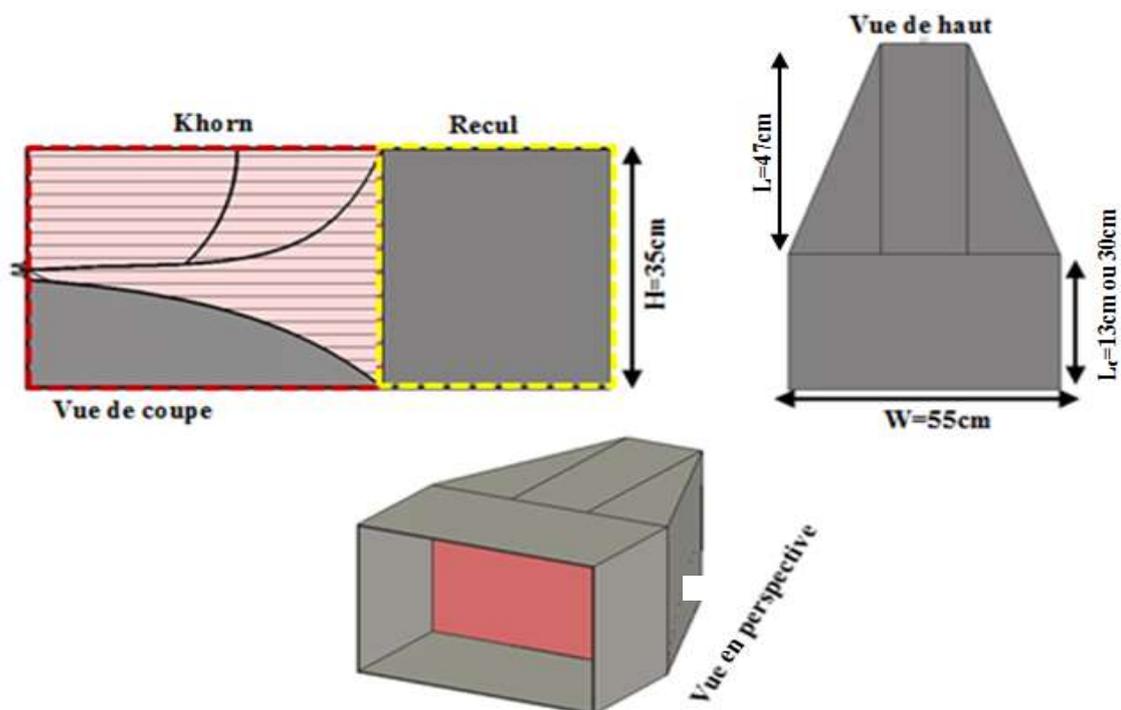


Figure 93 : Introduction du recul de l'antenne Khorn.

Deux dimensions proposées par NFM ont été considérées, 13cm et 30cm. L'antenne est face à un milieu diélectrique homogène de permittivité égale à 7 sans pertes, le recul est rempli du même milieu. Les résultats obtenus avec ces dimensions sont montrés sur la Figure 94.

La comparaison des coefficients de réflexion montre que le recul introduit une désadaptation en basses fréquences et par conséquent une diminution de la bande fréquentielle d'adaptation d'environ 25MHz.

Le champ rayonné transitoire montre quant à lui une faible influence de la profondeur du recul. Le spectre du signal d'excitation est tel, qu'appliqué à l'entrée de l'antenne Khorn, l'écart d'adaptation n'induit pas de nettes différences sur le champ électrique transitoire rayonné. Une légère différence environ égale à 2dB à partir de 400MHz est notée sur le spectre des champs rayonnés.

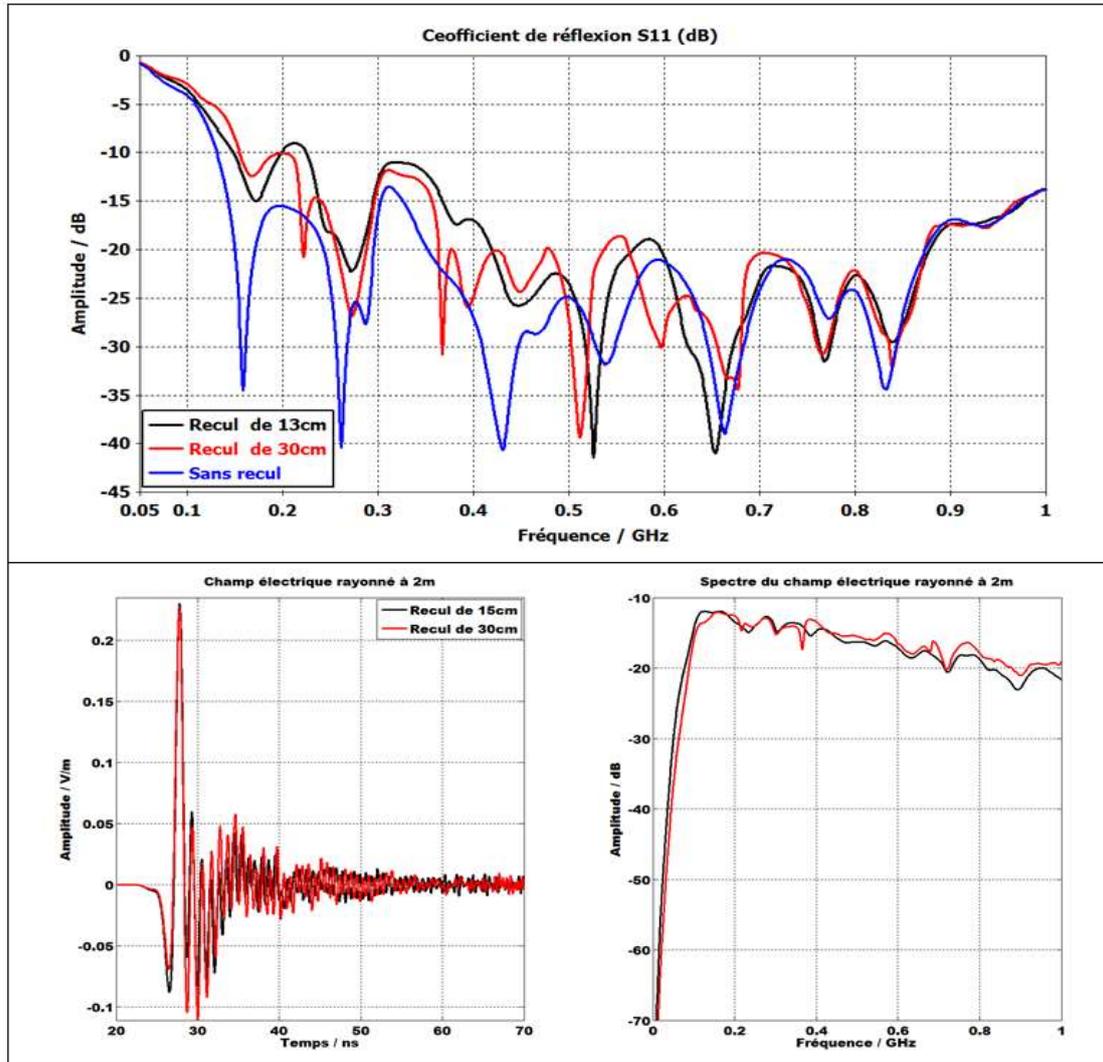


Figure 94 : Effet de la longueur du recul sur le fonctionnement de l'antenne Khorn.

En conclusion, le fonctionnement de l'antenne Khorn est peu sensible à la variation de la profondeur du recul (entre 13cm et 30cm) excepté en basses fréquences. Pour l'intégration de l'antenne Khorn sur la tête de coupe du tunnelier, la longueur du recul de l'antenne a été choisie égale à 13cm.

II.3.2 L'antenne Khorn dans la tête du tunnelier et son environnement

Pour l'intégration de l'antenne Khorn dans la tête de coupe du TBM, une plaque protectrice d'épaisseur 3cm est utilisée et insérée dans la cavité rectangulaire de longueur 13cm. Les dimensions des différentes parties sont montrées sur la Figure 95.

Une modélisation de l'ensemble des éléments face à un sol à pertes est réalisée. Pour rendre compte de la présence d'un matériau fortement compacté face au tunnelier (issu du mélange de mousse injectée et du sol face au tunnelier), la cavité est remplie d'un milieu dont la permittivité relative est égale à 10 et de conductivité égale à 0.1 S/m. Le sol face au tunnelier est du sable dont la permittivité relative est égale à 7.58 présentant un faible taux d'humidité. La plaque diélectrique protectrice est de permittivité relative égale à 4.8. L'influence de cet ensemble sur la qualité de l'adaptation de l'antenne et donc du rayonnement est analysée dans la suite.

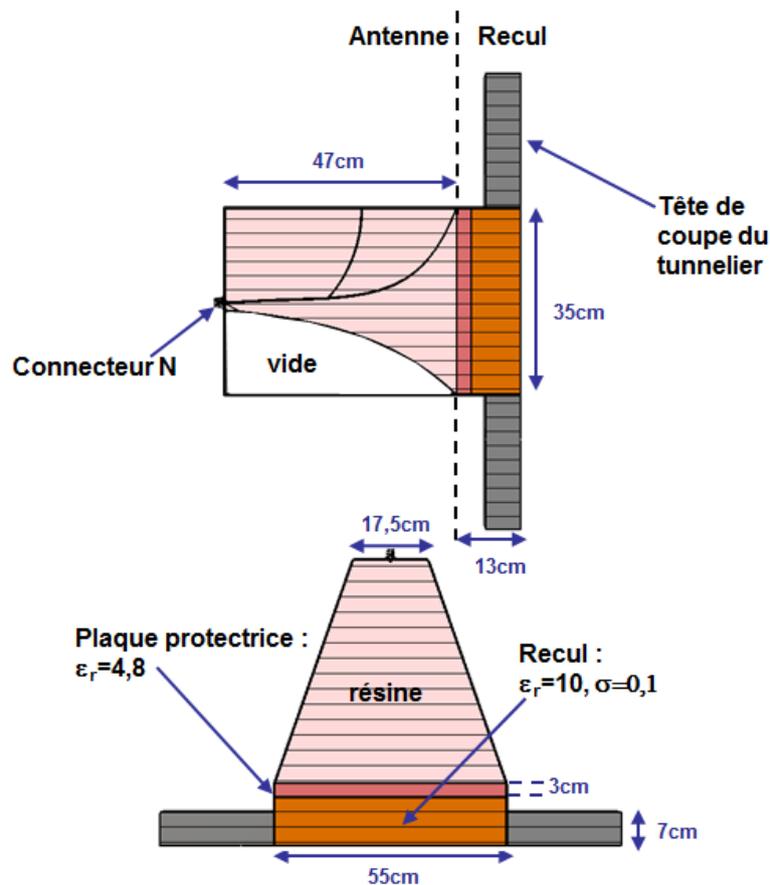


Figure 95 : Schéma de l'intégration de l'antenne Khorn dans la tête de coupe du TBM.

Dans cette configuration, l'antenne Khorn présente une diminution de 100MHz sur la bande d'adaptation par rapport à l'antenne seule. Ceci s'explique par l'introduction de la plaque protectrice présentant une permittivité (4.8) très différente de celle du sol et de celle de la résine (7), introduisant une forte rupture d'impédance (voir Figure 96).

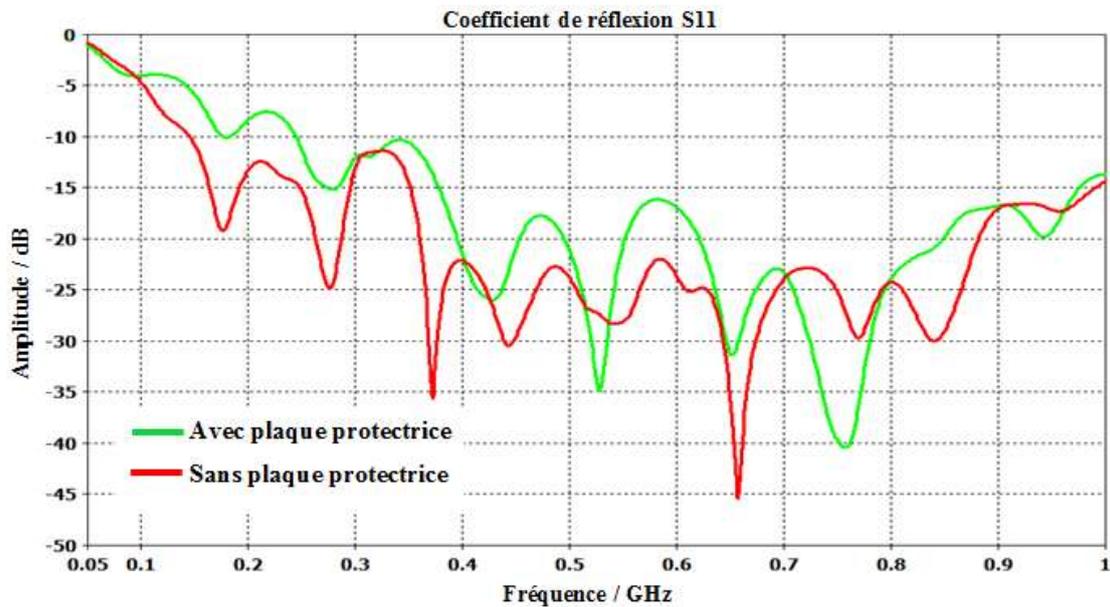


Figure 96 : Coefficient de réflexion de l'antenne Khorn dans son contexte d'utilisation ; effet de la plaque protectrice.

Il serait donc préférable que la plaque protectrice présente une permittivité proche de celle de la résine ou de celle du mélange dans le recul.

II.4 Étude du couplage

Le radar de sol présent sur la tête de coupe du tunnelier sera constitué de couples d'antennes (une d'émission et une de réception). Il convient d'analyser le couplage entre antennes selon le positionnement relatif de celles-ci.

Dans ce paragraphe, les deux configurations (verticale et horizontale) sont considérées pour l'analyse du couplage entre antennes. La plaque protectrice et le recul ne sont pas modélisés pour cette étude. Le matériau utilisé pour remplir l'antenne a les caractéristiques diélectriques correspondant à la résine définie précédemment.

II.4.1 Cas où les antennes sont face à un milieu sans pertes

Pour étudier le couplage entre antennes Khorn, les deux configurations ont été analysées en fonction de la distance entre antennes (voir Figure 97 et Figure 98).

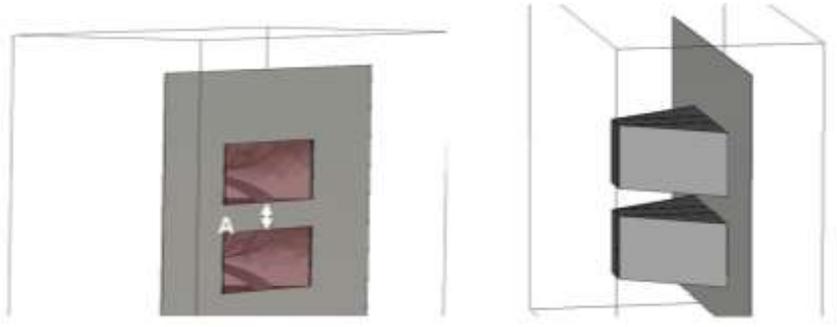


Figure 97 : Configuration verticale ; A=distance entre antennes.

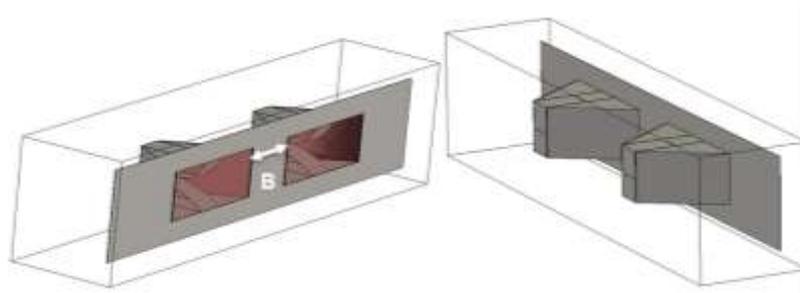


Figure 98 : Configuration horizontale, B=distance entre antennes.

Pour cette étude, le signal d'alimentation utilisé est présenté sur la Figure 99. Cette impulsion provient de la source développée pour le système radar GPR du tunnelier par IDS (un des membres du projet NeTTUN en charge entre autres de la mise au point du générateur).

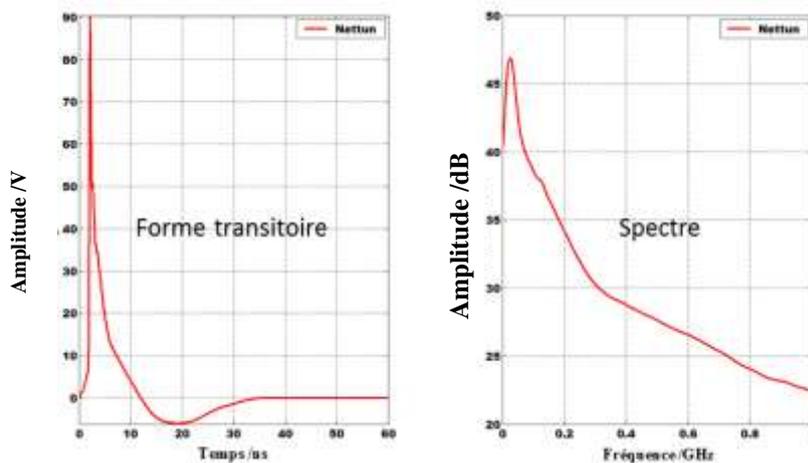


Figure 99 : Forme du signal d'excitation de la source NeTTUN par IDS.

Le milieu considéré dans un premier temps face aux antennes est homogène de permittivité relative égale à 7 et sans pertes. Ce milieu homogène idéal est celui qui a été choisi pour optimiser l'antenne Khorn élémentaire.

Les distances entre antennes sont de 160mm, 365mm et 570mm en configuration verticale et elles sont de 80mm, 160mm et 365mm en configuration horizontale.

Les résultats de couplage dans le plan vertical sont décrits sur la Figure 100.

L'amplitude crête-à-crête du signal de couplage diminue sensiblement avec l'augmentation de la distance. Par contre, la durée du coefficient de couplage, d'environ 30ns, reste inchangée quelle que soit la distance entre antennes.

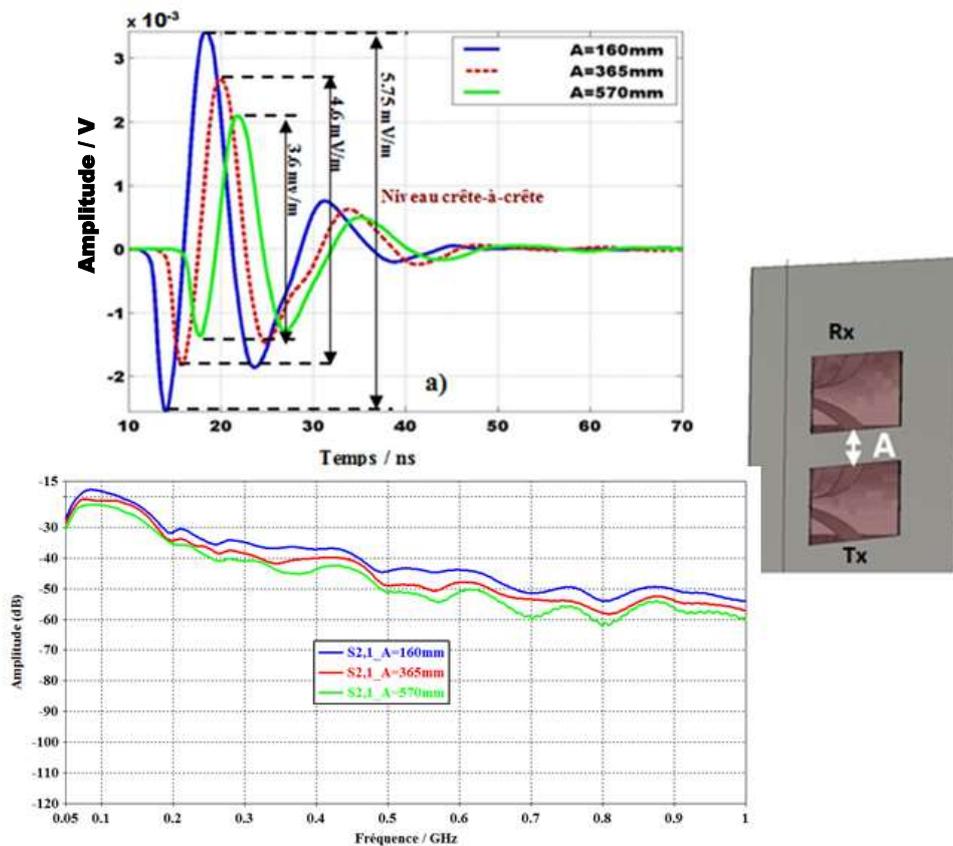


Figure 100 : Couplage dans le plan vertical, a) forme transitoire, b) forme harmonique.

Les coefficients de couplage dans le plan horizontal sont montrés sur la Figure 101 ci-dessous et conduisent à des observations identiques.

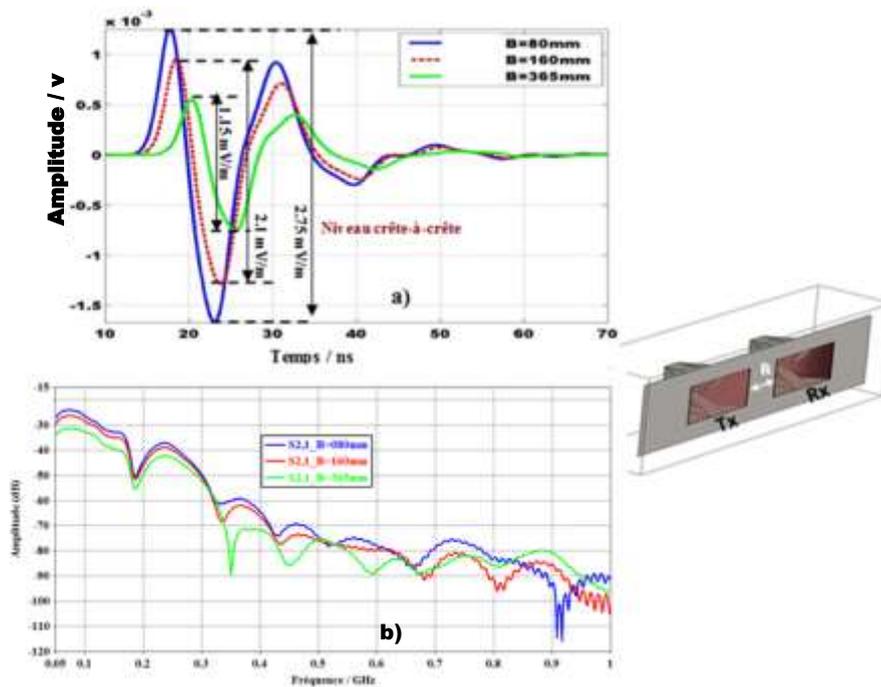


Figure 101 : Couplage dans le plan horizontal, a) forme transitoire, b) forme harmonique.

Par ailleurs, cette étude montre que le couplage dans le plan vertical est plus important que celui dans le plan horizontal (environ un facteur de 2.6 sur l'amplitude crête-à-crête) pour une même distance entre antennes. Ceci peut être interprété par la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne Khorn qui montre un angle d'ouverture plus important dans le plan vertical de l'antenne et qui se traduit par un couplage dans ce plan plus fort.

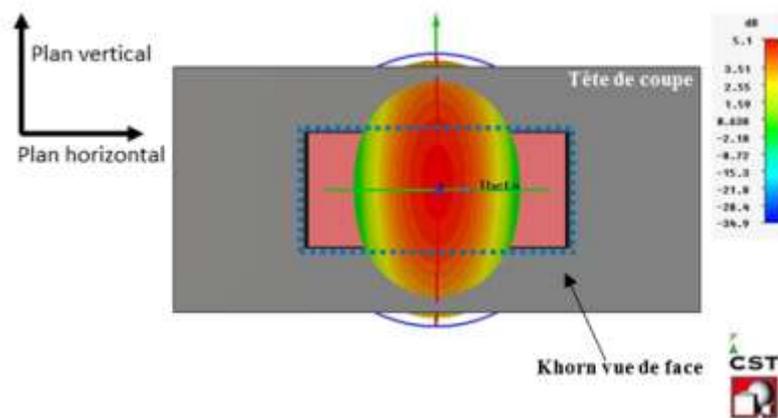


Figure 102 : Diagramme de rayonnement (3D) à 120MHz de l'antenne Khorn.

En conclusion, la configuration horizontale conduit à un niveau de couplage inférieur à la configuration verticale. Par contre, la durée de couplage reste identique pour les deux configurations. Cette durée de couplage est liée d'une part à la géométrie de l'antenne et d'autre part au contenu basses fréquences de l'impulsion d'alimentation, en dehors de la bande passante de l'antenne.

Par ailleurs, l'analyse du coefficient de couplage entre antennes Khorn est réalisée en fonction de la longueur du retrait dans la tête de coupe du tunnelier qui lui est appliquée (0, 13cm et 30cm).

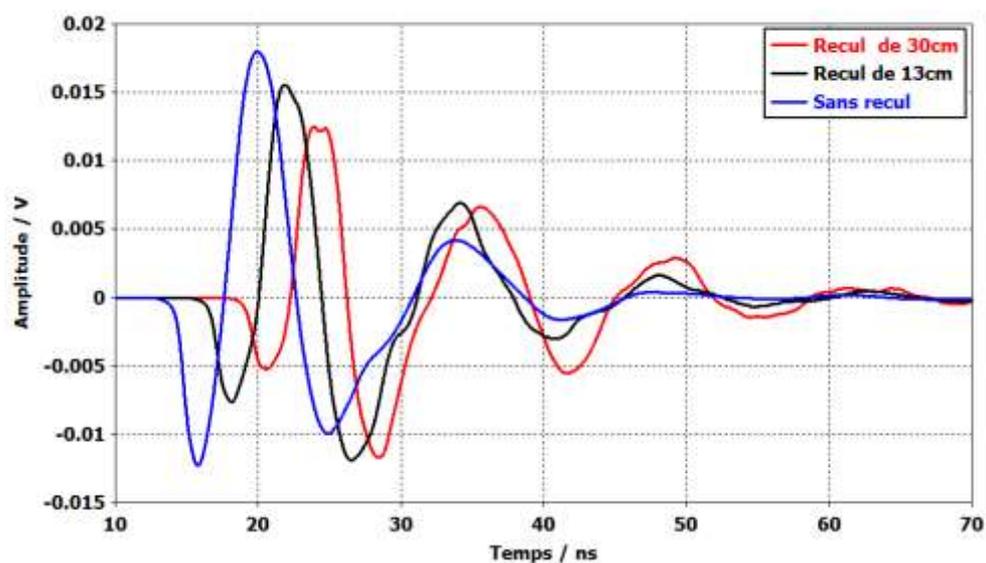


Figure 103 : Couplage transitoire dans le plan vertical pour une distance entre antennes de 36.5cm.

