

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Université de Jijel

Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique



*Projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme de
Master en Télécommunications*

Systemes des Télécommunications

Thème

**Détection et analyse des signaux par radar de
sol (GPR)**

Présenté par :

- Souleyman CHENNIB
- Chouiab BELKHELFA

Encadré par :

- M^{me} Ch. ALIOUA
- M^r M. GRIMES

Année universitaire : 2019-2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

1420 هـ

Remerciements

Tout d'abord, louange à Dieu Tout-Puissant qui était avec nous dans tous nos pas et chemin, nous le remercions pour notre succès.

Nous remercions notre encadreur, Ms « Ben Hajji Shaha », pour toute l'aide qu'elle nous a apportée, pour ses précieux conseils et pour sa confiance en nous.

Merci à Mr « GRIMES Mourad », pour nous avoir proposé ce thème.

Nos vifs remerciements également aux membres jury pour leur intérêt pour nos recherches et pour leur acceptation d'examiner notre travail.

Nos remerciements vont à tous les enseignants qui nous ont soutenus dans notre carrière universitaire.

Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce projet.

Dédicaces

Je dédie ce travail

A ma mère et à mon père et les remercie pour leur soutien, patience et de leurs conseils, dans toutes les circonstances.

A mes chères sœurs et

Mes chers frères

A mes chers amis, et surtout Merwann, Anis et Zakaria pour leur soutien moral et leur encouragement.

A mes collègues, et surtout aux collègues

Binôme Chouaib, Djamel Eddine et yaakoub et Lynda

Pour leur aide précieuse.

Souleyman

Dédicace

A mes chers parents

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien être, pour tout le soutien et l'amour que vous me portez, merci, merci et merci.
Avec toute ma tendresse.*

A mes chers frères

A mes oncles, tantes.

A mes cousins et cousines.

Meilleurs vœux de succès dans vos études et dans votre vie.

A mes amis.

*Vous m'avez encouragée et aidée quand j'avais besoin de vous.
Je n'aurais jamais pu le faire sans vous. Mes sincères remerciements.*

A tous mes enseignants, du primaire à l'université

A tous les amis que j'ai eus dans ma vie.

A mes camarades de promo 2020

Chouaib

Table des matières

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Table des matières	iv
Liste des tableaux	ix
Liste des figures	x
Liste des acronymes	xiii
Liste des symboles	xiv
Introduction générale	1

Chapitre I

Bases théoriques de l'électromagnétisme

I.1 Introduction	3
I.2 Notions théoriques sur la propagation des ondes électromagnétiques	3
I.2.1 Propagation des ondes EM dans le vide.....	4
I.2.2 Propagation des ondes électromagnétiques	4
I.2.2.1 Equations de Maxwell	4
I.2.3 Propagation des ondes EM en milieu matériel.....	5
I.2.3.1 Cas d'un milieu diélectrique parfait (homogène, isotrope et linéaire)	5
I.2.3.2 Cas d'un bon diélectrique.....	6
I.2.4 Réflexion et transmission des ondes EM	6
I.2.5 Couplage antenne-matériau	7

I.2.6 Champ proche et champ lointain.....	9
I.3 Propriétés électromagnétiques des matériaux	10
I.3.1 Milieu conducteur, courant de conduction.....	10
I.3.1.1 Milieu conducteur	10
I.3.1.2 Courant de conduction	11
I.3.2 Milieu diélectrique, polarisation, courant de déplacement	11
I.3.2.1 Milieu diélectrique	11
I.3.2.2 Polarisation	11
I.3.3 Perméabilité magnétique.....	12
I.3.3.1 Perméabilité magnétique relative	12
I.3.4 Conductivité électrique	13
I.3.5 Permittivité diélectrique	14
I.3.6 Notion de permittivité effective	14
I.3.7 Phénomène de polarisation	14
I.3.7.1 Polarisation électronique	14
I.3.7.2 Polarisation dipolaire (ou d'orientation)	15
I.3.7.3 Polarisation ionique	15
I.3.7.4 Polarisation interrassiale	16
I.3.7.5 Réponse diélectrique des différentes polarisations	17
I.3.7.6 Lois de Snell-Descartes	18
I.4 Modèle de modélisation des paramètres diélectrique	20
I.4.1 Modèle de Debye	20
I.4.2 Modèle de Cole-Cole	20
I.5 Atténuation et vitesse de propagation des EM dans un milieu géologique	20
I.6 Profondeur de pénétration	21
I.7 Conclusion	22

Chapitre II

Introduction au GPR

II.1 Introduction	23
II.2 Définition du GPR	23
II.3 Historique	24
II .4 Applications du GPR	26
II.4.1 Militaire	26
II.4.2 UXO et mines terrestres	26
II.4.3 Mines et carrières.....	26
II.4.4 Placer et exploration minérale	26
II.4.5 Tunneling et mines souterraines	26
II.4.6 Géotechnique & Environnement	26
II.5 Principe de fonctionnement du GPR	27
II.6 Chemins des ondes électromagnétiques	27
II.7 Types d'antennes	29
II.7.1 Antenne dipôle	30
II .7.2 Antennes papillons	30
II.7.3 Antenne cornet	31
II.7.4 Antennes à transition progressive (Vivaldi)	32
II.8 Différents modes d'acquisition	32
II.8.1 Acquisition à offset constant	32
II.8.2 Acquisition en CMP	33
II.8.3 Réflexion et réfraction grand angle (WARR)	34
II.9 Types de données GPR	35
II.9.1 A-scan	35
II.9.2 B-scan	36
II.9.2 C-scan	36

II.10 Conclusion	37
------------------------	----

Chapitre III

Présentation d’outil de simulation numérique

III.1 Introduction	38
III.2 Méthode des différences finies dans le domaine temporel ou FDTD	38
III.2.1 Principe de la méthode	38
III.3 Discrétisation spatiale et temporelle	40
III.3.1 Discrétisation spatiale	40
III.3.2 Discrétisation temporelle	42
III.3 Critère de stabilité	42
III.4 P.M. L et Couches absorbantes	43
III.5 Conditions aux limites	44
III.6 GPRmax	44
III.6.1 Principes de fonctionnement de GPRmax	44
III.7 Modélisation GPRmax	45
III.7.1 Etude de l’onde directe dans le sable	45
III.8 Conclusion	49

Chapitre IV

Analyse des signaux GPR par méthode du SSP

IV.1 Introduction	50
IV.2 Split Spectrum Processing (SSP)	50
IV.2.1 Principe de l’algorithme SSP	50
IV.2.2 Sélection des paramètres du SSP	51
IV.2.3 Algorithmes de recombinaison du SSP	52

IV.3 Traitement primaire des signaux géoradar par la méthode SSP	54
4.3.1 Partie 1 : cas d'un signal GPR sans objet	54
4.3.2 Partie 2 : cas du signal GPR bruité avec un objet	55
4.3.2.1 Résultat et simulation	55
IV.4 Interprétation des résultats	62
IV.5 Conclusions	63
Conclusion générale	64
Biographique	65
Résumé	

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Dimensions de câbles et d'antennes en fonction de la fréquence	8
Tableau I.2 : Caractéristiques des différents mécanismes de polarisations présentes dans les milieux poreux	17
Tableau I.3 : Ordre de grandeur des caractéristiques électriques de différents matériaux	21
Tableau III.1 : Caractéristiques de la modélisation de l'onde sur sable sec et objet enfui	45
Tableau IV.1 : Algorithmes de recombinaison des signaux filtrés	53

Liste des figures

Figure I.1 : Onde électromagnétique	3
Figure I.2 : Réflexion et transmission d'onde EM plane polarisée au plan d'incidence	7
Figure I.3 : Couplage sur les câbles	8
Figure I.4 : Antenne monopole	8
Figure I.5 : Exemple de fréquence de coupure d'un trou de 2.5mm de diamètre	9
Figure I.6 : Les différentes régions du champ EM rayonné par une antenne	10
Figure I.7 : Exemple de la polarisation électronique de l'atome d'hydrogène	14
Figure I.8 : Exemple de polarisation dipolaire (ou d'orientation)	15
Figure I.9 : La polarisation ionique concernant les cristaux	15
Figure I.10 : Exemple de polarisation interrassiale	16
Figure I.11 : Phénomène de polarisation en fonction de la fréquence et influence sur la permittivité diélectrique	18
Figure I.12 : Schéma représentant les phénomènes de réflexion et de transmission à l'interface entre deux milieux	19
Figure II.1 : Principe de fonctionnement du GPR	27
Figure II.2 : Représentation de la transmission des ondes dans le modèle d'une interface plane et horizontale entre deux milieux de différentes vitesses	28
Figure II.3 : Antenne papillon	30
Figure II.4 : Schéma de différentes antennes de type cornet	31
Figure II.5 : Schémas de différents types d'antennes Vivaldi	32
Figure II.6 : Mode d'acquisition à offset constant	33
Figure II.7 : Représentation de mode d'acquisition en CMP	33
Figure II.8 : Représentation de mode d'acquisition en WARR	34

Figure II.9 : Acquisition A-scan	35
Figure II.10 : Acquisition B-scan	36
Figure II.11 : Représentation du type C-scan	37
Figure III.1 : Représentation du principe de calcul de la dérivée première de $f(h)$ en h_0 . On l'approxime par un développement limité en série de Taylor à droite et à gauche de h_0	39
Figure III.2 : Circulation du champ E autour d' H Erreur ! Signet non défini	40
Figure III.3 : Disposition des nœuds électriques et des nœuds magnétiques dans le plan XOZ	41
Figure III.4 : Circulation du champ H autour de E Erreur ! Signet non défini	41
Figure III.5 : Position des composantes des champs électrique et magnétique dans l'espace 3D discrétisé	42
Figure III.6 : Représentation de la discrétisation temporelle	43
Figure III.7 : Géométrie (a) et Propagation de l'onde EM dans le sable sec(b)	46
Figure III.8 : Evaluation du champ électrique E_z en 2D avec objet enfouie	47
Figure III.9 : Géométrie (b) et Propagation de l'onde EM dans le sable sec(a) avec l'objet enfouie	48
Figure III.10 : Evaluation du champ électrique E_z en 2D avec objet enfouie	49
Figure IV.1 : Diagramme bloc du traitement à signaux fractionnés (SSP)	50
Figure IV.2 : Schéma de filtrage du traitement à spectre divisé SSP	52
Figure IV.3 : La forme des signaux réfléchis dans le cas sons	54
Figure IV.4 : Le spectre de signal réfléchi dans le cas sons objet (signal original)	55
Figure IV.5 : Le signal GPR reçu avec trois échos	55
Figure IV.6 : Le signal noyé dans un bruit gaussien (SNR=1dB)	56
Figure IV.7 : Le spectre du signal GPR reçu	56

Figure IV.8 : Les deux bancs de filtres utilisés	57
Figure IV.9 : Résultats de la technique SSP avec 2 filtres et différents algorithmes de recombinaison	57
Figure IV.10 : Les trois bancs de filtres utilisés	58
Figure IV.11 : Résultats de la technique SSP avec quatre filtres et différents algorithmes de recombinaison	58
Figure IV.12 : Les 6 bancs de filtres utilisés	59
Figure IV.13 : Résultats de la technique SSP avec 6 six filtres et différents algorithmes de recombinaison	59
Figure IV.14 : Les sets bancs de filtres utilisés	60
Figure IV.15 : Résultats de la technique SSP avec une bande de 4GHZ et sets filtres plus différents algorithmes de recombinaison	60
Figure IV.16 : Le signal noyé dans un bruit gaussien (SNR=-10dB)	61
Figure IV.17 : Le spectre du signal GPR reçu	61
Figure IV.18: Les 2 bancs de filtres utilisés	62
Figure IV.19 : Résultats de la technique SSP avec set filtres et différents algorithmes de recombinaison	62

Liste des acronymes

ASTM	American Society for Testing and Materials
ATR	Automatic Target Recognition
CND	Contrôle Non Destructif
CMP	Common Mid-Point
EM	Electromagnétique
GPR	Ground Penetrating Radar
GSSI	Geophysical Survey System Incorporation
IED	Improvised Explosive Device
LEMO	Laboratoire d'Electronique Micro-Ondes
MTQ	Ministère des Transports du Québec
OEM	Onde Electromagnétique
PML	Perfectly Matched Layer
RADAR	Radio Detection And Ranging
SPR	Radar à Pénétration de Surface
SEP	Surface Electrical Properties
SPR	Surface Penetrating Radar
TE	Transverse Electrique
TM	Transverse Magnétique
UdeS	Université de Sherbrooke
UHF	Ultra High Frequency
UXO	Unexploded Ordnance
VNA	Vector Network Analyser
VHF	Very High Frequency
WARR	Wide Angle Reflection and Refraction

Liste des symboles

Symbole	Définition
E	Champ électrique [Volt/m]
H	Champ magnétique [Ampère/m]
ε	Permittivité diélectrique [Faraday/m]
σ	Conductivité électrique [Siemens/m]
μ	Perméabilité magnétique [Henry/m]
t	Variable temporelle [s]
β	Coefficient de phase [rad/m]
a	Facteur d'atténuation [rad/m] ou [Np/m]
f	Variable fréquentielle [Hz]
ω	Pulsation (ou fréquence angulaire) [rad/s]
γ	Facteur d'Helmholtz, Longueur d'onde [rad/m]
k	Facteur d'onde, nombre d'onde [m ⁻¹]
j_c	Densité de courant de conduction [A/m ²]
D	Densité de flux électrique = <i>Coulomb/m²</i>
ε_0	Permittivité diélectrique dans le vide : 8,8541878176 10 ⁻¹² F/m
j_d	Densité de courant de déplacement [A/m ²]
j	Densité de courant totale [A/m ²]
$\varepsilon', \varepsilon''$	Parties réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique [F/m]
v	Vitesse [m/s]
c	Vitesse dans le vide = 3 108m/
ε_∞	Permittivité à fréquence infinie [F/m]
σ_{DC}	Conductivité électrique à fréquence nulle [S/m]
τ	Temps de relaxation [s]

Introduction générale

Les ondes électromagnétiques ont été mises en évidence par Heinrich Hertz à la fin du XIXe siècle sans leur trouver une application concrète. C'est seulement quelques années plus tard que Guglielmo Marconi utilisa ces ondes pour transmettre de l'information. L'utilisation des ondes radio pour la détection de cible est pour la première fois mise en place par Christian Hulfsmeyer en 1904 avec son « Telemobiloskop » pour détecter la présence de bateaux. D'abord destiné au domaine maritime, le radar a connu un essor fulgurant pendant la seconde guerre mondiale. Il passa d'un statut d'expérience scientifique à une application concrète. Il fut particulièrement utile pendant la bataille d'Angleterre. Après la guerre, le principe des radars a continué à être développé et les radars ont fait leur apparition dans le domaine civil tels que la médecine, la géophysique, la géologie, le génie civil, par exemple on trouve le radar à pénétration de sol (le géoradar) [51].

Le radar de sol (ou Ground Penetrating Radar) est un système d'investigation rapide et non destructive du proche sous-sol, basé sur la réflexion d'ondes électromagnétiques. En effet, cette technique permet de mesurer des contrastes de caractéristiques électriques de matériaux constituant le sous-sol, et ainsi d'en déduire leur nature et leur distribution. Elle permet d'imager le sous-sol à des profondeurs allant de plusieurs mètres à quelques kilomètres suivant les gammes de fréquence. Travaillant depuis la surface, ils opèrent généralement dans une gamme de fréquence s'échelonnant de quelques MHz à quelques GHz. Ils sont aujourd'hui très largement utilisés dans de multiples domaines tels que la géologie et le génie civil....

Dans ce mémoire, nous avons présenté notre étude sur l'utilisation de GPR qui utilise la propagation des ondes électromagnétiques dans le milieu géologique (le sol). La propagation de ces ondes EM est régie par les trois paramètres : la conductivité, la permittivité électrique et la perméabilité magnétique. Ces paramètres, complexes et fonction de la fréquence, permettent d'identifier le milieu étudié. Les résultats de simulation sont obtenus en utilisant le GPRmax. Le signal reçu est traité avec la méthode SSP de traitement de signal permettant sa lecture et son interprétation.

Le premier chapitre est consacré à la définition des notations de l'électromagnétisme et la propagation des ondes EM dans un milieu matériel, la réflexion et la transmission des ondes, le couplage et les champs de propagation. Nous décrirons ensuite l'ensemble des paramètres et les propriétés caractérisant le comportement électromagnétique des matériaux. Enfin nous terminerons par les équations de Maxwell.

Le Chapitre II expose le radar à pénétration de sol (GPR), sa définition, sa nature, ses applications, son principe de fonctionnement. Puis on déterminera les chemins des ondes électromagnétiques produites par le GPR, les types d'antennes et techniques de mesure utilisés ainsi que les types de données obtenues.

Dans le chapitre III, nous présenterons la méthode des différences finies dans le domaine temporel F.D.T.D (Finite Difference Time Domain). Une méthode numérique adaptée à la modélisation des radars GPR sera étudiée avec son principe. Cette méthode sera la base de l'algorithme permettant la simulation de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu réaliste et sur laquelle est basé le code de calcul scientifique du logiciel GPRMAX que nous utiliserons pour les simulations.

Le dernier chapitre est consacré à l'interprétation des différents résultats de simulation par le GPRmax en utilisant une méthode de traitement signal qui est le SSP (Split Spectrum Processing).

Chapitre I

Bases théoriques de l'électromagnétisme

1. Introduction

2. Notions théoriques sur la propagation des OEM

3. Propriétés électromagnétiques des matériaux

4. Atténuation et vitesse de propagation des OEM dans un milieu géologique

5. Conclusion

I.1 Introduction

Une onde électromagnétique est définie comme étant la combinaison d'un champ électrique et d'un champ magnétique oscillant à la même fréquence. Ces deux champs, qui sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre, se propagent dans un milieu donné suivant une direction orthogonale. Le plan de propagation du champ électrique est le plan électrique ; le plan de propagation du champ magnétique est le plan magnétique [4].

Ce chapitre est consacré à la théorie de l'électromagnétisme dans le but de rappeler les caractéristiques principales du phénomène étudié dans notre travail. Premièrement, nous commençons par des notions théoriques sur la propagation des ondes électromagnétiques (EM) dans le vide, la propagation des ondes EM dans un milieu matériel, la réflexion et la transmission des ondes, le couplage puis les champs de propagation. Nous décrirons ensuite l'ensemble des paramètres et les propriétés caractérisant le comportement électromagnétique des matériaux (milieu de propagation, perméabilité, conductivité, permittivité ...). Enfin, nous terminerons par les équations de Maxwell qui jouent un rôle important dans la propagation et la réflexion des ondes électromagnétiques dans un milieu contenant des contrastes de propriétés diélectriques.

I.2 Notions théoriques sur la propagation des ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est constituée d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Ils correspondent aux oscillations couplées de ces deux champs et dont les amplitudes varient de façon sinusoïdale au cours du temps. On peut dire que la propagation des ondes EM se traduit par un mouvement d'énergie dans un milieu suivant des lois physiques.

Dans le cas de la propagation des ondes EM dans le vide, les champs électrique 'E' et magnétique 'H' sont perpendiculaires (figure I.1).

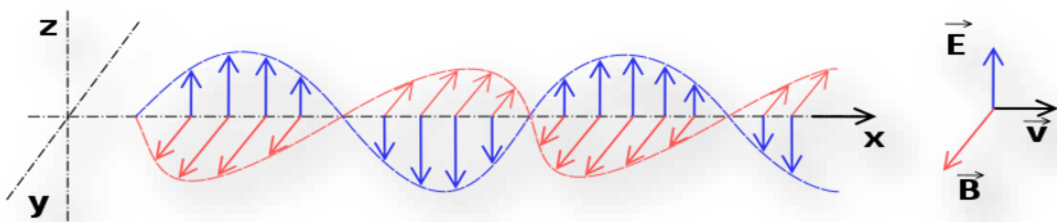


Figure I.1: Onde électromagnétique.

V = Vitesse de déplacement de l'onde.

I.2.1 Propagation des ondes EM dans le vide

Les ondes EM se déplacent à une vitesse constante dans le vide. Elles ne sont déviées ni par le champ électrique, ni par le champ magnétique. Cependant, elles sont capables de présenter des interférences ou des diffractions. Une onde EM peut voyager à travers n'importe quoi, que ce soit l'air, un matériau solide ou le vide. Elle n'a pas besoin de milieu pour se propager ou voyager d'un endroit à un autre. Les ondes mécaniques (comme les ondes sonores ou les ondes de l'eau), en revanche, ont besoin d'un milieu pour se propager. Les ondes EM sont des ondes "transversales". Cela signifie qu'elles sont mesurées par leur amplitude (hauteur) et leur longueur d'onde (distance entre les points les plus hauts et les plus bas de deux ondes consécutives).

I.2.2 Propagation des ondes électromagnétiques

I.2.2.1 Equations de Maxwell

En termes mathématiques, les champs et les relations EM sont exprimés en quatre équations principales que l'on appelle équations de Maxwell. Les lois de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu matériel ont été résumées dans ses équations. L'équation de Maxwell-Faraday implique que la variation d'un champ magnétique dans le temps génère un champ électrique et inversement, l'équation de Maxwell-Ampère exprime la création d'un champ magnétique sous l'effet de la variation d'un champ électrique dans le temps et d'un courant électrique fixe. L'équation de Maxwell-Gauss renvoie au fait que le champ électrique diverge proportionnellement à la densité volumique de charges. Enfin, le fait que le champ magnétique ne diverge pas, c'est-à-dire que la somme de ses lignes de champ soit nulle, apparaît dans l'équation Maxwell-Thomson [5].

$$\overline{\text{rot}} \vec{H} = -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_C \quad (\text{Maxwell - Ampère}) \quad (\text{I.1})$$

$$\overline{\text{Div}} \vec{H} = \rho \quad (\text{Maxwell - Gauss}) \quad (\text{I.2})$$

avec :

\vec{E} : Champ électrique (V/m).

\vec{H} : Champ magnétique (Tesla T).

\vec{D} : Densité de flux électrique (C/m²).

\vec{B} : Densité de flux magnétique (A/m).

\vec{J}_C : Vecteur de densité de charge électrique (A/m²).

ρ : Densité volumique de charges (C/m^3).

Les équations suivantes décrivent la réponse d'un matériau à un champ électromagnétique

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (I.3)$$

$$\vec{J}_C = \sigma \vec{E} \quad (I.4)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (I.5)$$

Avec :

ϵ : Permittivité diélectrique (F/m).

σ : Conductivité électrique (S/m).

μ : Perméabilité magnétique (H/m).