L'amplitude crête à crête du signal de couplage diminue sensiblement en fonction de la longueur du retrait de l'antenne dans la tête de coupe du tunnelier. En même temps, une augmentation de la durée de couplage proportionnellement à la longueur du recul est notée.

II.4.2 Cas où les antennes sont face à un milieu à pertes

Le sable argileux et l'argile sont deux milieux fréquemment rencontrés dans les sols. Les caractéristiques diélectriques du sable argileux et de l'argile obtenues par les modèles de Peplinski et Debye sont présentées sur la Figure 104. Les parties réelles de la permittivité de ces matériaux sont quasiment constantes et respectivement égales à 15.04 et à 20.15, les parties

imaginaires ont une évolution fréquentielle décroissante. Ces deux milieux sont utilisés pour évaluer le niveau de couplage entre deux antennes Khorn lorsqu'elles sont face à ce type de sol.

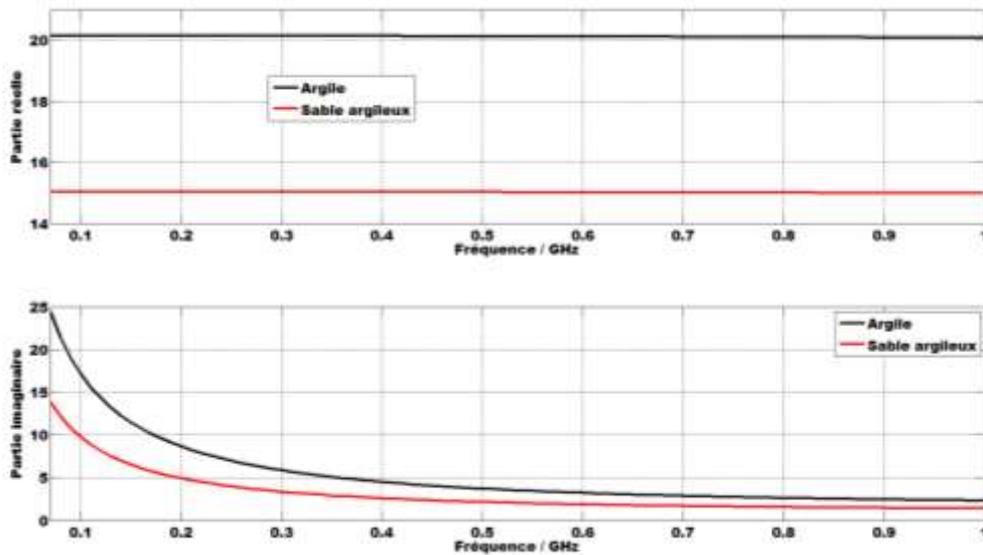


Figure 104 : Permittivité diélectrique relative de l'argile et du sable argileux (partie réelle et partie imaginaire).

Dans cette partie, un autre critère s'appuyant sur l'évolution temporelle du couplage est étudié. Ce coefficient de couplage est défini par :

$$20 \log \frac{\text{tension de couplage}}{\text{amplitude du signal d'alimentation}}$$

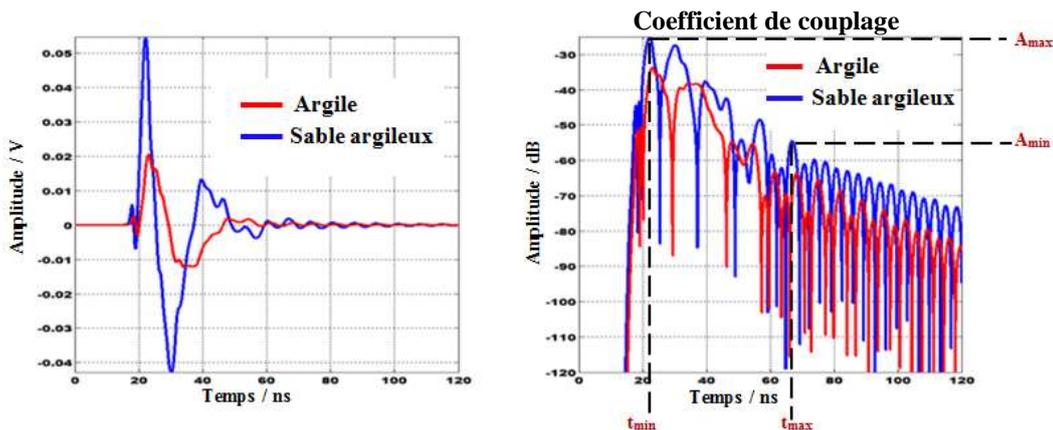


Figure 105 : Coefficient de couplage dans le plan horizontal pour une distance B=80mm.

Le taux de décroissance (qu'on notera TDC) du coefficient de couplage en fonction du temps est ensuite évalué. Il est exprimé en décibel par nanoseconde (dB/ns). Par exemple la

Figure 105 présente le coefficient de couplage pour une configuration horizontale des antennes avec un écartement de 80mm.

En s'appuyant sur l'illustration de la Figure 105 le TDC est évalué par l'expression suivante, $TDC = \frac{A_{max} - A_{min}}{t_{max} - t_{min}} \text{ (dB/ns)}$. Plus la pente est importante, moins la durée du couplage l'est et plus le traitement du signal sera facilité. Pour les deux sols étudiés, la durée du couplage reste inchangée contrairement à l'amplitude crête-à-crête qui est divisée par 2. La représentation du coefficient de couplage en dB montre d'importantes oscillations et le TDC obtenu est de l'ordre de 0.7dB/ns. La suite de l'étude montrera que ce taux de décroissance du coefficient de couplage peut être amélioré. Une forte valeur du TDC assure le fait que le signal réfléchi par un obstacle n'est pas "noyé" dans le signal de couplage si celui-ci arrive dans cet intervalle de temps.

Afin de diminuer le niveau et la durée de couplage, une étude paramétrique a été menée en modifiant la forme interne de l'antenne. Une cartographie de champ électrique a permis de constater l'existence d'une résonance dans la partie inférieure de l'antenne. Pour éliminer cette résonance, la partie basse de l'antenne a été fermée par une plaque métallique (Figure 106).

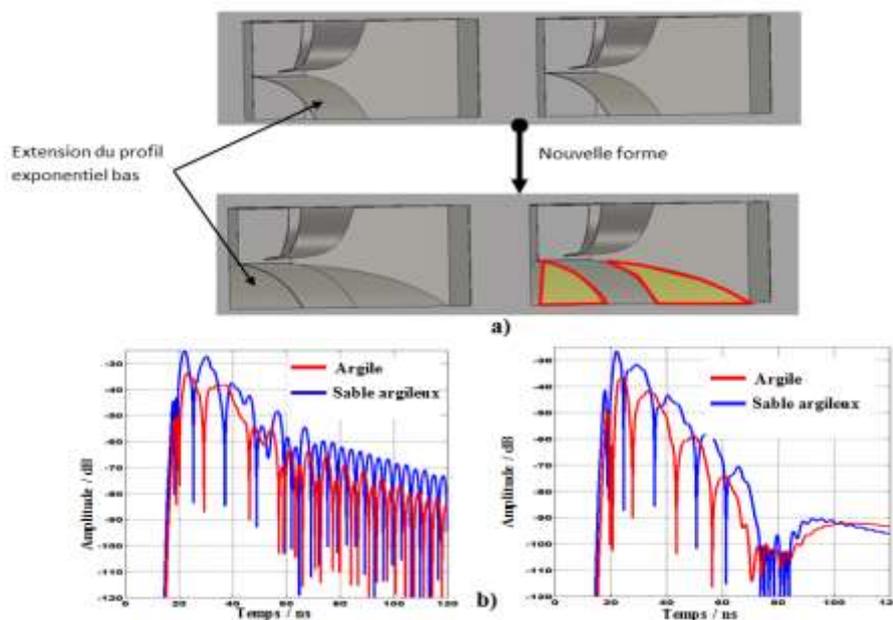


Figure 106 : a) modification de la partie inférieure de l'antenne, b) amélioration du coefficient de couplage ; élimination de la traîne.

Chapitre 3 : Performances du système rayonnant dans son contexte d'utilisation.

Une nette diminution des oscillations est obtenue. Le taux de décroissance du signal de couplage est légèrement augmenté et passe à 1dB/ns.

L'avantage de cette modification de la structure antennaire, outre l'élimination de la traîne sur le signal de couplage, est la diminution du volume de remplissage de l'antenne Khorn.

Dans le cadre du projet NeTTUN, pour l'intégration des antennes dans la tête de coupe du tunnelier, la position verticale des antennes est préconisée. Pour la configuration finale, une distance de 50cm entre antennes a été retenue. Dans cette configuration, le couplage à 50MHz est de -70dB et le taux de décroissance du coefficient de couplage est égal à 1.25dB/ns.

Après cette phase de modélisation électromagnétique, deux antennes ont été fabriquées. Les tests effectués au laboratoire sont présentés dans le paragraphe suivant.

III Premiers résultats expérimentaux

III.1 Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne Khorn sans remplissage.

Le prototype de l'antenne Khorn (structure métallique seule) est montré sur la figure ci-dessous. Des supports métalliques ont été rajoutés sur la structure de l'antenne afin de faciliter son intégration dans la tête de coupe du tunnelier.

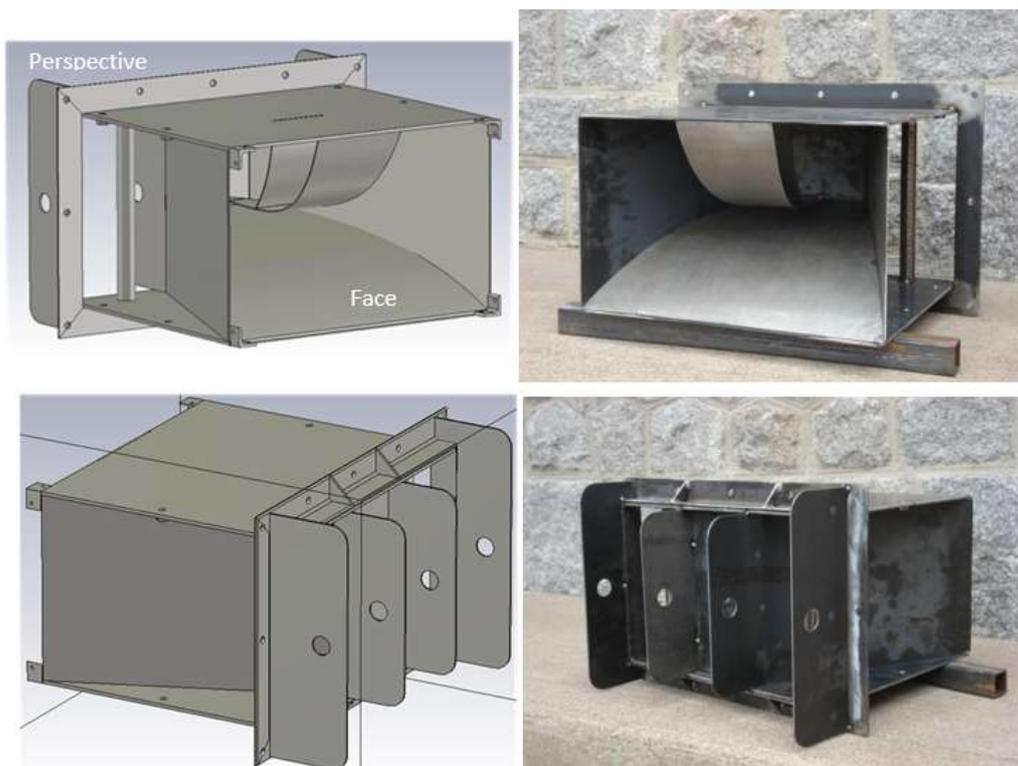


Figure 107 : Prototype de l'antenne Khorn sans la résine polyuréthane.

La fabrication du prototype de l'antenne a été réalisée par la société Prototig. Pour mieux contrôler la procédure de fabrication, des mesures ont été effectuées avant le remplissage de l'antenne.

Les résultats sont comparés à la théorie (Figure 108). Le résultat expérimental est sensiblement différent de la théorie surtout en basses fréquences où les mesures montrent une meilleure adaptation. Néanmoins, celui-ci suffit pour valider la fabrication mécanique.

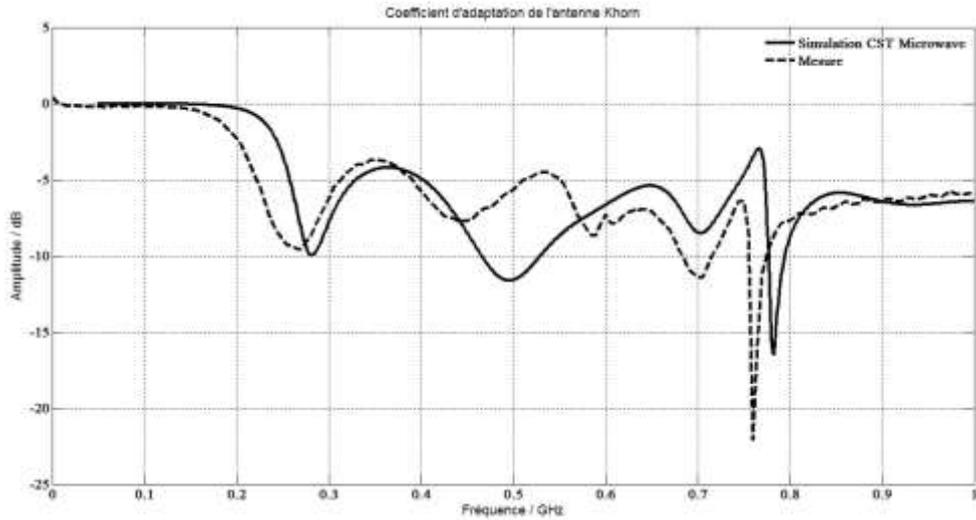


Figure 108 : Coefficient d'adaptation de l'antenne Khorn sans résine dans l'air.

Après cette première phase de fabrication, l'antenne a été remplie de résine polyuréthane dont le mélange a été réalisé sous vide pour éviter les bulles d'air.

III.2 Coefficient d'adaptation et de couplage de l'antenne Khorn avec insertion de résine.

L'antenne remplie de résine est montrée sur la Figure 109. Le remplissage des antennes a été assuré par la société A3Design. Avec ce remplissage, l'antenne atteint un poids d'environ 110Kg. Contrairement au radar GPR conventionnel où le poids est une contrainte, pour le TBM, le poids de l'antenne n'a que peu d'incidence.

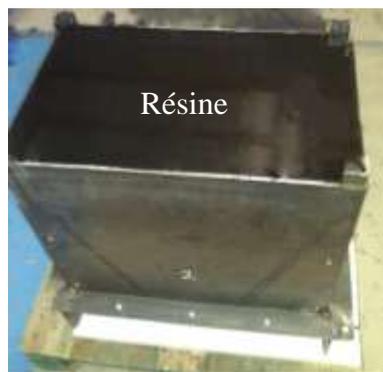


Figure 109 : Khorn remplie de résine polyuréthane pour un poids de 110Kg avec des dimensions de $L \times H \times W = 47\text{cm} \times 35\text{cm} \times 55\text{cm}$.

III.2.1 Coefficient d'adaptation

Même si l'antenne n'est pas destinée au rayonnement dans l'air, pour valider la fabrication de l'antenne Khorn et afin de comparer les résultats expérimentaux et théoriques, des mesures sont effectuées en espace libre. Le résultat sur deux prototypes d'antennes Khorn est montré sur la Figure 110.

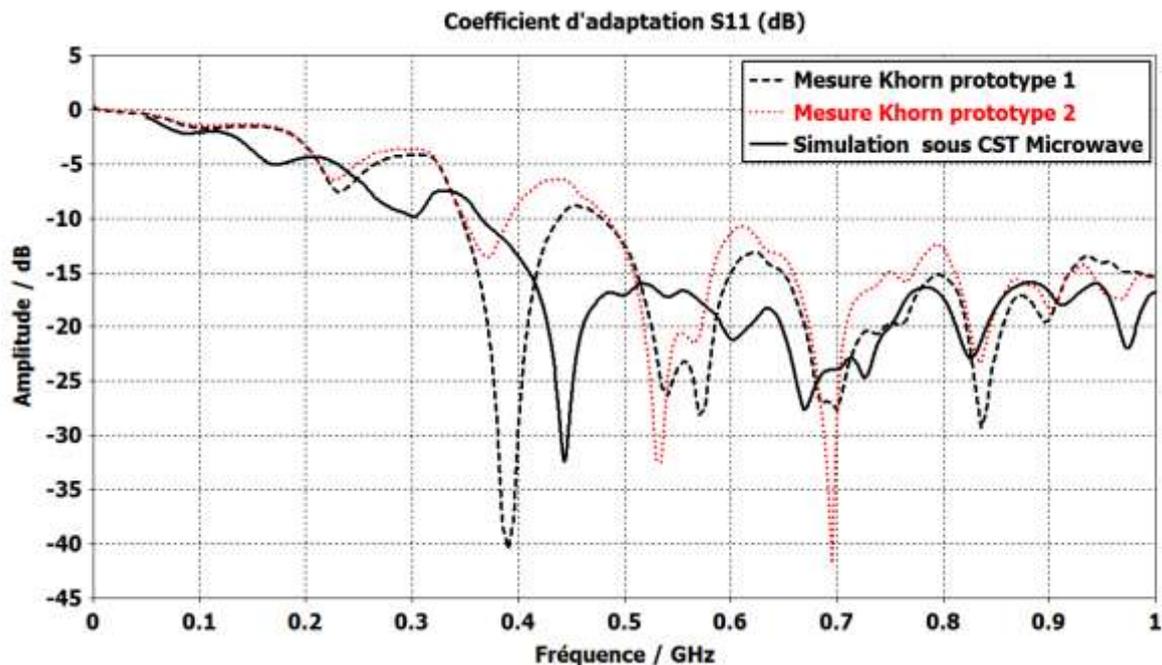


Figure 110 : Coefficients de réflexion de l'antenne Khorn dans l'air : Mesure et théorie.

Les deux antennes remplies de résine présentent des coefficients d'adaptation peu différents, une même tendance est observée surtout en basses fréquences (50MHz-350MHz). Cependant, la comparaison aux valeurs théoriques montre une différence sur le coefficient d'adaptation. Ceci peut s'expliquer par une mauvaise modélisation des caractéristiques diélectriques de la résine. En effet, sur les trois échantillons caractérisés présentant des épaisseurs de 2.5mm et 3mm, les résultats de mesures ont donné des caractéristiques diélectriques différentes (voir Figure 111) et ont pu conduire à un modèle peu significatif du comportement de la résine pour un volume incomparablement plus important.

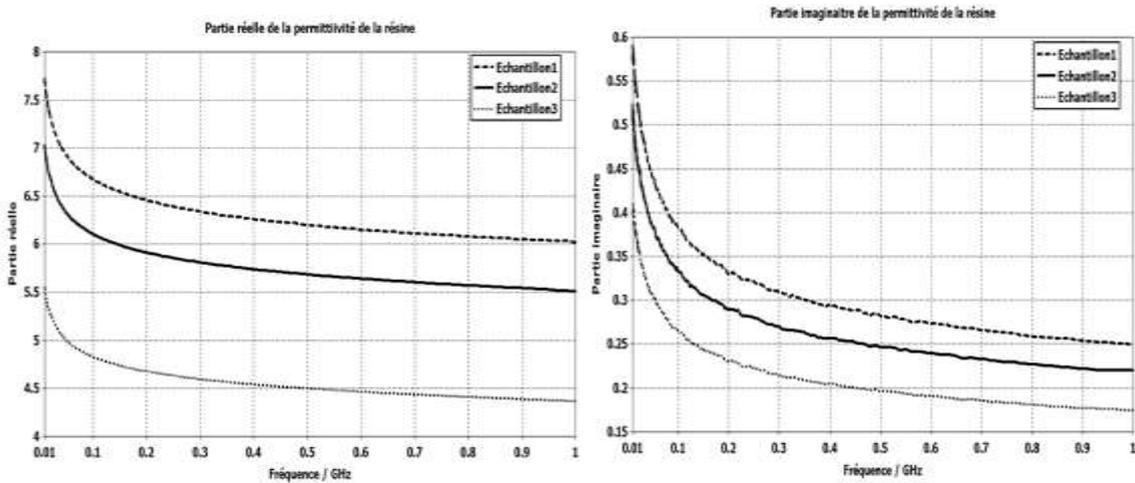


Figure 111 : Caractéristiques diélectriques de la résine polyuréthane, résultats de mesures (IDS).

En procédant par rétro-simulation et en faisant varier la permittivité diélectrique de la résine dans la bande d'adaptation, le coefficient d'adaptation mesuré a pu être approché. La permittivité de la résine conduisant aux résultats les plus proches des résultats expérimentaux est plus faible que celle obtenue avec l'échantillon 3 (voir Figure 111). Les caractéristiques diélectriques de ce nouveau matériau sont montrées sur la Figure 112.

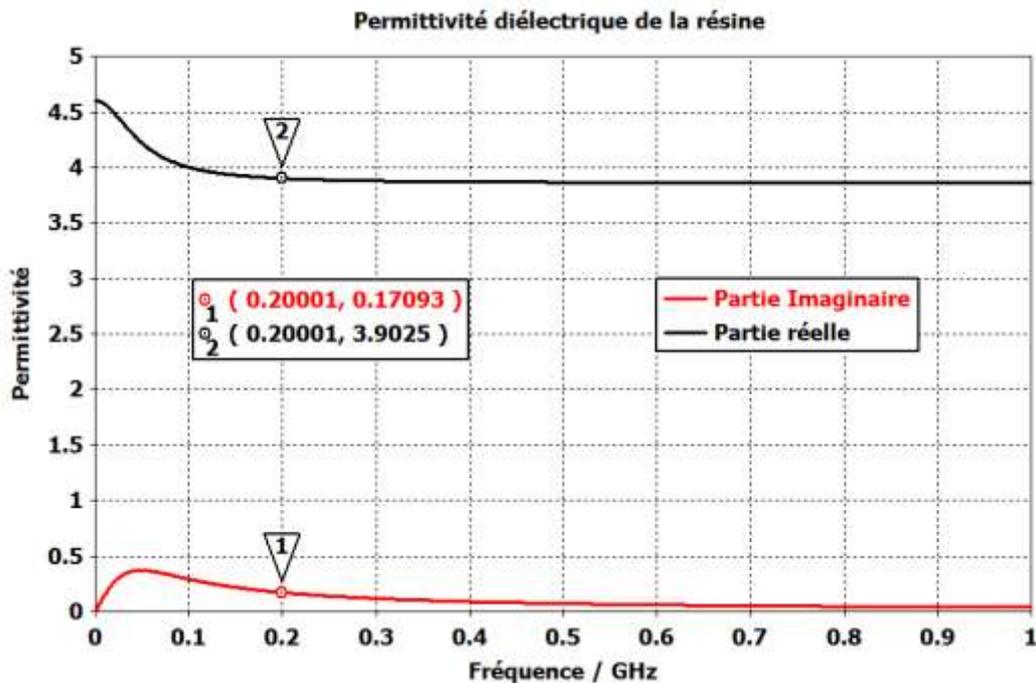


Figure 112 : Caractéristiques diélectriques de la résine simulée.

En utilisant les caractéristiques diélectriques de cette résine, les résultats de comparaison entre la théorie et l'expérimentation sont montrés sur la Figure 113.

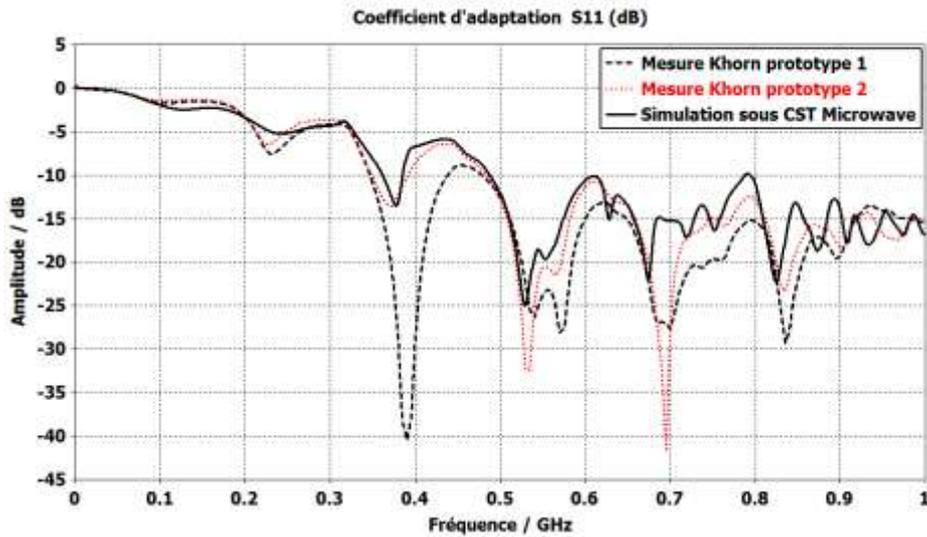


Figure 113 : Coefficients de réflexion dans l'air après correction de la modélisation des caractéristiques diélectriques de la résine.

Les caractéristiques diélectriques de la "résine" obtenue par rétro-simulation conduisent à un coefficient de réflexion assez proche du résultat expérimental.

Par ailleurs, les mesures effectuées sur un sol de caractéristiques diélectriques inconnues et sur du goudron montrent comme attendu une meilleure adaptation de l'antenne Khorn face à un milieu diélectrique (voir Figure 114).

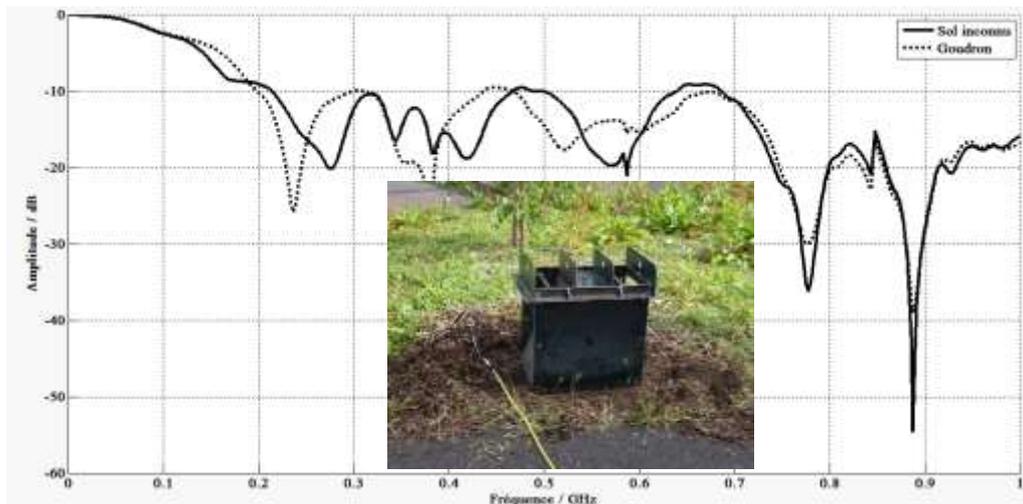


Figure 114 : Coefficients d'adaptation de l'antenne Khorn remplie de résine en face d'un milieu diélectrique.

Finalement d'après le S_{11} , l'adaptation des prototypes est réalisée à -10dB à partir de 200MHz pour ces deux configurations.

III.2.2 Coefficient de couplage

III.2.2.1 Couplage dans le domaine harmonique

Une évaluation du couplage entre antennes sans recul ni plaque protectrice lorsque celles-ci sont en contact avec le sol ausculté est réalisée. Les antennes Khorn sont séparées d'une distance de 50cm et positionnées dans la configuration verticale. Les coefficients de couplage obtenus sont montrés sur la Figure 115.

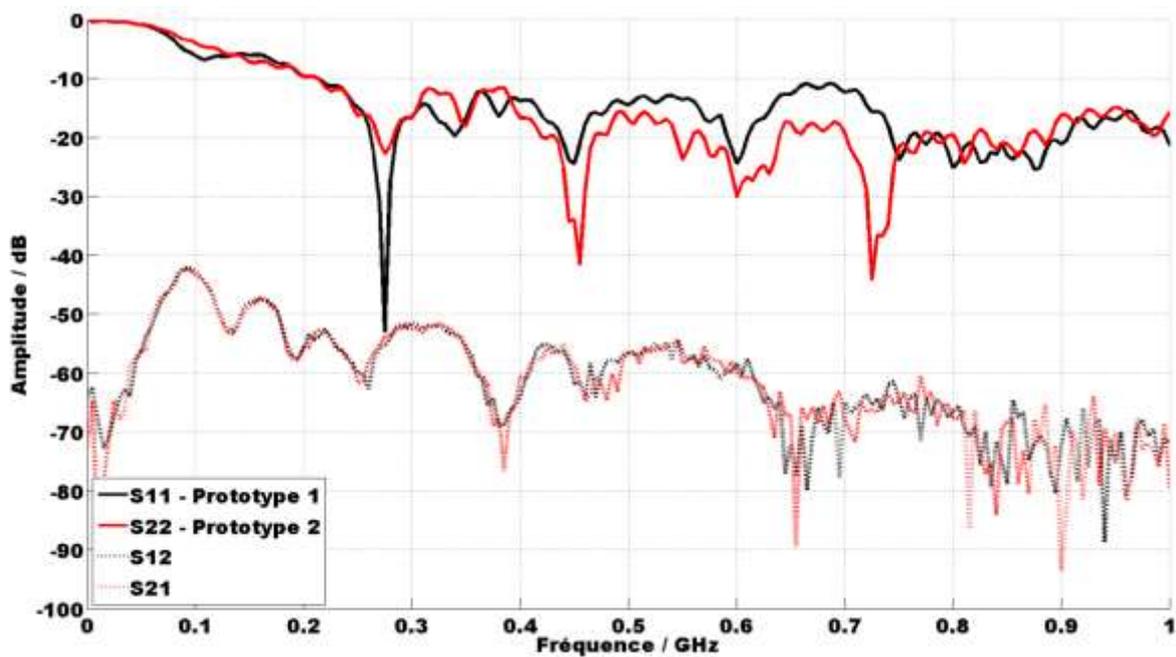


Figure 115 : Coefficient d'adaptation et de couplage des antennes Khorn face à un sol inconnu.

Pour une distance de 50cm entre antennes, le coefficient de couplage est inférieur à -40dB. La comparaison de ce niveau de couplage avec celui des radars GPR commerciaux est compliquée car il n'est pas fourni par les fabricants.

III.2.2.2 Coefficient de couplage dans le domaine transitoire

Des mesures avec les deux prototypes d'antenne Khorn fabriquées ont été réalisées en utilisant deux générateurs dont le contenu spectral diffère. Les caractéristiques de ces deux générateurs sont représentées sur la Figure 116 et la Figure 117.

Pour la mesure du coefficient de couplage, les deux antennes ont été séparées de 50cm et posées sur le même sol que précédemment mais présentant un fort taux d'humidité (les mesures ont été effectuées alors qu'il pleuvait).

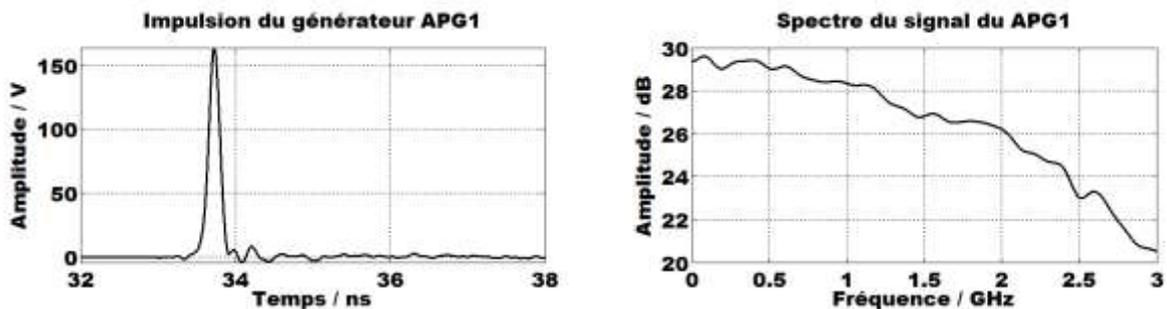


Figure 116 : Caractéristiques du générateur APG1

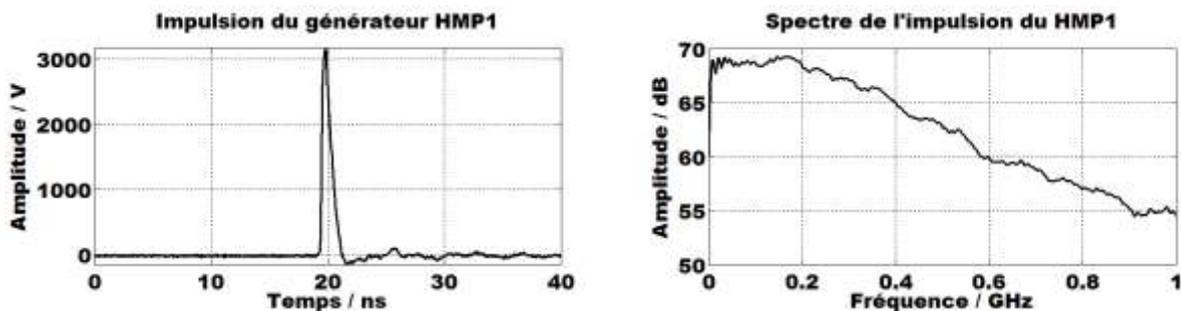


Figure 117 : Caractéristiques du générateur HMP1.

La Figure 116 et la Figure 117 montrent que le contenu spectral du générateur HMP1 est plus basses fréquences et beaucoup plus énergétique. La durée de l'impulsion est de 2ns avec un temps de montée de 250ps pour le générateur HMP1 alors que le modèle APG1 a une durée de l'ordre de 500ps pour un temps de montée de 130ps.

Les résultats des signaux de couplage dans le domaine transitoire obtenus sont montrés sur la Figure 118.

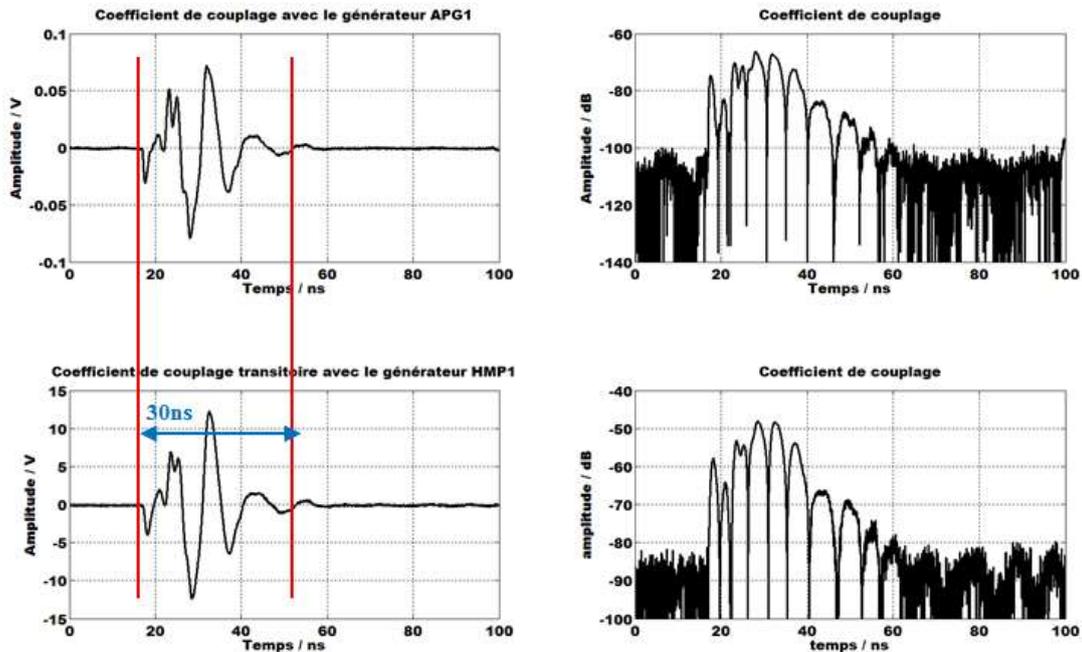


Figure 118 : Coefficient de couplage entre antennes Khorn posées sur un sol inconnu humide.

La forme et la durée des signaux de couplage transitoire sont quasi-identiques. La durée de 30ns est conforme à valeur théorique. Cependant, l'amplitude du coefficient de couplage (normalisé par l'amplitude maximale de la source) est plus importante lorsque les antennes sont alimentées par le générateur HMP1 en raison d'un niveau plus fort des composantes basses fréquences du générateur HMP1 par rapport au générateur APG1. Les taux de décroissance des signaux de couplage sont respectivement égaux à 1 dB/ns et 0.95 dB/ns avec les générateurs APG1 et HMP1 donc très proches. Ces valeurs expérimentales sont conformes à la valeur théorique obtenue au paragraphe II.4.2 pour cette configuration qui est de 1 dB/ns.

Ces valeurs de couplage ne sont qu'une indication puisque lorsque les antennes seront disposées sur la tête de coupe du tunnelier, l'environnement métallique séparant les deux antennes aura une influence.

III.3 Conclusions

La mesure des coefficients de réflexion des deux prototypes fabriqués présente une certaine différence avec les valeurs théoriques attendues. Ces différences peuvent être expliquées par un modèle incorrect de la résine polyuréthane dans la bande fréquentielle de travail.

Chapitre 3 : Performances du système rayonnant dans son contexte d'utilisation.

Par ailleurs l'évaluation du coefficient de couplage montre des résultats assez proches des valeurs théoriques.

Ces résultats expérimentaux ont néanmoins permis de valider le procédé de fabrication de cette antenne et de confirmer les résultats obtenus théoriquement. Il est important de constater que l'amplitude du signal de couplage est principalement liée au contenu spectral basses fréquences de l'alimentation alors que sa durée est indépendante de la source appliquée.

Dans le paragraphe suivant, les différents scénarios auxquels le système radar GPR peut être confronté sont présentés. Une évaluation de la tache de rayonnement et de la portée du radar GPR est par ailleurs menée.

IV Critères d'évaluation des performances du radar GPR

Comme il a été présenté dans le chapitre 1, les paramètres permettant d'évaluer les performances d'un radar à pénétration de sol sont liés principalement aux caractéristiques électromagnétiques du système rayonnant (source et antenne) et aux caractéristiques diélectriques du sol ausculté. Dans ce qui suit, deux critères sont évalués, il s'agit de la tache de rayonnement de l'antenne et de la portée du système rayonnant.

Mais avant cela, une brève introduction des scénarii envisagés pour cette étude et des sols utilisés dans ceux-ci est effectuée.

III.1 Scénarii envisagés

III.1.1 Choix des sols et présentation de leur modélisation

Le choix des sols à utiliser dans cette étude résultent de celle réalisée sur la composition du sous-sol (paragraphe III du chapitre 1).

La géologie des sous-sols présente plusieurs paramètres qu'il faut prendre en compte lors de la modélisation numérique. En utilisant les relations mathématiques empiriques (cf équation. 60 à l'équation. 67), une évolution fréquentielle de la permittivité complexe des sols est obtenue. Quelques exemples de caractéristiques de sols sont donnés dans le tableau ci-dessous.

Parmi ces sols seuls l'argile, le sable argileux et le sable font l'objet d'une modélisation car ils sont les plus représentatifs des matériaux rencontrés.

Pour extraire la permittivité complexe des sols en fonction de la fréquence à partir des paramètres donnés dans le Tableau 11, le modèle de Peplinski a été utilisé. Le profil diélectrique obtenu est approché par un modèle de Debye du premier ordre dont les paramètres sont donnés sur le Tableau 12. La Figure 119 montre la comparaison des modèles de Peplinski et de Debye du premier ordre. Le choix de modéliser les caractéristiques diélectriques des sols par un

modèle de Debye est justifié par sa simplicité d'implémentation dans les logiciels de simulation électromagnétique utilisés (ici CST et TEMSI-FD).

Tableau 11 : Caractéristiques de texture des principaux sols constituant les sous-sols.

Sols	Fraction de sable (%)	Fraction d'argile (%)	Fraction de Limon (%)	Densité volumique ρ_b (g/cm ³)
Argile	20	60	20	1.212
Argile Limoneuse	6	48	46	1.218
Sable argileux	42	52	6	1.275
Terreau argileux	32	34	34	1.319
Terreau argilo-limoneux	9	34	57	1.274
Terreau argilo-sableux	61	27	12	1.409
Terreau	40	20	40	1.412
Terreau sableux	64	10	26	1.561
Terreau Limoneux	21	14	65	1.428
Sable glaiseux	80	5	15	1.694
Sable	92	4	4	1.75
Limon	7	4	89	1.586

En effet, ces deux logiciels proposent déjà la définition du modèle en fonction de la fréquence, il suffit de fournir les données (permittivité relative à la fréquence infinie ϵ_∞ , permittivité relative statique ϵ_s , constante de la relaxation τ et conductivité électrique) du Tableau 12 pour aboutir à une dépendance fréquentielle.

Tableau 12 : Caractéristiques diélectriques des sols choisis.

Sols	ϵ_∞	ϵ_s	τ (s)	σ (S/m)
Sable argileux	11.17	15.04	1.79e-011	0.054
Argile	14.36	20.15	1.73e-011	0.095
Sable	6.60	7.58	2.19e-011	0.024

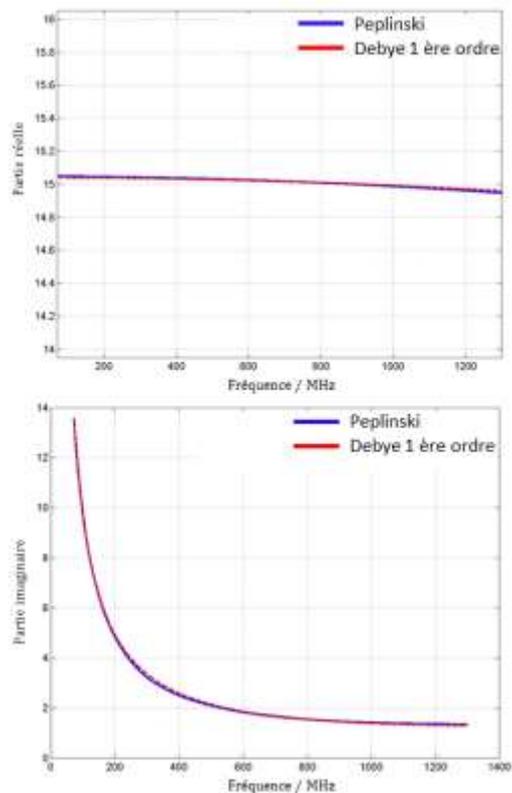


Figure 119 : Comparaison des modèles de Debye et Peplinski, exemple de caractéristiques diélectriques de l'argile.

Sur cet exemple de la modélisation de l'argile, il a été possible de définir un modèle de Debye pour représenter les caractéristiques du sol en accord parfait avec le modèle de Peplinski.

III.1.2 Configuration retenue

Les scénarios présentés dans cette partie sont des exemples de configurations auxquelles un tunnelier est susceptible d'être confronté. Les plus courants d'entre eux sont présentés sur la Figure 120. Ces scénarii sont classés par ordre d'importance des dégâts pouvant être occasionnés (du moins dangereux au plus dangereux).

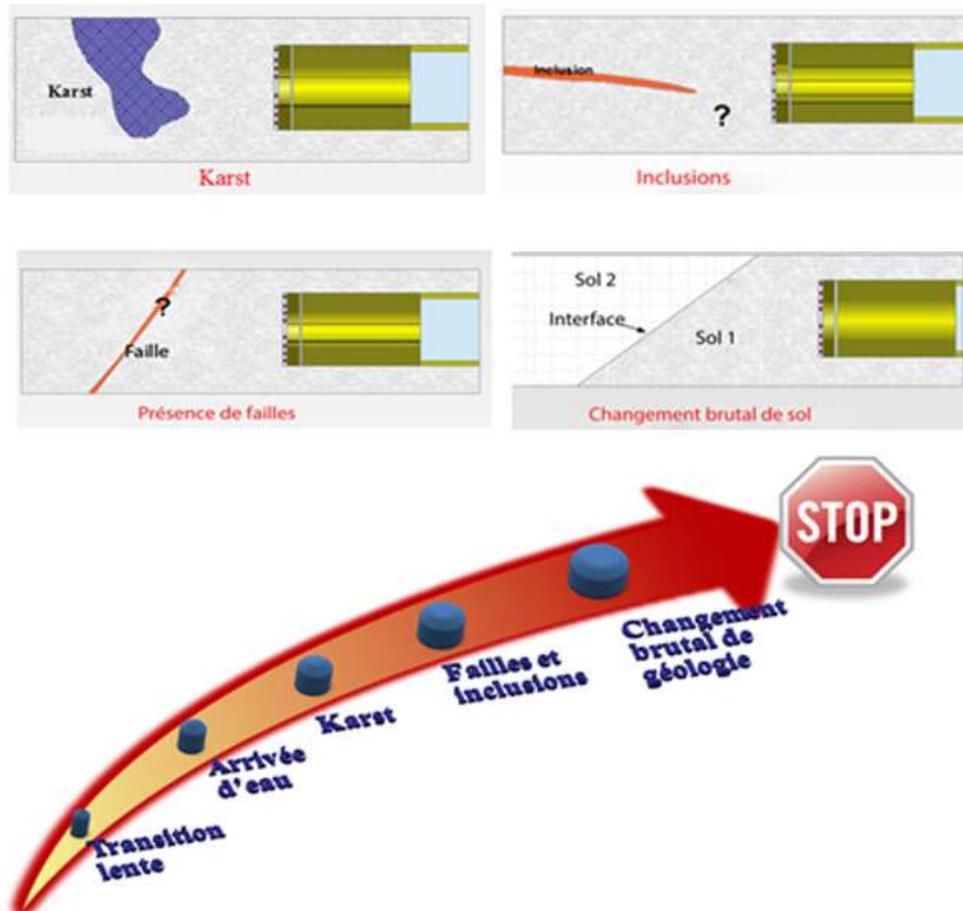


Figure 120 : Exemple de quelques scénarios à risques pour un tunnelier et l'importance de ces risques.

Le changement brutal de sol est considéré comme étant le scénario présentant le plus de risques pour un tunnelier et fait l'objet d'investigation par la suite. En effet, la force exercée par le bouclier de la tête de coupe du tunnelier pour le carottage du sol qui lui fait face est proportionnelle aux caractéristiques physiques de ce dernier. Si toutefois un changement brutal s'effectue sans anticipation préalable du conducteur, cela risque d'une part d'abîmer les outils de creusement et d'autre part de nuire à la sécurité du personnel présent sur le tunnelier.

III.2 Tache de rayonnement

III.2.1 Représentation en densité surfacique de puissance

La tache de rayonnement d'une antenne dite "footprint" en anglais est une empreinte définie par une distribution des niveaux crêtes de la puissance de l'onde émise dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (voir Figure 121). Sa forme indique la taille de la

zone éclairée par l'antenne pour une profondeur donnée et sa position permet de situer la zone éclairée par rapport à l'axe de l'antenne. Dans de nombreuses applications radar GPR comme l'indique Daniels [4], la tache de rayonnement de l'antenne joue un rôle important car l'imagerie radar peut être améliorée lorsque la taille de l'empreinte est comparable à celles des cibles. Cette tache de rayonnement est une représentation du flux du vecteur de Poynting qui correspond à la densité surfacique de puissance. Le vecteur de Poynting est défini par :

équation. 93
$$\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H}$$

Où les vecteurs \vec{E} et \vec{H} représentent respectivement le champ électrique et le champ magnétique rayonnés.

Pour illustrer ce point, un exemple de tache de rayonnement est réalisé pour un matériau idéal de permittivité diélectrique égale à 7.

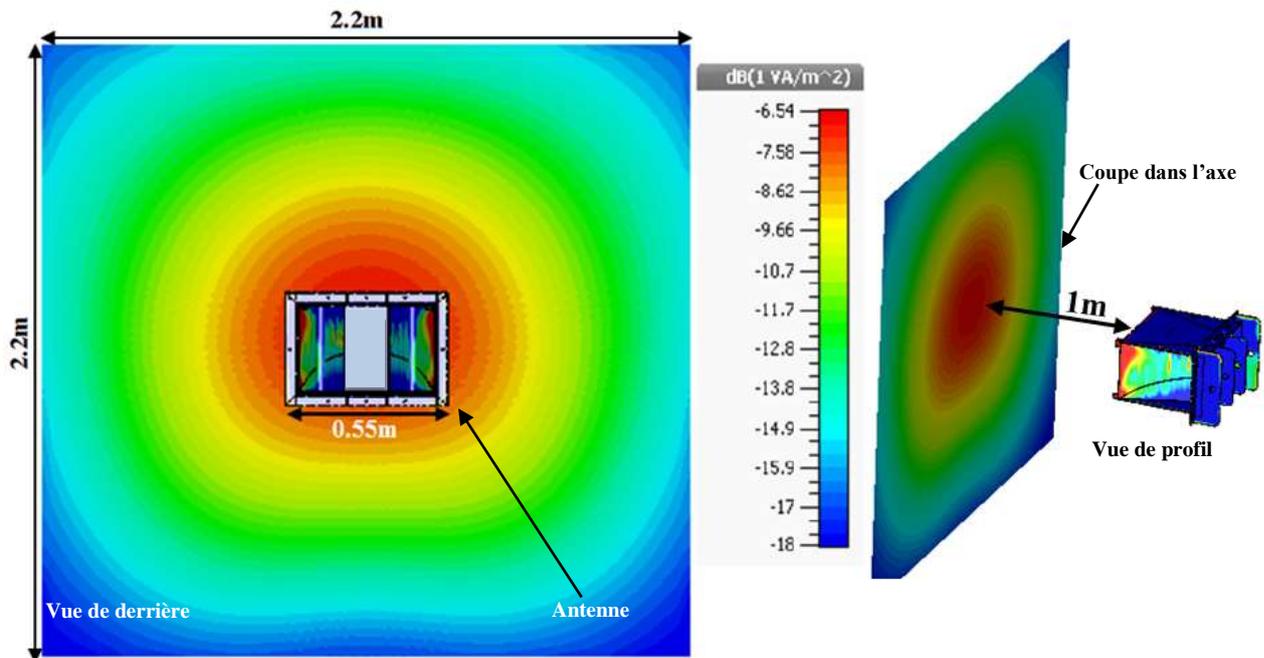


Figure 121 : Distribution de l'énergie du vecteur de Poynting à 1m de l'ouverture de l'antenne Khorn ; tache de rayonnement à la fréquence de 200MHz dans un milieu homogène de permittivité relative égale à 7.

La Figure 122 permet d'illustrer la focalisation de la puissance électromagnétique dans l'axe avec une atténuation progressive en fonction de la position d'éloignement du milieu de

cet axe. Pour une décroissance de -3dB par rapport au maximum, la surface éclairée à la fréquence de 400MHz est proche d'un disque de rayon 20cm.

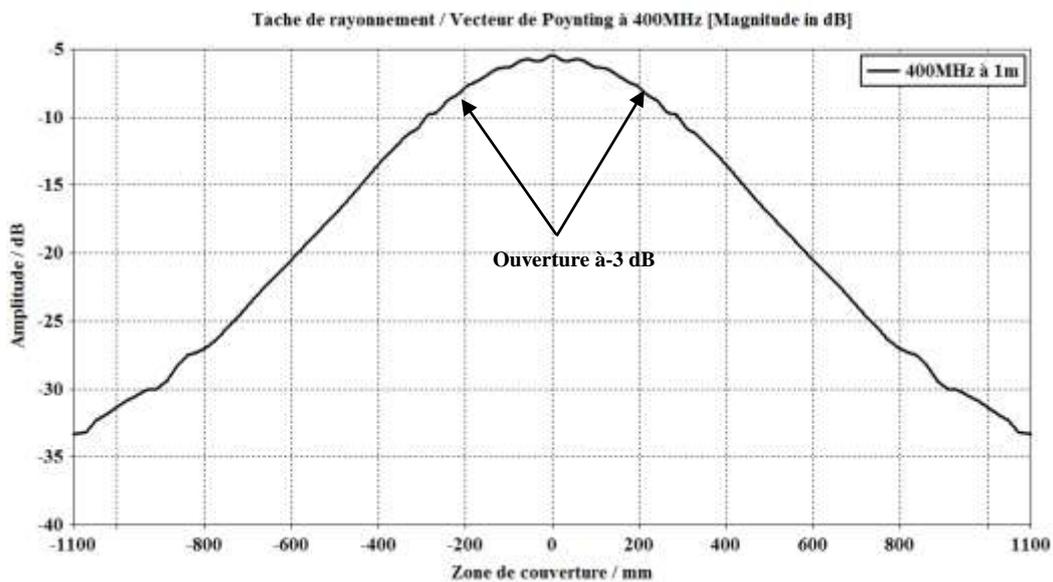


Figure 122 : Vecteur de Poynting à 400MHz pour une distance de 1m de l'antenne Khorn dans un milieu homogène de permittivité relative égale à 7.