I.2.3 Propagation des ondes EM en milieu matériel

La propagation d'une onde EM dans un milieu matériel est différente de celle dans le vide. La vitesse de propagation n'est pas la même, et d'autres phénomènes importants se produisent et doivent être étudiés, tels que la diffusion, la réflexion, la réfraction et l'absorption. On va considérer le cas d'un milieu diélectrique parfait, homogène, isotrope et linéaire, et le cas d'un bon diélectrique. La vitesse de propagation est donnée par :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (I.6)$$

Le quotient entre la vitesse de propagation dans le vide et celle dans un milieu matériel est appelé l'indice de réfraction absolu du milieu :

$$k = \frac{c}{v} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (I.7)$$

I.2.3.1 Cas d'un milieu diélectrique parfait (homogène, isotrope et linéaire)

Dans un milieu diélectrique parfait, il est intéressant, dans un premier temps, d'étudier le cas d'une réflexion sur espace homogène, isotrope. Les espaces étant supposés être des diélectriques parfaits. En supposant par ailleurs que $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ [6]. Le coefficient de réflexion de la composante transverse magnétique, TM, s'annule pour une valeur particulière de l'angle d'incidence appelé angle de Brewster (θ_b). Pour cette valeur, la phase de RTM subit également un saut de $\pm 180^\circ$. Cet angle est défini par :

$$\theta_b = \arctan \sqrt{\frac{\epsilon_{e2}}{\epsilon_{e1}}} \quad (I.8)$$

Dans le cas où $\epsilon_1 > \epsilon_2$, le coefficient de réflexion est égal à 1 à partir d'une valeur particulière de l'angle d'incidence appelé angle critique (θ_c), et ce, pour les 2 composantes transverse électrique, TE, et TM. Le coefficient de transmission atteint son maximum lorsque l'angle d'incidence est égal à θ_c [17].

La phase des coefficients de réflexion et de transmission varie de manière continue à partir de θ_c . Cet angle est défini par :

$$\theta_c = \arcsin \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (\text{I.9})$$

Dans le cas où $\epsilon_1 < \epsilon_2$, le coefficient de réflexion est égal à l'unité uniquement pour un angle d'incidence de 90° . Concernant la composante TE, la phase de ce coefficient est de 180° quel que soit l'angle d'incidence ; concernant la composante TM, la phase est égale à 180° (respectivement nulle) pour des angles inférieurs (respectivement supérieurs) à θ_c [8].

I.2.3.2 Cas d'un bon diélectrique

Dans le cas de milieux diélectriques à bon diélectriques ou à pertes (conductivités non nulles), l'angle de Brewster ne correspond plus à l'annulation du coefficient de réflexion mais à un minimum d'amplitude et la phase de ce coefficient ne subit plus un saut brusque de 180° mais une variation de moindre amplitude qui dépend des paramètres géologiques. De même, l'angle critique ne correspond plus à une réflexion totale. L'introduction de conductivités non nulles modifie les courbes des coefficients de réflexion en fonction de l'angle d'incidence qui dépendent alors de la fréquence de l'onde incidente à cause de l'introduction du terme [6].

$$\epsilon'' = \sigma \omega \quad (\text{I.10})$$

I.2.4 Réflexion et transmission des ondes EM

Les ondes EM se propagent dans des milieux de caractéristiques EM différentes générant des réflexions et des réfractions (figure. I.2). Le couplage antennes-matériaux sert à polariser le champ électrique perpendiculairement au plan d'incidence (c'est une surface contenant la direction de propagation d'onde et la normale de l'interface entre deux milieux). Une part de l'énergie est réfléchi. Cette dernière se traduit par le coefficient de réflexion de l'interface. L'énergie qui n'est pas réfléchi continue à se propager jusqu'à ce qu'elle rencontre une autre interface ou jusqu'à ce qu'elle soit absorbée totalement dans le matériau. Cette part de l'énergie transmise au matériau se caractérise par le coefficient de réfraction ou de transmission. Dans notre étude, le mode de propagation de l'onde est le mode transverse électrique (TE). Ainsi, les

coefficients de réflexion 'R' et de transmission 'T' sont représentés par les relations suivantes [18] :

$$R^{\wedge} = \frac{E_{0r}}{E_{0i}} = \frac{Z_2 \cos a_i - Z_1 \cos a_t}{Z_2 \cos a_i + Z_1 \cos a_t} \quad (I.11)$$

$$T^{\wedge} = \frac{E_{0t}}{E_{0i}} = \frac{Z_1 Z_2 \cos a_{it}}{Z_2 \cos a_i + Z_1 \cos a_t} \quad (I.12)$$

Avec Z1 et Z2 représentant respectivement les impédances EM des milieux 1 et 2 :

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \quad \text{et} \quad Z_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \quad (I.13)$$

ϵ et μ représentant respectivement la perméabilité EM et la constante diélectrique du matériau.

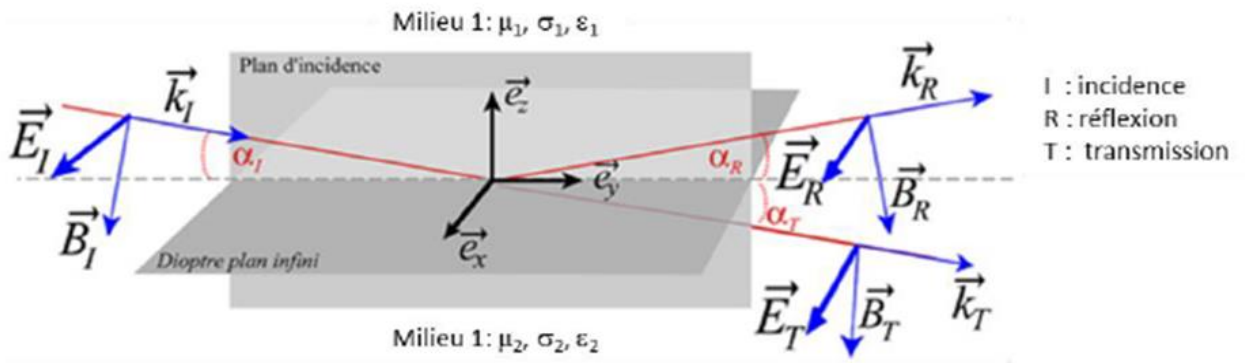


Figure I.2: Réflexion et transmission d'onde EM plane polarisée au plan d'incidence [14].

I.2.5 Couplage antenne-matériau

Deux principaux modes de couplages peuvent être relevés dans la littérature :

- Un couplage dit « Front door » pour lequel le couplage se fait à travers les antennes d'un système,
- Un couplage dit « Back door » pour lequel le couplage se fait sur les câbles d'alimentation et de données des systèmes électroniques.

L'efficacité du couplage entre l'onde et les câbles ou les antennes est régie par des phénomènes de résonance (figure I.3).

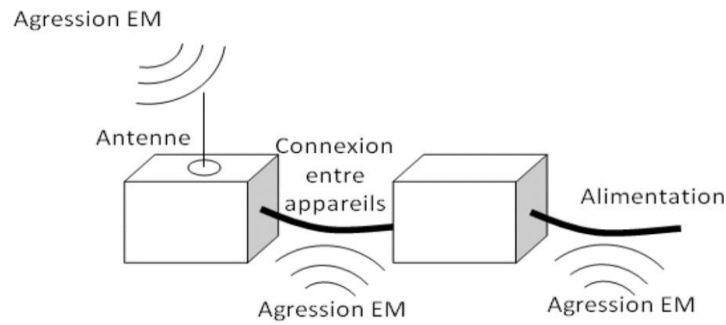


Figure I.3: Couplage sur les câbles.

Ces phénomènes de résonance sont susceptibles d'apparaître lorsque la longueur d'onde devient inférieure à la longueur du câble ou de l'antenne [3]. Par exemple, pour un monopole (figure I.4), un couplage optimal est mesuré lorsque la longueur d'onde est égale à $\lambda/4$.

Le tableau I.1 donne une idée des dimensions de différents câbles et antennes avec les fréquences d'onde électromagnétique associées.

Tableau I.1: Dimensions de câbles et d'antennes en fonction de la fréquence.

Fréquence	10 MHz	100 MHz
Longueur d'onde λ	30 m	3 m
$\lambda/4$	7.5 m	75 cm
Antenne physique	Long câble	Câble

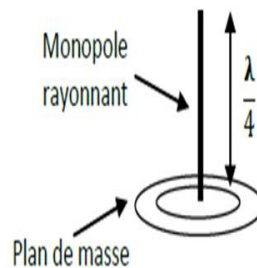


Figure I.4: Antenne monopole.

➤ Pénétration par les boîtes

La pénétration des ondes dans le boîtier est soumise à la qualité de ses soudures [7], ou à la géométrie des dimensions de ses ouvertures. En règle générale, pour des ouvertures petites devant la longueur d'onde, l'atténuation augmente. Pour des ouvertures grandes devant la longueur d'onde, l'atténuation diminue. Par exemple (figure I.5), dans le cas d'une ouverture circulaire d'un diamètre de 2.5 mm, la fréquence de coupure est de $f_c \approx 7 \text{ GHz}$ environ [51].

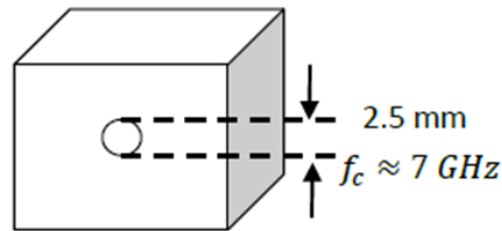


Figure I.5: Exemple de fréquence de coupure d'un trou de 2.5mm de diamètre.

Dans le cas où la dimension des ouvertures du boîtier est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique, les boîtiers peuvent devenir résonants. L'énergie se trouve directement couplée dans une cavité faisant apparaître un fort champ électromagnétique dans le boîtier. Ensuite, une fois dans le boîtier, l'onde est susceptible de se coupler au circuit électronique [8].

I.2.6 Champ proche et champ lointain

Le champ EM rayonné par une antenne peut, bien qu'il n'existe pas de transition brusque, être divisé en trois régions distinctes qui sont le champ proche réactif, le champ proche rayonnant (ou zone de Fresnel) et le champ lointain (ou zone de Fraunhofer) [9]. Une représentation de ces trois zones pour une antenne (dipolaire) de dimension D est donnée par la figure I.5.

Le champ proche réactif est l'environnement immédiat de l'antenne. La limite de cette zone dépend en réalité de chaque antenne, mais elle est généralement comprise dans un rayon autour de l'antenne inférieur à $R_1 = 0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ s, où λ représente la longueur d'onde et D la plus grande dimension de l'antenne.

Le champ proche rayonnant est défini comme la zone située entre le champ proche réactif et le champ lointain. Comme précédemment, ses limites spatiales dépendent de l'antenne considérée, mais on prend généralement R_1 comme limite interne et $R_2 = 0,62 \frac{2D^3}{\lambda}$, comme limite externe.

Enfin, le champ lointain est défini comme la « région du champ EM d'une antenne où la distribution angulaire de ce champ est essentiellement indépendante de la distance à l'antenne ». On le définit généralement à une distance supérieure à R_2 [9].

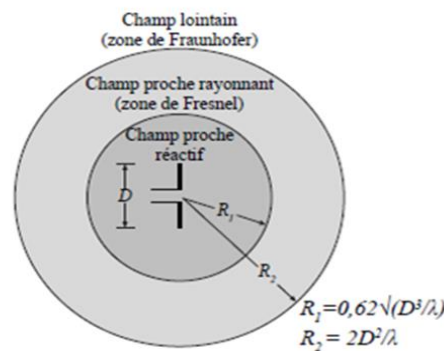


Figure I.6: Les différentes régions du champ EM rayonné par une antenne.

I.3 Propriétés électromagnétiques des matériaux

I.3.1 Milieu conducteur, courant de conduction

I.3.1.1 Milieu conducteur

Le courant électrique est dû à un mouvement d'ensemble des porteurs de charges sous l'action d'un champ électrique. Ils sont de trois types : électrons, ions ou lacunes (dans les paires électrons trous).

En fait lors du déplacement des porteurs, deux mouvements se superposent :

- L'un désordonné est dû à l'agitation thermique.

L'énergie cinétique caractéristique de cette agitation s'écrit $E_c = K_B T$ ou K_B est la constante de Boltzmann ($K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$) et T la température en Kelvin.

Pour la conduction électrique dans les métaux, les porteurs de charges sont les électrons libres. La vitesse des électrons est de l'ordre de $10^5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ à 25°C .

• L'autre est le mouvement d'ensemble à une vitesse d'environ un millimètre par seconde pour les électrons et sont de quatre types : métaux, semi-conducteurs, plasmas et électrolytes [30].

$$\text{Div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} = 0 \Rightarrow \rho_{\text{int}} = 0 \quad (\text{I.14})$$

I.3.1.2 Courant de conduction

Le courant de conduction est le courant électrique qui apparaît lorsque les électrons circulent dans le conducteur à une vitesse uniforme. Il s'agit donc du courant dans un conducteur lorsque le champ électrique reste constant par rapport au temps (eq.I.16)

Le courant total est un paramètre effectif. La somme de la densité de courant de conduction et de la densité de courant de déplacement définit la densité de courant totale.

$$\vec{j}_c = \gamma \vec{E} \quad (\text{I.15})$$

$$\vec{j} = \vec{j}_c + \vec{j}_d = \sigma \vec{E} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.16})$$

I.3.2 Milieu diélectrique, polarisation, courant de déplacement

I.3.2.1 Milieu diélectrique

Les milieux isolants (ou diélectriques) ne permettent pas le passage du courant de conduction. Cependant, les milieux sont formés de charges positives et négatives liées à l'intérieur des atomes et des molécules. Pour certaines molécules, par exemple l'eau, les centres de gravité des charges positives et des charges négatives ne coïncident pas. Ce qui fait apparaître un dipôle électrique intrinsèque au milieu considéré, c'est le dipôle permanent. Des dipôles induits sont par ailleurs créés au sein d'un diélectrique lors de l'application d'un champ électrique ; donc cela développe une force entraînant un déplacement des charges liées positives et négatives présentes dans les molécules. Ainsi les centres de gravité ne coïncident plus.

I.3.2.2 Polarisation

La polarisation P est, par définition, la somme de tous les moments multipolaires induits. Elle peut donc être reliée à une caractéristique des constituants microscopiques du milieu : la polarisabilité, dans le cas où les moments multipolaires d'ordre supérieur à deux sont négligeables.

La polarisation d'une onde plane est la mesure de la variation, en fonction du temps, de la direction du champ électrique. C'est l'orientation dans l'espace du vecteur champ électrique, en général par rapport à une surface de référence qui est la terre. Le type de polarisation est déterminé par la géométrie de l'antenne d'émission de l'onde et parfois par le milieu de propagation.

I.3.3 Perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique correspond à l'énergie stockée ou perdue dans le matériau suite aux phénomènes d'induction magnétique. Elle est utilisée pour décrire le comportement électromagnétique de la matière soumise à un champ magnétique. Dans le vide, en absence de sources externes, la relation entre l'induction magnétique et le champ magnétique s'écrit :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{I.17})$$

avec : $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$

Or, la grande majorité des matériaux géologiques rencontrés dans la pratique ne réagissent que très faiblement à une excitation magnétique et la perméabilité magnétique relative sera souvent prise égale à 1. Seuls quelques minéraux, tels que la magnétite ou l'hématite ont une susceptibilité magnétique non négligeable. Ces minéraux étant en quantité infime dans les milieux favorables à l'utilisation du géoradar, l'estimation $\mu=1$ est très souvent adoptée. Par ailleurs, nous considérerons dans ce mémoire que la perméabilité magnétique est réelle et ne dépend pas de la fréquence [10].

I.3.1.1 Perméabilité magnétique relative

Elle est très différente selon le type de matériau et est légèrement inférieure à l'unité dans les matériaux diamagnétiques. Elle peut prendre des valeurs très supérieures à l'unité dans les matériaux fermiss- et surtout ferromagnétiques [11].

On définit aussi la perméabilité magnétique relative par la relation :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (\text{I.18})$$

Pour la majorité des roches et des sédiments on a (perméabilité du vide) et l'influence de celle-ci sur la propagation et la réflexion des ondes électromagnétiques en prospection géoradar est généralement insignifiante devant les paramètres sus mentionnés. Seuls les matériaux contenant une quantité élevée en oxyde de fer possèdent une valeur élevée de perméabilité Magnétique [17].

I.3.4 Conductivité électrique

La conductivité électrique décrit la facilité d'un matériau à transmettre un courant électrique, c'est-à-dire à permettre le déplacement de charges électriques sous l'effet d'un champ électrique $[V / m]$. Dans les sédiments et les roches, la conductivité électrique augmente en présence de contenu en eau, de salinité, etc.

Sous l'action d'un champ électrique, le déplacement de charges électriques libres sur des distances macroscopiques d'un conducteur est défini par la conductivité $\sigma [S / m]$ (inverse de la résistivité ρ).

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (\text{I.19})$$

L'énergie transportée par l'onde se dissipe lors des collisions avec les charges électriques fixes. L'énergie électromagnétique est ainsi transformée en agitation thermique (effet de Joule).

On considère que les conductivités sont indépendantes de la fréquence dans le cadre du géoradar, par conséquent elles seront considérées comme réelles [12]. La conductivité du sol (terre immergée ou océan) varie dans d'énormes proportions selon les régions à cause de l'humidité du sol. Le fonctionnement des antennes et le niveau des signaux reçus à l'extrémité d'un circuit peuvent varier dans les mêmes proportions [13]. La valeur élevée de σ inhibe la pénétration du radar (plus d'atténuation) et augmente avec la teneur en humidité et la salinité. Ainsi, les sols hautement conducteurs (c'est-à-dire les argiles) ne sont pas aussi idéaux pour l'étude de la RGP que les sols à faible σ (comme le sable sec).

I.3.5 Permittivité diélectrique

La permittivité diélectrique est une grandeur physique gouvernant la densité de courant de déplacement. Elle traduit le déplacement relatif des charges liées, positives et négatives, dans le matériau (phénomène de polarisation électrique) sous l'effet d'un champ électrique externe. Plusieurs types de polarisation peuvent se produire à différentes fréquences d'excitation, les courants de déplacement sont sensibles à la permittivité diélectrique (ϵ) du matériau et donc le géoradar sera sensible aux variations de ϵ dans le sous-sol :

$$\vec{j}_d = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.20})$$

Avec : ϵ : Permittivité diélectrique (F/m).

1.3.6 Notion de permittivité effective

La permittivité effective ou la permittivité macroscopique, ϵ_{eff} est définie comme le rapport entre le déplacement et le champ électrique :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{D}{E} \quad (\text{I.21})$$

La permittivité effective d'un matériau dépend des permittivités des matériaux constituants, de leurs fractions volumiques et de la forme des inclusions. L'accès à la permittivité effective dépend du degré de complexité de la structure du composite.

Plusieurs théories et modèles ont été développés pour calculer les grandeurs électriques affinitives des matériaux hétérogènes constitués de deux ou plusieurs phases en fonction des permittivités de chaque constituant et de sa concentration. Ces théories sont basées soit sur une approche typiquement phénoménologique (théorie de Wiener et Rayleigh), soit sur des lois de mélanges moléculaires. Des théories plus générales consistant à étudier les permittivités effectives des systèmes à deux composants sans se préoccuper des détails de leur comportement ont été également développées. Dans ce qui va suivre, nous présentons les différents types de polarisation, la permittivité complexe des matériaux ainsi que l'influence de ces paramètres sur les pertes diélectriques.

1.3.7 Phénomène de polarisation

La polarisation diélectrique est un mécanisme qui prend compte du déplacement local ou de la réorientation des charges liées à l'application appliquée à un champ électrique.

1.3.7.1 Polarisation électronique

Elle se produit dans les atomes et les ions. Sous l'action d'un champ E , le nuage d'électrons se déplace par rapport au noyau positif. La polarisation se produit rapidement durant un bref moment. Ce type de polarisation est surtout présent dans la gamme des ultra-violets entre 10^{14} et 10^{16} Hz (figure.I.5) [14].

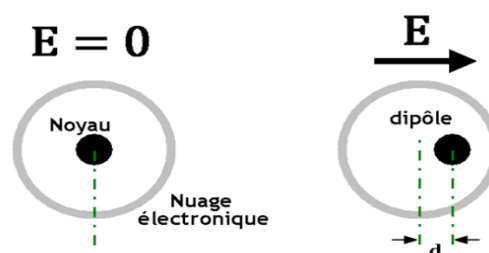


Figure I.7: Exemple de la polarisation électronique de l'atome d'hydrogène.

I.3.7.2 Polarisation dipolaire (ou d'orientation)

Cette polarisation décrit l'orientation des éléments possédant un moment polaire permanent. Les dipôles ont tendance à s'orienter suivant le sens du champ appliqué (figure.I.8). Le temps d'établissement, beaucoup plus important que dans le cas des deux polarisations précédentes, varie dans une large gamme de temps [10^{-9} - 10^3] s selon le type de dipôle [15].

Ce type de polarisation dépend fortement de la température et correspond à des fréquences entre [10^2 - 10^8] Hz. Elle ne prend naissance que dans les gaz, les liquides et les matières amorphes visqueuses. Dans les matériaux solides, les dipôles sont figés et ne peuvent être orientés. La polarisation électrique dipolaire est prépondérante pour les applications GPR [16].

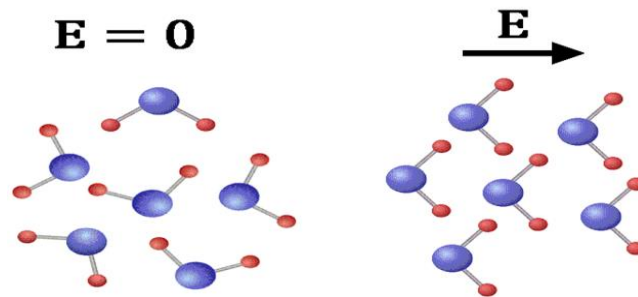


Figure I.8: Exemple de Polarisation dipolaire (ou d'orientation).

I.3.7.3 Polarisation ionique

L'application d'un champ électrique extérieur sur une molécule crée un réarrangement de la position des atomes les uns par rapport aux autres. L'amplitude de la permittivité diélectrique varie en fonction de la nature des atomes présents et de leurs interactions.

La masse des atomes au sein de la molécule étant plus importante que celle des électrons au sein d'un atome. La fréquence de relaxation associée aux mécanismes de polarisation atomique est plus faible et comprend entre 10^{12} Hz et 10^{13} Hz. Elle correspond au déplacement d'atomes ou de groupes d'atomes dans la molécule sous l'influence d'un champ électrique externe (figure I.9).

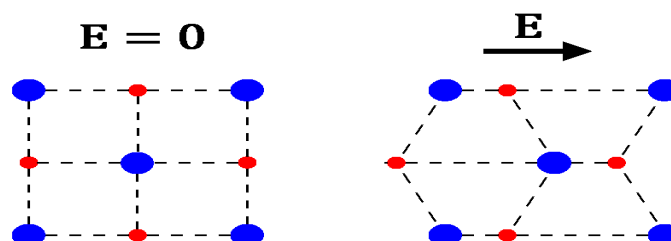


Figure I.9:La polarisation ionique concerne les cristaux.

I.3.7.4 Polarisation interrassiale

Selon le temps d'établissement de chaque contribution, les polarisations précitées vont apparaître successivement sous l'effet du champ électrique appliqué aux bornes du matériau, comme présenté sur la figure I.9. Au-delà d'un temps d'établissement, un phénomène de conduction apparaît dans le système, dû à l'apparition de faibles courants de fuites, causés par les mouvements des porteurs de charges électriques traversant le matériau. Ce phénomène nuit à la détection des relaxations dipolaires à basse fréquence et à haute température. L'effet de ces mouvements est appelé pertes diélectriques [17].