La répartition de la puissance électromagnétique représentée par le vecteur de Poynting conduit à des évolutions différentes selon les fréquences observées et la nature du sol prospecté.

La densité de puissance surfacique sur une surface carrée de 2 m de côté a été évaluée pour les trois sols dont les caractéristiques sont données au Tableau 12 et pour deux fréquences : 200MHz et 500MHz.

La représentation de ces taches de rayonnement est montrée sur la Figure 123.

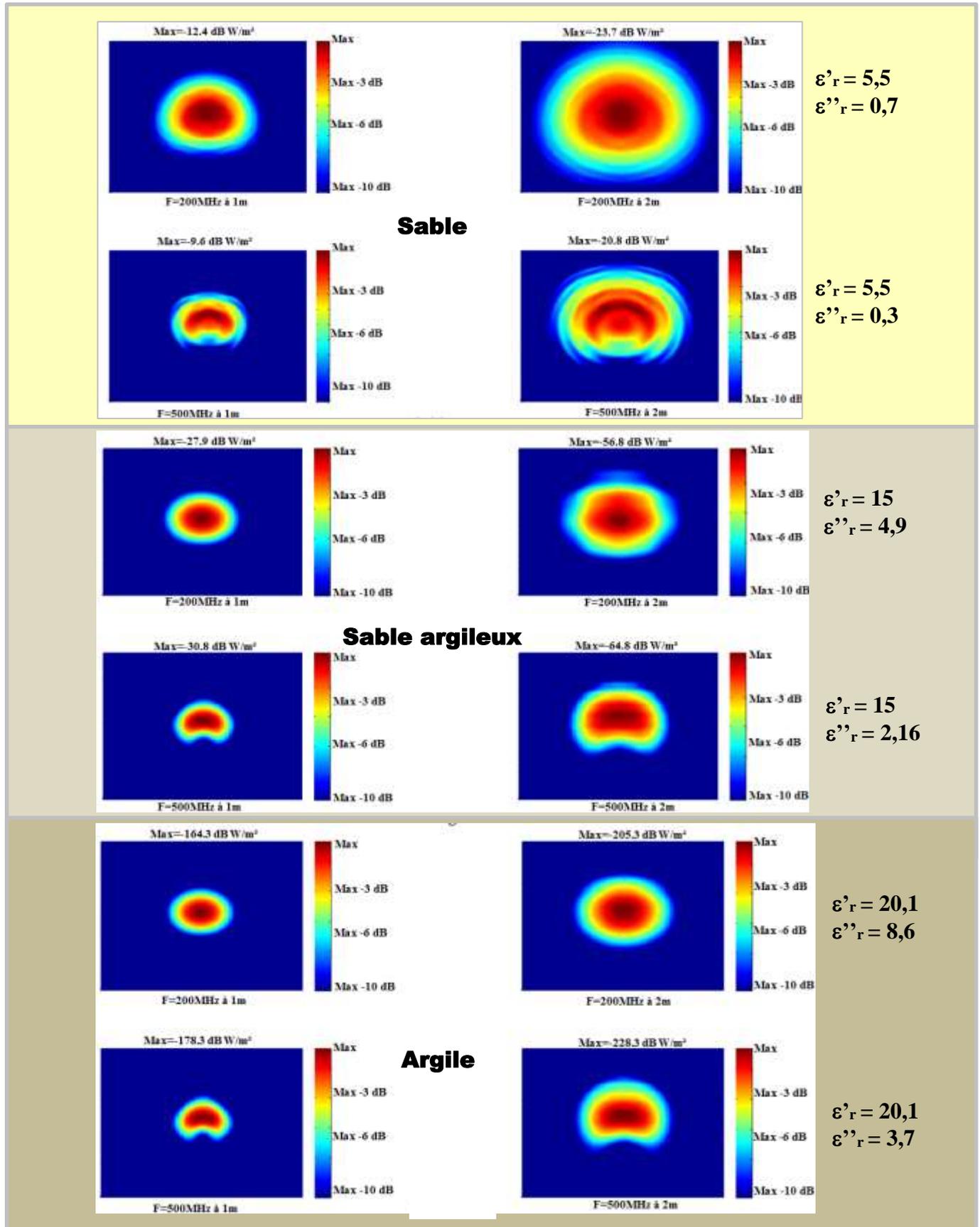


Figure 123 : Distribution de la puissance électromagnétique à 1m et 2m de l'ouverture de l'antenne

La comparaison des taches de rayonnement pour les trois milieux : sable, sable argileux et argile conduit aux commentaires suivants.

- La tache de rayonnement couvre une surface plus grande dans le cas du sable que dans le cas du sable argileux et de l'argile pour les deux distances et les deux fréquences. Un matériau à fortes permittivité a un effet focalisant.
- A la distance de 1m, cette tache est plus grande pour le sable argileux que pour l'argile. Ceci est moins visible à 2m.
- L'atténuation est plus importante dans le cas de l'argile que dans le cas du sable argileux, lequel présente une atténuation plus forte que le sable. Cette observation est à rapprocher de l'expression de l'atténuation par mètre de propagation valable en champ lointain donnée par l'équation. 92. Les courbes de variations fréquentielles déduites de cette équation pour les trois milieux sont données sur la Figure 124. Les atténuations obtenues, même si la tendance est conforme aux résultats précédents sont assez différentes en termes de niveaux. L'évaluation de la distance de champ lointain DCL donnée par l'équation. 94 pour les trois milieux en considérant pour la grande dimension D de l'antenne (D=0.55m) et pour la longueur d'onde, la longueur d'onde guidée dans le milieu conduit à : DCL (sable)=4.8×f(GHz); DCL (sable argileux)=8×f(GHz); DCL (argile)=9.3×f(GHz).

équation. 94
$$DCL = 2 \frac{D^2}{\lambda_g}$$

Pour le sable la DCL est atteinte à un mètre et on pourrait s'attendre à retrouver un écart de niveau de 6 dB entre 1m et 2m de propagation, ce qui n'est pas le cas. Ceci amène à penser que pour évaluer la zone de champ lointain c'est plutôt la longueur électrique qu'il est nécessaire de prendre en compte pour D et non la longueur physique.

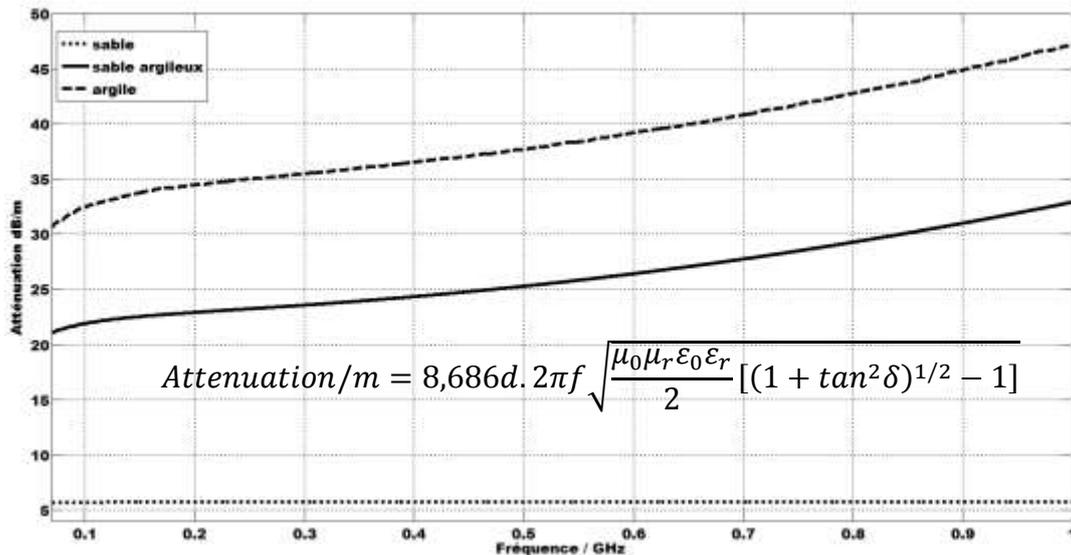


Figure 124 : Evolution de l'atténuation des sols en fonction de la fréquence.

III.2.2 Représentation en champ électrique transitoire crête rayonné

Une autre méthode de détermination de la tache de rayonnement consiste à relever le champ électrique rayonné dans le milieu ausculté en fonction de la position angulaire par rapport à l'axe de l'antenne et ceci dans le plan E et H. Pour construire la tache de rayonnement, le niveau crête maximum de chaque point de mesure du champ électrique est extrait dans un plan à une distance de 1m et de 2m de l'antenne. Cette représentation de la tache de rayonnement permet d'estimer la répartition de la puissance électromagnétique en fonction du temps contrairement à l'étude précédente qui est réalisée dans le domaine harmonique. Le Radar GPR fonctionnant en impulsionnel, il est intéressant de chercher une représentation mieux adaptée au domaine transitoire.

Pour cette étude, les mêmes milieux que ceux choisis précédemment sont considérés. L'antenne est placée dans un volume dont la hauteur et la largeur sont égales à 2mx2m (voir Figure 125). Des plans de coupe à 0.5m, 1m et 2m de l'antenne sont extraits de ces résultats de simulation.

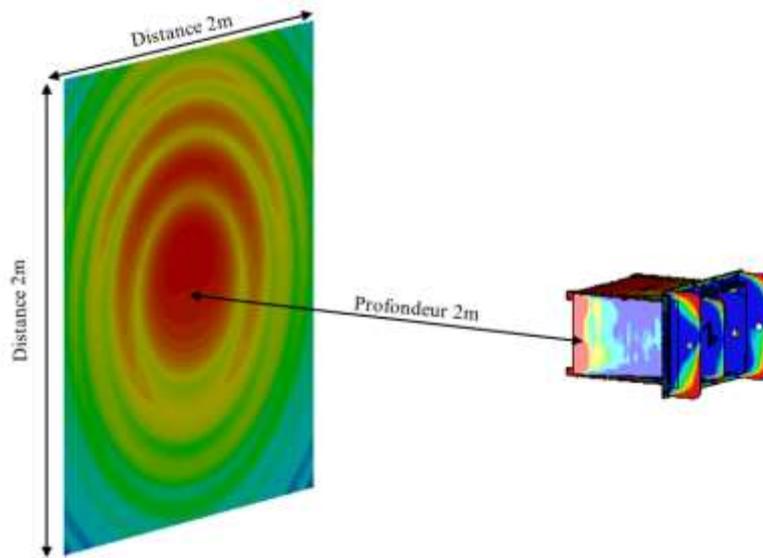


Figure 125 : Configuration de la simulation (3D).

Les résultats de simulations obtenus avec un type de sol ausculté, le sable argileux, sont montrés sur la Figure 126. Elles représentent la tache de rayonnement à l'instant où le champ électrique rayonné est maximum aux distances de 0.5m, 1m et 2m de l'ouverture de l'antenne sur une surface de 2mx2m.

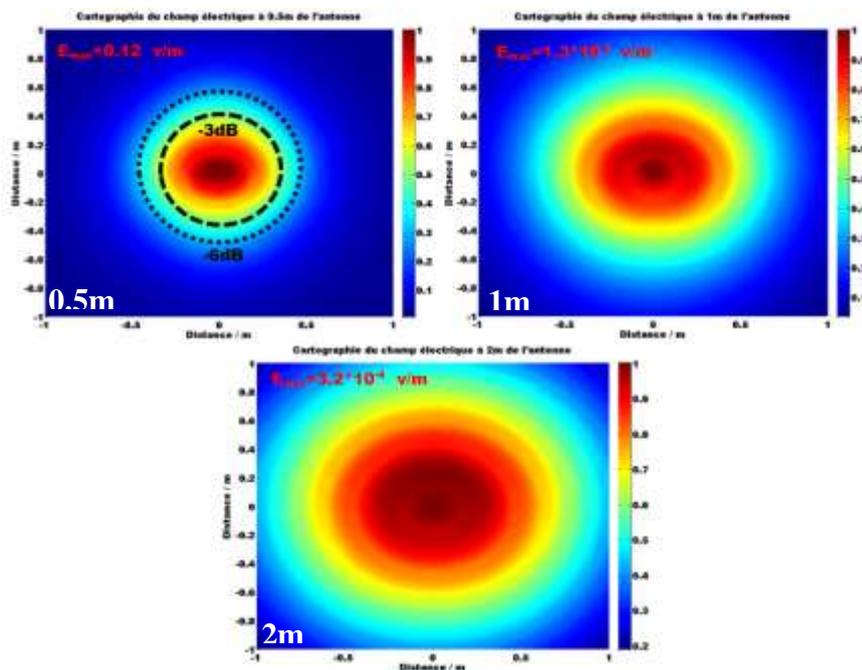


Figure 126 : Tache de rayonnement temporelle normalisée de l'antenne Khorn dans du sable argileux de permittivité moyenne égale à 15 aux distances de 0.5m, 1m et 2m de l'antenne.

La Figure 126 montre une évolution logique de la dimension de la tache de rayonnement de l'antenne Khorn en fonction de la profondeur. Les positions sur le plan pour lesquels les champs sont atténués de 3dB et 6dB sont également repérées.

Pour mieux rendre compte de l'évolution de la tache de rayonnement en fonction de la distance, une zone délimitée par une amplitude minimale de -3dB et de -6dB par rapport au maximum est représentée sur la Figure 127.

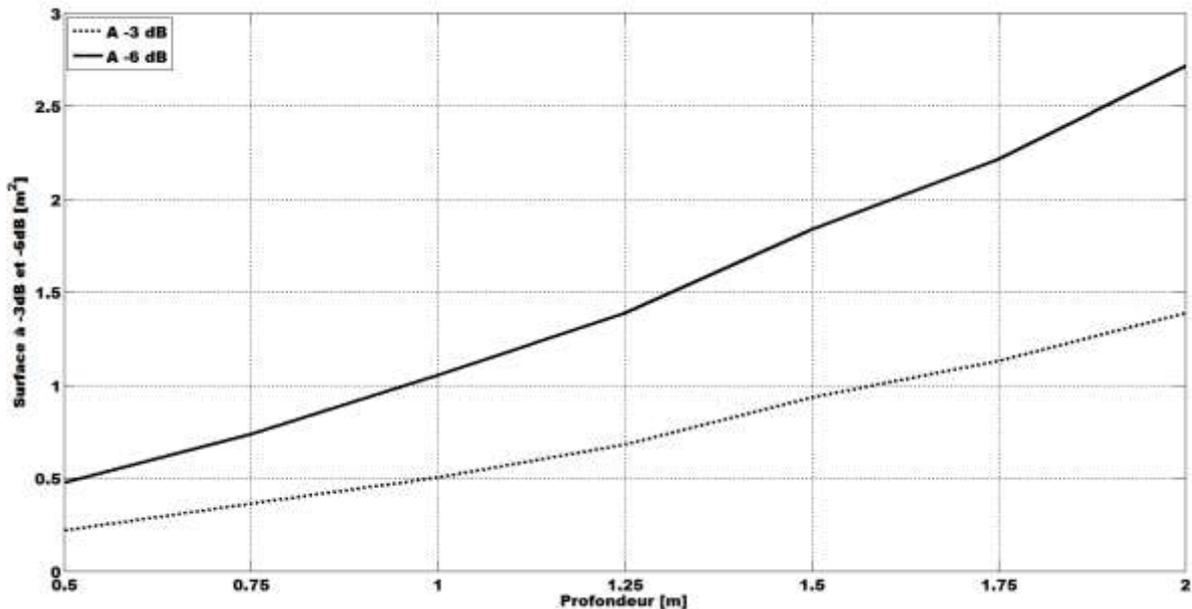


Figure 127 : L'évolution de la surface éclairée par l'antenne Khorn en fonction de la profondeur à -3dB et -6dB dans du sable argileux.

Cette évolution permet de mieux mettre en évidence l'augmentation de la zone éclairée en fonction de la profondeur.

La zone d'illumination exploitable dépend principalement de l'amplitude du champ rayonné dans le milieu prospecté. En effet, même si la tache de rayonnement augmente avec la distance, la capacité de détection sera elle amoindrie avec la diminution de cette amplitude.

Pour rendre compte de l'influence de la tache de rayonnement sur le nombre de couple d'antennes nécessaire pour couvrir la surface face à la tête de coupe d'un tunnelier, un exemple de représentation de ces taches sur une tête de coupe de tunnelier de rayon de 4m est illustré sur la Figure 128.

Quatre antennes sont positionnées sur la tête de coupe constituant deux modules de système radar GPR séparés de 1m chacun. Chaque module de radar GPR est composé d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception espacées de 50cm.

Les figures ci-dessous correspondent aux ellipses décrites par la distribution du champ électrique rayonné par l'antenne Khorn à 1m puis à 2m pour des angles d'ouvertures correspondant aux maximaux à -3dB et -6dB.

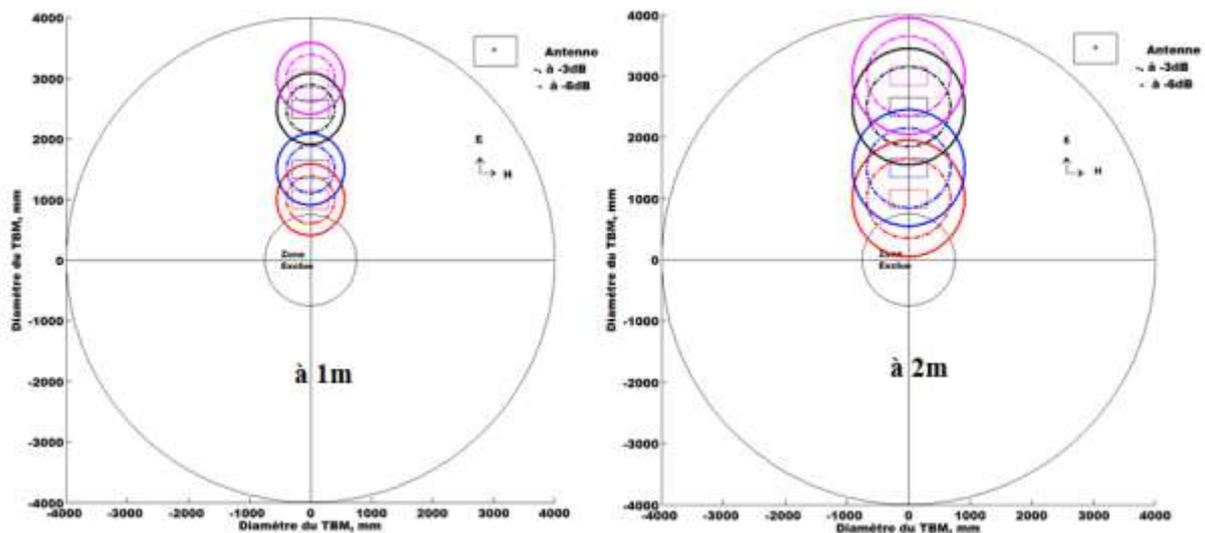


Figure 128 : Distribution de la tache de rayonnement temporelle en fonction de la position des antennes sur la tête de coupe du tunnelier aux distances de 1 m et 2 m de profondeur dans un sable argileux.

Cette représentation permet d'avoir un aperçu des zones de recouvrement du rayonnement des antennes pour des profondeurs de 1m et de 2m. Cela signifie que pour une tête de coupe de tunnelier de 8m de diamètre, 2 modules de radar GPR distancées de 1m sont suffisants pour couvrir une zone complète à une profondeur d'auscultation de 2m dans du sable argileux. Par contre, avec cette même configuration la zone dite exclue n'est pas éclairée pour une profondeur de 1m et donc tout objet ou obstacle situé dans cette zone et à la distance inférieure de 1m ne peut être imagé.

Il conviendra toutefois d'analyser le couplage en configuration réelle entre antennes pour décider au final du nombre d'antennes à positionner sur la tête de coupe.

III.3 Portée du radar GPR

La portée d'un radar GPR dépend principalement de la conductivité électrique du milieu de propagation et de la bande fréquentielle utilisée. Il est connu que les milieux les plus favorables pour atteindre des profondeurs de l'ordre de 15 mètres sont principalement les sols secs comme le sable, le granite et le calcaire, alors que les pires milieux sont les sols humides, argileux ou très conducteurs où la prospection est parfois limitée à quelques centimètres.

III.3.1 Expression analytique de la réflexion au niveau d'une interface

La portée du radar GPR conçu est obtenue à partir de l'expression analytique (équation. 29 - équation. 35) de la tension reçue utilisée est celle détaillée au paragraphe II.3.1 du premier chapitre.

En considérant que la cible à détecter est une interface entre deux milieux diélectriques, l'expression de la tension reçue est donnée par la relation suivante :

équation. 95
$$V_{recu} = \frac{\lambda_g \sqrt{P_e G^2 \Gamma} e^{-2\gamma d}}{(4\pi)^{3/2} d^2} \sqrt{Z_g}$$

Où

- P_e représentent respectivement la puissance transmise.

- d désigne la distance où se situe l'interface.

- λ_g longueur d'onde guidée.

- γ constante de propagation.

- Z_g désigne l'impédance de charge.

- $G=G_e=G_r$, représente le gain des antennes d'émission et de réception.

- Γ correspond au coefficient de réflexion entre les deux interfaces. Il est défini selon la loi de Snell-Descartes :

équation. 96
$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

où Z_i représente l'impédance d'onde du milieu i .

Le modèle de Debye s'appuyant sur le modèle de Peplinski pour les sols considérés (voir Tableau 12) permet l'évaluation ;

- du coefficient de réflexion Γ ,
- de la constante de propagation γ et en particulier du coefficient d'atténuation α .

L'évolution fréquentielle de ces deux grandeurs est donnée à la Figure 129 pour Γ et à la Figure 124 pour l'atténuation α .

La tension reçue pour les 3 cas d'interfaces est évaluée en prenant pour P_e la puissance complexe transmise à l'antenne lorsque celle-ci est alimentée par le signal représenté sur la Figure 130.

Les résultats transitoires de la tension reçue sont finalement obtenus par Transformée de Fourier inverse.

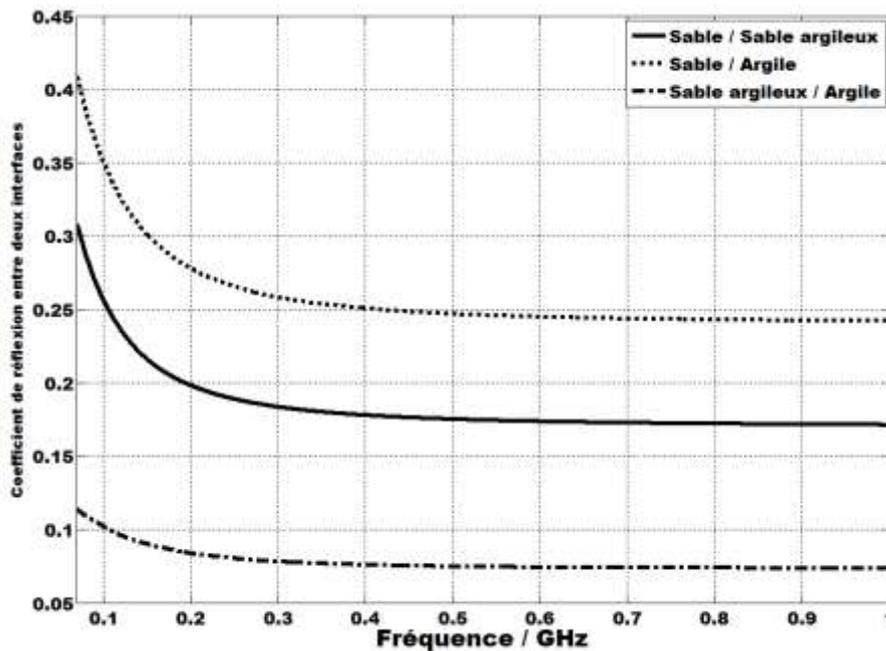


Figure 129 : Evolution du module du coefficient de réflexion entre deux interfaces en fonction de la fréquence et de la nature du sol.

Rappelons que la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dépend fortement du contraste diélectrique entre les deux milieux.

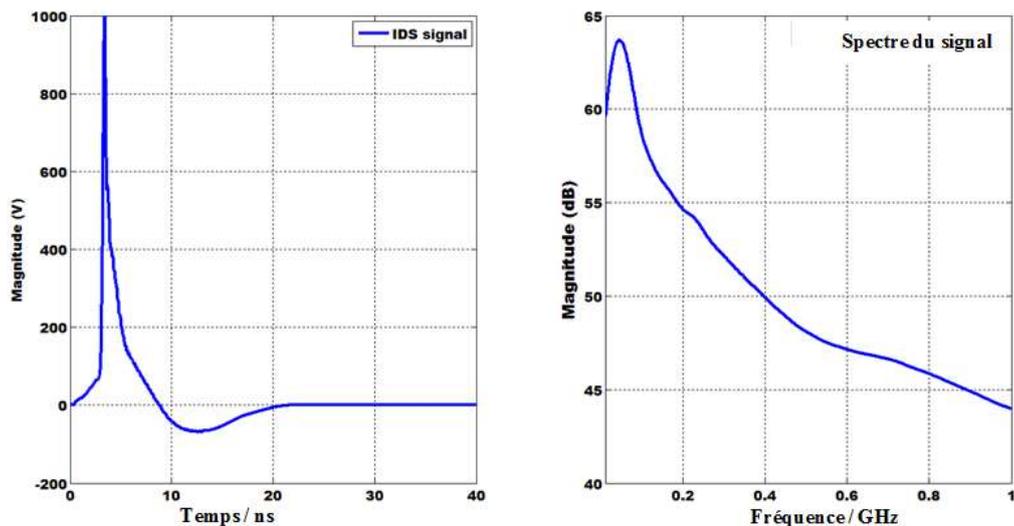


Figure 130 : Signal d'alimentation : forme transitoire et spectrale.