Elle porte souvent le nom de polarisation de Maxwell-Wagner-Sillars. Son apparition est provoquée par le déplacement et l'accumulation des charges électriques sur les interfaces entre les différentes phases des matériaux hétérogènes définis par des permittivités et des conductivités électriques différentes. Dépendant fortement de la température, elle apparaît dans les matériaux à des fréquences comprises entre $[10^{-1} - 10^2]$ Hz. C'est la polarisation la plus lente de tous les autres types de polarisation [15].

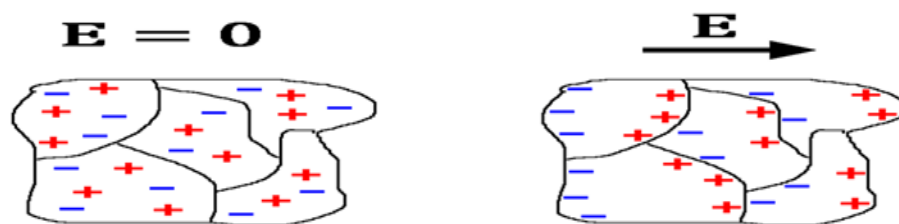


Figure I.10: Exemple de polarisation interrassiale.

I.3.7.5 Réponse diélectrique des différentes polarisations

D'autres mécanismes de polarisation d'interface, qui ne seront pas détaillés ici, apparaissent à plus basses fréquences. En présence de minéraux à conduction électronique, une polarisation d'électrode se met en place des fréquences de mesure inférieures ou égales à quelques Hz.

En présence de minéraux chargés, une polarisation de membrane se développe au niveau de la double couche électrochimique pour des fréquences de relaxation proches du MHz. Les différents mécanismes de polarisation présents dans les sols ainsi que leurs caractéristiques sont rappelés dans le tableau 1.2.

Tableau I.2 : Caractéristiques des différents mécanismes de polarisation présents dans les milieux poreux[17].

	Description du mécanisme	Fréquence de relaxation	Matériaux concernés	Gamme de permittivité diélectrique relative
Polarisation électronique	Distorsion des couches électroniques par rapport au noyau atomique	10^{15} Hz	Tous	
Polarisation atomique	Déplacement des atomes les uns par rapport aux autres au sein d'une molécule	$10^{12} \cdot 10^{13} \text{ Hz}$	Tous	Matériaux isolants $\epsilon_r \in [2, 7]$
Polarisation dipolaire	Réorientation des molécules dipolaires	$10^9 \cdot 10^{11} \text{ Hz}$	Tout sauf matériaux isolants	Eau $\epsilon_r = 80.1 \text{ } 20\text{C}^0$
Polarisations d'interface	Déplacement local des porteurs de charges jusqu'à atteindre un piège électronique ou chimique	$< 10^7 \text{ Hz}$	Matériaux Hétérogènes	Sol argileux $\epsilon_r > 100$

La figure I.11 est une schématique des variations de permittivité diélectrique réelle ϵ' et imaginaire ϵ''_d (pertes diélectriques) et ϵ''_c (influence de la conductivité) en fonction de la fréquence. Lors de l'apparition de chaque nouveau mécanisme de polarisation, une nouvelle permittivité est additionnée à la permittivité apparente avec ϵ'_{a-e} permittivité liée aux polarisations électroniques et atomiques ϵ'_{dip} permittivité liée à polarisation dipolaire et ϵ'_i permittivité liée aux polarisations d'interface (polarisation de Maxwell-Wagner, polarisation d'électrode, de membrane).

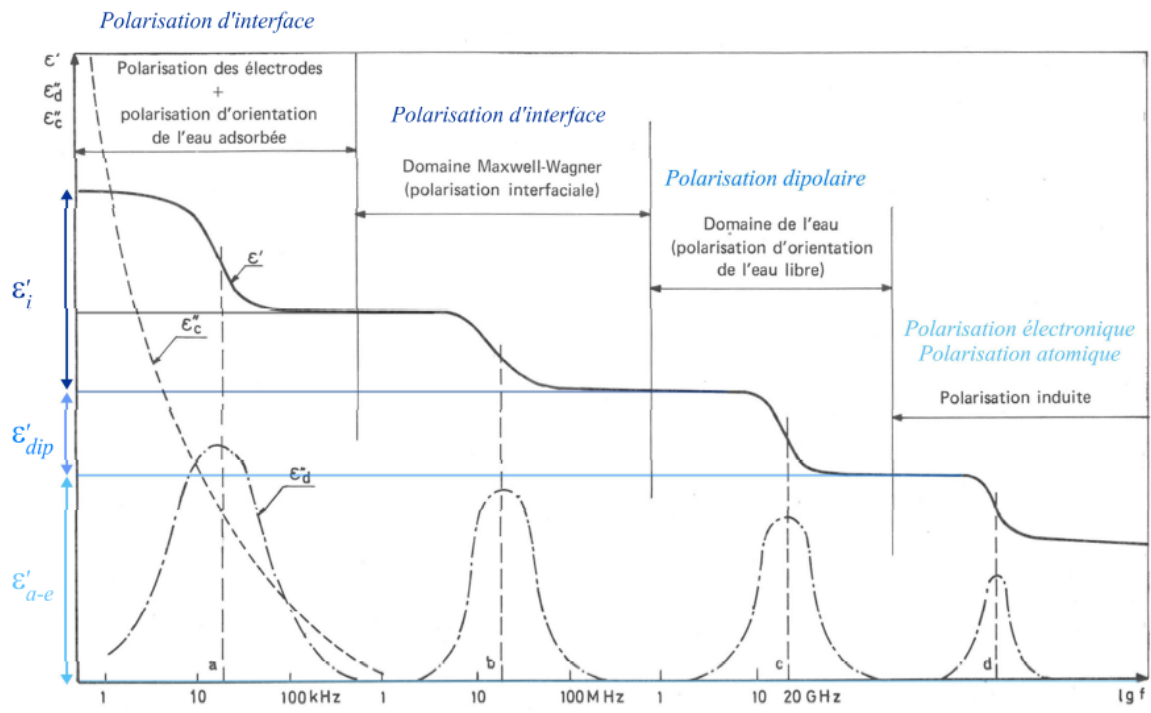


Figure I.11: Phénomène de polarisation en fonction de la fréquence et influence sur la permittivité diélectrique[17].

I.3.7.6 Lois de Snell - Descartes

Dans un milieu naturel, la propagation des ondes électromagnétiques est liée à la perméabilité magnétique μ , la permittivité diélectrique ϵ et la conductivité électrique σ . Tout contraste d'un de ces trois paramètres peut provoquer une réflexion de l'onde ou une transmission. Soient deux milieux homogènes et isotropes caractérisés respectivement par les paramètres μ_1 , ϵ_1 , σ_1 et μ_2 , ϵ_2 , σ_2 , séparés par une interface plane. L'onde incidente sur l'interface des deux milieux est réfléchiée dans le milieu 1 et transmise dans le milieu 2 (figure.I.12) [12].

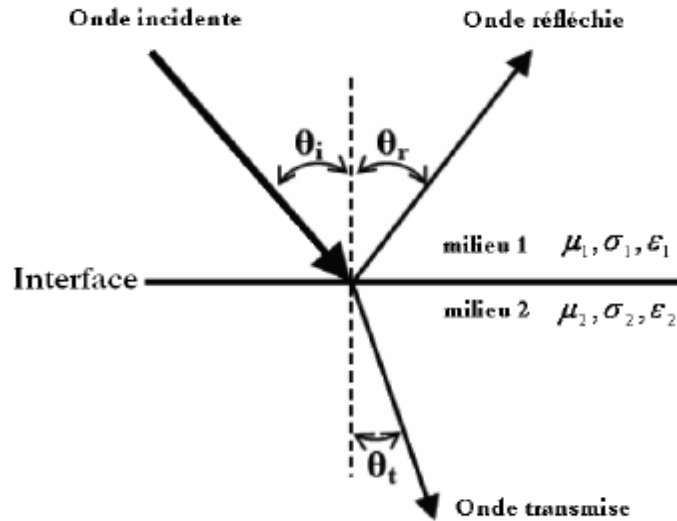


Figure I.12: Schéma représentant les phénomènes de réflexion et de transmission à l'interface entre deux milieux.

Les directions des ondes incidente, réfléchie et transmise sont reliées par les lois de Snell-Descartes :

$$\theta_i = \theta_r \quad (\text{I.22})$$

$$\frac{\sin \theta_i}{v_1} = \frac{\sin \theta_r}{v_1} = \frac{\sin \theta_t}{v_2} \quad (\text{I.23})$$

θ_i : L'angle d'incidence ; θ_r : L'angle de réflexion ; θ_t : L'angle de transmission

v_1 : La vitesse du milieu 1 et v_2 : La vitesse du milieu 2

Dans un milieu non conducteur et non magnétique, l'indice de réfraction n est lié à la permittivité par :

$$\eta = \frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_2}} \quad (\text{I.24})$$

Lorsque la vitesse du milieu 2 est supérieure à celle du milieu 1, il y a un angle critique θ_c pour lequel θ_t vaut 90° . On parle alors de réfraction critique de l'onde. L'onde réfractée se déplace le long de l'interface à la vitesse v_1 . Pour tous les cas où l'angle d'incidence $\theta_i > \theta_c$, il y a réflexion totale. La quantité d'énergie radar réfléchie est indiquée par le coefficient de réflexion η , qui est déterminé par le contraste des vitesses des ondes électromagnétiques, et plus fondamentalement par le contraste de la permittivité diélectrique relative des milieux adjacents. L'application des équations de Maxwell, à l'interface entre deux milieux, couplée à

la loi de Snell-Descartes, permet de remonter aux conditions de passage, c'est à dire aux conditions de continuité des champs électriques et magnétiques entre les deux milieux [10].

La polarisation de l'onde incidente joue bien sûr un rôle important dans l'expression de ces coefficients de réflexion. Le plan d'incidence est le plan qui contient le rayon incident et la normale à la surface au point incidence [12].

I.4 Modèle de modélisation des paramètres diélectriques

Plusieurs modèles empiriques existent pour décrire la dépendance fréquentielle de la permittivité diélectrique effective (ϵ_{eff}). Dans la littérature, on distingue les modèles classiques de Debye et Cole-Cole.

I.4.1 Modèle de debye

Le modèle de Debye exprime la susceptibilité électrique effective en fonction de ϵ_{∞} d'une valeur limite de permittivité à basse fréquence ϵ_s [F / m], et d'un temps de relaxation [s] (temps nécessaire pour établir une polarisation donnée) [52] :

$$\chi_e = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + i\omega\tau} \quad (\text{I.25})$$

I.4.2 Modèle de Cole-Cole

Les modèles classiques de Cole-Cole et de Davidson-Cole sont des variantes du modèle de Debye qui introduisent des facteurs d'amortissement et sans dimension [52] :

$$\chi_e = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + (i\omega\tau)^{\beta}} \quad (\text{I.26})$$

$$\chi_e = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + (i\omega\tau)^{(1-\alpha)}} \quad (\text{I.27})$$

I.5 Atténuation et vitesse de propagation des OEM dans un milieu géologique

L'amplitude initiale du signal A_0 diminue de façon exponentielle en fonction de la profondeur z et du taux d'atténuation α :

$$A(z) = A_0 e^{-\alpha z} \quad (\text{I.28})$$

Le taux d'atténuation α du matériau pénétré dépend directement de sa conductivité électrique. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le sol est requise pour transformer les temps de propagation mesurés en des profondeurs. Les vitesses de propagation sont plus grandes dans des matériaux de faible constante diélectrique.

Le tableau 1.3 représente quelques milieux géologiques et leurs caractéristiques pour une fréquence de 100MHz.

Tableau I. 3 : Ordre de grandeur des caractéristiques électriques de différents matériaux [13].

Matériau	Permittivité diélectrique relative (ϵ_r)	Conductivité (σ) (Mhos/m)	La vitesse de propagation V (m/ns)	Atténuation (α) (dB/m)
Air	1	0	0.30	0
Eau distillée	80	0.01	0.033	2×10^3
Eau douce	80	0.5	0.033	0.1
Eau salée	80	3×10^3	0.01	10^3
Eau de mer	80	3×10^4	0.001	1000
Sable sec	3-5	0.01	0.15	0.01
Sable saturé	20-30	0.1-1.0	0.06	0.03-0.3
Calcaire	4-8	0.5-2	0.12	0.4-1
Schistes	5-15	1-100	0.09	1-100
Silt	5-30	1-100	0.07	1-100
Argile	5-40	2-1000	0.06	1-300
Granite	4-5	0.01-1	0.13	0.01-1
Sel sec	5-6	0.01-1	0.13	0.01-1
Glace	3-4	0.01	0.16	0.01

I.6 Profondeur de pénétration

La profondeur de pénétration des ondes électromagnétiques est contrôlée par les pertes d'atténuation dans le sol qui sont une fonction de la conductivité électrique du sol.

En général, la profondeur de pénétration dépend de la fréquence employée et des propriétés des matériaux traversés par l'OEM. Elle varie de quelques centimètres à plusieurs milliers de mètres. Généralement, l'amplitude de l'OEM décroît exponentiellement avec la profondeur de pénétration.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les équations de Maxwell avec la combinaison des lois de conductivité pour décrire les équations de propagation d'une onde ainsi que ces caractéristiques. De plus, nous avons présenté et défini les propriétés électromagnétiques des matériaux avec différentes notations de perméabilité, permittivité diélectrique et conductivité électrique dans le but de mieux comprendre leur effet sur les fréquences radar.

Enfin, nous avons vu le rayonnement des ondes électromagnétiques, ses réflexions et la loi utilisée à son comportement, puis la polarisation et les modèles de modélisation des paramètres diélectriques.

Chapitre II

Introduction au GPR

1. Introduction

2. Principe de fonctionnement du GPR

3. Différents modes d'acquisition

4. Types d'antennes

6. Types de données GPR

5. Conclusion

II.1 Introduction

Le radar à pénétration de sol (RPS) (en anglais GPR pour Ground Penetrating Radar) est une technique électromagnétique à haute résolution conçue principalement pour étudier le sous-sol peu profond de la terre et les matériaux de construction. Les principes de base utilisés étaient la diffusion de l'onde électromagnétique avec des antennes mobiles sur la surface plutôt que la rotation autour d'un point fixe. Cela a conduit à l'application de principes opérationnels sur le terrain qui sont analogues à la méthode de réflexion sismique. Le GPR est une méthode qui est couramment utilisée pour les études environnementales, d'ingénierie et d'archéologie ainsi que d'autres études peu profondes.

Le GPR, également connu sous le nom de radar à pénétration de surface (SPR), est littéralement conçu comme un radar pour regarder sous terre. En fait, il est utilisé pour examiner à la fois les sols et les murs et, récemment, même au-delà des murs.

Ce chapitre est consacré principalement au GPR ; à savoir définition, ses applications et son principe de fonctionnement. Aussi, on abordera les chemins des ondes électromagnétiques produites par le GPR, les types d'antennes et techniques de mesures utilisés ainsi que les types de données. Une conclusion sera donnée à la fin du chapitre.

II.2 Définition du GPR

Le GPR utilise une technique se rapprochant fortement de l'imagerie sismique. Il utilise les OEM se propageant et se diffractant dans un milieu hétérogène pour imager, localiser et identifier quantitativement des variations de propriétés électriques et magnétiques dans le sol. La plage de fréquence choisie peut varier suivant les applications demandées de quelques MHz (grande profondeur de pénétration) à quelques GHz (très haute résolution). Il possède la plus grande résolution pour l'imagerie de la surface par rapport à n'importe quelle autre méthode géophysique, approchant le cm sous certaines conditions. La profondeur de pénétration varie de moins d'un mètre à plus de 5400 mètres, ceci dépend de la fréquence d'utilisation et des propriétés des matériaux. Son pouvoir de détection dépend du contraste dans les propriétés électriques et magnétiques et de l'antenne. Les applications sont très nombreuses et peuvent être quantitatives (recherche d'objets, géotechniques, hydrologie, géologie, ...).

II.3 Historique

Qu'elle fût proposée depuis des décennies auparavant, la véritable naissance du GPR a vu le jour durant la période **1950 – 1960** en passant par la détection de la nappe phréatique jusqu'à l'utilisation initiale d'altimètres radar pour déterminer l'épaisseur de la calotte glaciaire au Groenland [18].

Les dix années qui ont succédé ont permis à des groupes de chercheurs de donner naissance à des sondages glaciaires à l'Université du Wisconsin (États-Unis) et au Scott Polar Research Institute de Cambridge (Royaume-Uni). Les résultats ont déterminé l'épaisseur de la structure interne de la calotte glaciaire antarctique et de nombreux glaciers. Par la suite, le sondage par radiofréquence a suscité un intérêt du programme scientifique lunaire Apollo et a transformé la thèse de recherche d'Annan en expérience de propriétés électriques de surface (SEP) réalisée sur Apollo 17. Ce dernier a réuni une équipe qui a produit de nombreux futurs innovateurs GPR [19].

Les années 70 ont connu plusieurs avancées et de nombreux concepts de produits visibles chez Sensors et Software notamment : L'association d'Annan et de Davis au Geological Survey avec Morey, qui produisait les premiers produits commerciaux GPR pour répondre aux développements de pipelines dans l'Arctique [20].

Le GPR est utilisé dans de nombreux domaines d'application tels que le pergélisol, le sondage de la glace, la bathymétrie, l'humidité du sol pour l'agriculture, les dangers des mines de potasse, l'évaluation des sites d'élimination des déchets nucléaires, la mesure des propriétés du béton, la détermination de la qualité des roches, l'hydrogéologie et bien d'autres.

Les développements des mines de sel se sont poursuivis avec Unterberger chez Texas A&M et BGRin Allemagne [21].

Durant les années 80, le GPR a été identifié comme une opportunité prioritaire et Davis et Annan se sont réunis et ont créé le pulse EKKO I, le premier GPR portable léger et pulse EKKO II, un GPR basse fréquence entièrement numérique. Le GPR numérique portable modulaire pulse EKKO III a été achevé par A-Cubed intégrant un câblage en fibre optique, un affichage, un traçage et une analyse des données numériques de type sismique. Il fut commercialisé par Sensors & Software en 1989. Le pulse EKKO IV, a été dérivé du pulse EKKO III qui utilisait un ordinateur portable pour contrôler le système [22].

Après de nombreuses études, la normalisation des formats de données pour le stockage numérique du GPR a eu lieu à cette époque et le fichier .dt1, encore couramment utilisé, a été établi au cours de cette période. D'autres développements d'instruments ont eu lieu dans le monde tels que ceux d'Ensco / Xadar et d'OYO Corporation [23].

Le début des années 1990 a connu un grand succès avec le pulse EKKO IV pour sa flexibilité. L'engagement de Sensors & Software en faveur de l'innovation et de l'avancement du GPR s'est manifesté lors de la création du pulse EKKO 1000 en 1992 pour les applications d'ingénierie à haute résolution. En 1994, le pulse EKKO 100 a succédé au pulse EKKO IV. Les pulse EKKO 100 et 1000 étaient des instruments portables bi-statiques entièrement modulaires [24].

L'aspect entièrement numérique des systèmes pulse EKKO GPR a assuré la livraison de données beaucoup plus quantifiées et de meilleure qualité que jamais. La capacité d'acquérir des données multi-offset et le développement d'une gamme d'outils d'analyse de données ont permis de nouvelles applications de GPR telles que le traitement de données GPR multifold [25].

Les années 2000 ont connu :

La création de la famille Noggin par Sensors & Software qui se présente comme étant un instrument GPR complet, distinct et plus adapté aux utilisateurs professionnels du GPR.

L'introduction des antennes de forage pulse EKKO ainsi que d'une gamme de logiciels d'imagerie tomographique [26, 27].

La formation du GPRIC des fabricants de GPR pour travailler avec la FCC à la formulation d'une réglementation acceptable reconnaissant le GPR [28, 29].

Sensors & Software a présenté Conquest, un concept totalement nouveau dans le GPR qui a fourni une solution complète pour l'évaluation de la structure en béton, y compris l'imagerie 3D avancée sur site en temps réel.

Le mouvement réglementaire en Europe s'est lentement accéléré en 2002. Sensors & Software, devenant membre de l'Institut Européen des Normes Techniques (ETSI), a joué un rôle déterminant dans la promotion des intérêts de GPR en Europe [30].

En 2005, pulse EKKO PRO est apparu et a réuni les pulse EKKO 100 et 1000 en une seule famille GPR modulaire unifiée.

Le rythme de l'innovation s'est accéléré avec la disparition des problèmes réglementaires et de nombreuses avancées dans le GPR spécialisé sont en cours. IceMap pour la sécurité routière en hiver, SnowScan permettant la gestion de la neige par les stations de ski et Rescue Radar pour les groupes de recherche et de sauvetage sont tous des développements récents de Sensors & Software [31].

II.4 Applications du GPR

II.4.1 Militaire

La sensibilité unique du GPR aux structures non métalliques intégrées dans les sols, les roches et les matériaux de construction fait que le GPR peut être utilisé dans diverses applications telles que la recherche, le sauvetage, la sécurité, les mesures d'urgence, l'emplacement de tunnels, la détection d'intrusions, les UXO, les mines et les IED enterrés.

II.4.2 UXO et mines terrestres

Les utilisations militaires du GPR se concentrent principalement sur l'emplacement et la détection des engins explosifs enfouis. Pour le nettoyage des zones, le GPR est utilisé sur les parcours et les anciens sites pour identifier les munitions non explosées (UXO). Les applications de campagne en direct plus récentes impliquent la localisation et l'identification en temps réel des engins explosifs improvisés enterrés (IED) et des mécanismes de fusion enterrés.

II.4.3 Mines et carrières

Le GPR est largement utilisé dans les mines, les carrières et les tunnels. Le GPR peut détecter les changements de type de roche et détecter les structures majeures telles que les fractures, les failles et les joints. Les applications spécifiques comprennent la définition de la structure géologique, l'exploration minérale, la détermination de l'épaisseur des morts-terrains, l'évaluation du site minier, la conception des tunnels, la stabilité de la masse rocheuse, le classement des dépôts de placers et la délimitation de la zone de minerai.

II.4.4 Placer et exploration minérale

Le GPR est utilisé dans le monde entier pour l'exploration minérale. L'utilisation la plus courante est l'exploration de gisements fluviaux d'or et de diamants ainsi que des gisements de plage de titane et de minéraux lourds riches en fer.

II.4.5 Tunneling et mines souterraines

Un certain nombre de défis géologiques peuvent être traités avec le GPR. Qu'il s'agisse d'examiner la stabilité de la masse rocheuse ou de localiser des zones minéralisées, le GPR fournit une méthode puissante pour examiner le sous-sol. Le sel et la potasse présentent des paramètres très favorables à l'utilisation du GPR.

II.4.6 Géotechnique & Environnement

Le développement technique et l'évaluation des conditions des eaux souterraines exigent une définition solide des conditions souterraines. La capacité du GPR à définir des strates géologiques et à détecter une structure géologique anormale fait de lui un outil régulier dans l'arsenal de mé-

thodes du géophysicien ingénieur. De plus, le GPR est l'une des rares méthodes directement sensibles à la teneur en eau et à la chimie. Les applications vont de la sélection d'itinéraires pour les routes, les chemins de fer et les pipelines à l'évaluation du karst.

II.5 Principe de fonctionnement du GPR

La GPR est un système électromagnétique pour la détection et la localisation d'éléments, de formations et/ou d'anomalies dans le sous-sol, de bâtiments ou d'objets matériels. Le GPR est basé sur l'émission d'impulsions électromagnétiques très courtes (entre 0,6 ns et 10 ns) dans la bande de fréquences UHF-VHF (normalement entre 100 MHz et 1,5 GHz) et sur le principe de la réflexion des ondes électromagnétiques qui se propagent dans un milieu.

La propagation de ces impulsions électromagnétiques à travers un milieu peut être théoriquement définie à partir des équations de Maxwell pour les ondes électromagnétiques. Ses fondements théoriques sont les mêmes que ceux utilisés par un radar classique pour détecter un objet, mais le GPR utilise une bande passante plus large, et les antennes de réception et d'émission sont dirigées vers le milieu à étudier (sous-sol, structure ou objet). Chaque milieu possède les caractéristiques électromagnétiques : ϵ , μ et σ . Les différentes ondes réfléchies, dues aux différentes réflexions au niveau des discontinuités du milieu, sont détectées par l'antenne de réception (figure II.1).

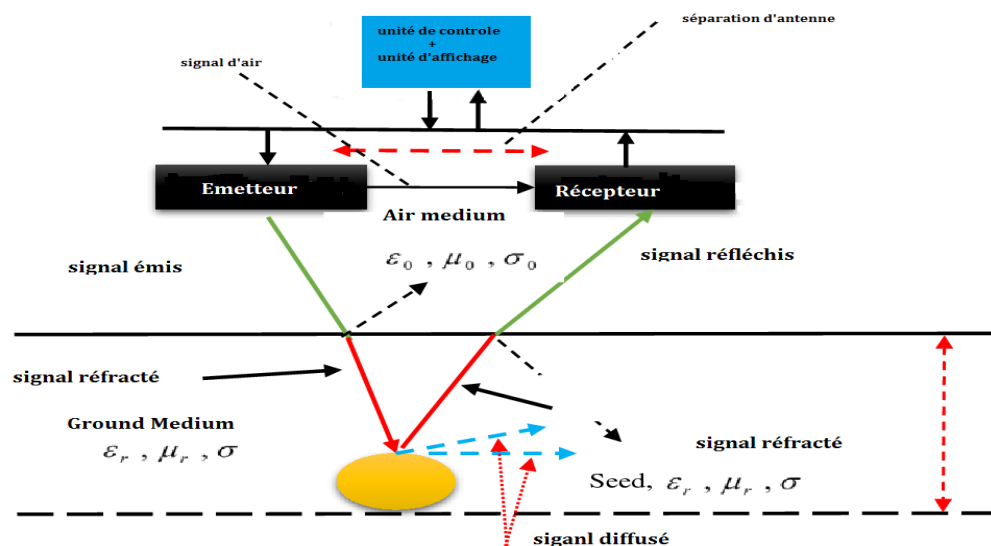


Figure II.1: Principe de fonctionnement du GPR.

II.6 Chemins des ondes électromagnétiques

La propagation des ondes électromagnétiques est décrite par une représentation en raies dont les chemins suivis sont représentés sur la (figure. II.2). On distingue trois types d'ondes : ondes directes (propagation directe de la source vers le récepteur) ; ondes réfléchies et les ondes réfractées. Le but

de notre application est la comparaison des vitesses de propagation des ondes directes dans le sol et dans l'air. On considère que la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans l'air est égale à celle de la lumière dans le vide et le chemin entre la source et le récepteur est le plus court. Le temps d'arrivée de l'onde directe est égal à la distance parcourue divisée par la vitesse de l'onde dans le milieu traversé. Ce temps est servi comme référence pour palier à la perte du temps auquel l'onde a été initiée à l'antenne source [10].

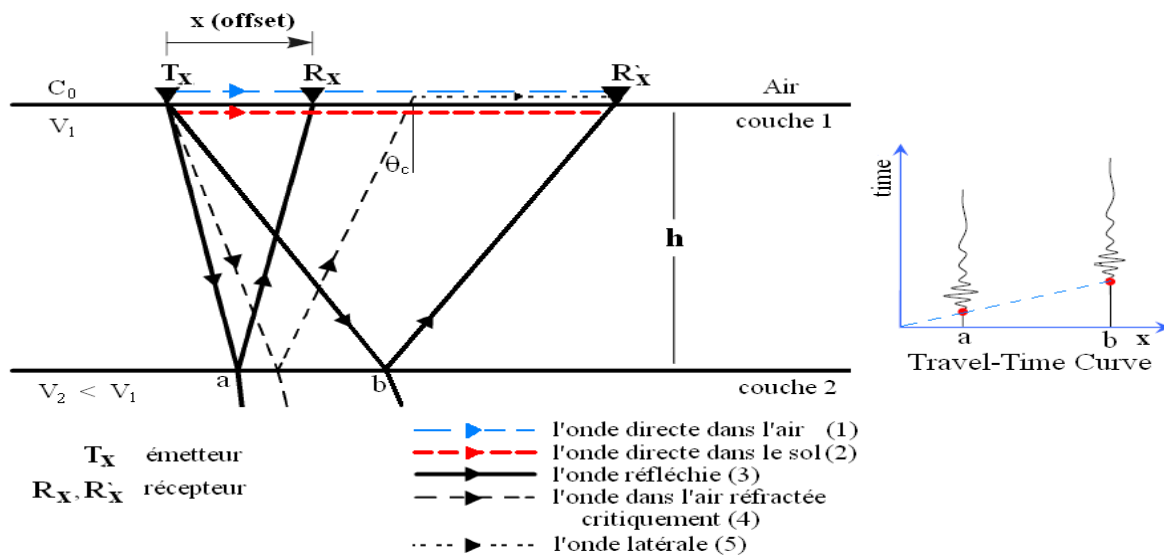


Figure II.2: Représentation de la transmission des ondes dans le modèle d'une interface plane et horizontale entre deux milieux de différentes vitesses.

La vitesse du second milieu v_2 est inférieure à celle du premier milieu v_1 . La courbe des temps de parcours (Travel Time Curve) montre que le temps d'arrivée de l'onde au point a est inférieur à celui au point b [10].

➤ **Onde directe :**

Elle se propage dans la partie très proche de la surface du sol.

➤ **Onde aérienne :**

Elle se propage directement (dans l'air, proche de la surface) entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice à une vitesse de $0.3m/ns$.

➤ **Ondes réfléchies :**

Lorsque l'onde incidente atteint une interface séparant deux milieux de différentes constantes diélectriques, une partie de son énergie se réfléchit.

➤ **Ondes latérales :**

L'onde incidente se réfléchit sur l'interface séparant les milieux I et II de vitesse $V1$ et $V2$. Lorsqu'elle atteint la surface de séparation entre le milieu I et l'air de vitesse ($C=0.3$ m/ns), elle subit une réfraction critique. Elle tombe sur cette surface de séparation avec un angle ic et glisse le long de cette discontinuité avec une vitesse C (cas où $V1 < C$).

➤ **Ondes multiples réfléchies**

Pratiquement, l'enregistrement géoradar comporte, outre les réflexions primaires, des réflexions multiples. Ces dernières sont des signaux électromagnétiques qui ont subi plusieurs réflexions dues à des forts contrastes d'impédance. Elles peuvent être gênantes et masquer les réflexions simples [16]. Il existe de nombreuses techniques pour les atténuer.

➤ **Onde latérale inférieure (Réfractée)**

L'apparition des ondes électromagnétiques post- critiques que l'on appelle en prospection sismique « ondes coniques » prennent naissance lorsque l'angle incidente atteint un angle limite ou critique ic . Ce phénomène est observé lorsque l'onde incidente passe d'un milieu géologique lent de vitesse $V1$ à un milieu géologique rapide à vitesse $V2$, soit $V2 > V1$. Cette onde est appelée aussi onde latérale inférieure [16].

II.7 Types d'antennes

On distingue plusieurs types d'antennes selon l'application visée et l'utilisation voulue :

II.7.1 Antenne Dipôle

Le dipôle d'antenne est constitué de deux éléments conducteurs identiques, tels que des fils ou des tiges métalliques, qui sont généralement bilatéraux symétriques. Le courant d'attaque de l'émetteur est appliqué, ou, pour les antennes de réception, le signal de sortie vers le récepteur est pris entre les deux moitiés de l'antenne. La vague utilisée dans cette antenne sera Ricker ou gaussienne sur toute la longueur du dipôle tel qu'utilisé dans GprMax2D.

Les dipôles montés horizontalement (comme c'est plus courant) auront gagné dans deux directions horizontales opposées, mais les nœuds (directions de gain nul) seront à 90° de ces directions (le long de la direction du conducteur).

Une antenne dipôle demi-onde se compose de deux quarts de longueur d'onde conducteurs placés bout à bout pour une longueur totale d'environ $L = \lambda / 2$ [32].

II.7.2 Antennes papillons

Les antennes papillons restent largement répandues dans les systèmes radars. La bande passante d'un simple dipôle peut être élargie par l'utilisation de plus gros fil. A partir de cette idée, les brins de diamètre fixe d'un dipôle ont été remplacés par des structures en triangle d'autant plus larges que l'on s'éloigne du générateur (figure. II.3). Ces antennes ont une polarisation linéaire mais un gain et une directivité médiocre.

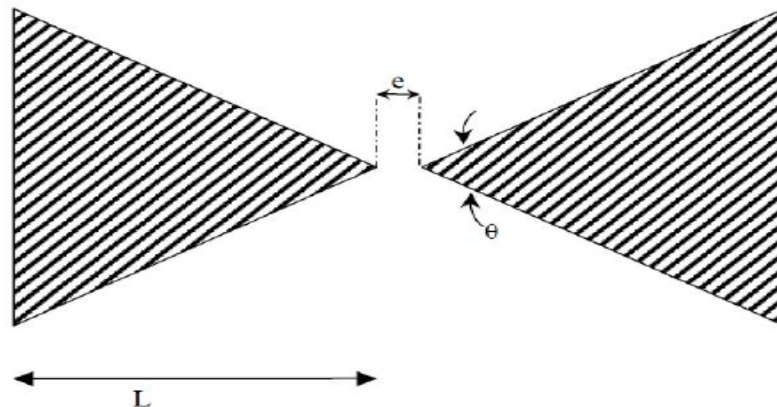


Figure II.3 : Antenne papillon.

Ce type d'antenne équipe le radar GPR RAMAC acquis par l'équipe de recherche en 2003. Une antenne papillon reste peu onéreuse puisque sa fabrication s'effectue en général avec une technologie de circuit imprimé associé à une alimentation par sonde coaxiale. L'antenne papillon peut être définie par son angle (θ). L'angle d'ouverture θ est généralement de l'ordre de 50° . La fréquence basse de fonctionnement dépend de la longueur L d'un brin tandis que la fréquence haute dépend de la qualité de la connexion entre l'antenne et son alimentation ainsi que de l'espace e entre les 2 brins. Le champ transitoire émis par l'antenne papillon n'est pas optimal en raison des réflexions internes appelées 'ringing'. Afin d'augmenter davantage la largeur de bande et diminuer ainsi la durée du signal transitoire, il est possible d'utiliser des résistances combinées à des capacités localisées [33].

II.7.3 Antenne cornet

Très tôt les antennes de type cornet ont été utilisées comme antenne large bande pour les télécommunications [34]. Une antenne de type cornet, comme son nom l'indique, a pour caractéristique principale d'avoir une forme de cornet, c'est-à-dire qu'il s'agit d'un guide d'onde évasé à son extrémité de manière à créer une transition lisse d'impédance entre le guide d'onde et le milieu. L'allure générale de ce type d'antennes est présentée sur la figure. II.4. La section du guide d'onde peut avoir différentes formes et est classiquement circulaire ou rectangulaire. La partie évasée de l'an-

tenne est généralement composée de deux ou quatre plans métalliques dont l'élargissement progressif peut avoir une multitude de formes, comme être linéaire, exponentiel, ou encore respecter un polynôme particulier [35 - 37]. En plus de la forme des plans métalliques de l'antenne, l'ajout de « nervures » aux antennes cornet classiques (ridged horn antenna) permet d'améliorer leur largeur de bande. Les antennes cornet sont régulièrement utilisées en GPR off-ground [38].

Enfin, du fait de leur forte directivité, ces antennes ne souffrent pas de rayonnement en face arrière (i.e. dans la direction opposée à celle du rayonnement principal), et il n'est donc pas nécessaire de les blinder pour éviter les interactions parasites avec le milieu « extérieur » au sol (arbres, immeubles etc.).

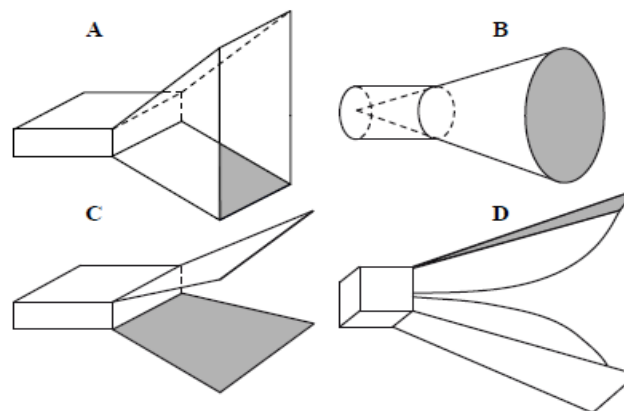


Figure II.4 : Schéma de différentes antennes de type cornet.

Il existe cependant deux inconvénients majeurs à l'utilisation de ce type d'antenne. Tout d'abord, du fait de leur forme, elles sont très sensibles à la réflexion qui se produit à l'interface air-sol (réflexions multiples entre l'antenne et le sol) et sont généralement utilisées pour les applications GPR en configuration off-ground. De plus, si on souhaite avoir une antenne capable d'émettre (et recevoir) dans la partie basse fréquence du spectre EM utilisé en radar (i.e. autour d'une centaine de MHz) le caractère 3D de ce type d'antenne fait que son encombrement la rend difficilement déplaçable sans moyen mécanisé comme un quad. Ainsi, une antenne cornet ayant une largeur de bande entre 200 MHz et 2 GHz mesure typiquement 950 cm de haut, à une emprise au sol de 680 cm x 960 cm et pèse 16 kg [46].

Enfin, gardons à l'esprit que nous voulons développer une antenne que l'on peut facilement fabriquer au laboratoire. Or, les difficultés de fabrication de ce type d'antenne (nécessité d'un certain usinage) font qu'il est difficile et coûteux de construire une telle antenne [46].

II.7.4 Antennes à transition progressive (Vivaldi)

Les antennes à fente à transition progressive TSA (Tapered Slot Antenna) constituent une autre catégorie importante d'antennes ULB directives. Ce sont des antennes à deux dimensions présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. Elles ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson. Elles sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale. Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes : profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou profil exponentiel (antenne Vivaldi). [38], [39].

Les antennes Vivaldi sont donc large bande, directives, ont une faible polarisation croisée et sont faciles à fabriquer (circuit imprimé). De ce fait, ces antennes sont régulièrement utilisées et développées pour des applications d'imagerie EM telles que l'imagerie médicale [38], la détection de mines ou encore la caractérisation des propriétés EM des sols [39]. Les applications de ces antennes sont variées et elles sont utilisées surtout dans l'application radar impulsif et dans l'imagerie micro-onde.

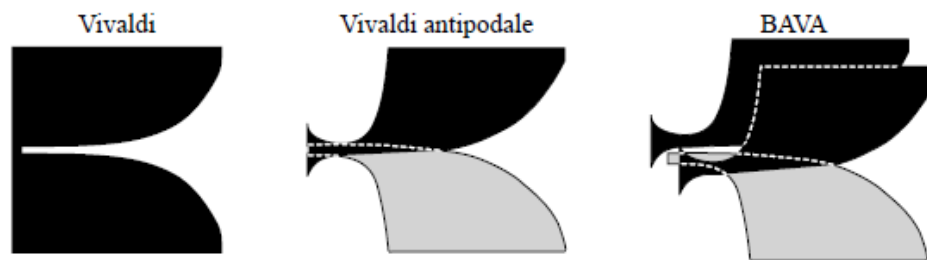


Figure II.5 : Schémas de différents types d'antennes Vivaldi.

II.8 Différents modes d'acquisition

II.8.1 Acquisition à offset constant

C'est la méthode la plus utilisée pour l'acquisition des mesures radar. Les antennes émettrices et réceptrices sont séparées d'une distance constante et décalées ensemble le long d'un profil. L'onde électromagnétique réfléchi est recueillie par l'antenne de réception. Cette trace représente un point de mesure et elle est recalée par le système pour compenser l'offset dû à l'écartement des deux antennes. L'utilisateur déplace le radar GPR d'un pas spatial Δx pour obtenir une nouvelle trace en un nouveau point de mesure, en général d'une distance constante, mais pas obligatoirement. Les 2 dipôles sont parallèles entre eux et perpendiculaires au profil (figure.II.6) [11]. Un certain nombre d'accessoires peuvent faciliter le positionnement et l'acquisition, l'acquisition peut être déclenchée automatiquement par une roue codeuse à intervalle régulier. Quand cette roue ne peut être

utilisée (terrain accidenté, terrain trop boueux, trop glissant...), il est possible de déclencher régulièrement l'acquisition à l'aide d'un fil de topographe qui est déroulé sur une poulie. Enfin, le déclenchement peut se faire de manière manuelle en déplaçant l'antenne pas à pas, ou encore de manière automatique en indiquant un temps entre chaque acquisition, mais dans ce dernier cas, la distance inter trace dépendra de la vitesse de déplacement du système [13].

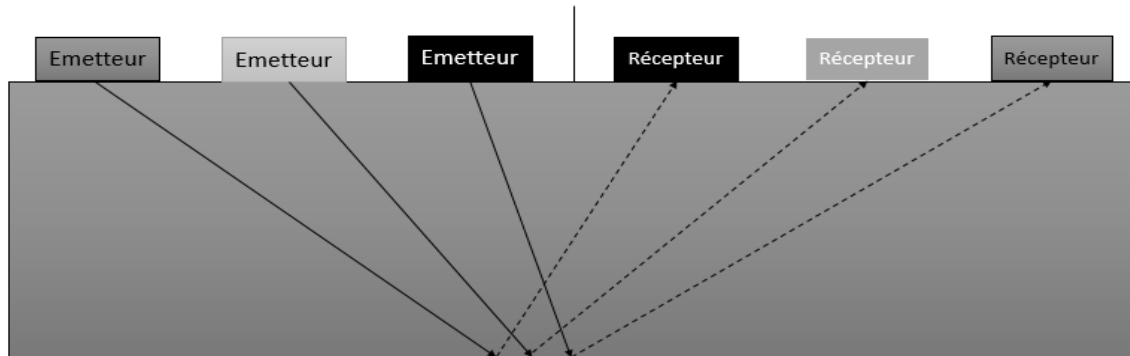


Figure II.6 : Mode d'acquisition à offset constant.

II.8.2 Acquisition en CMP

Cette méthode est réalisée avec des antennes bi-statiques, et consiste à déplacer les antennes d'émission et de réception dans des directions opposées, par rapport à un point central, les deux étant équidistants du point central comme la montre la figure. II.7 [4].

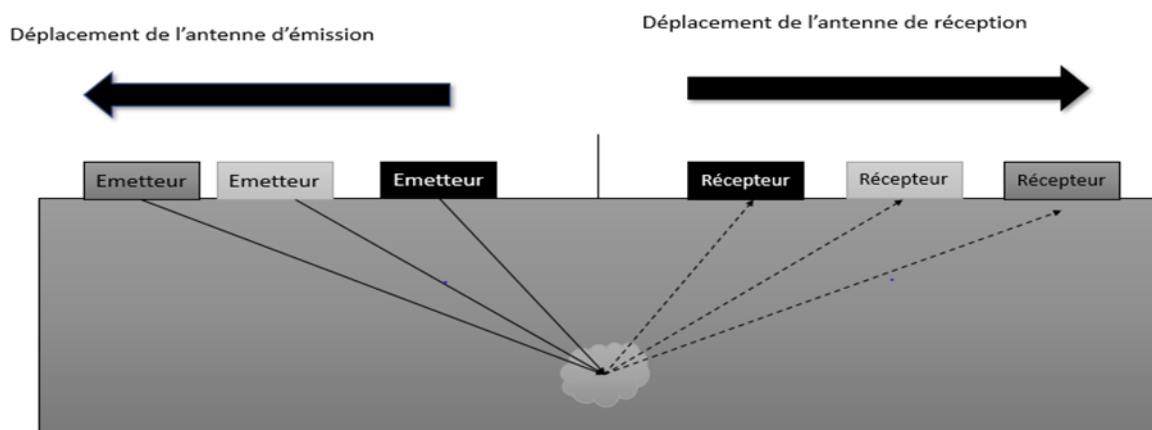


Figure II.7: Représentation du mode d'acquisition en CMP.

Lorsqu'on effectue l'acquisition des données et qu'on la représente dans un graphique distance/temps v/s , elle a la forme d'une hyperbole s'il n'y a qu'un seul réflecteur sous les antennes. L'équation de cette hyperbole dépend des caractéristiques électromagnétiques, de la distance entre les antennes, du temps de propagation et de la profondeur où se trouve la surface réfléchissante.

Dans le cas où il y a plus d'une surface réfléchissante sous l'antenne, le résultat du graphique distance v/s temps est une hyperbole pour chacune des surfaces réfléchissantes [4].

Cette méthode de relevé permet de déterminer une approximation des vitesses de propagation effectives des ondes dans différents matériaux.

Les enregistrements contiennent des informations sur différentes ondes électromagnétiques, de sorte qu'il est possible d'analyser l'onde directe qui s'est propagée dans l'air, celle qui traverse le premier milieu et toutes les réflexions qui sont enregistrées sous forme d'hyperbole [42].

La réfraction des ondes qui ont empiété sur les discontinuités de l'angle critique est enregistrée sous forme de lignes droites. Celles-ci peuvent être utilisées pour estimer les vitesses de propagation comme l'inverse de la pente des lignes enregistrées. Il convient de considérer que ces ondes ne se produisent que lorsque la vitesse des médias en contact augmente avec la profondeur. Elle ne se produit pas si la vitesse du milieu inférieur est inférieure à celle du milieu supérieur.