III.3.2 Evaluation de la portée du radar GPR : exemple de changement de nature de sol

La configuration testée est le changement de milieu brutal comme le montre la

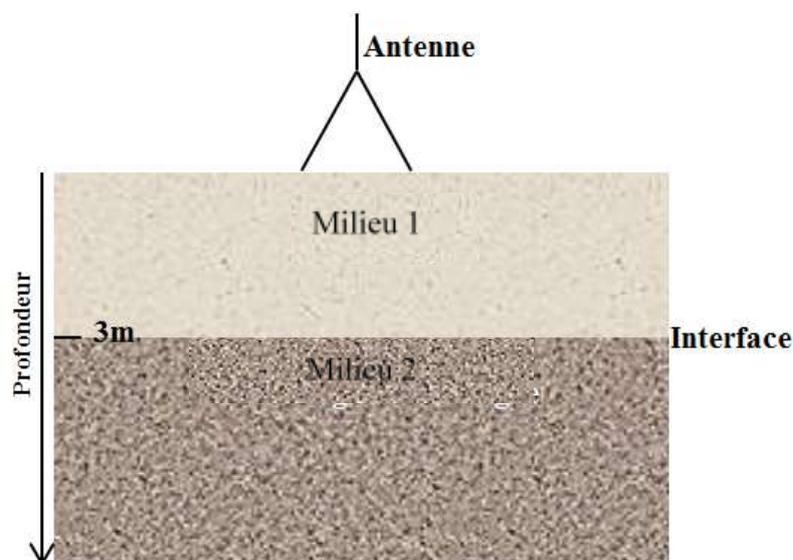


Figure 131. Le premier milieu est représenté par du sable alors que le deuxième milieu est constitué de sable argileux ou d'argile dont les caractéristiques sont présentées sur le Tableau 12.

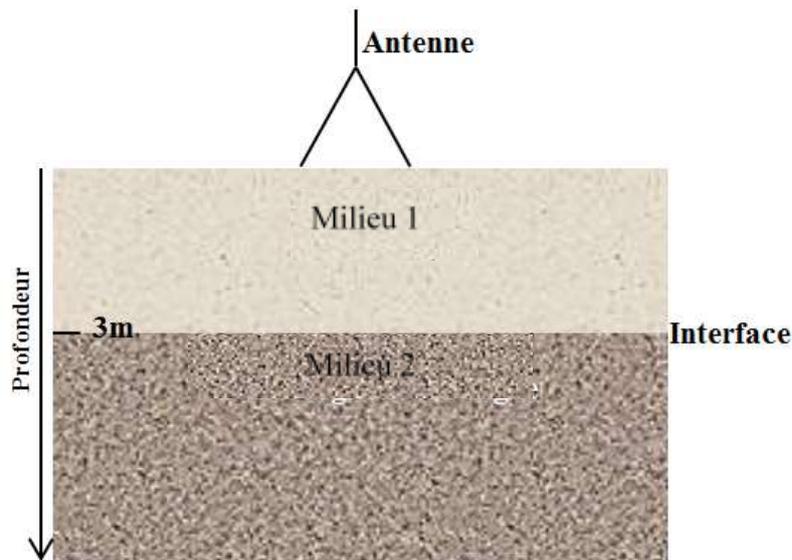


Figure 131 : Configuration simplifiée du changement de milieu brutal.

Le gain réalisé de l'antenne est calculé avec CST Microwave lorsque celle-ci est face au milieu supposé sans pertes pour ce calcul (sable, argile, ou sable argileux), le calcul théorique de ce gain n'étant pas possible dans un milieu à pertes. Le gain de l'antenne pour les trois sols étudiés est montré sur la Figure 132.

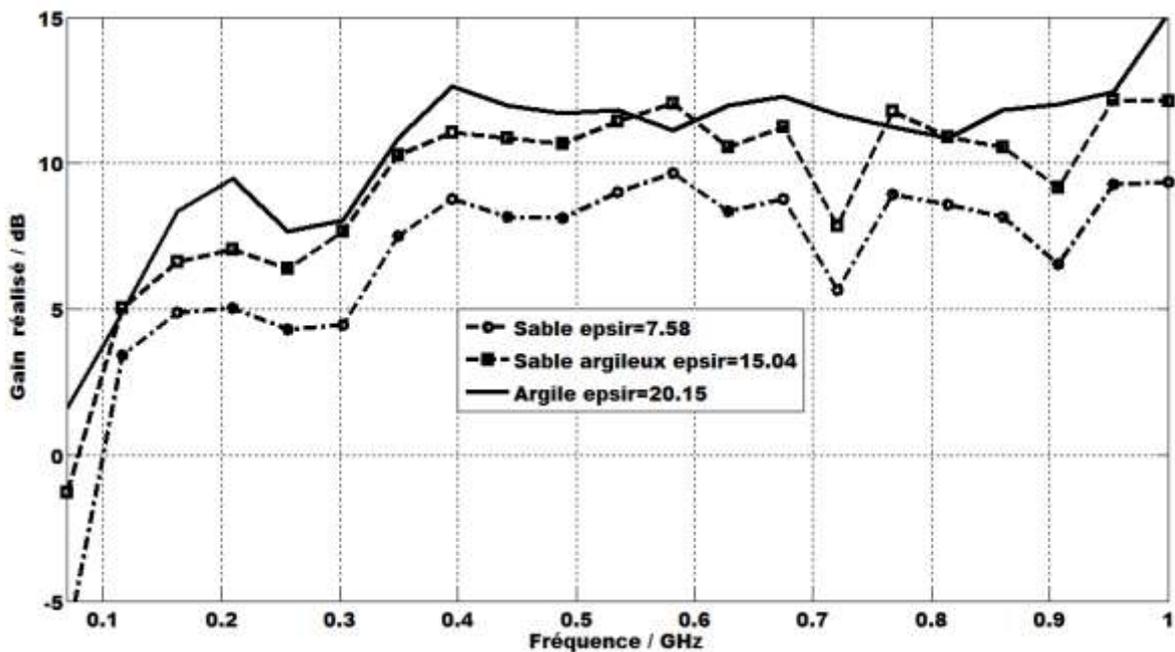


Figure 132 : Gain réalisé dans l'axe de l'antenne Khorn face aux sols modélisés sans pertes.

Les courbes de gain font apparaître un niveau supérieur pour l'argile. Ceci traduit le fait de la plus grande focalisation de l'énergie lorsque l'antenne est face à un milieu de permittivité plus importante. Ce gain n'induit pas pour autant que l'amplitude du champ sera plus importante dans l'argile à une distance proche de l'antenne. D'autre part, même si ce gain est obtenu dans un milieu sans pertes, l'équation. 95 tient compte des pertes à travers la constante de propagation et le coefficient de réflexion.

La portée du radar de sol est dépendante de l'amplitude crête à crête de la tension mesurée. La capacité de détection du système d'acquisition est définie en fonction d'un seuil exprimé en dBV correspondant à l'amplitude minimale mesurable. De ce fait, le calcul de la tension du signal diffracté par une interface sera ici exprimé par son module.

Le module de la tension reçue déduite de l'équation. 95 pour une interface située à 3m entre du sable et de l'argile est montré sur la Figure 133.

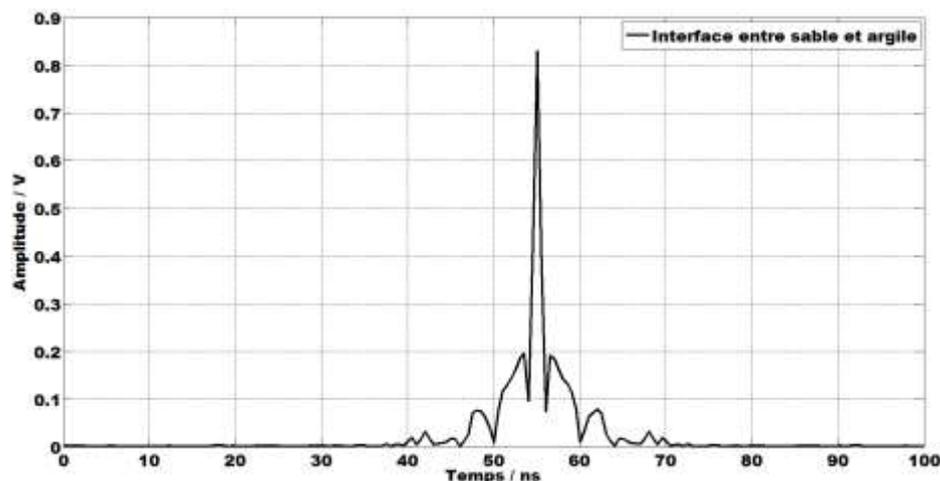


Figure 133 : Module de la tension reçue par l'antenne Khorn provenant de la réflexion à l'interface sable / argile située à 3m de l'antenne.

La Figure 133 montre que l'amplitude du signal diffracté par l'interface située à 3m a un maximum de 0,8 V soit un rapport de 1250 par rapport au niveau de la tension issue du générateur. Ce rapport dépend à la fois du gain de l'antenne dans le milieu considéré, du coefficient de réflexion de l'interface et du milieu de propagation.

Le milieu dans lequel l'onde se propage est représenté par du sable sec dont la permittivité relative moyenne est égale à 7,58. L'instant auquel apparaît le retour de l'interface

correspond bien à la valeur théorique calculée à partir de la vitesse de propagation dans le premier milieu.

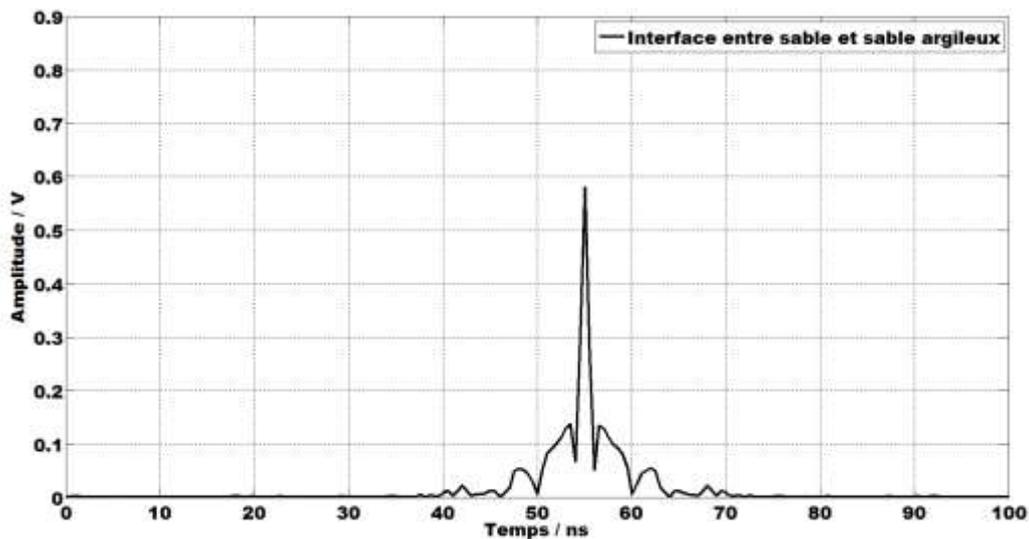


Figure 134 : Module de la tension reçue par l'antenne Khorn provenant de la réflexion à l'interface sable / sable argileux située à 3m de l'antenne.

La figure ci-dessus illustre le cas d'une interface toujours à une distance de 3m entre du sable et du sable argileux. Le niveau crête de la tension réfléchie est plus faible dans le cas précédent en raison d'un contraste diélectrique moins important.

III.3.3 Prise en compte du seuil de détection

Une estimation de la portée du radar à pénétration de sol est effectuée sur les trois types de sols étudiés. L'évolution de la tension maximale en fonction de la distance où est située l'interface est évaluée. La figure suivante montre la décroissance de la tension maximale en fonction de la profondeur de l'interface.

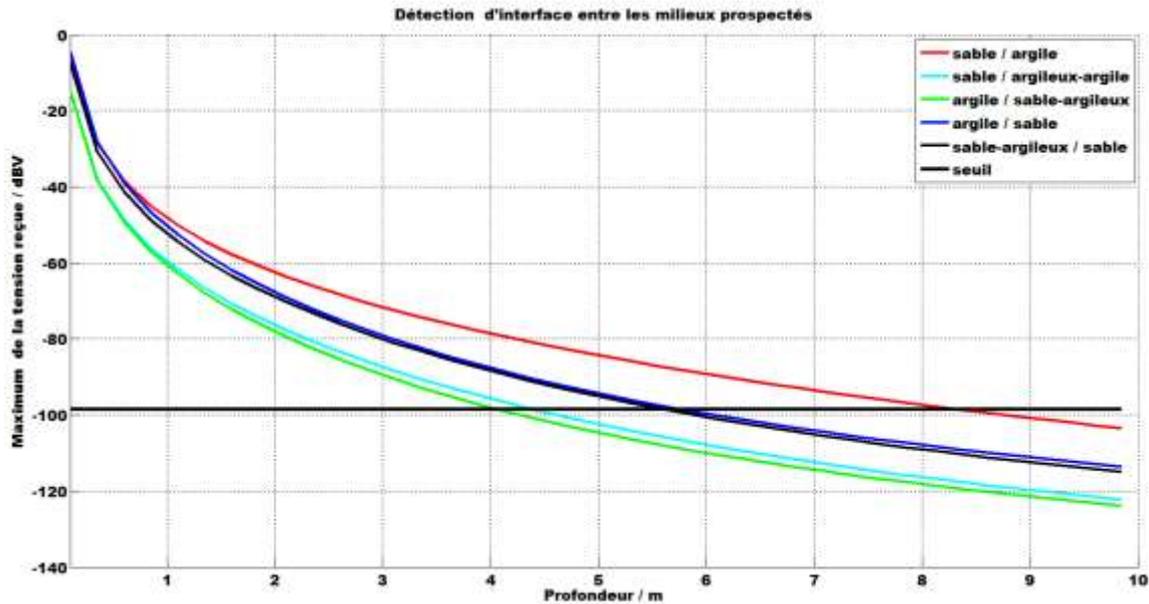


Figure 135 : Portée du radar GPR en fonction de la nature du sol de propagation.

Pour un niveau seuil de détection égale à $12\mu\text{V}$ (donné par le partenaire du projet NeTTUN fournissant le détecteur), la portée du radar varie considérablement en fonction de la nature du sol. Ceci s'explique par la différence de niveau d'atténuation des sols. Ainsi lorsque le milieu de propagation est du sable la portée maximale du radar GPR est égal à 8m, alors qu'elle est de 4m dans de l'argile.

III.3.4 Conclusion

L'évaluation de la portée du radar GPR tient compte de plusieurs paramètres à savoir le gain de l'antenne, les caractéristiques électromagnétiques du milieu de propagation et de l'interface mais aussi du seuil de détection. La connaissance des caractéristiques de rayonnement de l'antenne Khorn modifiées par la présence du sol et des caractéristiques des sols permettent d'avoir une approximation de la profondeur maximale à laquelle ces interfaces sont détectables.

III.4 Obtention de radargrammes via TEMSI-FD

Ce paragraphe est consacré aux premières études réalisées sur la propagation des ondes dans les sols étudiés par la méthode des différences finies dans le domaine transitoire via le logiciel TEMSI-FD. Il permet l'obtention des échos provoqués par un défaut dans un sol, ici une interface entre deux milieux diélectriques permettant de remonter aux radargrammes.

III.4.1 Configuration des simulations

Pour cette étude de propagation et pour ne pas devoir modéliser l'antenne Khorn, ce qui peut s'avérer très complexe avec le logiciel, des antennes filaires de type dipôle chargé suivant le profil de Wu-King de longueur égale à 1.5m ont été utilisées (voir Figure 136). Ces antennes permettent de travailler dans la bande fréquentielle de [50MHz-1GHz]. La forme filaire ne nécessite pas un maillage complexe, elle permet d'avoir un gain à la fois sur le volume et le temps de calcul. La répartition symétrique des charges suivant la loi de l'équation. 68, le long de l'antenne par rapport au point d'alimentation permet de diminuer le contraste d'impédance entre l'antenne et le milieu de propagation.



Figure 136 : Antenne Wu-King

Les antennes filaires dipolaires sont disposées de façon à couvrir un diamètre de tête de coupe du tunnelier de 3m. Pour mieux balayer la zone auscultée, 35 positions d'antenne ont été choisies correspondant à une rotation de 360° du tunnelier par pas de 10°. L'angle d'inclinaison du sable par rapport au sable argileux est de 30°. Les dimensions de la scène sont données sur la Figure 137.

III.4.2 Validation de la sous-scène

Pour réduire la durée et le volume de calcul pour les différentes positions des antennes face aux sols testés, la scène globale (15m×15m×6m) est subdivisée en plusieurs sous-scènes (7.5m×7.5m×6m) comportant chacune une antenne. Pour faciliter la visualisation un exemple de sous-scène est représenté en pointillé sur la Figure 137.

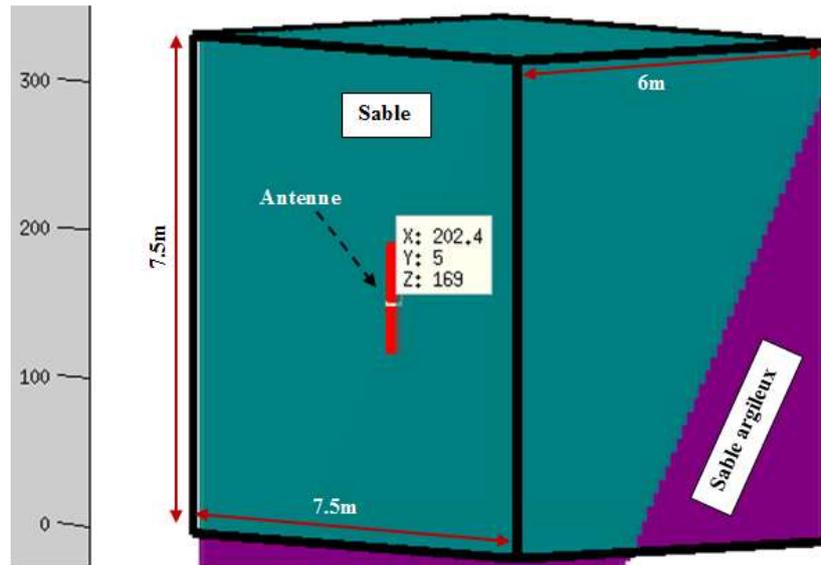


Figure 138 : Sous-scène avec $\theta=0^\circ$; scénario de changement de milieu brutal.

Les résultats obtenus avec la scène globale et la sous-scène sont montrés sur la Figure 139. Le signal réfléchi par l'interface (sable / sable argileux) est extrait du courant calculé sur l'antenne. Ce courant est la superposition du courant d'excitation et du courant réfléchi. Les courants obtenus dans les deux simulations sont identiques ; ceci permet de valider la méthode d'extraction des sous-scènes de la scène globale.

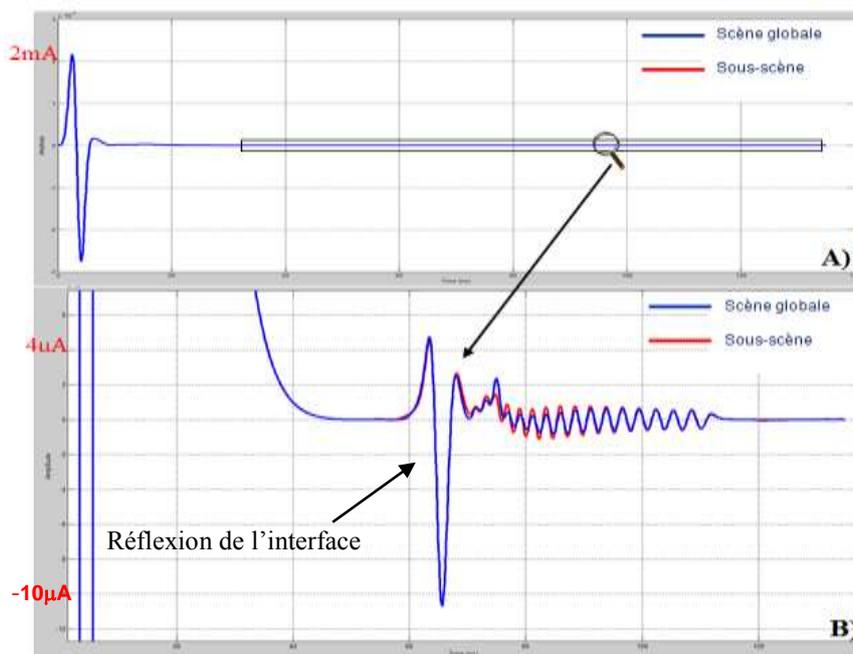


Figure 139 : Validation de la configuration de la sous-scène. A) courant total reçu au point d'alimentation de l'antenne, B) zoom sur la partie réfléchi par l'interface des deux sols.

La réflexion provenant de l'interface inclinée ici, traduite par le niveau du courant, est extrêmement faible liée à une interface (induisant un coefficient de réflexion approximatif de -15dB) et un parcours approximatif de 6m de propagation dans le sable (36 dB d'atténuation).

III.4.3 Exemple de radargrammes

La phase de validation de la sous-scène étant réalisée, des simulations des sous-scènes sont effectuées. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure suivante. Dans cette simulation, la position de l'antenne est tangente au cercle décrit par la Figure 140.

L'évolution du retard temporel du courant reçu au pied de l'antenne en fonction de la position de l'antenne par rapport à l'inclinaison de l'interface permet de la situer approximativement. L'amplitude du courant est naturellement plus importante au fur et à mesure que la distance antenne-interface diminue. Pour obtenir une image de la scène à partir de ces résultats, une méthode C-SAR (Circular Synthetic Aperture Radar) doit être développée et appliquée. Elle fera partie des perspectives de ce travail.

L'application de la technique d'obtention des radargrammes doit permettre de mettre en œuvre et valider l'algorithme d'imagerie.

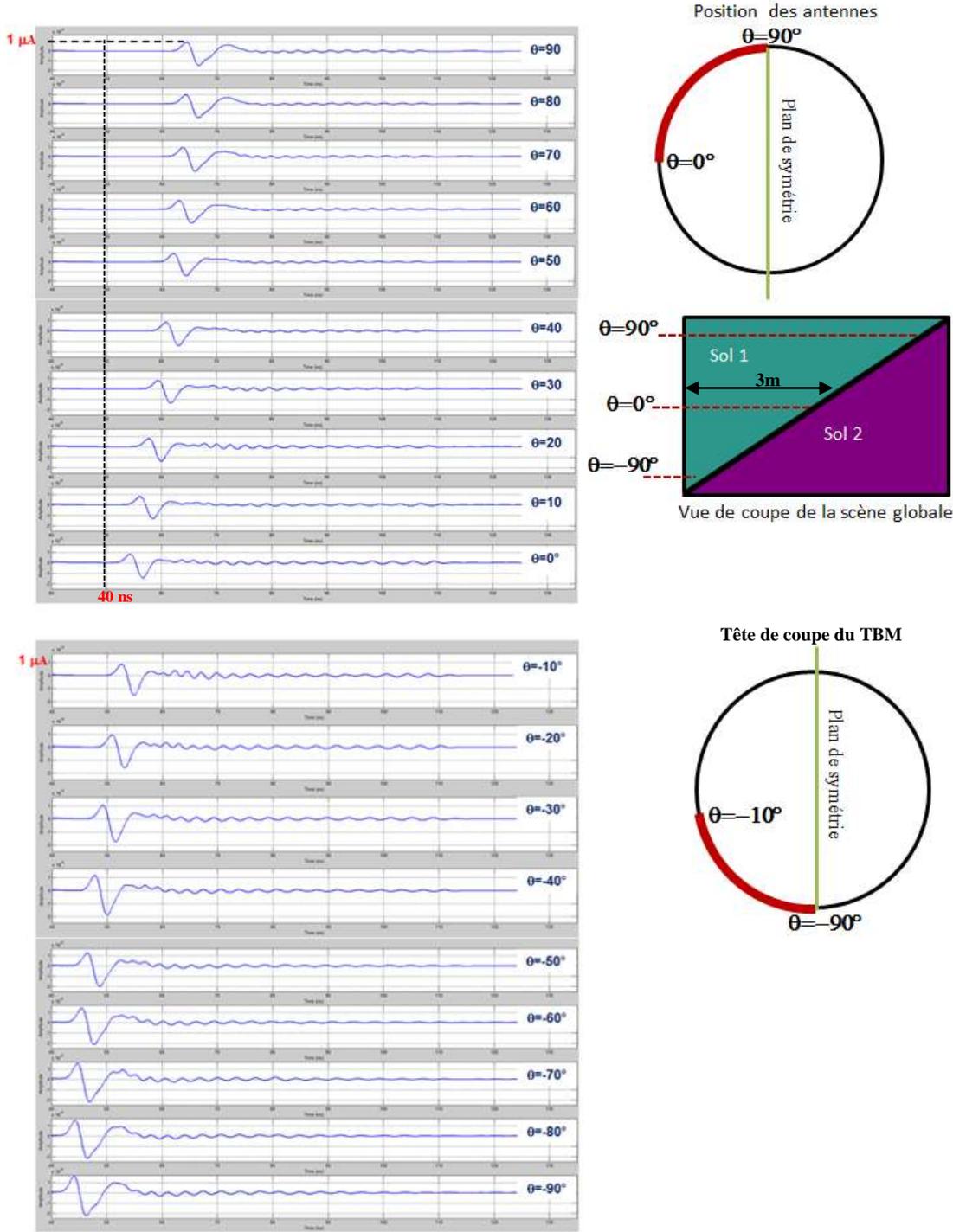


Figure 140 : Variation des amplitudes du courant réfléchi par de l'interface entre les deux milieux.

V Conclusions

Dans ce chapitre, les différentes étapes de conception de l'antenne Khorn jusqu'à son intégration dans la tête de coupe du tunnelier ont été abordées. Ces étapes ont consisté principalement au choix de la forme de cavité où l'antenne K est insérée, au choix du matériau de remplissage de la cavité permettant de réduire les dimensions de l'antenne, à l'optimisation de l'adaptation de l'antenne Khorn ainsi obtenue en prenant en compte l'environnement dans lequel elle se trouve. Ces modélisations ont permis de mettre en évidence les limites d'adaptation et de rayonnement de l'antenne Khorn dans son environnement global d'utilisation et ont conduit à une adaptation dans la bande fréquentielle de [250MHz-1GHz] dans un sol de permittivité relative moyenne égale à 7. Par ailleurs, le couplage entre antennes Khorn distancées de 50cm a été analysé, le résultat observé montre un coefficient de couplage inférieur à -40dB sur la bande de travail et un taux de décroissance égale à 1.25dB/ns. Les premières mesures effectuées avec les deux prototypes d'antennes Khorn fabriquées ont permis d'une part de valider la procédure de fabrication et d'autre part de redéfinir les caractéristiques de la résine remplissant l'antenne Khorn par rétro-simulation. Les mesures expérimentales effectuées lorsque les antennes sont posées sur un sol à pertes permettent de valider leur performance d'adaptation dans un milieu diélectrique à partir d'une fréquence proche de 200MHz (qui varie selon le milieu prospecté).