II.8.3 Réflexion et réfraction grand angle (WARR)

Cette méthode d'étude est réalisée avec des antennes bi-statiques. Elle consiste à laisser l'un des deux (l'émetteur ou le récepteur) fixe et à déplacer l'autre en augmentant la distance entre eux. La figure II.8 présente un schéma de cette méthode d'acquisition des données. Ce type d'application est réalisé dans des milieux dont les surfaces réfléchissantes sont à peu près, plates et parallèles à la surface. Dans ce cas, faire l'hypothèse de moyens homogènes (sans variations de vitesse différentielles dans la propagation des ondes), il est possible d'estimer les vitesses verticales de chaque matière entre les discontinuités

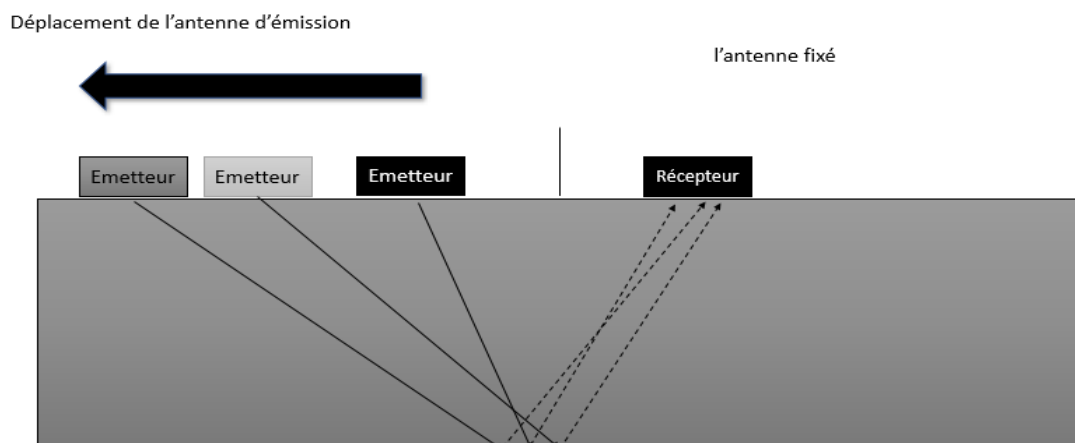


Figure II.8 : Représentation de mode d'acquisition en WARR.

Les enregistrements obtenus par réflexion grand angle, contiennent différents événements : l'onde aérienne (onde qui se propage directement dans l'air d'une antenne à l'autre), l'onde directe

(qui se propage dans le milieu supérieur), les ondes réfléchies (une pour chaque contraste électromagnétique marqué dans le milieu) et les ondes réfractées de façon critique, à condition que les conditions adéquates soient réunies pour qu'elles soient générées (enregistrées sous forme de lignes droites dans le radargramme, une par chaque discontinuité électromagnétique du milieu à condition que la vitesse de propagation soit plus grande dans le milieu inférieur que dans le milieu supérieur). L'onde dans l'air se propage à une vitesse proche de $c=30 \text{ cm/ns}$. L'onde directe le fait à la vitesse du premier milieu, tout comme la première réflexion. S'il y a des réflexions ultérieures, les ondes des milieux enregistrés contiennent des informations sur la vitesse de tous les milieux qu'ils traversent pendant leur propagation. Les résultats de cette méthode sont représentés dans des graphiques temps-distance. Il convient de noter que l'une des phases enregistrées sur les radargrammes est l'onde directe dans l'air. Les données sont traitées de la même manière que les données sismiques réflexion [4].

II.9 Types de données GPR

On distingue trois types d'enregistrements :

II.9.1 A-scan

Dans le cas du radar impulsionnel, une impulsion est émise dans le sol selon un lobe de rayonnement. Le signal se propage dans le milieu, il rencontre un objet et se réfléchit vers l'antenne réceptrice. Cependant le signal reçu contient outre la partie réfléchi par l'objet, des signaux parasites. Ces signaux sont dus à l'effet du couplage direct entre les antennes émettrices et réceptrices ainsi qu'à la réflexion à l'interface air - sol. Or, il est nécessaire d'éliminer ces signaux parasites puisqu'ils masquent la réponse de l'objet.

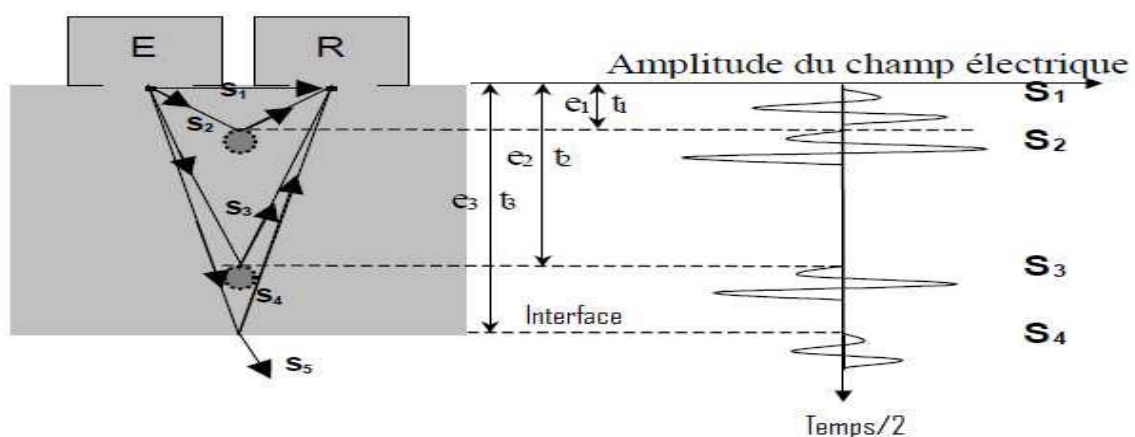


Figure II.9: Acquisition A-scan.

La figure II.9 montre les différents signaux qui peuvent s'ajouter à la réponse de l'objet. Une partie du signal incident est directement transmise à l'antenne réceptrice (R), c'est le signal S1 qui constitue l'onde directe émetteur - récepteur. Une partie de l'énergie rayonnée va se réfléchir sur le premier et le deuxième objet, ce qui constitue les signaux S2 et S3 (recherchés). Le signal S4 est dû au changement de contrastes diélectriques entre deux interfaces [43].

II.9.2 B-scan

Pour que le radar puisse localiser un objet enfoui, il est nécessaire de déplacer le radar suivant une direction donnée avec un pas de déplacement donné. Pour chaque déplacement radar, un enregistrement est effectué. Ensuite les données enregistrées sont combinées pour produire une image bidimensionnelle. Les résultats sont représentés sur un radargramme sur lequel chaque trace acquise est juxtaposée avec la précédente sur l'axe des abscisses selon le temps sur l'axe des ordonnées. On peut convertir le temps en profondeur connaissant la vitesse de propagation des ondes dans le milieu.

Avec ce type d'enregistrement, l'objet apparaît sous forme d'une hyperbole de diffraction. En effet, les ondes électromagnétiques sont émises selon un lobe de rayonnement. Lorsque l'antenne d'émission est située directement à l'aplomb de la cible, l'onde effectue le trajet le plus court. Puis en s'éloignant, la distance parcourue par l'onde jusqu'à la cible augmente. La cible est donc identifiée par une hyperbole (figure II.10) [43].

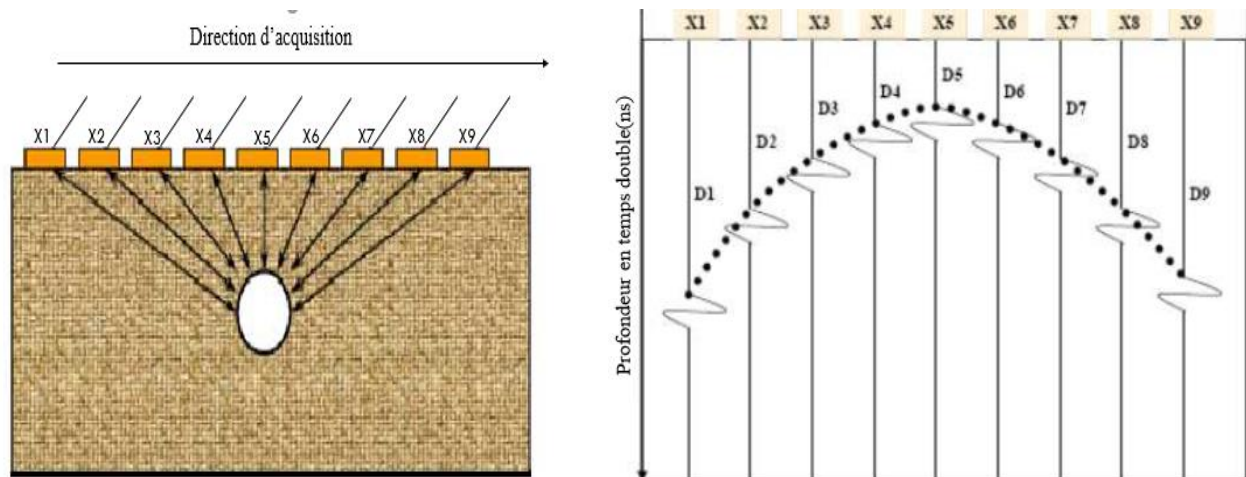


Figure II.10: Représentation du type B-scan.

II.9.3 C-scan

Pour arriver à des informations supplémentaires qui tiennent compte de la géométrie de l'objet, de sa localisation ainsi que de son orientation, on effectue plusieurs B-scans de façon parallèle. Ensuite ces B-scans sont combinés ce qui produit une vue 3D de l'objet recherché (figure.II.11) [1].

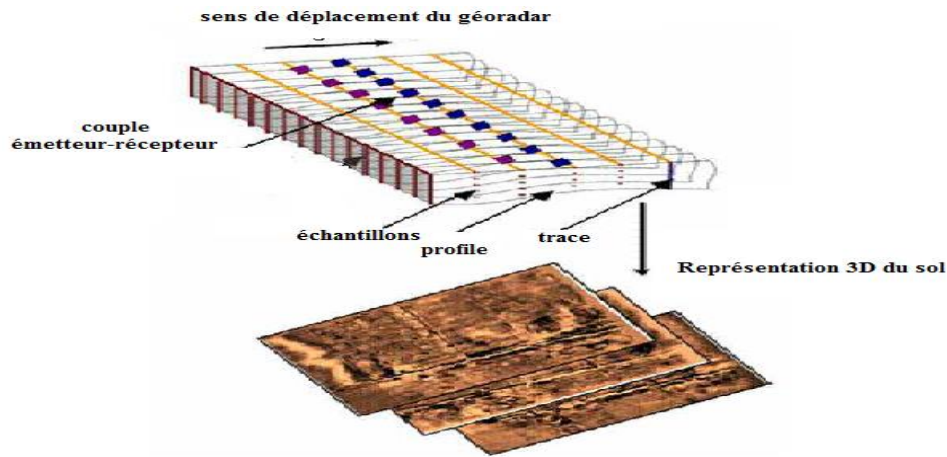


Figure II. 11 : Représentation du type C-scan

II.10 Conclusion

Le GPR est une technique puissante qui utilise la théorie électromagnétique, la radiofréquence classique et la technologie radar pour étudier les objets et les structures souterraines. Cependant, il y a encore place à l'amélioration et à la recherche dans le domaine du traitement et de la détection automatique. Les cibles GPR ne sont toujours pas faciles à identifier, et les futurs systèmes s'appuieront sur des outils logiciels spécifiques pour réduire les temps de détection et obtenir des résultats clairs et précis.

Chapitre III

Présentation d'outil de simulation numérique

1. *Introduction*

2. *Méthode des différences finies dans le domaine temporel ou FDTD*

3. *Discrétisation spatiale et temporelle*

4. *GPR max*

6. *Modélisation GPR max*

5. *Conclusion*

III.1 Introduction

La méthode des différences finies est une méthode numérique qui permet la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel. La résolution numérique de ces équations se traduit par une discrétisation sur un maillage qui représente l'espace de calcul.

Dans ce chapitre, nous allons étudier une méthode de résolution numérique appelée FDTD (Finite Difference Time Domain) qui est une étape principale pour la résolution des équations différentielles dans le domaine temporel (équations de maxwell). Ensuite, nous allons présenter le logiciel de simulation GPR max utilisé pour la résolution des données obtenues.

III.2 Méthode des différences finies dans le domaine temporel ou FDTD

III.2.1 Principe de la méthode FDTD

On a choisi la FDTD pour son approche simple si on la compare avec les autres méthodes, aussi pour sa précision pour les modèles relativement complexes, et pour sa capacité à gérer des conceptions d'antennes réalistes et des fonctionnalités telles que la dispersion des propriétés électriques (Taflove, 1995).

➤ Point de départ : les équations de Maxwell

Le point de départ de la méthode des différences finies est la forme différentielle des équations de Maxwell (I.2) et I.3) du chapitre I quand on considère un milieu linéaire, homogène, isotrope. Lorsque ces équations sont projetées suivant les directions x , y et z , on obtient les équations (III.1) - (III.6) [44] :

$$\frac{\partial \bar{E}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \left(\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \bar{H}_y}{\partial z} \right) - \sigma E_x \quad (\text{III.1})$$

$$\frac{\partial \bar{E}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \left(\frac{\partial \bar{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \bar{H}_z}{\partial x} \right) - \sigma E_y \quad (\text{III.2})$$

$$\frac{\partial \bar{E}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \left(\frac{\partial \bar{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \bar{H}_x}{\partial y} \right) - \sigma E_z \quad (\text{III.3})$$

$$\frac{\partial \bar{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial \bar{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial y} \right) \quad (\text{III.4})$$

$$\frac{\partial \bar{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial \bar{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial x} \right) \quad (\text{III.5})$$

$$\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial \bar{E}_x}{\partial y} - \frac{\partial \bar{E}_y}{\partial x} \right) \quad (\text{III.6})$$

Pour implémenter ces équations dans le programme, on doit donc les discrétiser à partir de l'approximation de la dérivée centrée.

La méthode FDTD consiste à transformer les équations aux dérivées partielles que l'on veut résoudre, en équations aux différences finies. On utilise pour cela les développements limités en série de Taylor. Posons $f(h)$ une fonction continue et dérivable représentant une composante du champ électrique ou magnétique (figure III.1) [45].

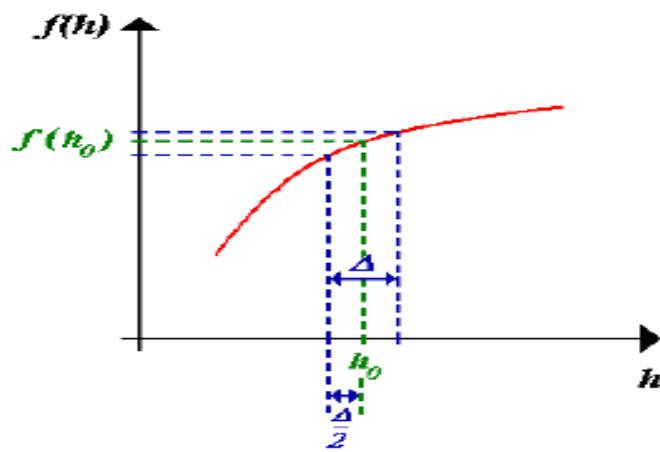


Figure III.1: Représentation du principe de calcul de la dérivée première de $f(h)$ en h_0 .

Il est possible d'obtenir une approximation centrée de la dérivée première de $f(h)$ en h_0 par un développement limité en série de Taylor à droite et à gauche du point h_0 .

$$f\left(h_0 + \frac{\Delta}{2}\right) = f(h_0) + \frac{\Delta}{2} f'(h) \Big|_{h=h_0} + \left(\frac{\Delta}{2}\right)^2 f''(h) \Big|_{h=h_0} + \dots \quad (\text{III.7})$$

$$f\left(h_0 - \frac{\Delta}{2}\right) = f(h_0) - \frac{\Delta}{2} f'(h) \Big|_{h=h_0} + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta}{2}\right)^2 f''(h) \Big|_{h=h_0} + \dots \quad (\text{III.8})$$

En soustrayant l'équation 1 de l'équation 2 et en divisant par Δ , on obtient :

$$\frac{\partial f}{\partial h} \Big|_{h=h_0} = \frac{f\left(h_0 + \frac{\Delta}{2}\right) - f\left(h_0 - \frac{\Delta}{2}\right)}{\Delta} + o(\Delta)^2 \quad (\text{III.9})$$

Où $(o(\Delta)^2)$ représente l'erreur d'ordre 2 qui est commise et négligée.

La méthode FDTD repose sur une double discrétisation à la fois temporelle et spatiale. L'espace 3D est discrétisé par un maillage uniforme de pas $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ et l'espace des temps est discrétisé avec un incrément temporel Δt . Ainsi, chaque dérivée partielle (temporelle ou spatiale) dans les équations d'évolution des composantes des champs électrique et magnétique (équations (III.1) - (III.6)) sera remplacée par un développement de Taylor au second ordre [12].

La théorie sur la base de la méthode FDTD est simple. Pour résoudre un problème électromagnétique, l'idée est de simplement discrétiser, à la fois dans le temps et dans l'espace, les équations de Maxwell avec les approximations de la différence centrale. L'originalité de l'idée de Yee réside dans l'allocation dans l'espace des composantes du champ électrique et magnétique, et la marche dans le temps pour l'évolution de la procédure. Pour mieux comprendre la théorie de la méthode, nous allons commencer en considérant un simple problème unidimensionnel. Supposons, à ce stade, que l'"espace libre" soit le milieu de propagation [11].

III.3 Discrétisation spatiale et temporelle

III.3.1 Discrétisation spatiale

Abordons maintenant la façon de discrétiser les six équations de Maxwell. Pour cela, étudions l'une des six équations :

$$\frac{\partial \bar{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \bar{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial x} \right) \quad (\text{III.10})$$

Dans le calcul de H_y , on fait intervenir la dérivée partielle de E_x par rapport à z . Donc d'après la définition de la dérivée centrée, le point où l'on calcule H_y doit se trouver au milieu d'un segment parallèle à l'axe Oz , ayant comme extrémités deux points où E_x est connu. De même, le calcul de H_y fait intervenir la dérivée partielle de E_z par rapport à x . Donc le point où l'on calcule H_y se trouve également au milieu d'un segment parallèle à Ox ayant pour extrémités deux points où E_z est connu. En conséquence H_y , représentée sur la figure.III.2, doit se trouver au milieu des deux points E_x et des deux points E_z . Notons que les valeurs des champs électrique et magnétique seront calculées en différents points du maillage. Elles seront respectivement appelées nœuds électriques et nœuds magnétiques [44].

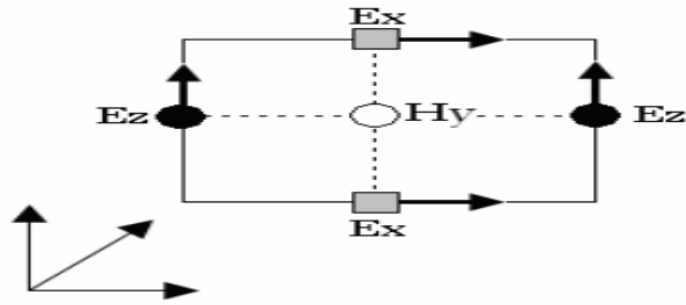


Figure III.2: Circulation du champ E autour de H.

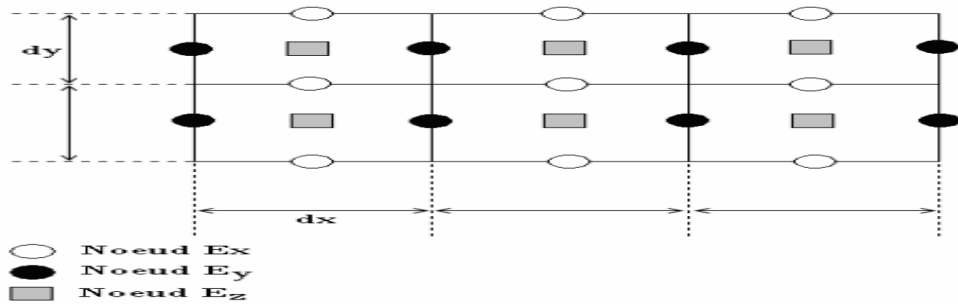


Figure III.3 : Disposition des nœuds électriques et des nœuds magnétiques dans le plan XOZ.

On vient de voir que les nœuds H_y doivent se trouver entre deux nœuds E_x et entre deux nœuds E_z , de même les nœuds H_x doivent se trouver entre deux nœuds E_z et entre deux nœuds E_y (équations (III.4) à (III.6)). Selon les équations (III.1) à (III.6), on constate également que le nœud E_y , représenté sur la figure III.4, doit se trouver entre deux nœuds H_x et entre deux nœuds H_z . Les nœuds E_x doivent se trouver entre deux nœuds H_y et entre deux nœuds H_z . Les nœuds E_z doivent se trouver entre deux nœuds H_x et entre deux nœuds H_y [12].

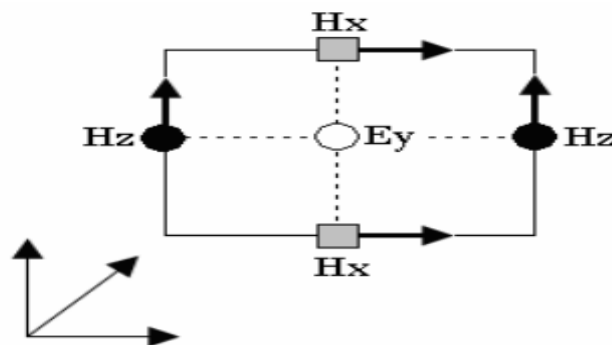


Figure III.4: Circulation du champ H autour de E.

L'approximation centrée de la dérivée première appliquée aux équations (III.1) à (III.6) fournit des conditions qui, prises dans leur ensemble, aboutissent au schéma de Yee représenté sur la figure III.5.

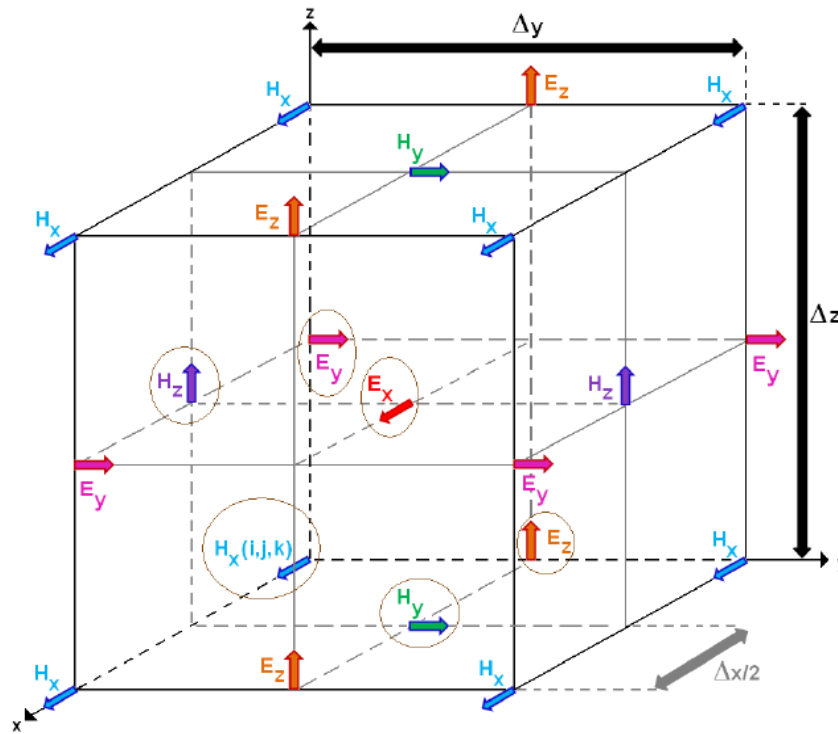


Figure III.5: Position des composantes des champs électrique et magnétique dans l'espace 3D discrétisé.

Le domaine de calcul est donc subdivisé en cellules cubiques où les composantes du champ électromagnétique sont « éclatées ». Les composantes entourées en marron sur la figure appartiennent à la cellule élémentaire sur la figure appartiennent aux cellules de Yee adjacentes à cellule (i, j, k) [45].