Après cette phase de conception et de tests des performances de l'antenne élémentaire, une évaluation de ses performances via des critères de tache de rayonnement et de portée a été menée. La conclusion observée sur la répartition de la tache de rayonnement est son augmentation en fonction de la profondeur dans le milieu, mais aussi sa focalisation pour des sols de forte permittivité et à pertes. L'analyse de la distribution de l'énergie électromagnétique en fonction de la distance et de la nature du sol ausculté a aussi permis de montrer que pour couvrir la zone face à une tête de coupe de diamètre égale à 8m, deux modules de radar GPR séparés de 1m sont nécessaires. D'autre part, la dépendance de la portée vis-à-vis de la nature du sol prospecté a été montrée. Par exemple pour un niveau seuil de détection égale 12 μ V, la portée du système radar GPR est estimée égale à 8m dans du sable alors qu'elle n'est que de 4m dans de l'argile.

Conclusion générale et perspectives

La problématique de sécurité liée aux creusements des tunnels a conduit au développement du projet européen NETTUN. Ce projet collaboratif a entre autre pour objectif le développement et la conception d'un outil de détection d'obstacles lors du creusement.

Le premier chapitre de ce document décrit le contexte de cette étude et a présenté les différents outils de prédictions disponibles aujourd'hui pour connaître la structure du sous-sol sur le parcours d'un tunnelier. Il a été ainsi constaté que les techniques actuelles, surtout basées sur des carottages et sur l'utilisation des méthodes sismiques, permettent de connaître globalement, à grande échelle, la constitution du sous-sol. Le manque de prédiction plus fine et en temps réel a été mis en évidence et le document s'est alors orienté sur la description des outils GPR. Le radar GPR dans la bande [10MHz – 1GHz] est très couramment utilisé pour la détection d'objets. Il s'agissait alors d'adapter cette technologie à la problématique très particulière d'un tunnelier, notamment du point de vue antennaire. Afin de maîtriser la conception de l'antenne utilisée dans le cadre de ce projet, une connaissance fine de la nature électromagnétique des matériaux constituant le sous-sol était nécessaire. Le premier chapitre s'est donc poursuivi par la présentation de leurs différentes modélisations possibles en se focalisant sur les modèles de Peplinski et Debye. La fin de ce premier chapitre a été consacrée aux outils numériques de modélisation d'antennes et de sous-sols.

Le deuxième chapitre est dédié à la conception de l'antenne élémentaire devant fonctionner dans cet environnement complexe. L'état de l'art des antennes utilisées en GPR a été abordé ce qui a conduit au choix de deux géométries d'antennes ultra large bande pouvant correspondre en termes de gain et de ratio encombrement-bande fréquentielle d'adaptation : l'antenne K et l'antenne Cornet Ridgée. Cette partie s'est donc poursuivie par l'étude théorique, à l'aide de CST, des performances de ces deux types d'antennes en termes d'encombrement, de bande d'adaptation et de niveau de champ rayonné. Le respect de ces différents critères a donc conduit au choix de l'antenne K qui présente les meilleures performances pour un volume plus limité. Le deuxième chapitre s'est achevé sur l'optimisation de cette antenne en termes d'adaptation et d'encombrement par l'insertion d'un matériau de remplissage ayant des caractéristiques diélectriques et mécanique acceptables pour l'application. L'antenne Khorn a

été finalement conçue permettant d'atteindre une bande fréquentielle théorique de fonctionnement entre 130 MHz et 1GHz.

Le dernier chapitre a abordé les contraintes d'intégration au sein de la tête de coupe d'un tunnelier. Les performances théoriques de l'antenne élémentaire ont été étudiées dans ce contexte, avec la prise en compte de la cavité disponible pour son insertion, de l'influence du matériau de remplissage et des spécificités liées à cet environnement de travail tels que le recul et la plaque de protection. Le radar à venir devant comporter plusieurs couples d'antennes, une étude détaillée du couplage a été menée à la fois dans les domaines harmonique et transitoire en tenant compte de leur positionnement relatif. La fabrication des prototypes d'antennes a conduit aux premières mesures expérimentales du coefficient d'adaptation et de couplage. Ces résultats ont abouti à une mise en cause des caractéristiques expérimentales obtenues sur le matériau de remplissage, conduisant à une augmentation de la bande basse d'adaptation de l'antenne aux alentours de 200MHz face à un sol inconnu.

La fin du troisième chapitre a été consacrée aux premières évaluations théoriques des performances du radar dans un contexte d'utilisation réaliste élaboré à partir de scénarii soulignant le taux de dangerosité d'un changement de milieu face à un tunnelier. Les modèles de matériau définis au premier chapitre ont donc été utilisés pour quantifier la tache de rayonnement en fonction de la distance et la portée du radar dans de tels milieux. Finalement la profondeur de détection d'une interface entre deux milieux a été calculée en fonction d'un seuil de détection prédéfini. Ces premiers résultats théoriques ont abouti à des portées variant de 4 à 8m en fonction de la nature des sols rencontrés.

Naturellement ces premiers résultats demanderont à être confirmés lors d'expérimentations menées face à des milieux connus, expérimentations plus réalistes devant conduire à la détection d'interfaces et d'objets enfouis. Par la suite, l'intégration dans un tunnelier devra également être validée avec la définition du nombre d'antennes nécessaires à la détection, de l'architecture du radar (nombre d'émetteurs, de récepteurs) et ainsi conduire à de nouvelles mesures de couplage, de portée et de capacité de détection.

Cette étude a montré qu'il était possible d'adapter une antenne remplie d'un diélectrique donné à un milieu de propagation quelconque. Dans le contexte du tunnelier on a choisi la résine

Conclusion générale et perspectives

pour sa facilité de coulage et sa résistance mécanique mais pour des applications GPR moins contraignantes on peut envisager de remplir l'antenne d'un matériau de permittivité encore plus grande ou de réaliser un remplissage graduel de permittivité et concevoir ainsi une antenne pour laquelle l'adaptation à un sol quelconque serait optimisée par l'ajout d'une dernière couche.

Outre les systèmes antennaires, cette étude ouvre des perspectives quant à la conception de nouveaux GPR utilisant l'imagerie SAR circulaire. Un outil théorique permettant d'obtenir les radargrammes associés à une scène a été mis en œuvre durant la thèse. Il constitue le point de départ de la construction d'une image d'une scène via des algorithmes qu'il conviendra de développer.

Bibliographie

- [1] P. Gesta, *Technique de l'ingénieur*, 10 Mai 1992, <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/construction-th3/les-travaux-souterrains-et-les-depollutions-42551210/tunneliers.html>.
- [2] NFM Technologies, "NFM Technologies leader des tunneliers en France", 1 Octobre 2013, <http://nettun.org/>.
- [3] H. M. Jol, "Ground Penetrating Radar : Theory and Applications", First edition 2009 ed., Elsevier Science, 2009.
- [4] D. Daniels, "Surface-penetrating radar", British Library Cataloguing in Publication Data, 1996.
- [5] R. Perez, "Contribution à l'analyse théorique et expérimentale de radargrammes GPR. Performances des antennes : apports d'une configuration multistatique", thèse de doctorant, Université de Limoges, 2005.
- [6] F. Rejiba, "Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux hétérogènes : Application au Radar Sol.", thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2002.
- [7] R. W. P. King and G. Smith, "Antennas in Matter", *Fundamentals, theory, and applications. NASA STI/Recon Technical Report A*, vol. 81, no. 29690, 1981.
- [8] A. Annan, "Ground Penetrating Radar in Near-surface Geophysics", *Investigations in Geophysics*, no. 13, pp. 383-438, 2005.
- [9] G. R. Olhoelf, "Applications and frustration in using Ground Penetrating Radar", *IEEE AESS System Magazine*, pp. 12-20, 2002.
- [10] A. P. Annan, "GPR Methods for Hydrogeological studies", *Hydrogeophysics*, pp. 185-213, 2005.
- [11] M. Metwaly, "Detection of metallic and plastic landmines using the GPR and 2-D resistivity techniques", *Nat. Hazards Earth Syst. Sci.*, no. 7, pp. 755-763, 2007.
- [12] D. Daniels, "Radar Handbook, Chapter 21 : Ground Penetrating Radar", McGraw-Hill, 2008.
- [13] R. De Jongh, L. Ligthart, I. Kaploun, A. Schukin and A. D. Yarovoy, "Design and analysis of new GPR antenna concepts", 29 Mai 2014, <http://www.researchgate.net/publication>.
- [14] A. Olver and L. G. Cuthbert, "FMCW radar for hidden object detection" *Radar and Processing, IEE Proceedings*, vol. 135, issue 4, pp. 354-361, Aout 1988.

Bibliographie

- [15] K. Iizuka and A. Freundhorfer, “Step frequency radar”, *Journal of applied Physics*, vol. 59, no. 6, pp. 2572-2582, november 1984.
- [16] A. Giovanni, C. Luca, D. N. Marco, E. Salvatore and G. Giovanni, “A stepped frequency GPR system for underground prospecting”, *Annals of geophysics*, vol. 45, no. 2, pp. 375-391, 2002.
- [17] L. Pajewski and A. Benedetto, “Advanced Ground Penetrating Radar : open issues and new research opportunities in Europe”, *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pp. 1847-1850, 13 october 2013, Nuremberg, Germany.
- [18] M. I. Skolnik, “Radar Handbook”, Boston : Mc Graw Hill, 1990.
- [19] S. S. Staff, “Soil Toxonomy, a basic system of soil classification for making and interpreting soil surveys”, Washington: U.S. Forest Service, Soil Conservation Service, 1994.
- [20] C. Schon, “classification géotechnique des sols basée sur la classification U.S.C.S”, *Bulletin des Laboratoires des Ponts et Chaussées*, 16, 1965.
- [21] P. Debye, “Polar Molecules”, Chemical Catalog Co, New York, 1929.
- [22] K. S. Cole and R. H. Cole, “Dispersion and absorption in dielectrics, alternating current characteristics”, *Journal of Chemical and Physics*, no. 9, pp. 341-351, 1941.
- [23] J. R. Birchak, C. G. Gardner, J. E. Hipp and J. M. Victor, “High dielectric constant microwave probes for sensing soil moisture”, *Proc. Of the Institute of Electrical and Electronic Engineers*, no. 62, pp. 93-98, 1974.
- [24] G. P. De Loor, “Dielectric Properties of Heterogeneous mixtures containing water” *Journal of Microwave Power*, no. 3, pp. 67-73, 1968.
- [25] G. C. Toop, J. L. Davis and A. P. Annan, “Electromagnetic determination of soil water content : measurements in coaxial transmission lines”, *Water Resources Research*, no. 16, pp. 574-582, 1980.
- [26] M. C. Dobson, F. T. Ulbary, M. T. Hallikainen, M. A. El-Rayes, “Microwave dielectric behavior of wet soil – Part II: dielectric mixing models”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, no. 23, pp. 35-46, 1985.
- [27] N. R. Peplinski, F. T. Ulaby and M. C. Dobson, “Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3 GHz range” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, no. 33, pp. 803-807, 1995.
- [28] M. Adous, “Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquences 50MHZ-13GHZ”, thèse de doctorat, Université de Nantes, 2006.

Bibliographie

- [29] J. H. Bradford, W. P. Clement and W. Barrash, "Estimating porosity with ground-penetrating radar reflection tomography : a controlled 3-d experiment at the boise hydrogeophysical research site.", *Water resources reseach*, no. 45, 2009.
- [30] N. J. Cassidy, "Evaluating LNAPL contamination using GPR and dielectric analysis : Practical implications for signal attenuation and attribute analysis studies", *Journal of Contaminant Hydrology*, vol. 94, no. 1-2, pp. 49-75, 2007.
- [31] S. Ari, "Mixing Rules with Complex Dielectric Coefficients", *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 393-414, 2000.
- [32] J. D. Rhoades, P. Raats and R. J. Prather, "Effects of Liquid-phase Electrical Conductivity, Water Content, and Surface Conductivity on Bulk Soil Electrical Conductivity", *Soil Sciences Society AM. Journal*, no. 40, pp. 651-655, 1976.
- [33] D. Corwin and S. Lesch, "Apparent soil electrical conductivity measurements in agriculture", *Computers and Electronics in Agriculture*, no. 46, pp. 11-43, 2005.
- [34] D. Corwin and R. E. Plant, "Application of Soil Electrical Conductivity to Precision Agriculture", *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 46, no. 1-3, pp. 1-10, 2005.
- [35] S. Friedman, "Soil properties influencing apparent electrical conductivity : a review", *Computers and Electronics in Agriculture*, no. 46, pp. 45-70, 2005.
- [36] P. Shah and D. Singh, "Determination and Applications of Electrical Properties of Soils", *Indian Geotechnical Conference*, pp. 229-232, 2005.
- [37] K. Saxton, W. Rawls, J. Romberger and R. Papendick, "Estimating Generalized Soil water Characteristics from Texture", *Soil Science Society of America Journal*, no. 50, pp. 1031-1036, 1986.
- [38] M. Ney, "Simulation électromagnétique - Outils de conception", *Techniques de l'ingénieur*, pp. 1-26, 10 Aout 2013.
- [39] J. B. Schneider, "Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method", www.eecs.wsu.edu/schneidj/ufdtd, 2014.
- [40] C. Giraudon, "Contribution à la simulation électromagnétique dans le domaine temporel. Approches électromagnétique et informatique.", thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.
- [41] U. Basson, "Mapping of moisture content and structure of unsaturated sand layers with ground penetrating radar.", thèse de doctorat, Université de Tel-Aviv, 1992.
- [42] D. Jacques, G. Stéphane and H. Didier, "On the potential of Ground Penetrating Radar to help rock fall hazard assessment : A case study of a limestone slab, Gorges de la Bourne (French Alps)", *Engineering Geology*, pp. 89-102, 2007.

Bibliographie

- [43] S. Garambois, M. Jeannin, J. Deparis, D. Jongmans, C. Grégoire and P. Desvarreux, “Apport du géoradar pour la caractérisation des fractures sur sites instables : exemples et perspectives”, Atelier Riskydrogeo, La Mure, 2004.
- [44] T. T. Wu and R. W. P. King, “The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, pp. 370-373, Mai 1965.
- [45] R. B. Rao, “Optimised Tapered Resistivity Profiles for Wideband HF monopole-antenna.”, *IEEE Antennas & Propagation Society Symposium*, vol. 2, pp. 711-713, 1991.
- [46] R. De Jongh, L. Ligthart, I. Kaploun, A. Schukin and A. D. Yarovoy, “Design and analysis of new GPR antenna concepts”, *Nederlands elektronica en radiogenootschap*, vol. 64, pp. 26-32, 1999.
- [47] Y. Wahyu, R. S. Sianipar, A. Kurniawan, Sugihartono and A. A. Lestari, “Adaptation in Front of Ground Penetrating Radar (GPR) Antenna by Layered Dielectric Slab and Resistive Loading”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, pp. 1023-1027, 22 March 2010.
- [48] S. Hong, “Investigations of RC-Loaded Bow-tie Antennas for Impulse Ground Penetrating Radar Applications”, thèse de doctorat, Université de Manitoba, 2006.
- [49] C. M. De Jong van Coevorden, A. R. Bretones, M. F. Pantoja, F. J. G. Ruiz, S. G. García and R. G. Martín, “GA Design of a Thin-Wire Bow-Tie Antenna for GPR Applications”, *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 44, no. 4, pp. 1004-1010, 2006.
- [50] A. G. Yarovoy, A. D. Schukin, I. Kaploun and L. Ligthart, “The Dielectric Wedge Antenna”, *IEEE Transaction on antennas and propagation*, vol. 50, no. 10, pp. 1460-1472, octobre 2002.
- [51] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy and L. P. Ligthart, “Adaptive Wire Bow-Tie Antenna for GPR applications”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, no. 5, pp. 1745-1754, 2005.
- [52] P. Gibson, “The vivaldi aerial”, *Microwave Conference, 9th European*, pp. 101 - 105, 1979.
- [53] V. Bertrand, “Génération optoélectronique, propagation et rayonnement d'impulsions électromagnétiques ultra-brèves. Application à la l'étude d'un banc de caractérisation en millimétrique”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 1996.
- [54] A. S. Turk, “Ultra-wideband vivaldi antenna design for multisensor adapted ground-penetrating impulse radar”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 5, pp. 834-839, 2006.
- [55] H. G. Poley, “GPR antennas design and Experimental Evaluation”, master thesis, Université technologique de Delft, 2010.

- [56] A. S. Turk, D. A. Sahinkaya, H. Nazli and S. M. , “Investigation of Convenient Antenna Designs for Ultra-Wide Band GPR Systems”, in *International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar - IWAGPR*, Aula Magna Partenope, 2007.
- [57] T. Ahmet Serdar and K. and Ahmet Kenan, “Partially Dielectric-Loaded Ridged Horn Antenna Design for Ultrawideband Gain and Radiation”, *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 11, pp. 921-924, 2012.
- [58] A. Teggatz, A. Jöstingmeier and A. S. Omar, “A New TEM Double-ridged Horn Antenna for Ground Penetrating Radar Applications” *Proceeding . GeMiC*, 2006, Germany.
- [59] P. Delmote, “Etude et réalisation d'antennes Ultra large bande pour applications Radar et Communication”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [60] P. Delmote, C. Dubois, A. J. M. Lalande, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, T. Largeau, R. Guillerey and S. Colson, “Two Original UWB Antennas : The Dragonfly antenna and the Valentine Antenna”, in *Radar2004*, Toulouse, 2004.
- [61] A. Godard, “Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-3GHz)”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 2009.
- [62] I. Imbs, “Etude de systèmes de détection radar large bande en régime transitoire.”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [63] Y. Andreev, Y. Buyanov and V. Koshelev, “Combined Antennas for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation”, *14th Int. symp. on High Current Electronics*, pp. 435-438, 2006.
- [64] R. Vicente, “Recent Improvements To Dual Ridge Waveguide Horn Antennas: The 200MHz to 2000MHz and 18GHz to 40GHz models”, *IEEE International Symposium on IEEE*, pp. 24-27, 2009.
- [65] B. Scheers, M. Piette and A. Vander Vorst, “Development of dielectric-filled TEM horn antennas for UWB GPR”, in *Millennium Conference on Antennas & Propagation*, 2000.
- [66] R. Vicente, “An Open Boundary Quad-Ridged Guide Horn Antenna for Use as a Source in Antenna Pattern Measurement Anechoic Chambers,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 2, pp. 157-160, 2006.
- [67] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy and L. P. Ligthart, “Adaptive antenna for ground penetrating radar”, in *Eighth International Conference on Ground Penetrating Radar*, 2000.

Annexe

Annexe 1 : Adaptation de l'antenne Khorn au sol ausculté

L'objectif de cette annexe est de montrer qu'il est possible d'adapter l'antenne Khorn à un milieu diélectrique de propagation dont la permittivité relative est différente de celle du matériau de remplissage.

I Adaptation des antennes Khorn7 et Khorn20

Pour réaliser cette étude, deux antennes Khorn rayonnant dans un milieu de permittivité égale 7 ont été modélisées.

La première antenne Khorn est dimensionnée dans un milieu diélectrique de permittivité relative constante égale à 7 sans pertes. Les dimensions de la Khorn obtenues après une optimisation de son adaptation pour un milieu de permittivité diélectrique constante égale à 7 sont montrées sur la figure suivante. Sur les parois de la cavité pyramidale de l'antenne Khorn sont placées des absorbants de type ferrites rigides. Ces ferrites ont pour rôle de limiter les multiples rebonds sur les parois qui créent des oscillations sur le champ électromagnétique propagé. Les propriétés électromagnétiques de ces ferrites sont données sur la Fig.A 7.

Dans la suite, l'antenne Khorn remplie de matériau de permittivité relative moyenne égale à 7 est appelée Khorn7.

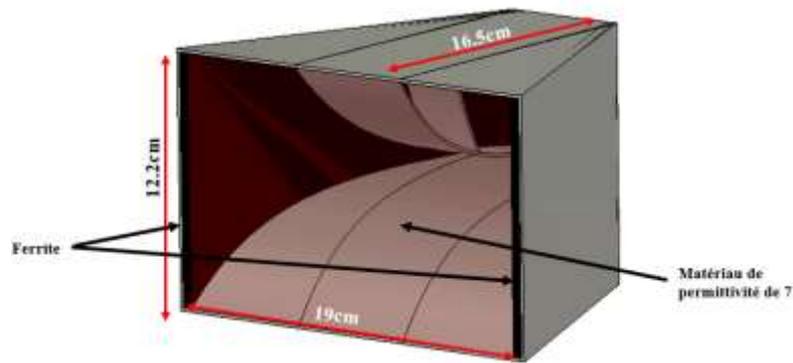


Fig.A 1 : Géométrie et dimensions de l'antenne Khorn7.

La deuxième antenne appelée Khorn20 est remplie de matériau homogène de permittivité relative constante égale à 20 sans pertes. Sur les parois de la cavité de l'antenne sont aussi placées les mêmes ferrites que ceux utilisées dans l'antenne précédente. Son adaptation est optimisée en supposant que l'ouverture de l'antenne est en contact d'un milieu de permittivité relative égale à la moyenne des milieux des permittivités de 20 et de 7. Les dimensions obtenues après adaptation sont montrées sur la Fig.A 2.

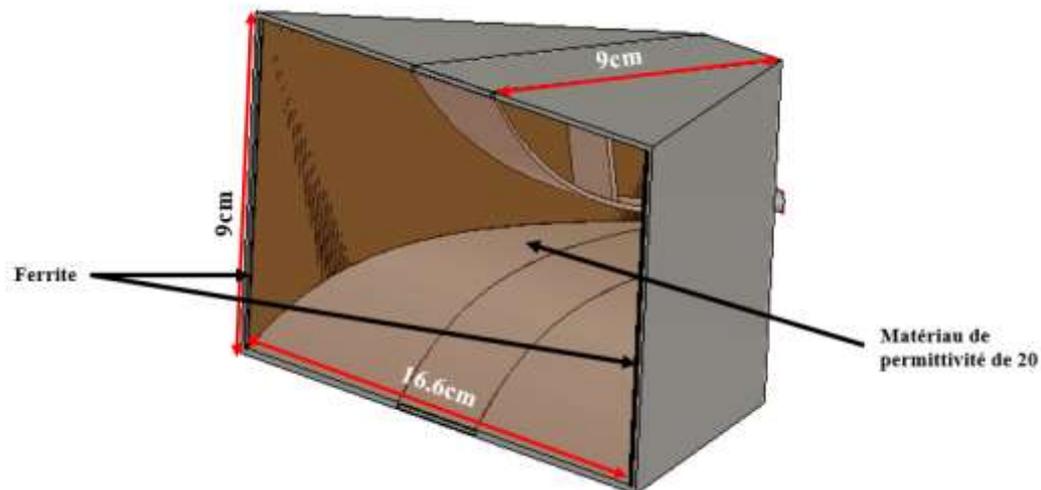


Fig.A 2 : Géométrie et dimensions de l'antenne Khorn20.

La comparaison des coefficients de réflexion des deux antennes est montrée sur la Fig.A 3.

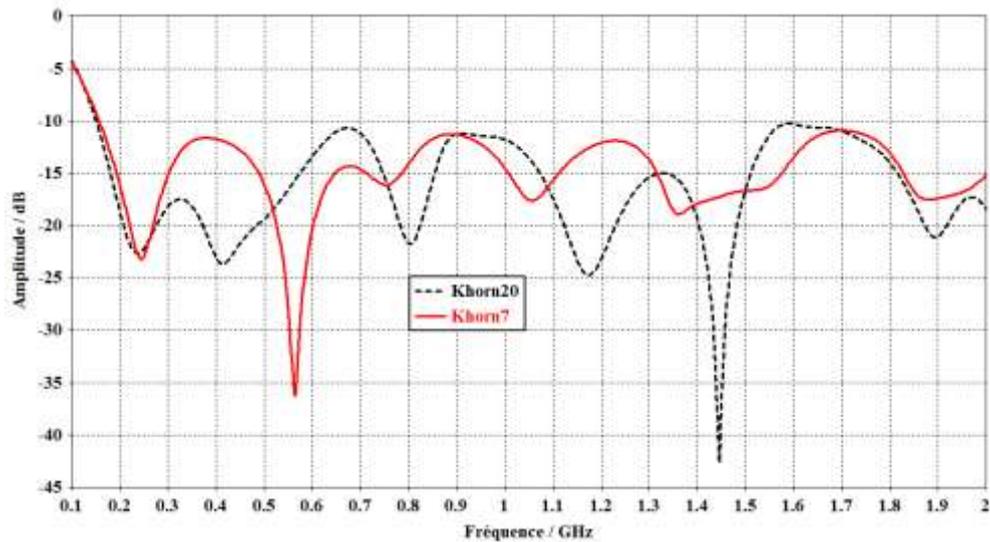


Fig.A 3 : coefficient d'adaptation des antennes Khorn7 et Khorn20.

Une bonne adaptation des deux antennes dans la bande fréquentielle de [150MHz-2GHz] est obtenue. Ce qui valide la capacité d'adapter l'antenne Khorn au milieu prospecté même si le milieu qui la compose est largement différent. Ici le milieu considéré étant un milieu homogène de permittivité relative moyenne égale à 7.

II Gain et champ électrique rayonné par les deux antennes

Le gain des antennes Khorn7 et Khorn20 sont montrés sur la Fig.A 4. L'antenne Khorn20 étant de dimensions faibles présente un faible gain par rapport à la Khorn7 surtout en hautes fréquences. Par contre la différence de gain en basses fréquences des deux antennes est moins importante, ceci s'explique par les dimensions d'ouverture des antennes qui sont assez proches.

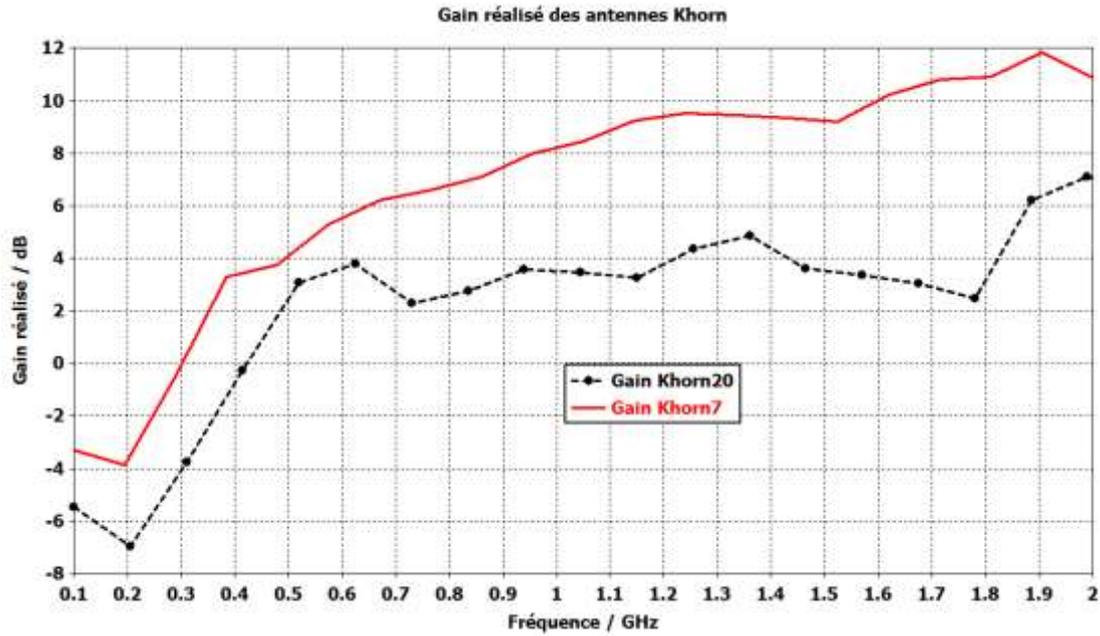


Fig.A 4 : Gain des antennes Khorn7 et Khorn20 face à un milieu homogène de permittivité relative égale à 7.