III.3.2 Discrétisation temporelle

Elle fait intervenir, dans le membre de gauche, la dérivée temporelle de H_x . Le membre de droite est, quant à lui, considéré à l'instant t . Le principe de la dérivée centrée impose que les composantes E_y , et E_z , soient calculées entre deux instants successifs où l'on calcule H_x . En tenant compte des cinq autres équations de Maxwell (eq. (III.1) a (III.6)), on en arrive à la conclusion que les champs électrique et magnétique ne peuvent pas être calculés au même instant mais à des instants décalés. En posant Δt le pas d'échantillonnage temporel, on calculera donc le champ électrique pour des multiples entiers de Δt et le champ magnétique pour des multiples demi-entiers de Δt (figure III.6) [45].

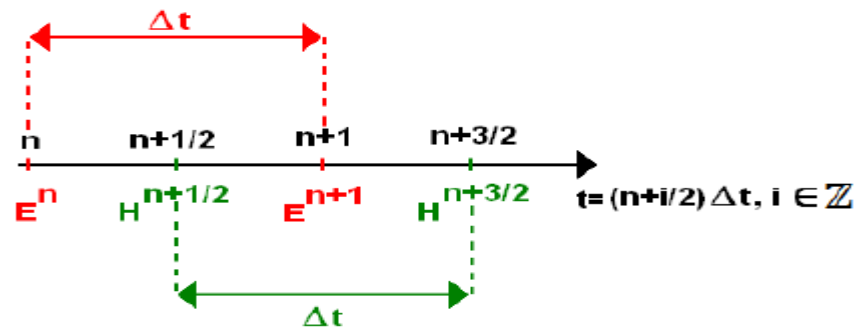


Figure III.6: Représentation de la discrétisation temporelle.

III.3 Critère de stabilité

Les équations du champ électromagnétique répondent à un schéma explicite, c'est-à-dire qu'il n'y a pas besoin de système matriciel pour résoudre les équations. Si le système est simple à résoudre, l'utilisateur est cependant limité dans le choix du pas temporel. La relation fixant ce critère de stabilité de la méthode FDTD est donnée ci-dessous.

$$\Delta t \leq \Delta t_{\max} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (\text{III.11})$$

Ce critère de stabilité du schéma de Yee a été donné par Taflov en 1975 [46].

III.4 PML et couches absorbantes

Bien qu'imparfaite, cette méthode fût utilisée jusqu'à ce que Bérenger présente en 1994 un nouveau milieu parfaitement absorbant appelé PML. (Perfectly Matched Layer). Les PML généralisent le concept des couches de Holland car toute onde qui arrive sur le milieu pénètre la couche sans réflexion, quelle que soient son angle d'incidence, sa polarisation et sa fréquence. Le principe de la méthode consiste en une décomposition des composantes du champ électromagnétique par exemple en trois dimensions nous pouvons avoir : $E_z = E_{zx} + E_{zy}$. Le système de Maxwell passe d'un système de six équations à six inconnues à un système de douze équations à douze inconnues [46]. Le matériau absorbant est ainsi défini par une certaine épaisseur (certains nombres de mailles) et est délimité par un conducteur parfait où les champs électriques sont nuls. L'atténuation se fait progressivement pendant le double parcours dans le matériau absorbant [1].

III.5 Conditions aux limites

La méthode des différences finies présente des limites notamment pour la simulation de structures qui émettent vers l'infini. En effet, ces structures comme les antennes par exemple ne peuvent pas être enfermées dans un boîtier métallique. De plus, du fait de la capacité mémoire de l'ordinateur de simulation, ainsi que des temps de calcul, il est impossible de simuler une structure dans un espace indéfiniment grand. Une solution pour simuler de telles structures, est donc d'imposer des frontières afin de confiner ses ondes sans qu'elles ne soient réfléchies à l'intérieur de la structure.

Ces conditions ne peuvent pas être obtenues en se basant sur les équations de Maxwell discrétisées. En effet, du fait de l'usage des différences centrées, il faudrait connaître les champs magnétiques qui sont de part et d'autre pour un point donné où on calcule le champ électrique. Alors que pour un point qui se situe à la frontière, on ignore la valeur du champ en aval.

En général, les conditions limites sont appelées ABC (Absorbing Bondary Condition) et plusieurs études ont été menées sur ce sujet parmi lesquelles on peut citer les PML et les conditions de Mur [45].

III.6 GPRmax :

GPRmax est un simulateur d'ondes électromagnétiques qui peut être utilisé pour la modélisation d'onde radar. Il est développé en utilisant la méthode FDTD. Il existe deux programmes qui composent la suite GPRmax : GprMax2D, qui est un simulateur à deux dimensions et GprMax3D, qui est le simulateur complet à trois dimensions. Dans ce travail, seule la version 2D du programme sera utilisée. Nous avons opté pour ce logiciel de simulation car celui-ci est facile d'utilisation et peut être téléchargé gratuitement sur le site suivant : <http://www.gprmax.org/Welcome.html> [47].

III.6.1 Principes de fonctionnement de GPRmax

Pour démarrer le GPRmax, il faut avoir un programme, appelé fichier d'entrée qui doit fournir toutes les informations nécessaires sur le modèle du milieu choisi. Ce fichier est écrit en ASCII et peut être préparé avec n'importe quel éditeur, il doit avoir un nom validé. Le fichier d'entrée contient la structure du modèle et les paramètres du milieu en précisant :

- Les dimensions du domaine (terrain choisi).
- La forme du signal de source : on peut choisir entre une sinusoïde, une impulsion gaussienne ou la dérivée d'une gaussienne (impulsion de Rickert).
- La fréquence du signal de la source.
- La nature des milieux : on définit les paramètres électriques et magnétiques du milieu.
- Les pas de discrétisation spatial et temporel.
- La forme de l'antenne du radar.

- Le nombre de sources et leurs positions.

Toutes ces informations sont données sous des instructions dans le fichier d'entrée. Il est indispensable de préciser le nom du fichier de sortie et sa nature. Il existe deux types de fichiers de sortie, fichiers binaires, les résultats sont stockés sous la forme binaire ou fichiers ASCII. Pour la récupération des résultats, l'auteur de ce logiciel met à notre disposition une série de programmes en MATLAB qui permettent de lire les fichiers de sortie [48].

III.7 Modélisation GPRmax

III.7.1 Etude de l'onde directe dans le sable sec

Dans ce projet, nous étudions l'onde électromagnétique directe, celle de surface et celle réfléchiée dans un milieu de sable sec avec un objet enfoui dans les caractéristiques de modélisation ,et après plusieurs essai des différents paramètres ,le meilleur performance de notre programme est obtenu avec les paramètres visionner au tableau:

Tableau III.1 : Caractéristiques de la modélisation de l'onde sur sable sec et objet enfoui.

$\Delta x = \Delta y = \Delta l$	0.002		
Δt	$4.71 * 10^{-12}$ Secondes		
Durée d'étude	10^{-9} Secondes		
La fréquence	1.5 GHZ		
Nombre d'itérations	2120		
Position de l'émetteur (x, y) en m	(0.30 ; 0.6)		
Position de récepteur (x, y) en m	(0.6 ; 0.6)		
Matériau utilisé			
Nom	Permittivité Relative ϵ_r	Conductivité Électrique	Perméabilité Relative μ_r
Sable sec	4	0.01	1
Objet enfui	16	0.05	1

➤ Cas 1 : Milieu sans objet enfoui

La première application réalisée porte simplement sur l'étude d'OEM dans deux milieux différents (l'air, sable sec), il est important de passer par cette étape car elle permet de connaître la forme émise par l'émetteur. En effet l'onde reçue est une image d'un signal perçu qui nous donne une vision sur l'impact de l'interférence entrées les deux milieux.

La géométrie du premier cas est représentée sur la figure III.7 (a), l'idée consiste à utiliser deux couches différentes : l'air et le sable sec. Le domaine de calcul est de 1 x 1 m, l'émetteur et le

récepteur sont placés verticalement au centre de ce domaine, ils sont éloignés d'une distance de 0.3 m. l'émetteur est placé à (0.3, 0.6) et le récepteur à (0.6, 0.6), avec un pas spatial homogène de $\Delta x \Delta y = 0.002$ m.

La figure III.7. (b) montre la propagation de l'onde EM dans les deux couches. La visualisation de signal réfléchi, on aperçoit deux échos principaux de différentes amplitudes, le premier revient à l'onde de l'air et le deuxième à l'onde surfacique.

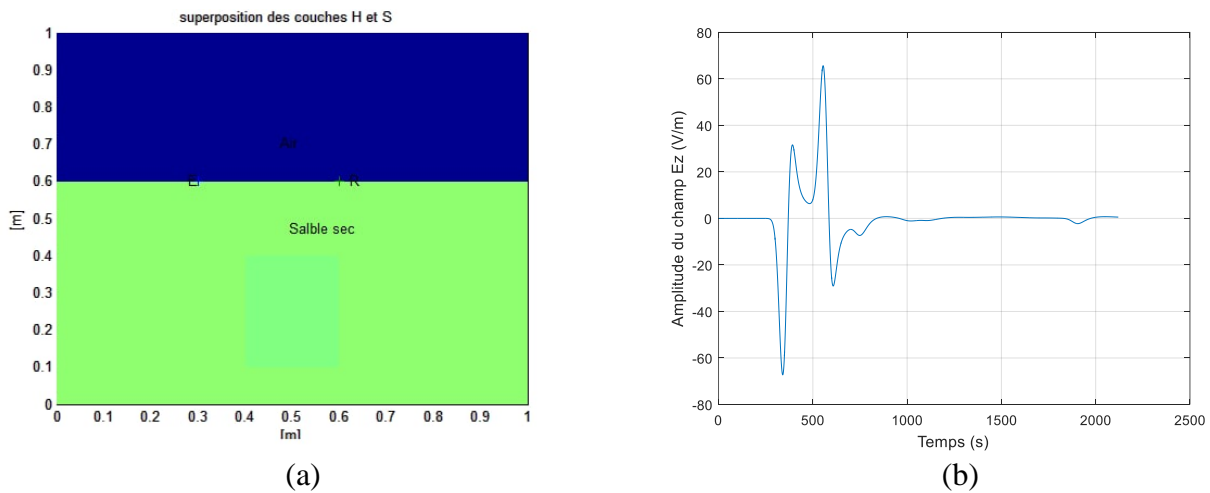


Figure III.7: Géométrie (a) et propagation de l'onde EM dans le sable sec (b).

La Figure III.8 représente l'OEM dans l'espace (X, Y), à partir de ces figures on observe qu'il n'y a aucune réflexion. Mais on peut signaler un effet du sable sec sur l'OEM, car comme on a vu dans le premier chapitre, les propriétés du milieu sont différentes de celles de l'air. Cette différence de propriétés peut être constatée en regardant la position de l'onde à des instants bien distincts.

En effet, la permittivité du sable sec est plus élevée que celle de l'air ce qui fait que l'onde se déplace beaucoup moins rapidement dans le sable que dans l'air. Ce qui explique la différence de propagation entre eux.

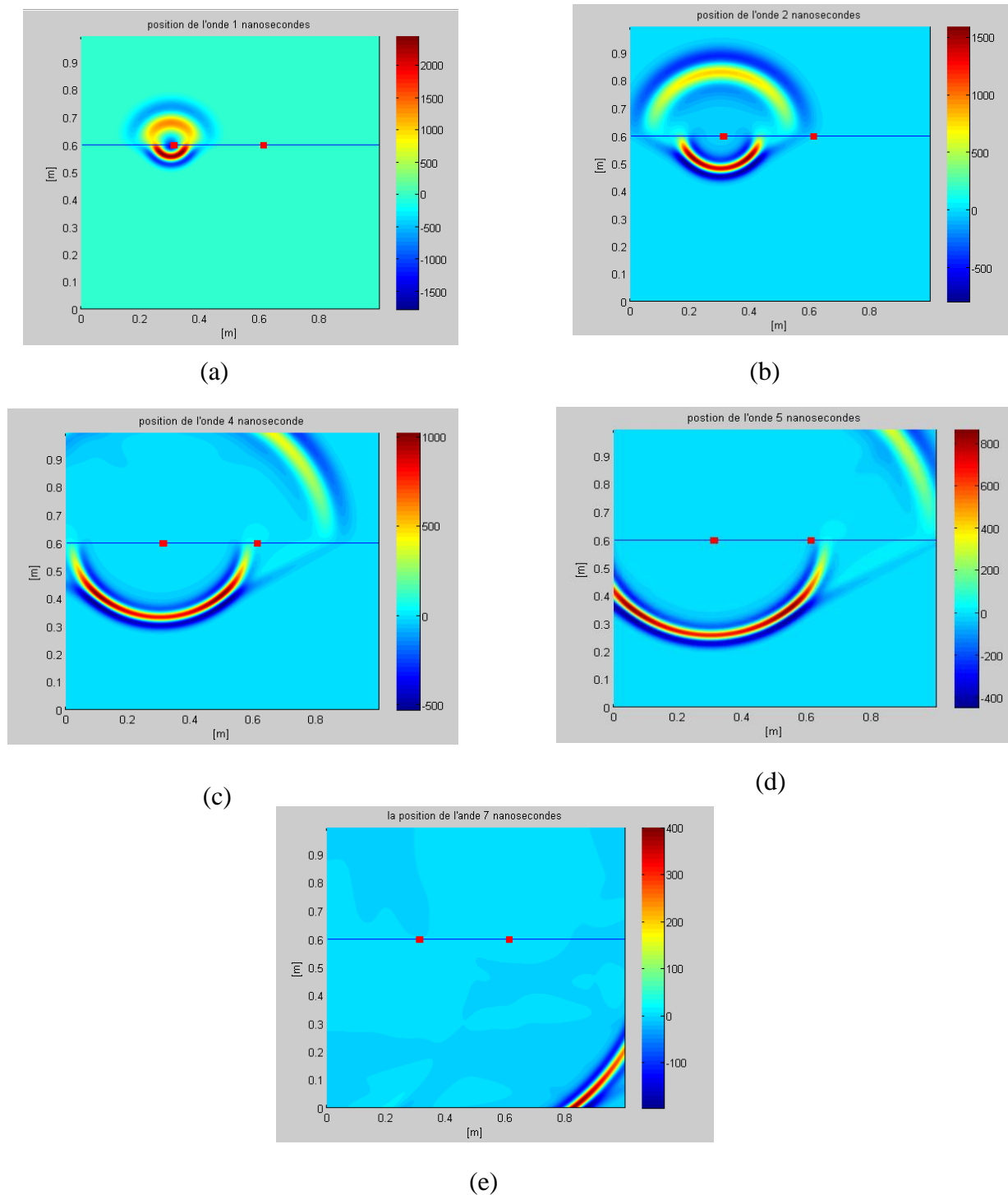


Figure III.8: Evolution du champ électrique E_z en 2D avec objet enfoui.

➤ **Cas avec l'objet enfoui :**

Nous avons refait le même procédé que pour le premier cas, la seule différence réside dans l'emplacement d'un objet enfoui dans la couche du sable sec avec les mentions suivante x (0.4, 0.6) et y (0.4, 0.4) (figure III.9(a)).

Comme le montre la figure III.9. (b), on distingue trois échos dans le signal. Le premier écho représente l'onde directe, le deuxième écho fait référence à l'onde de surface (sable sec) et le troisième représente l'onde de réflexion. L'impulsion réfléchie et la déformation de cette dernière augmentent lorsque l'onde entre en collision avec l'objet enfoui dans le sable sec, en raison de la permittivité diélectrique de l'objet qui est supérieure à la permittivité diélectrique du sable sec.

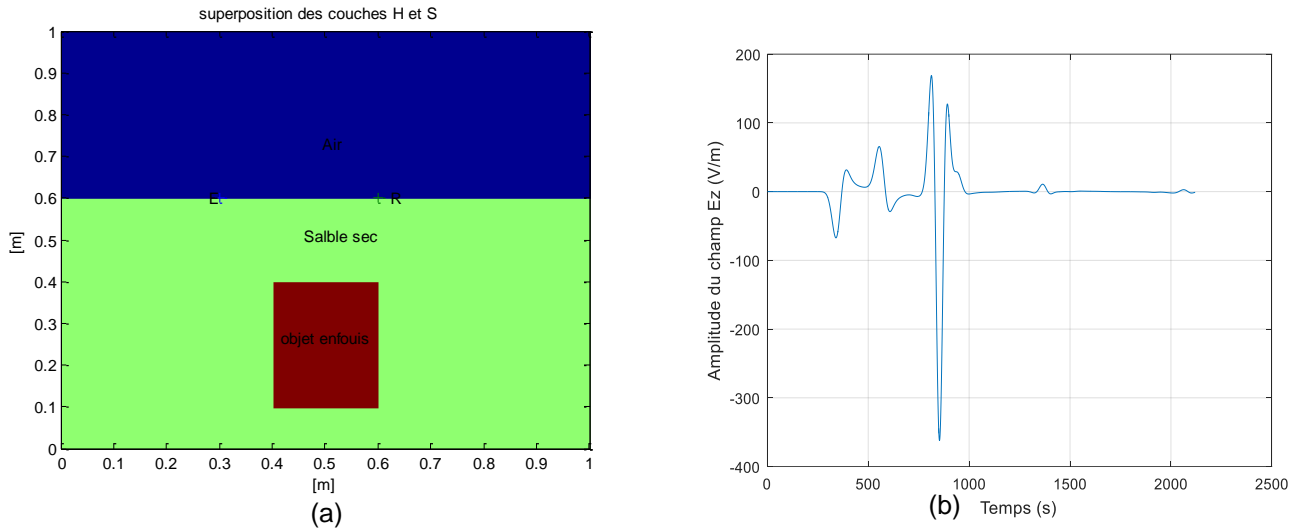
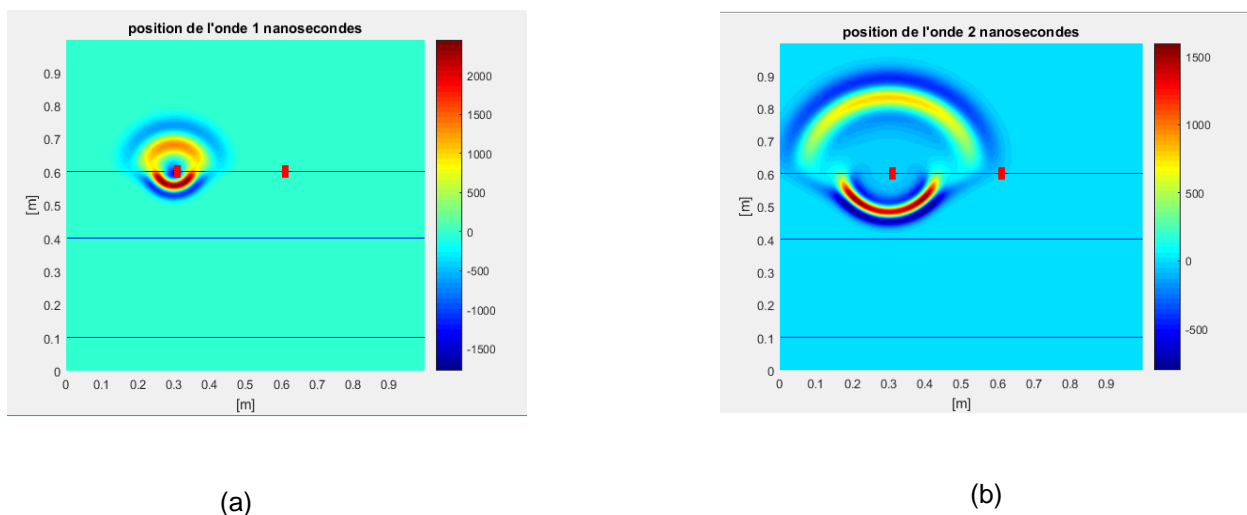
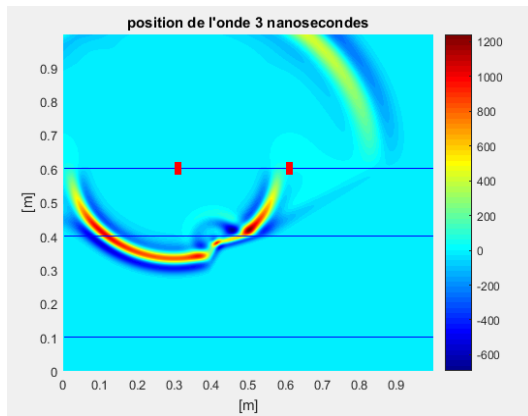


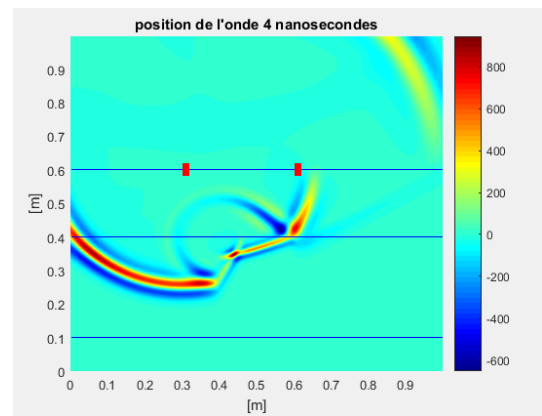
Figure III.9 : Géométrie (a) et Propagation de l'onde EM dans le sable sec(b) avec l'objet enfoui

La figure III.10, montre l'évolution de l'onde dans le sable sec avant et après la collision avec l'objet enfoui. On observe qu'il y a une réflexion au niveau de l'objet enfoui, lorsque l'onde atteint l'objet et entre en collision avec lui, une partie de l'onde se reflète de l'objet. En effet, la permittivité de ce dernier est plus élevée que celle du sable sec ce qui produit la réflexion de l'onde incidente.

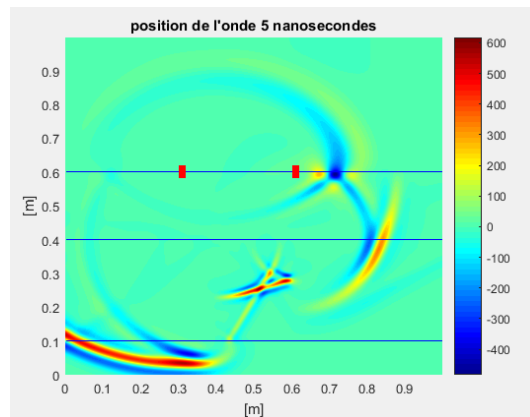




(c)



(d)



(e)

Figure III.10: Evolution du champ électrique E_z en 2D avec objet enfouie.

III.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la modélisation par FDTD qui permet la propagation d'ondes électromagnétiques dans un espace constitué d'un ensemble de cellules au sein desquelles les propriétés du milieu sont constantes. Le concept de découper l'espace en éléments discrets permet d'étudier des situations complexes tant par leur géométrie que par la multiplicité des propriétés des milieux utilisés. Cependant, les différences finies permettent d'obtenir n'importe quel degré de précision, il suffit pour cela de diminuer la taille des cellules et d'augmenter la résolution du maillage jusqu'à obtenir la précision souhaitée. L'utilisation de cette méthode rigoureuse nécessite le respect de certaines règles afin d'obtenir des résultats proches de la réalité. Il est à noter que le logiciel GPRMAX2D est un outil scientifique important pour traiter les résultats obtenus par l'utilisation de la méthode FDTD.

Chapitre IV

Analyse des signaux GPR par la méthode SSP

1. Introduction

2. Split Spectrum Processing (SSP)

3. Traitement primaire des signaux géoradar par la méthode SSP

4. Traitement primaire des signaux géoradar par la méthode SSP

6. Interprétation des résultats

5. Conclusion

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente un aperçu d'une technique de traitement du signal appelée Split Spectrum Processing (SSP). Cette technique publiée pour la première fois en 1979 [53] utilise la diversité de fréquences pour améliorer le rapport signal sur bruit d'un signal de sorte que les matériaux à gros grains peuvent être plus facilement inspectés, elle nous aide à faire notre lecture sur le signal GPR obtenu au chapitre trois.

IV.2 Split Spectrum Processing (SSP)

IV.2.1 Principe de l'algorithme SSP

Cette méthode divise le spectre du signal pour créer un ensemble de signaux de sous-bandes à différentes fréquences centrales en employant un banc de filtres passe-bande. Ces signaux de sous-bande sont soumis à plusieurs procédures de traitement non linéaires pour produire un signal de sortie. Le fonctionnement de la méthode SSP est présenté dans la figure IV.1, où le signal d'entrée, $x(t)$, est transformé dans le domaine de fréquence, $X(f)$, à filtrer, en employant un ensemble de filtres passe-bande, et inversé en retour dans le domaine d'origine. Ensuite, chaque élément est normalisé par un facteur de pondération où chaque ensemble de signaux est divisé par ses valeurs maximales dans le domaine temporel avant que les algorithmes de recombinaison ne soient appliqués. Enfin, tous les signaux non linéaires individuels sont additionnés, en utilisant l'un des algorithmes de recombinaison pour obtenir le signal de sortie, $y(t)$ [49].

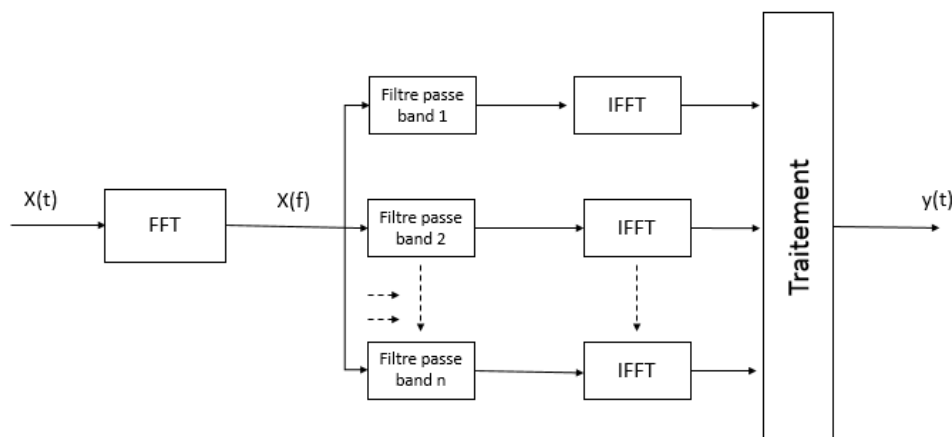


Figure IV.1: Diagramme bloc du traitement à signaux fractionnés (SSP).

La SSP procède par plusieurs étapes :

- Le signal d'entrée $x(t)$

Un signal GPR typique peut être représenté par

$$x(t) = s(t) + br(t)$$

(IV.1)

Avec

$x(t)$: signal reçu $br(t)$: signal du bruit t : durée totale du signal GPR

- La transformée de Fourier rapide (FFT)

Le spectre de l'écho reçu est obtenu en exécutant la Transformée de Fourier Discrète

$$x(f) = \text{FFT}(x(t)) \quad (\text{IV.2})$$

- Banc de filtres :

Cette étape consiste à filtrer le signal original par un ensemble de filtres à bandes étroites décrit par la figure IV.2 permettant de composer le spectre en bandes de fréquences différentes. Les filtres utilisés sont des filtres gaussiens exprimés par la relation suivante :

$$G(f) = \exp\left(-\frac{(f - f_j)^2}{b_j^2}\right) \quad (\text{IV.3})$$

- Traitement :

Plusieurs opérateurs statiques ont été présentés et examinés, afin d'estimer le signal de sortie tout en améliorant le rapport signal sur bruit, appelés algorithmes de recombinaison.

IV.2.2 Sélection des paramètres du SSP

La performance de la SSP est sensible à quatre paramètres :

- Le nombre de filtre utilisés pour la division du spectre ;
- La largeur de bande des filtres ;
- La fréquence de séparation entre les filtres adjoints ;
- La position du filtre passe bande (le centre de la fréquence du premier et du dernier filtre)

La procédure de la SSP divise le spectre en différentes bandes de fréquences, comme indiqué sur la figure IV.2 a été montré que la séparation de fréquence optimale des filtres

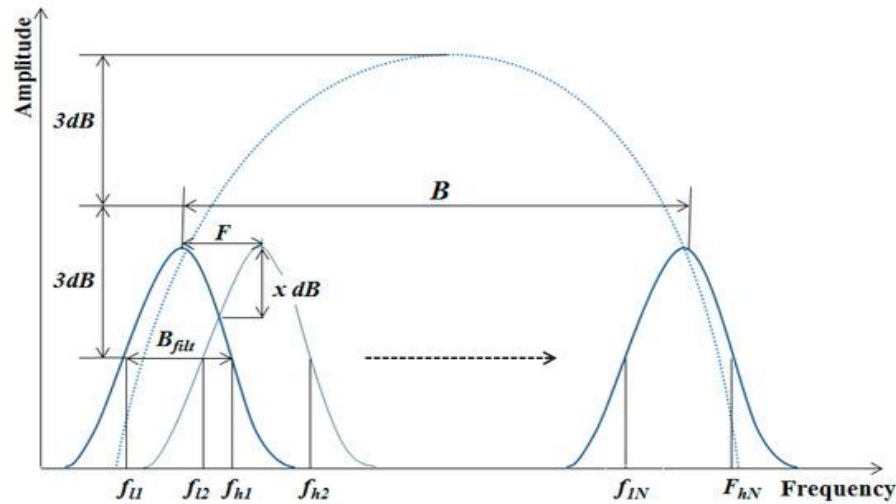


Figure IV.2: Schéma de filtrage du traitement à spectre divisé SSP.

Le nombre de filtre passe-bande peut varier de trois jusqu'à deux cent bandes. La raison principale c'est que chaque fréquence dans le spectre peut être exploitée. D'après la littérature, le rapport final signal/bruit est proportionnel au nombre de bande de fréquence. On utilise généralement des filtres dont la largeur de bande est proportionnelle à la fréquence. Le type de filtre le plus utilisé est le filtre gaussien. On peut aussi faire appel à d'autres types, tels que le filtre de Wiener qui utilise un algorithme SSP modifié.

Donc le choix de ces paramètres influencera beaucoup sur les résultats de l'application de la SSP dans la réduction de bruit de structure.

IV.2.3 Algorithmes de recombinaison du SSP

Une fois que le signal ait été décomposé en plusieurs bandes de fréquences, celles-ci sont recombinaison. Cette technique de recombinaison doit déterminer où toutes les fréquences existent, et donc quelle partie du signal provient d'un vrai défaut. Un certain nombre de techniques ont été développées pour cette recombinaison [50].

- Minimisation ;
- Seuil de polarité ;
- Maximisation ;
- Moyenne géométrique ;
- Mise au carré et addition de composantes de fréquence ;
- Multiplication de fréquence.

En plus de ces techniques, un certain nombre de permutations ont été proposées et évaluées, notamment : élever chaque ensemble de données filtrées à une puissance (x) et ajouter ou multiplier les ensembles de données ensemble, où x variait de 0,25 à 4. Toutes les techniques SSP discutées dans la littérature sont donc non linéaires par rapport à l'amplitude.

Les équations représentant chacun de ces algorithmes de recombinaison sont indiquées dans le tableau (IV.1).

Tableau IV.1: Algorithmes de recombinaison des signaux filtrés[50].

<p>Maximisation</p> $A_i = \text{MAX} (X_{1i} , X_{2i} , X_{3i} \dots X_{ni})$
<p>Variance</p> $A_i = \text{Var} (X_{1i} , X_{2i} , X_{3i} \dots X_{ni})$
<p>Minimisation</p> <p>Le minimum de l'amplitude et utilisé</p> $A_i = \text{min} (X_{1i} , X_{2i} , X_{3i} \dots X_{ni})$
<p>Moyenne géométrique</p> $A_i = (X_{1i} , X_{2i} , X_{3i} \dots X_{ni})^{1/n}$
<p>Multiplication de fréquence</p> $A_i = X_{1i} * X_{2i} * X_{3i} * \dots * X_{ni} $
<p>Mise au carré et addition de composantes de fréquence</p> $A_i = X_{1i}^2 + X_{2i}^2 + X_{3i}^2 + \dots + X_{ni}^2$
<p>Seuil de polarité</p> $A_i = \text{min} X_{1i}, X_{2i}, X_{3i} \dots X_{ni} \text{ if all } X_{ni} > 0$ $A_i = \text{min} X_{1i}, X_{2i}, X_{3i} \dots X_{ni} \text{ if all } X_{ni} < 0$ $A_i = 0$

A : Amplitude du signal suite à la recombinaison SSP (le signal résultant).

X : Amplitude du signal après filtrage.

n : Indice du numéro de filtre (par exemple entre 1 et 6 pour un système à 6 filtres).

A_i : L'amplitude du signal après filtrage.

X_{ni} : L'amplitude du signal du point du filtre.

i : Indice du numéro de l'échantillon (lié à la profondeur par la vitesse du son et la fréquence).

IV.3 Traitement primaire des signaux géoradar par la méthode SSP

IV.3.1 Partie 1 : cas d'un signal GPR sans objet

La figure IV.3 représente un signal GPR en présence de deux milieux différents (l'air, le sable) et on l'absence d'objet. Il est constitué de deux échos principaux, le premier c'est l'onde de l'air et le deuxième c'est l'onde surfacique. Le signal au domaine fréquentiel en utilisant la transformation de Fourier est représenté dans la figure IV.4

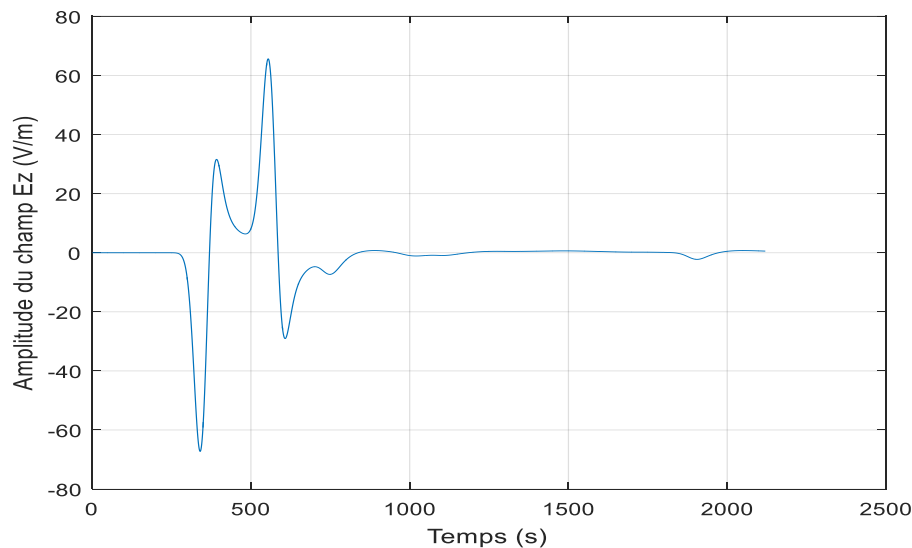


Figure IV.3: La forme des signaux réfléchis dans le cas sans objet.

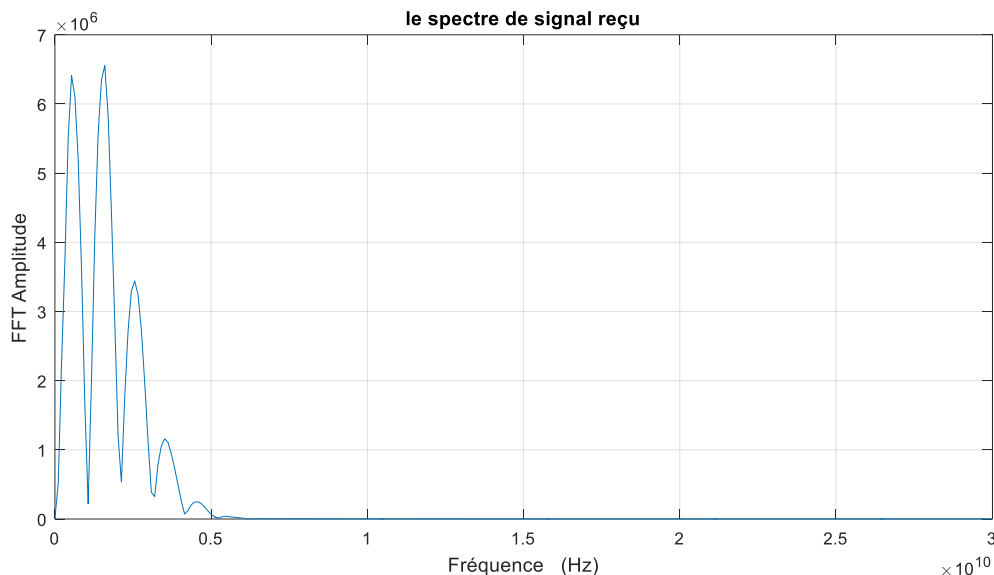


Figure IV.4: Le spectre du signal réfléchi dans le cas sans objet (signal original).

IV.3.2 Partie 2 : cas du signal GPR bruité avec un objet

IV.3.2.1 Résultat et simulation

Le signal représenté dans la figure IV.5 revient au signal GPR détecté en présence d'un objet. Il est constitué de trois échos consécutifs de différentes fréquences et amplitudes. Le premier écho représente l'onde de l'air, le deuxième revient à l'onde surfacique, et le troisième est l'onde réfléchie de l'objet. Les échos ne sont pas chevauchés. Notre objectif est de détecter les échos en présence du bruit. Pour cela, le signal est noyé dans un bruit blanc gaussien (dont le rapport signal sur bruit SNR = 1 dB) de telle sorte que les trois échos soient totalement masqués (figure IV.6).

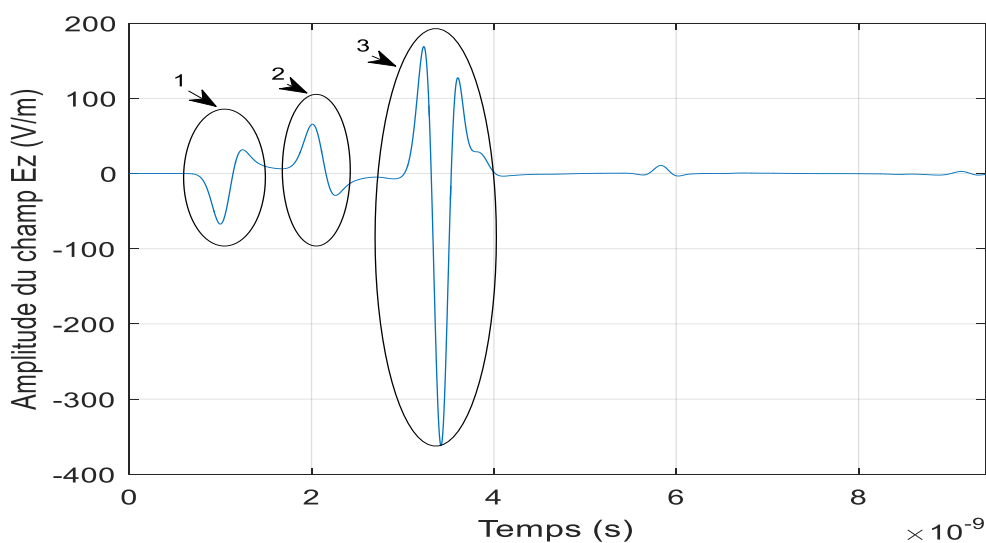


Figure IV.5: Le signal GPR reçu avec trois échos.

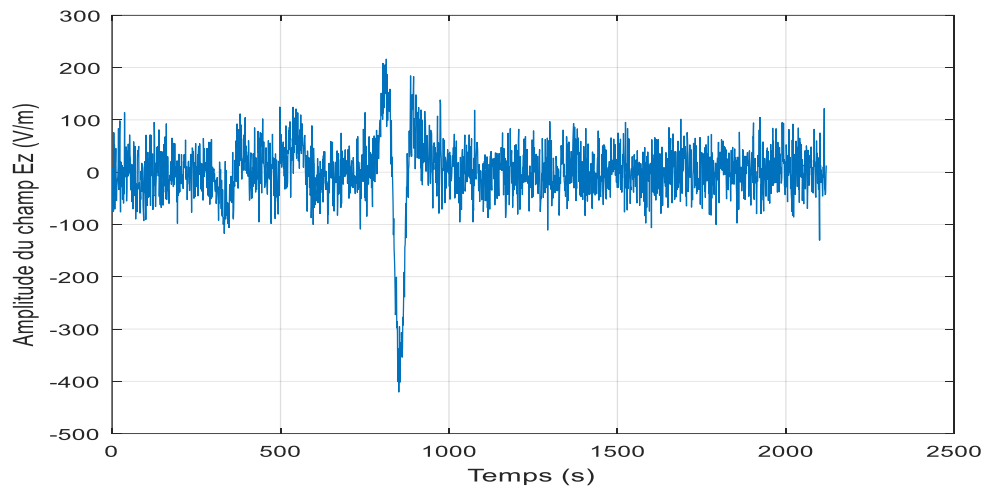


Figure IV.6: Le signal noyé dans un bruit gaussien (SNR=1dB).

Pour résoudre ce problème, nous appliquons la SSP. Pour transformer le signal au domaine de fréquence en utilisant la transformation de Fourier (figure IV.7).

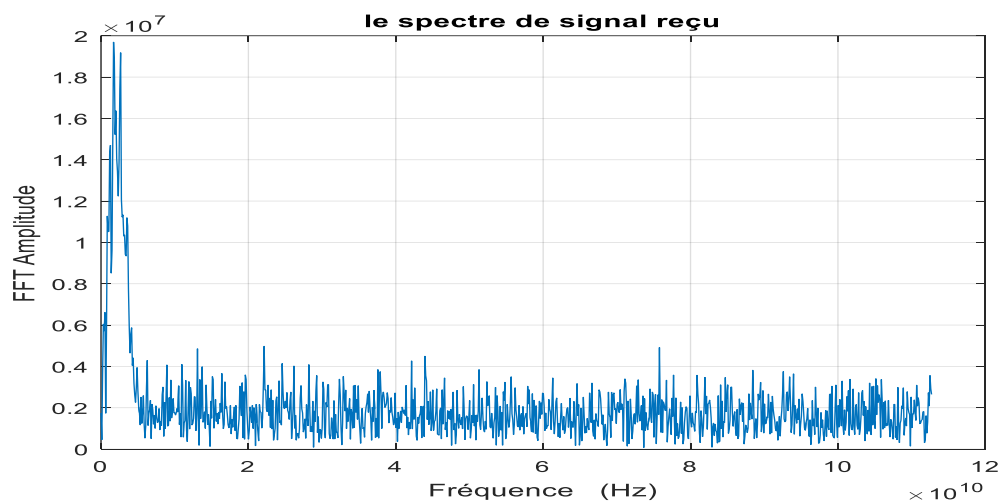


Figure IV.7: Le spectre du signal GPR reçu.

Pour une bonne amélioration de SNR, nous avons utilisé un nombre différent de filtres gaussiens à chaque fois. D'abord le spectre sera filtré avec deux filtres gaussiens de même largeur de bande $b=4\text{GHZ}$ et une fréquence centrale 2GHZ et 4GHZ (figure IV.8).

Les signaux filtrés sont traités et recombinaison en utilisant plusieurs algorithmes de recombinaison (moyenne géométrique, arrangement de fréquence, maximisation et minimisation absolue) (figure IV.9).

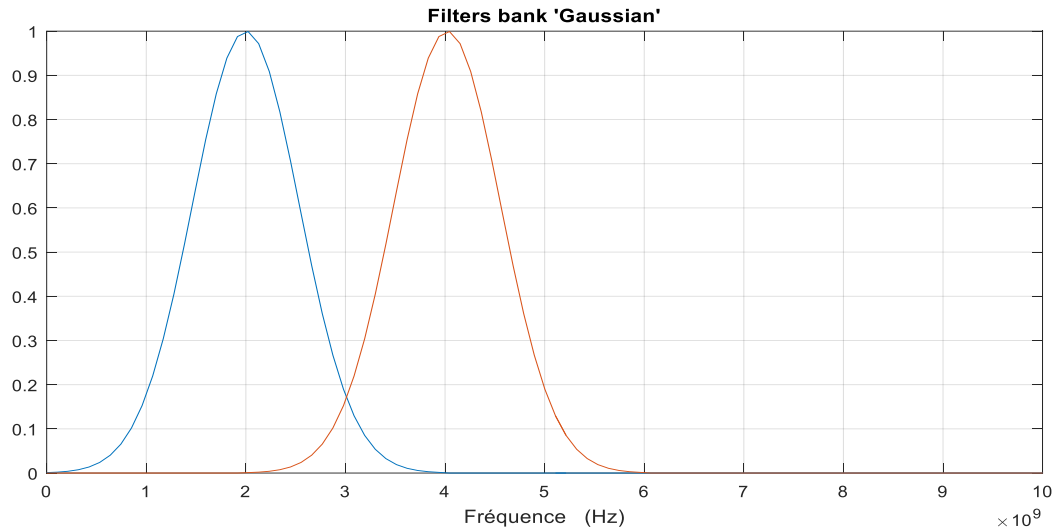
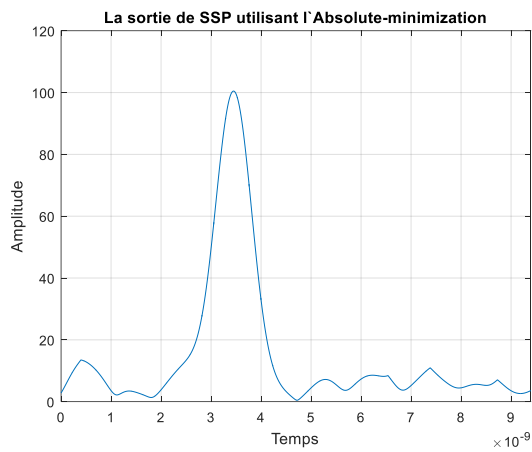
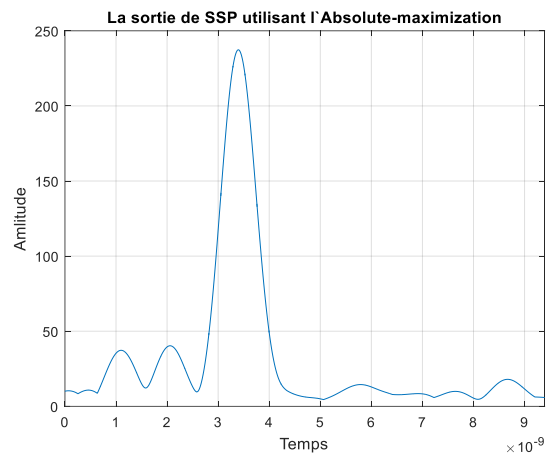


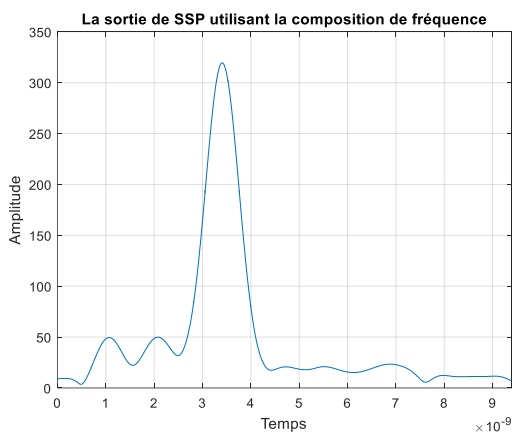
Figure IV.8: Les deux bancs de filtres utilisés.