Cette forte différence de gain surtout en hautes fréquences entre les deux antennes bien qu'elles soient adaptées dans la même bande fréquentielle, se retrouve sur les champs électriques rayonnés. Les deux antennes sont alimentées par la tension représentée sur la Fig.A 6.

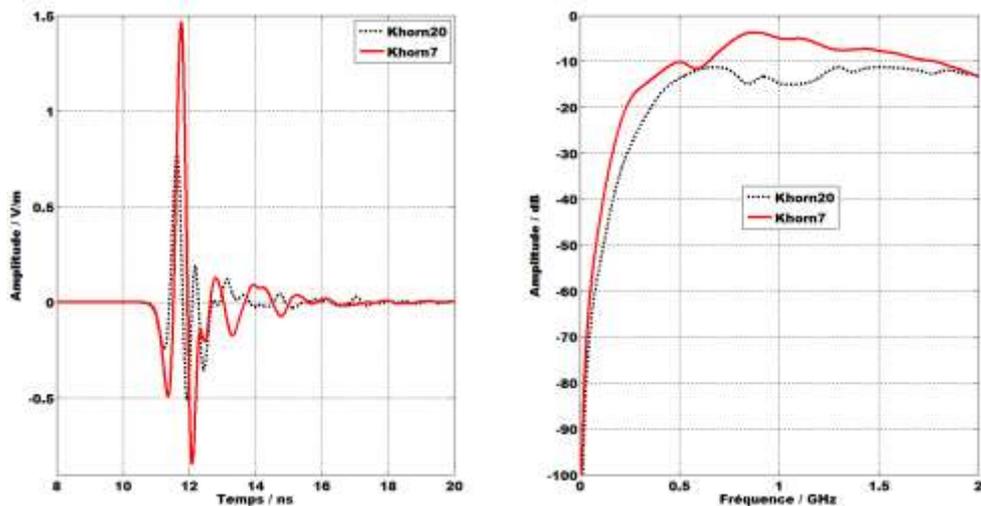


Fig.A 5 : Evolution du champ électrique pour 1V crête appliqué obtenu avec les antennes Khorn7 et Khorn20 dans un milieu homogène de permittivité relative égale à 7 à la distance de 1m.

En effet, le champ électrique rayonné par la Khorn20 présente un niveau crête-à-crête 2 fois moins important que celui obtenu avec la Khorn7, ce qui représente une différence de près de 56%. Cette différence de niveau crête est un facteur limitant des performances de l'antenne Khorn20 en termes de profondeur de détection.

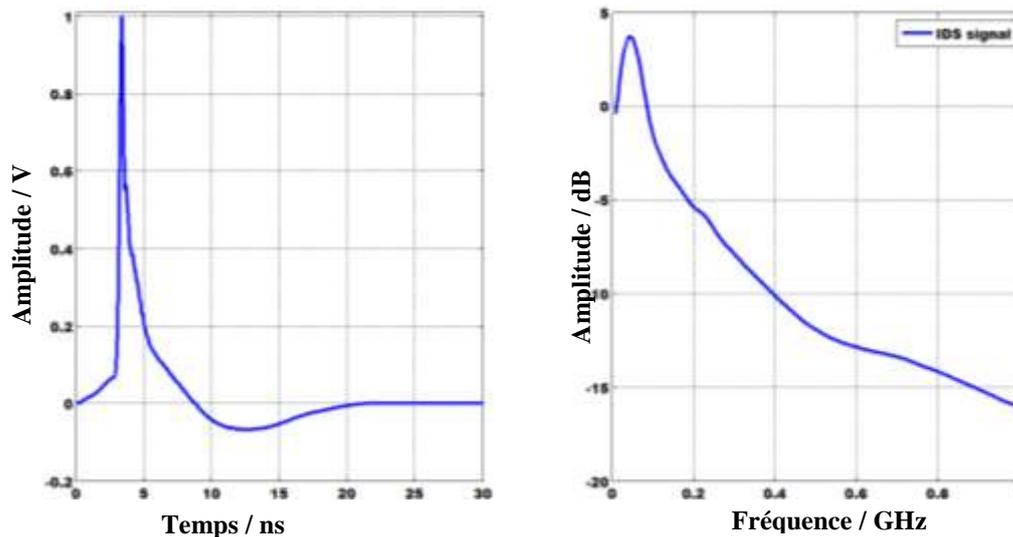


Fig.A 6 : Tension d'alimentation.

Un récapitulatif des performances des deux antennes est montré sur le Tableau.A 1.

Tableau.A 1 : Comparaison des performances des antennes Khorn7 et Khorn20.

Antennes	Dimensions (cm)			Gain réalisé (dB)	Niveau crête (V/m) à 1m	Fréquence (GHz)
	Longueur	Hauteur	Largeur			
Khorn7	16	12.2	19	[-3 - 12]	1.46	[0.15 2]
Khorn20	9	9	16.6	[-5 - 7]	0.78	[0.15 2]

Sur ce tableau outre la différence de gain des deux antennes qui se répercute sur le niveau crête du champ électrique rayonné, une faible différence de dimension de la largeur de la cavité est observée. Ceci s'explique par l'adaptation des deux antennes à des milieux diélectriques dont les permittivités relatives sont assez proches, le premier étant égale à 7 et le second à 13.5. Autrement dit, le remplissage de l'antenne Khorn20 par un matériau de permittivité égale à 20 a permis de diviser la longueur exprimée en $\lambda_{\max}/3.75$ par racine carrée

Annexe 1 : Adaptation de l'antenne Khorn au sol ausculté

de 20 par rapport à l'antenne à air mais la largeur et la hauteur de l'antenne sont calculées pour obtenir une impédance de sortie proche de l'impédance d'onde du milieu de propagation ce qui induit une réduction de dimensions moindre.

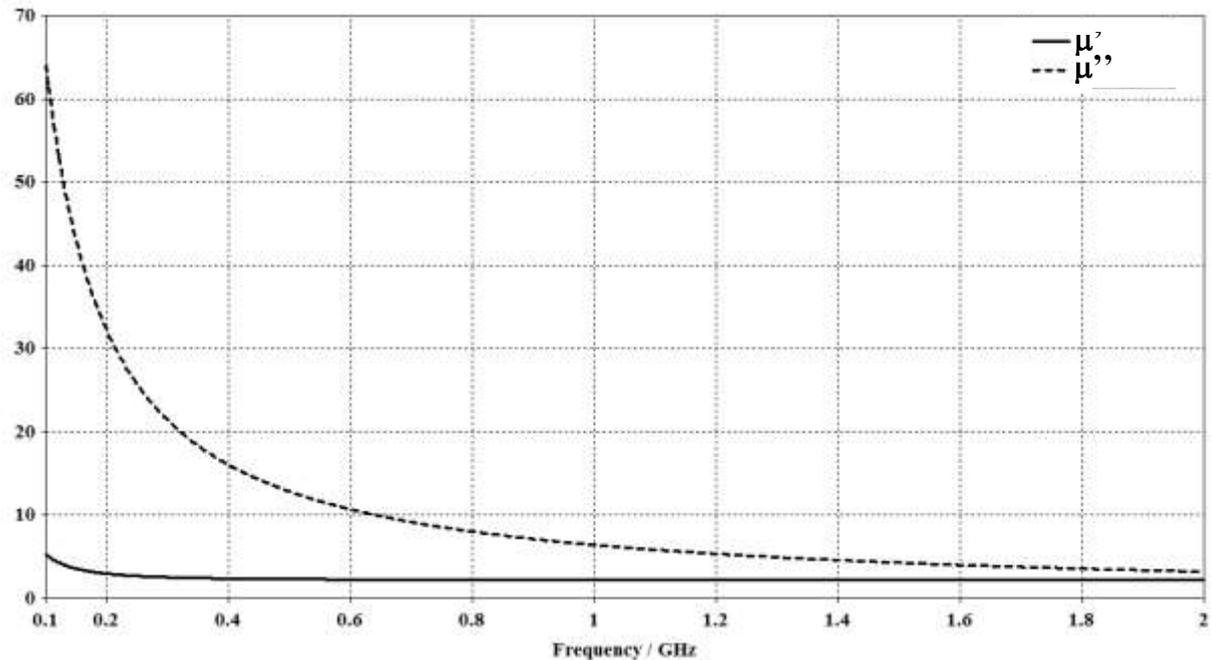


Fig.A 7 : Propriétés magnétiques de la ferrite NiZe représentées par sa partie réelle et sa partie imaginaire.

μ' représente la partie réelle de la perméabilité de la ferrite alors que μ'' désigne la partie imaginaire.

Annexe 2 – Intérêt des basses fréquences et choix de la fréquence basse de travail

Le but de cette annexe est de montrer l'intérêt de travailler en basses fréquences pour une application radar de sol. Elle illustre aussi à travers cette étude les contraintes de dimensions auxquelles ce choix de basses fréquences peut être confronté.

I Intérêt des basses fréquences

Pour réaliser cette étude deux antennes K ont été adaptées dans les bandes fréquentielles de [50MHz-500MHz] et de [200MHz-2GHz]. Pour la suite l'antenne K adaptée dans la bande de [50MHz-500MHz] est nommée A1 et la deuxième A2.

I.1 Dans l'air

La longueur de l'antenne A1 est quatre fois plus grande que celle de l'antenne A2. Deux signaux gaussiens d'amplitude de 1V couvrant les bandes fréquentielles d'adaptation des antennes sont utilisés. Les champs électriques obtenus dans l'air avec ces deux antennes sont montrés sur les figures ci-dessous.

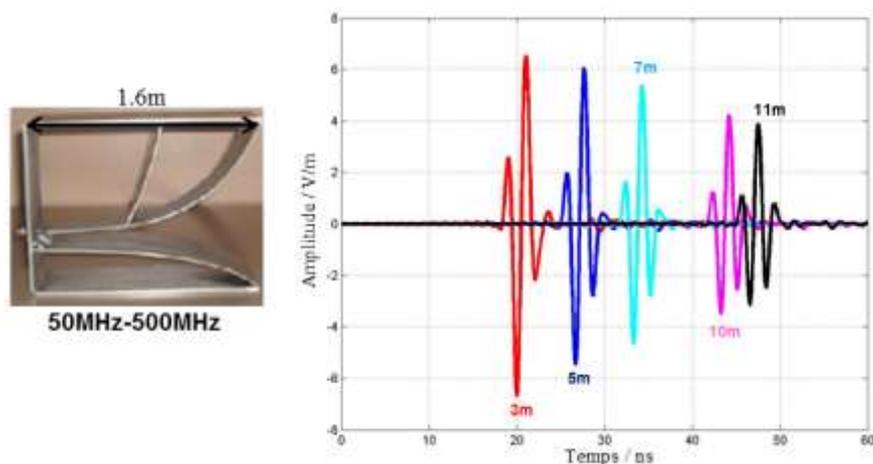


Fig.B 1 : Evolution du champ électrique obtenu avec l'antenne A1 dans l'air.

Le signal rayonné présente cependant une longue durée d'environ 5ns qui s'explique par les dimensions de l'antenne et les fréquences rayonnées.

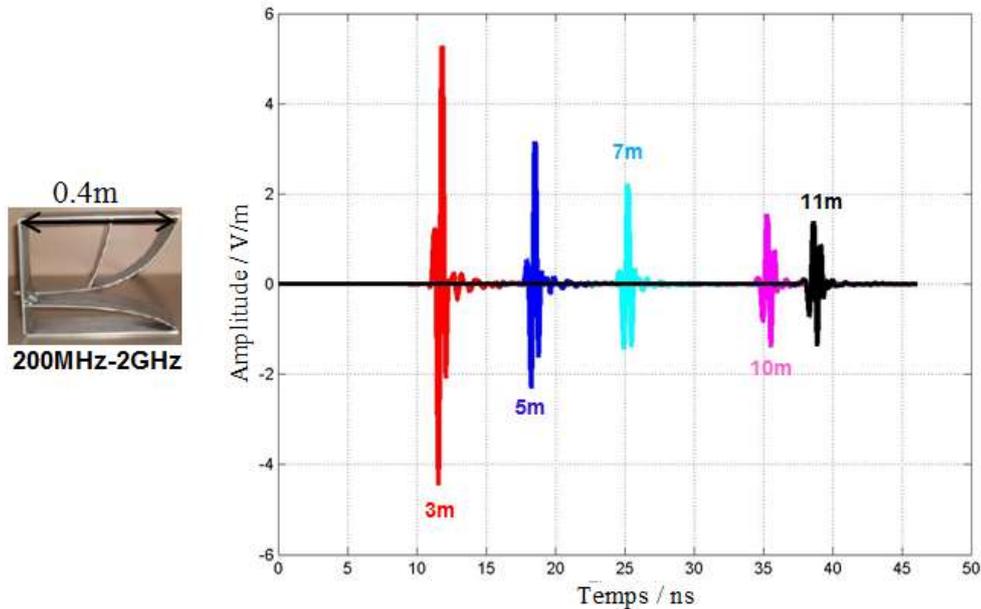


Fig.B 2 : Evolution du champ électrique obtenu avec l'antenne A2 dans l'air.

Les champs électriques rayonnés par les deux antennes en terme de niveaux crête à crête en libre espace sont différents d'environ 55%. Cette différence observée s'explique par leur différence de gain liée à leurs dimensions respectives.

I.2 Dans un sol à 5% de taux d'humidité

La configuration de la simulation et les caractéristiques du sol à pertes sont montrées sur la figure suivante. Les antennes A1 et A2 sont considérées séparément devant le sol tout en conservant le même volume de calcul et donc le même maillage. Les positions des sondes où sont calculés les champs électriques sont prises par rapport à l'ouverture de l'antenne. Les antennes sont collées au sol.

Les champs rayonnés aux distances de 3m, 7m et 10m par les deux antennes sont relevés.

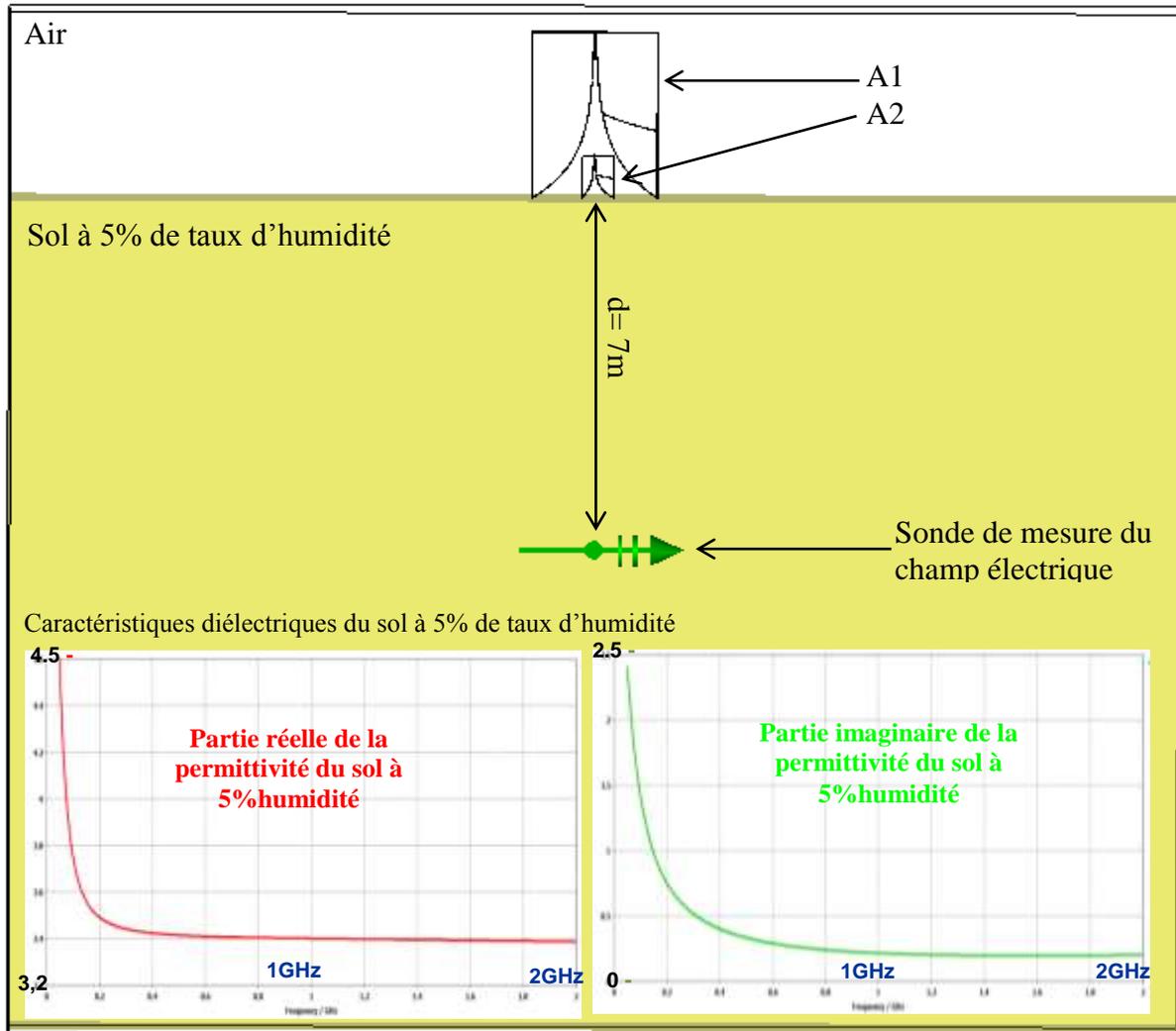


Fig.B 3 : Configuration de la simulation avec les caractéristiques diélectriques du sol à 5% de taux d'humidité.

Les caractéristiques diélectriques du sol utilisé présentent une tangente de pertes comprise entre 0.52 à 0.07 dans la bande fréquentielle de [50MHz-2GHz].

Les résultats théoriques obtenus avec ces simulations sont montrés sur la Fig.B 4. La différence de temps d'arrivée des signaux est due à la différence de longueur des antennes : les distances de mesures sont identiques pour chaque cas.

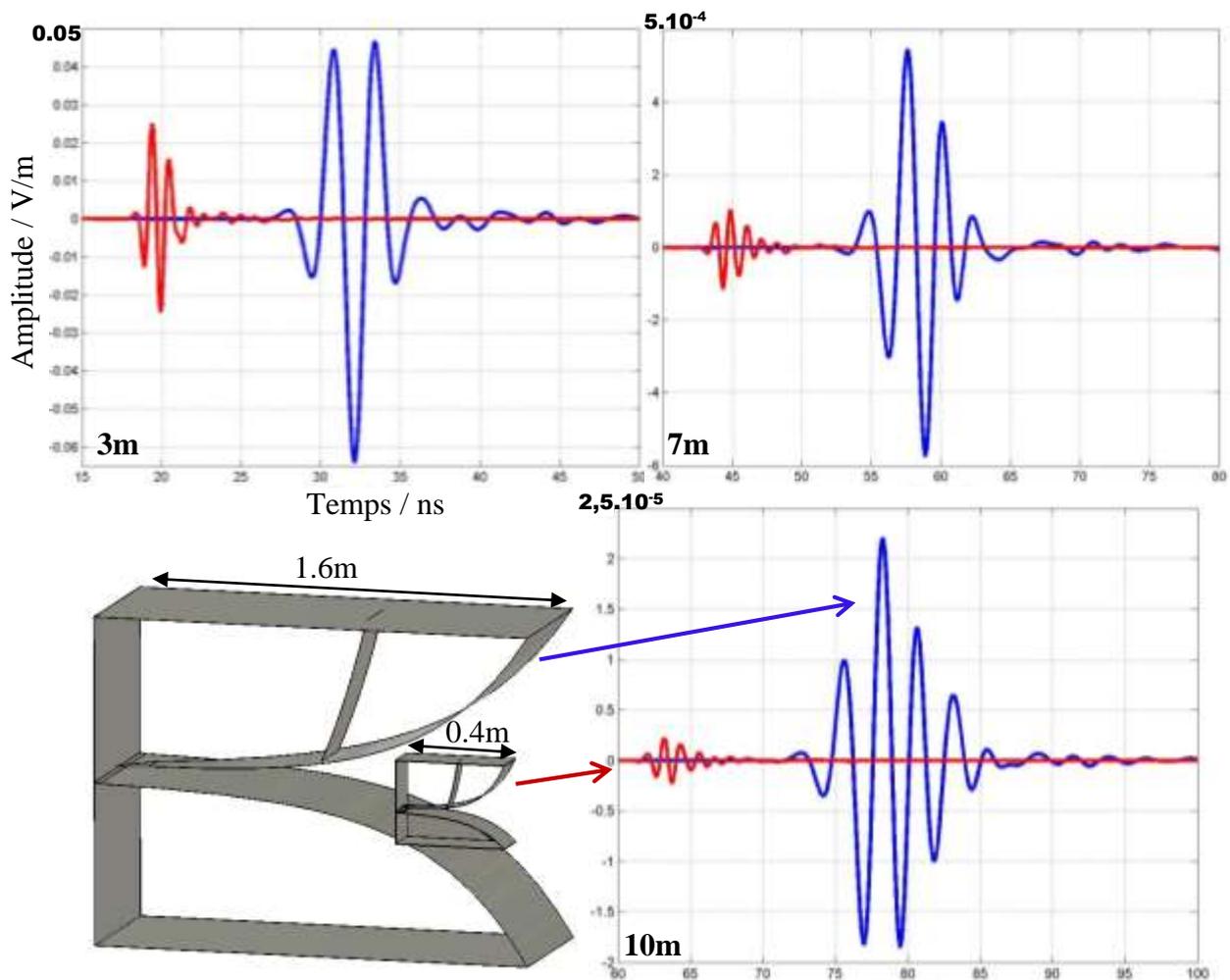


Fig.B 4 : Champ électrique rayonné par les antennes A1 et A2 aux distances de 3m, 7m et 10m dans un sol de 5% de taux d’humidité.

Une nette différence est observée sur l’amplitude des niveaux crêtes des champs électriques rayonnés par les deux antennes et cela pour toutes les distances étudiées. Par exemple, à 10m de profondeur de propagation une différence de 90% est observée ce qui correspond à une atténuation de 17 dB. De plus, lorsque l’antenne A1 est utilisée, les pertes d’atténuation du signal électrique rayonné correspondent à 9, 8dB/m alors qu’avec l’antenne A2 ces pertes s’élèvent à 11.5dB/m.

I.3 Conclusion

Cette étude a permis de montrer que plus la fréquence est basse plus la profondeur de propagation est importante dans un milieu à pertes. Par contre d’un autre côté, elle a aussi

permis de montrer que les dimensions de l'antenne sont assez importantes. C'est ainsi qu'un compromis doit être trouvé entre la fréquence basse et les dimensions de l'antenne.

Le paragraphe suivant, présente une étude sur le choix de la fréquence minimale en tenant en compte des dimensions et des performances de l'antenne dans un milieu à pertes.

II Choix de la basse fréquence de travail

II.1 Adaptation de l'antenne K dans la bande fréquentielle de [70MHz-700MHz]

La figure suivante montre le coefficient d'adaptation de l'antenne avec $S_{11} < -10\text{dB}$ à 70MHz.

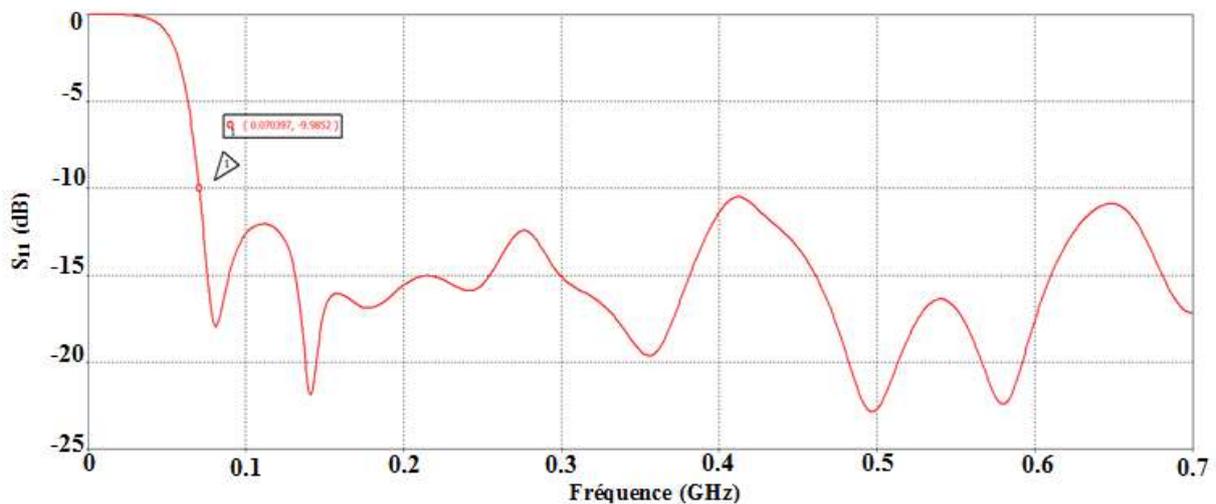


Fig.B 5 : Coefficient de réflexion de l'antenne K dans la bande [70MHz-700MHz].

Les dimensions de l'antenne K permettant l'obtention de cette adaptation sont : **L=1.14m** (longueur), **H=0.86m** (hauteur) et **W=0.43m** (largeur).

L'évaluation du gain de l'antenne est montrée sur la Fig.B 6.

Le gain à la fréquence de 70MHz est de 0.7dB. En basses fréquences le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et le gain devient négatif autour de ces fréquences.

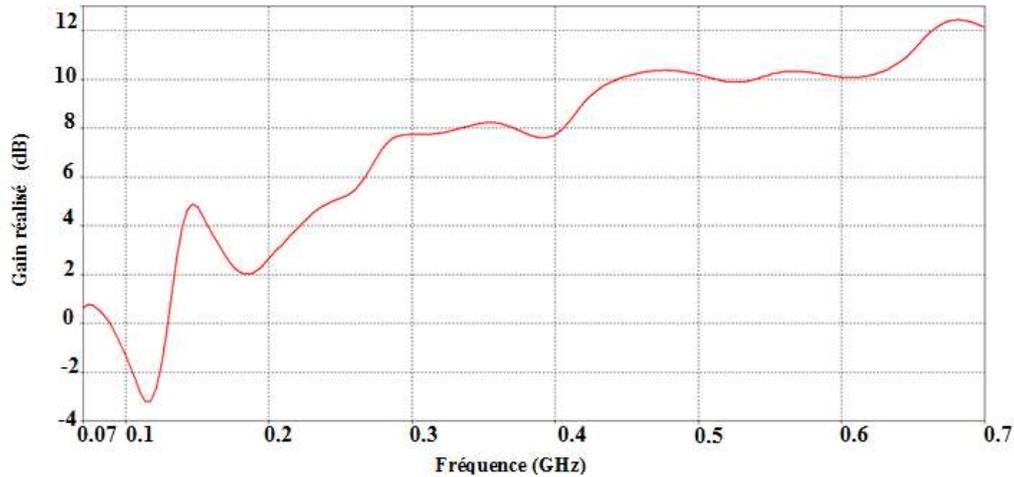


Fig.B 6 : Gain dans l'axe de l'antenne dans la bande [70MHz-700MHz].

II.2 Adaptation de l'antenne K dans la bande [50MHz-500MHz]

La Fig.B 7 présente le coefficient de réflexion de l'antenne K avec un $S_{11} < -10\text{dB}$ pour une fréquence basse de 50MHz. Les dimensions de l'antenne sont : $L=1.6\text{m}$ (longueur), $H=1.2\text{m}$ (hauteur) et $W=0.6\text{m}$ (largeur).

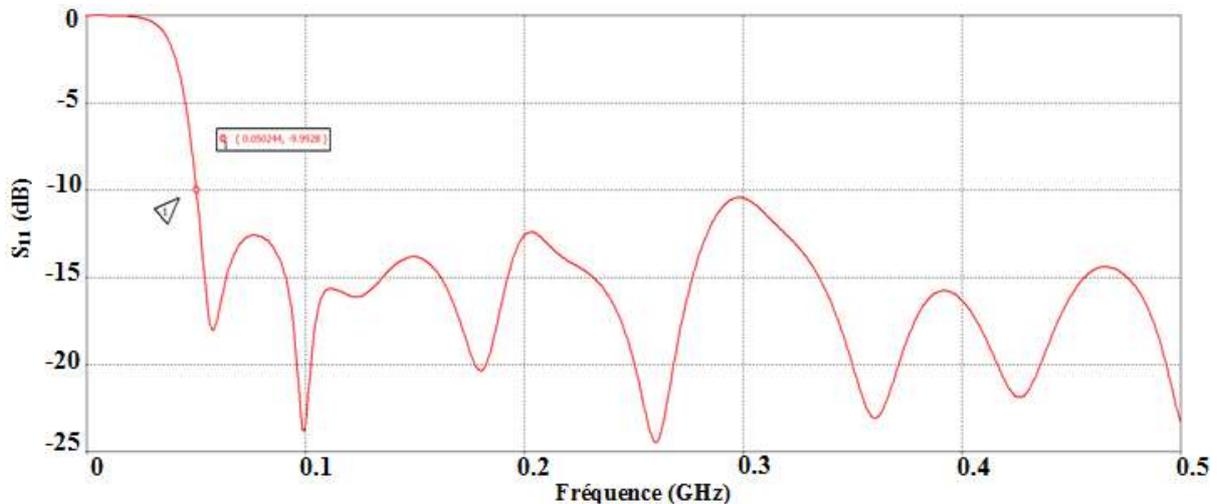


Fig.B 7 : Coefficient de réflexion de l'antenne adaptée de 50MHz à 500MHz.

Le même gain à la fréquence de 70MHz pour la première antenne est aussi obtenu pour cette antenne à la fréquence de 50MHz.

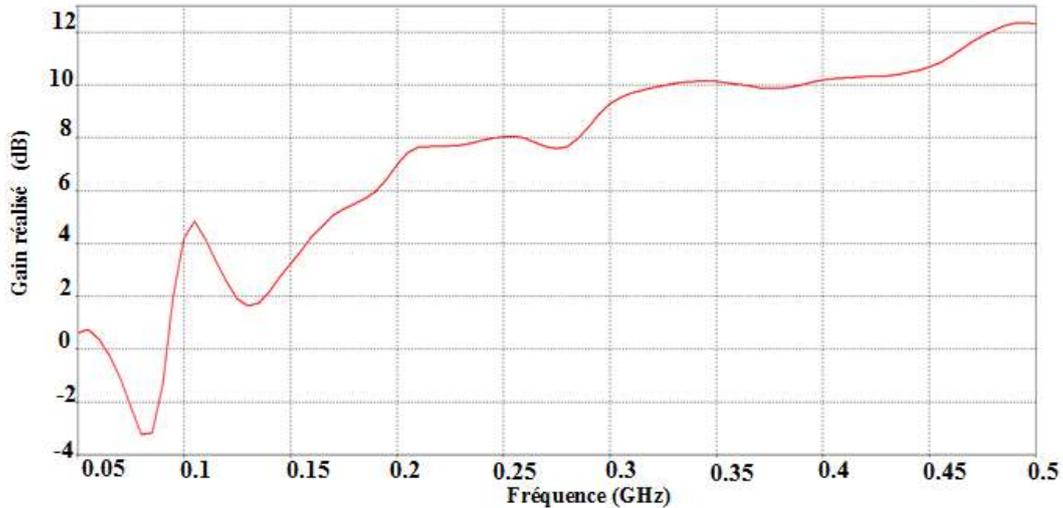


Fig.B 8 : Gain dans l'axe de l'antenne K adaptée dans la bande de [50MHz-500MHz].

L'évolution du gain est relativement identique pour les deux antennes.

II.3 Performances des antennes

Les performances des deux antennes sont évaluées uniquement sur le niveau crête rayonné et la durée du signal. Dans un milieu à pertes le niveau de l'amplitude du signal rayonné permet de quantifier approximativement la profondeur de pénétration.

II.3.1 Configuration des simulations

Pour évaluer les performances des antennes K en termes de rayonnement dans un milieu à pertes, trois signaux couvrant des bandes fréquentielles différentes ont été étudiés. Les signaux d'excitation utilisés couvrant les bandes fréquentielles à analyser sont montrés sur la Fig.B 9 et la Fig.B 10.

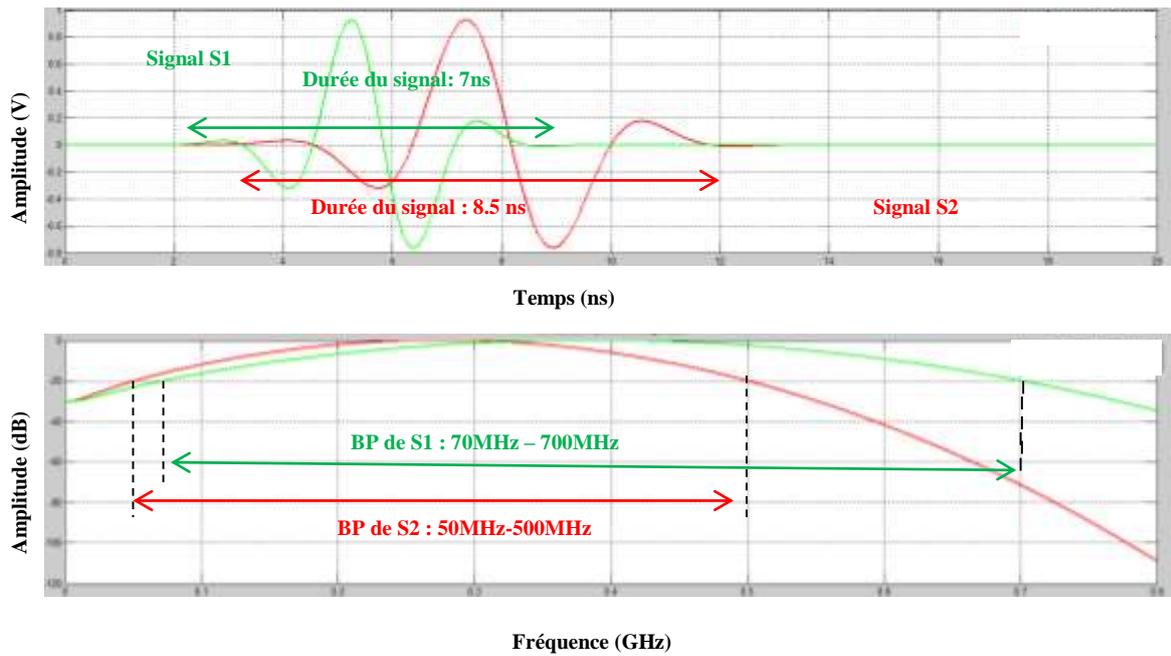


Fig.B 9 : Cas 1 signaux d'alimentation des antennes.

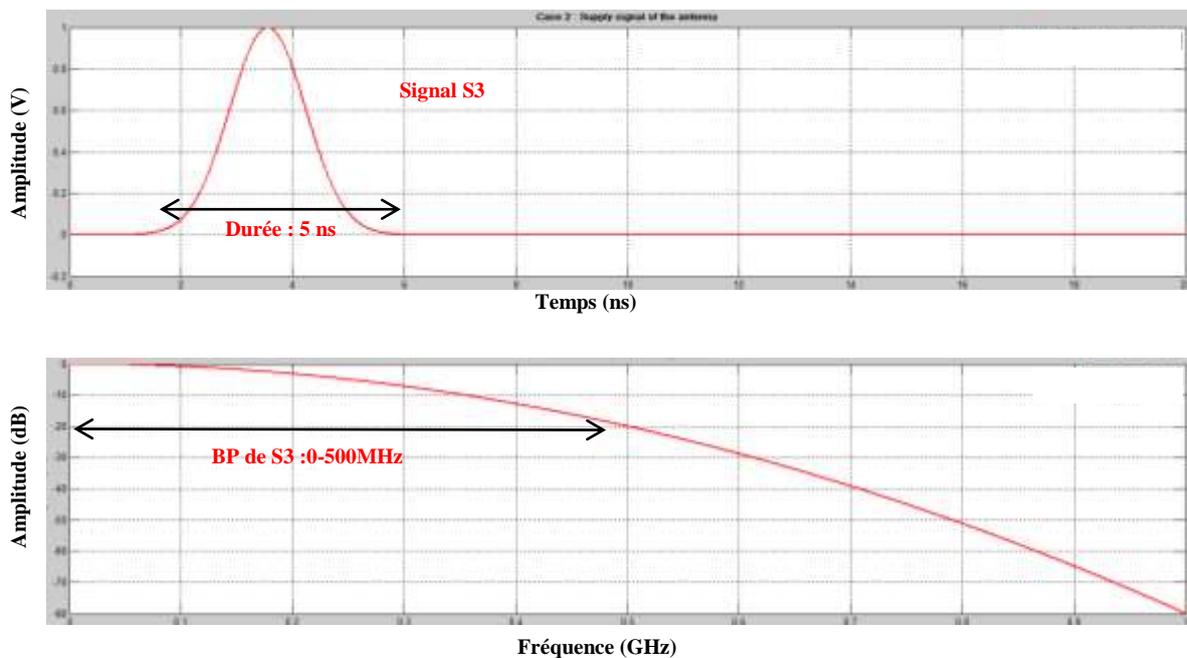


Fig.B 10 : Cas 2, signal d'alimentation des antennes.

Le contenu spectral des signaux d'excitation permettent soit de couvrir une décade (S1 et S2) soit de couvrir la bande fréquence la plus basse. L'excitation sur une décade permet d'éliminer les fréquences basses qui ne sont pas rayonnées par l'antenne celle-ci n'étant pas adaptée à ces fréquences. Par contre, pour illustrer l'effet des basses fréquences sur le rayonnement des deux antennes le signal S3 qui est gaussien est utilisé.

Les détails de ces résultats sont présentés dans la suite de ce paragraphe.

Les caractéristiques du sol à 15% de taux d’humidité sont montrées sur les figures suivantes.

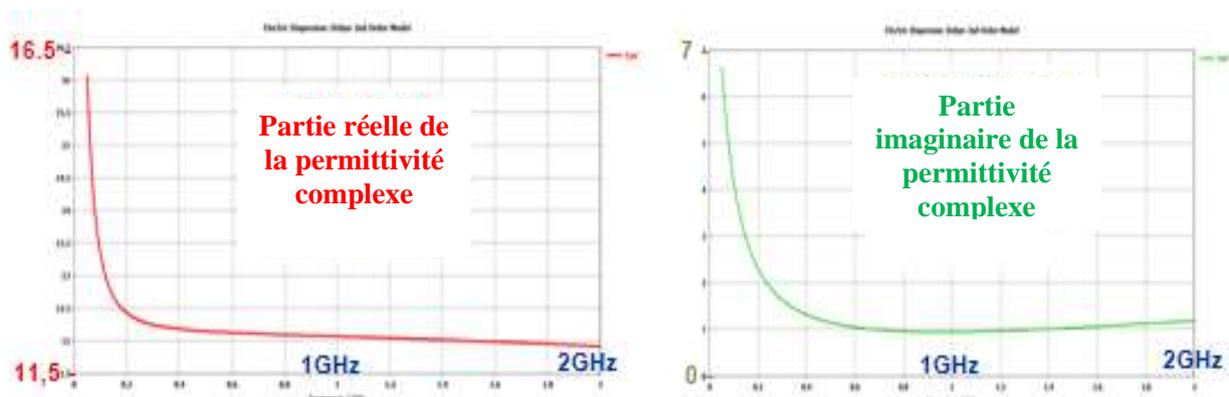


Fig.B 11 : Caractéristiques diélectriques du sol à 15% d’humidité.

Les caractéristiques permettent d’avoir une tangente de pertes comprise entre 0.406 et 0.085. L’évolution des pertes dans ce sol en fonction de la fréquence est montrée sur la Fig.B 12.

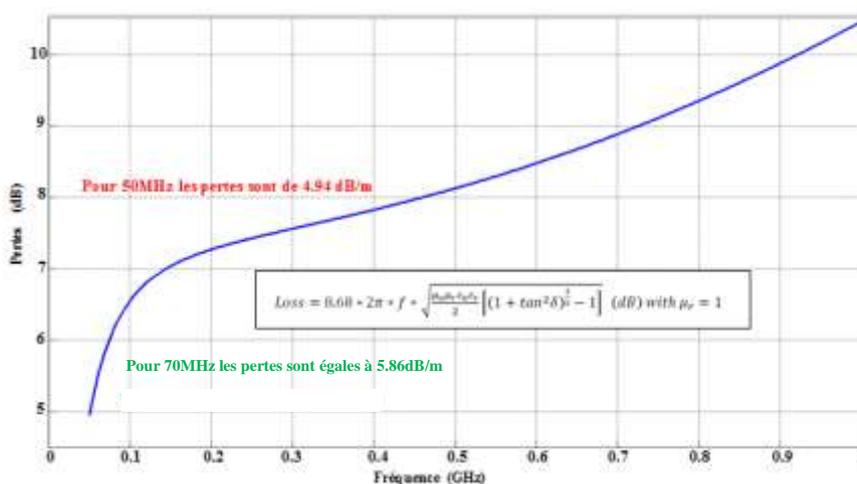


Fig.B 12 : Evolution des pertes de propagation par mètre en fonction de la fréquence dans un sol à 15% humidité.

La différence des pertes aux fréquences de 50MHz et de 70MHz pour une profondeur de 3m dans le sol est de 2.76 dB et de 27.6 dB pour 30m de profondeur. Cela montre clairement que plus la profondeur auscultée est importante, moins les fréquences hautes sont efficaces.

II.3.2 Champ électrique rayonné à 3m

Les champs électriques rayonnés à 3m de l'ouverture des antennes dans le sol à 15% d'humidité sont montrés sur la Fig.B 13 et la Fig.B 14. Une évaluation de la durée du signal et des niveaux crêtes y est représentée.

La durée du champ rayonné est déterminée lorsque la valeur du signal est inférieure de 10 % du niveau de crête maximale, ce critère est arbitraire mais reste suffisant.

Une différence de 25% sur le niveau crête est observée sur les signaux obtenus par les deux antennes.

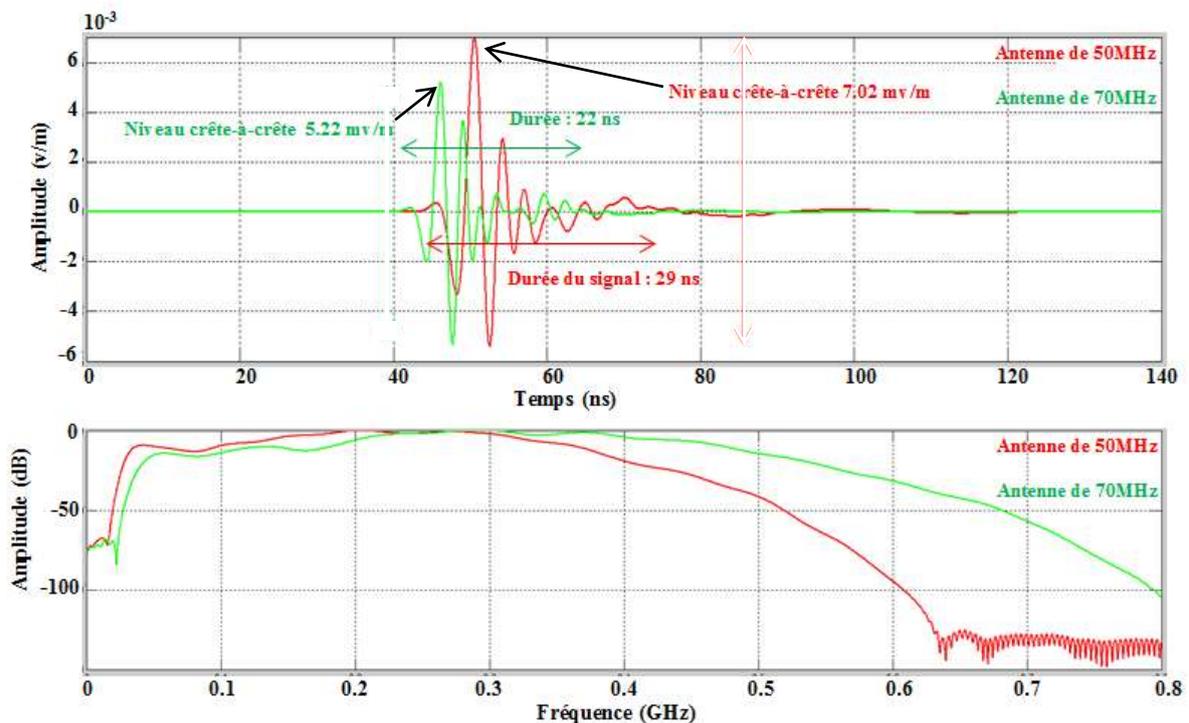


Fig.B 13 : Cas 1, Champ électrique rayonné par les antennes à 3m de profondeur dans le sol.

La différence de niveau de crête correspond à la différence des pertes dans le sol entre 50MHz et 70MHz.

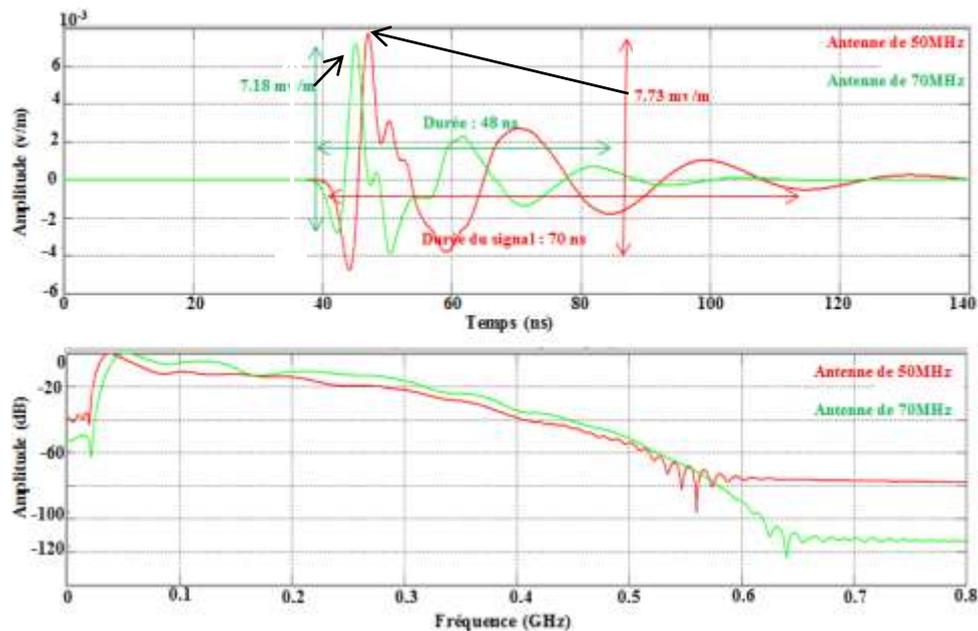


Fig.B 14 : Cas 2, champ électrique rayonné par les antennes à 3m de profondeur dans le sol.

Lorsque le signal d'alimentation est gaussien, la durée du champ électrique rayonné est deux fois plus élevée que lorsque l'antenne est excitée par un signal couvrant une décade. Lorsque les deux antennes sont dans le cas 1, il y a une différence de 10 dB à la fréquence de 50 MHz, tandis que dans le cas 2, la différence est seulement de 3 dB.

III Conclusions

Le récapitulatif des résultats de simulation en fonction des trois signaux et des deux antennes est montré sur la Tableau.B 1.

Tableau.B 1 : Résultats des simulations obtenus avec un sol à 15% d'humidité pour profondeur de 3m.

Configurations	Bande du signal	Fréquence d'adaptation minimale (S11<-10dB)	Niveau crête (mv/m)	Durée (ns)
CAS 1	[50MHz-500MHz] : S1	50 MHz	7.02	29
	[70MHz-700MHz] : S2	70 MHz	5.22	22
CAS 2	[0-500MHz] : S3	50 MHz	7.73	70
		70 MHz	7.18	48

Pour le cas 1, l'antenne adaptée à partir de la fréquence de 70MHz présente une différence de niveau crête de l'ordre de 25% par rapport à celle adaptée à partir de 50 MHz. Ceci s'explique par la différence de gain réalisé des deux antennes. En effet, l'antenne fonctionnant à partir de 50MHz présente un gain plus important (plutôt en hautes fréquences) du fait de ses dimensions par rapport à celle adaptée à partir de 70MHz. Par contre lorsque les antennes sont excitées par une gaussienne, les niveaux crêtes sont assez semblables. Ceci s'interprète par le contenu spectral du signal d'excitation qui est plus basses fréquences. De plus, lorsque les antennes sont alimentées par une gaussienne, la durée du signal obtenu avec l'antenne adaptée à 50MHz est 1.5 fois plus importante que celle obtenue avec l'antenne adaptée à 70MHz. Alors que pour les signaux S1 et S2 les durées des signaux rayonnés sont quasi-identiques.

Les résultats montrent que plus la fréquence de travail est basse meilleure est la propagation des ondes dans le sol. Mais les résultats obtenus avec une antenne adaptée à partir de 70MHz sont peu différents de ceux obtenus par celle adaptée à partir de 50MHz malgré leurs dimensions différentes. De plus, pour optimiser le rayonnement pour les basses fréquences, le signal d'alimentation doit couvrir une décade comprise dans la bande d'adaptation de l'antenne. Par conséquent, les performances du radar GPR dépendent de la conception de l'antenne mais aussi du signal d'alimentation donc du générateur utilisé.

**Contribution à la conception de radars géologiques impulsionnels
fonctionnant dans un milieu complexe.**

**Contribution to the design of ground penetrating radar in a
complex environment.**

Résumé :

Ce travail de thèse présente la conception et la réalisation d'une antenne Ultra Large Bande, de faibles dimensions, destinée à une application géoradar fonctionnant dans un milieu complexe pour une bande fréquentielle comprise entre 70 MHz et 1GHz. Cette étude était inscrite dans le cadre d'un projet Européen dénommé NeTTUN () qui a pour but d'améliorer la sécurité du creusement des tunnels. Dans ce projet, le travail demandé était de réaliser un système géoradar comportant une antenne ULB intégrable sur une tête de coupe d'un tunnelier tout en fonctionnant en basses fréquences.

Pour réaliser cette antenne en répondant aux différentes contraintes à la fois de dimensions, d'intégration et de rayonnement, une étude d'insertion de l'antenne dans un matériau diélectrique a été effectuée. Ainsi des analyses ont été menées à fois sur la nature des sous-sols rencontrées, du compromis entre fréquences basses et dimensions minimales mais surtout de l'intégrabilité de l'antenne dans une cavité. Cette étude a permis de concevoir une antenne innovante nommé Khorn étant une association de l'antenne K et de la forme « Horn » d'une antenne cornet.

Afin d'évaluer la performance de l'antenne Khorn dans son environnement, la tache de rayonnement et la portée de l'ensemble, antenne et source ont été analysées. Des mesures de validation des prototypes fabriquées ont aussi été effectuées.

Mots clefs : Antenne, Ultra-Large-Bande, Tunnelier, Rayonnement, sous-sols, NeTTUN.

Abstract:

This work presents the design and the realization of an antenna Ultra Wide Band, of low dimensions, for a GPR application working in a complex environment in a frequency band between 70 MHz and 1GHz. This study was registered within the framework of a European project mentioned NeTTUN () who aims at improving the security of the tunnel driving. In this project, the wanted work was to realize a GPR system containing an integrable antenna ULB on a TBM cutter head while working in low frequencies.

To realize this antenna by answering the various constraints of dimensions, integration and radiation, a study of antenna insertion in a dielectric material was realized. So analyses were led for time on the subsoil nature encountered, of the compromise between low frequencies and minimal dimensions and especially the integrability of the antenna in a cavity. This study allowed to realize an innovative antenna named Khorn. The Khorn is an association of the K antenna and the Horn antenna.

To estimate the performance of the Khorn in its environment, the footprint and the radar range were studied. Measures of validation of the realized prototypes were also made.

Keywords: Antenna, Ultra-Wide-Band, Radiation, Footprint, Subsoil, NeTTUN, TBM.