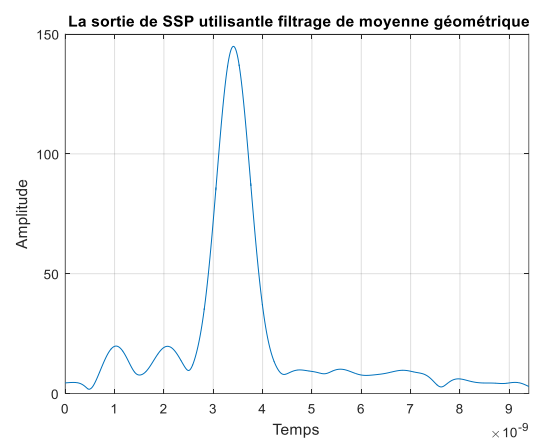
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.9: Résultats de la technique SSP avec deux filtres et différents algorithmes de recombinaison (a) Moyenne géométrique, (b) Arrangement de fréquence, (c)Maximisation et (d) Minimisation absolue.

Avec quatre filtres gaussiens de même largeur de bande $b=3\text{GHz}$ et une fréquence centrale 1.5GHz, 3GHz, 4.5GHz (figure IV.10).

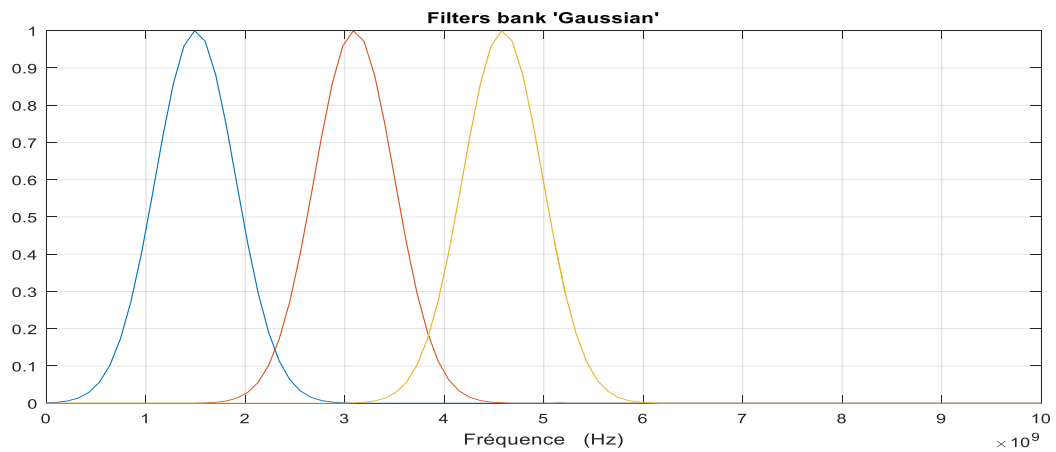


Figure IV.10: Les trois bancs de filtres utilisés.

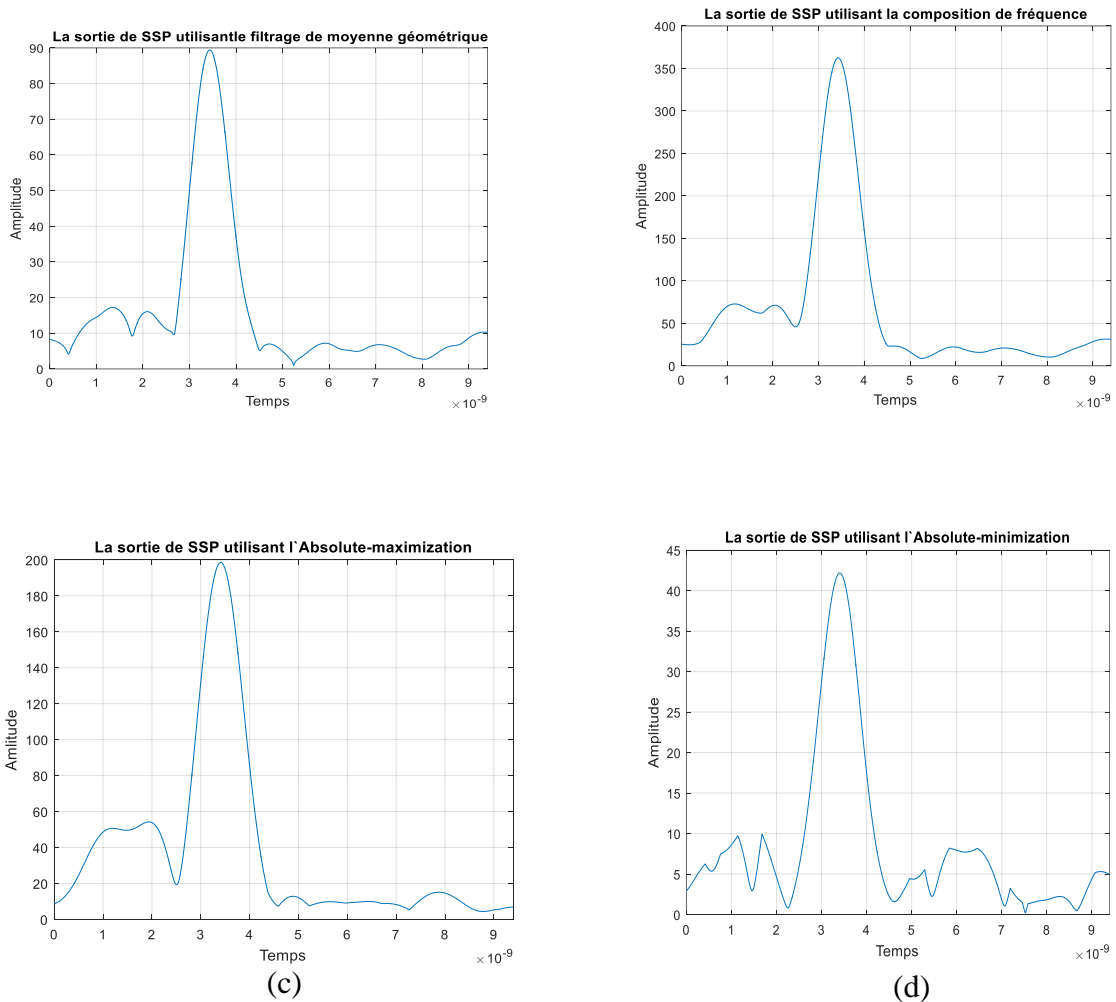


Figure IV 11: Résultats de la technique SSP avec quatre filtres et différents algorithmes de recombinaison (a) moyenne géométrique, (b) arrangement de fréquence, (c) maximisation et (d) minimisation absolue.

Avec six filtres gaussiens de même largeur de bande $b=2\text{GHZ}$ et une fréquence centrale $1\text{GHZ}, 2\text{GHZ}, 3\text{GHZ}, 4\text{GHZ}, 5\text{GHZ}, 6\text{GHZ}$ (figure IV.12).

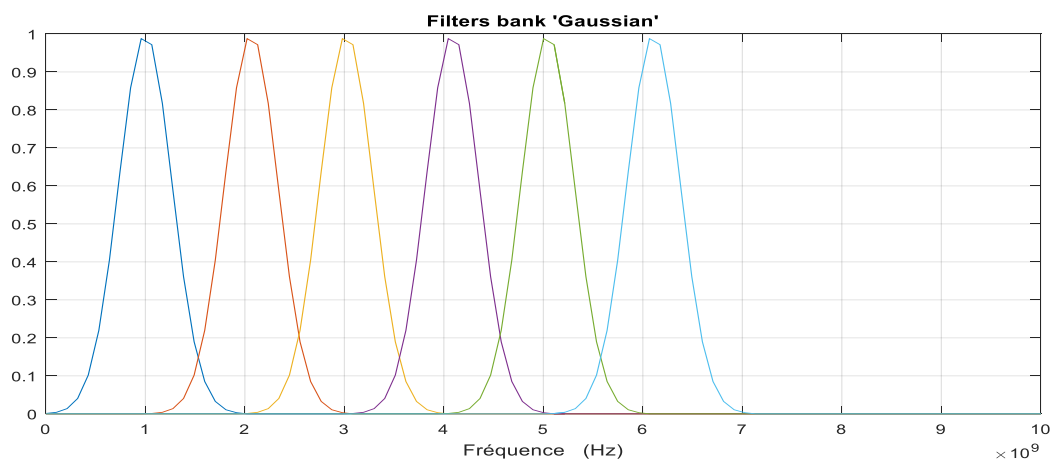


Figure IV.12 : Les six bancs de filtres utilisés.

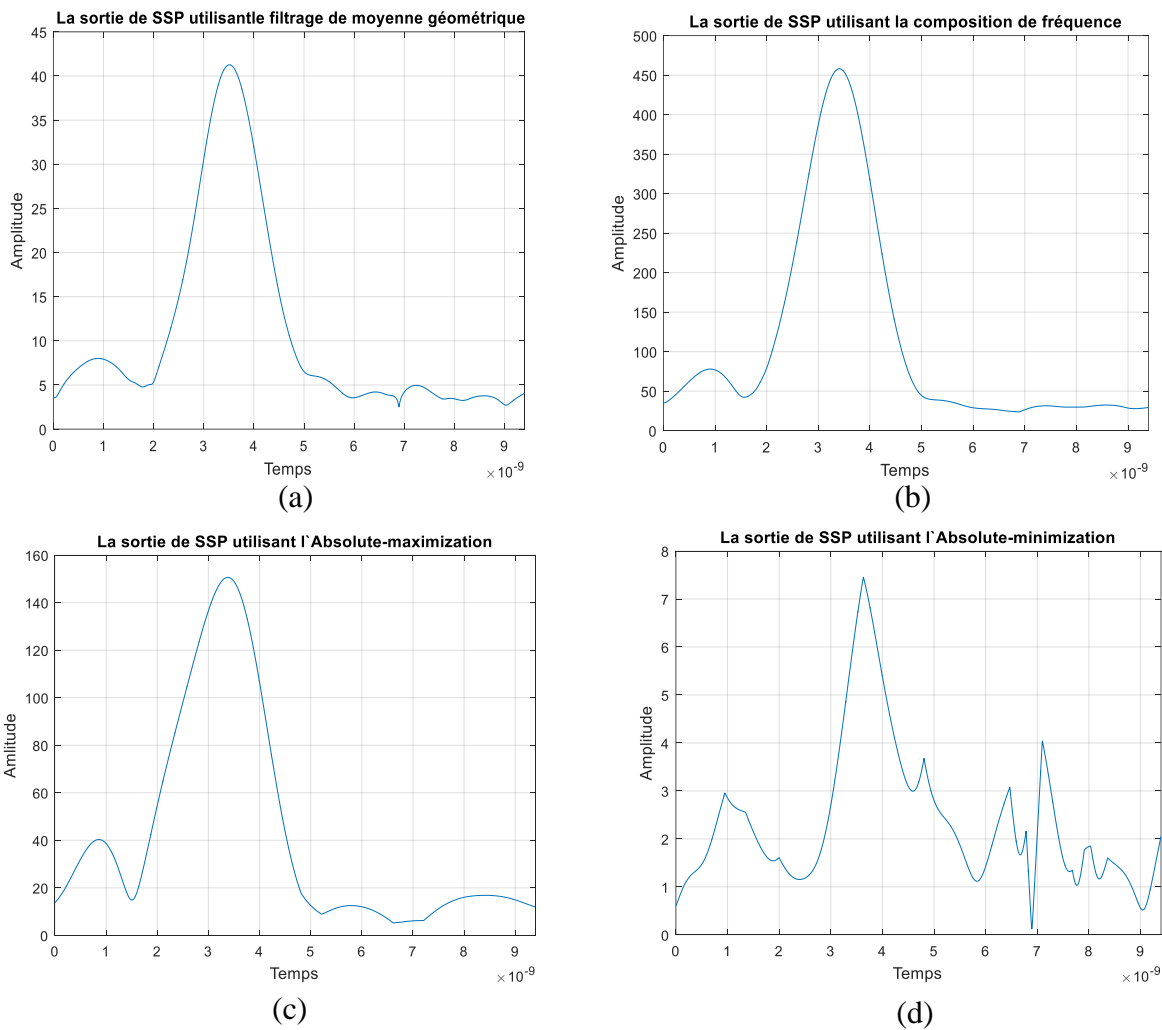


Figure IV.13: Résultats de la technique SSP avec six filtres et différents algorithmes de recombinaison (a) Moyenne géométrique, (b) Arrangement de fréquence, (c) Maximisation et (d) Minimisation absolue

Ensuite, on a changé la bande de fréquence qui sera 4GHZ et le spectre sera filtré avec sept filtres gaussiens de même largeur de bande $b=1\text{GHZ}$ et une fréquence centrale 0.5 GHZ, 1GHZ, 1.5GHZ ,2GHZ ,2.5GHZ, 3GHZ, 3.5GHZ (figure IV.14).

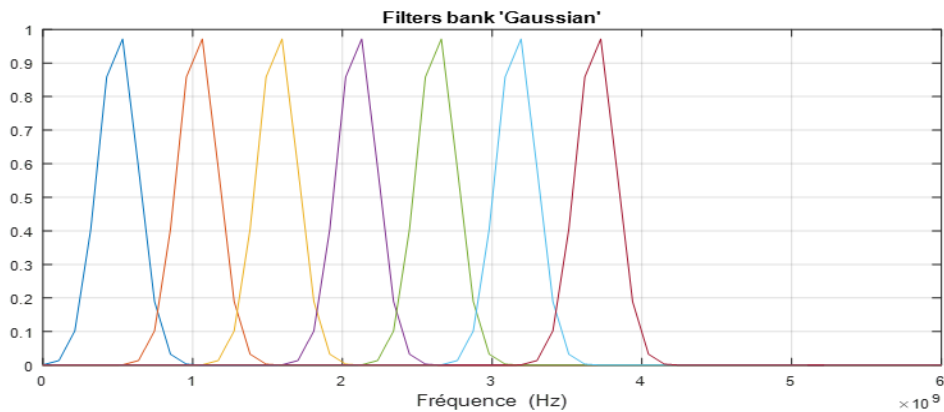


Figure IV.14: Les sept bancs de filtres utilisés.

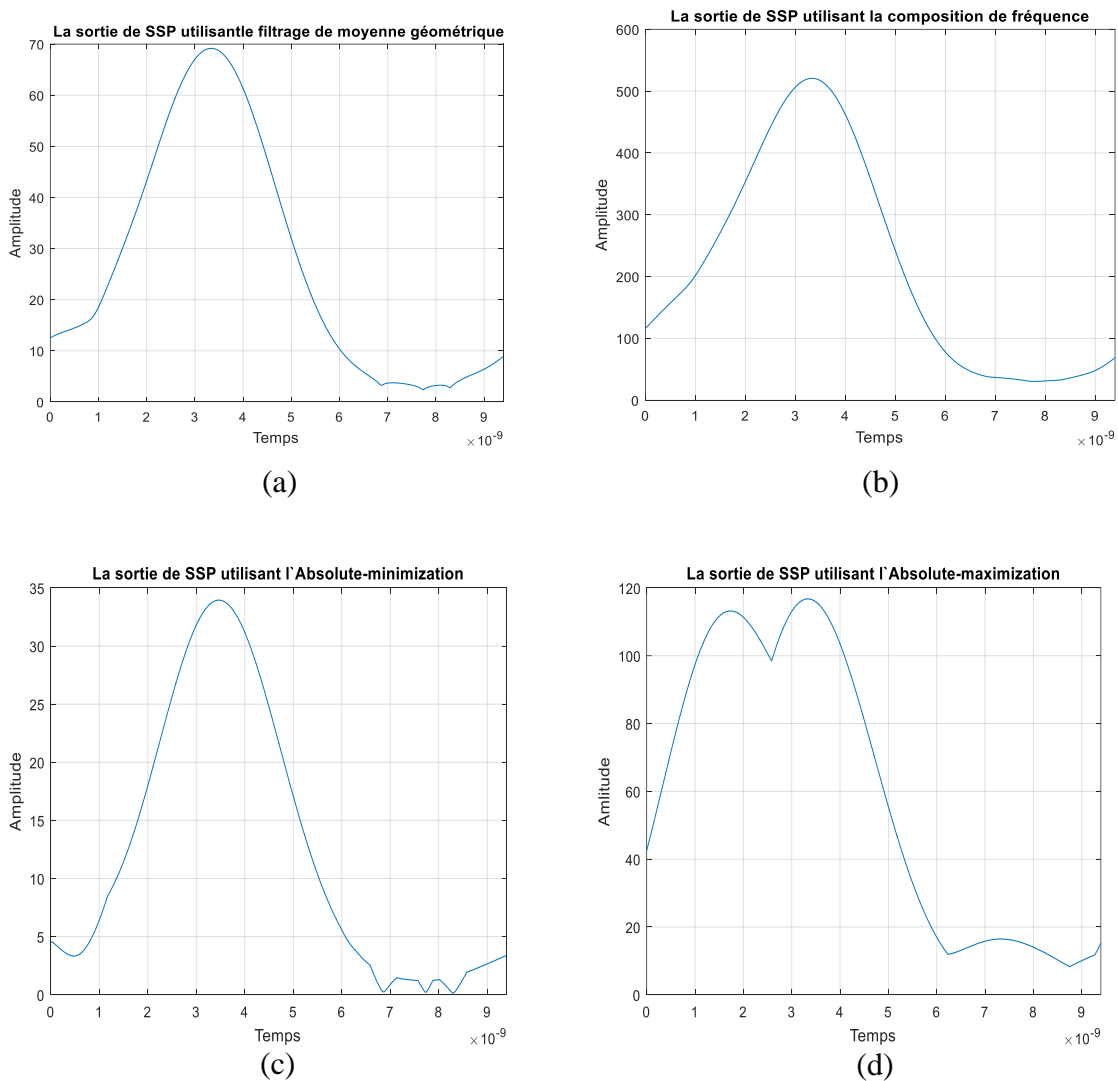


Figure IV.15: Résultats de la technique SSP avec une bande de 4GHZ et 7 filtres plus différents algorithmes de recombinaison (a) Moyenne géométrique, (b) Arrangement de fréquence, (c) Maximisation et (d) Minimisation absolue.

On termine avec un changement au niveau du bruit de 1dB jusqu'à -10dB (figure IV.17) et le spectre (figure IV.18) sera filtré avec deux filtres gaussiens de même largeur de bande $b=4\text{GHZ}$ et une fréquence centrale 2 GHz, 4GHz (figure IV.19).

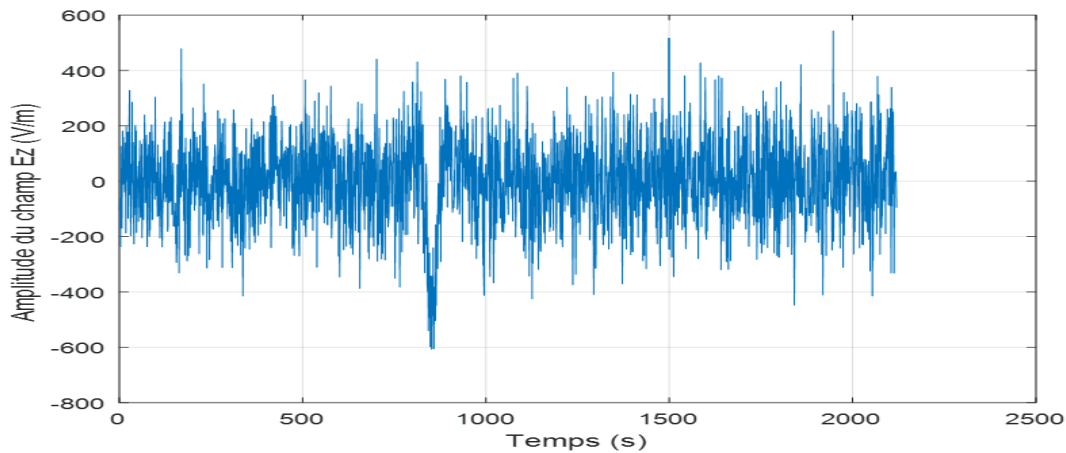


Figure IV.16: Le signal noyé dans un bruit gaussien (SNR=-10dB).

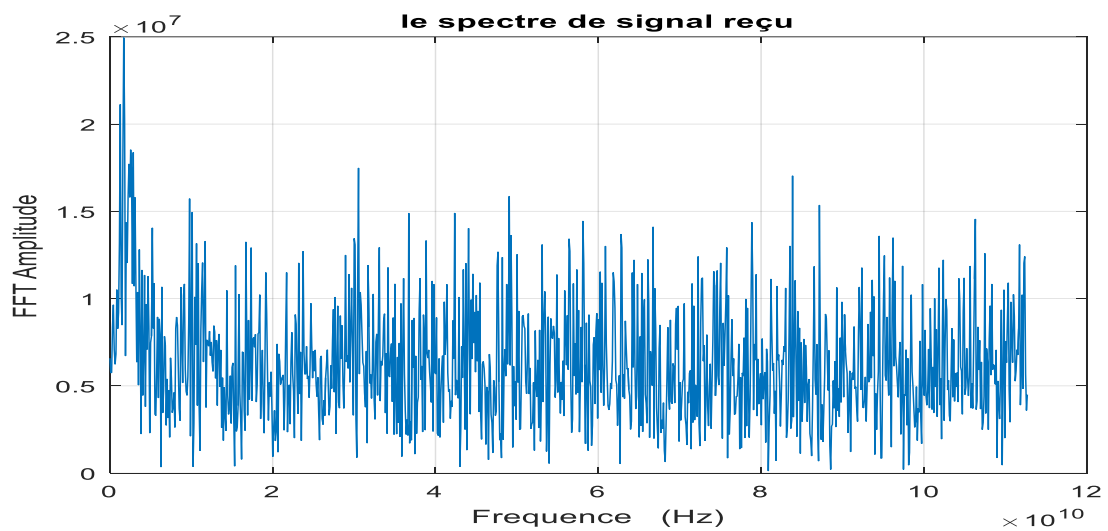


Figure IV.17: Le spectre du signal GPR reçu.

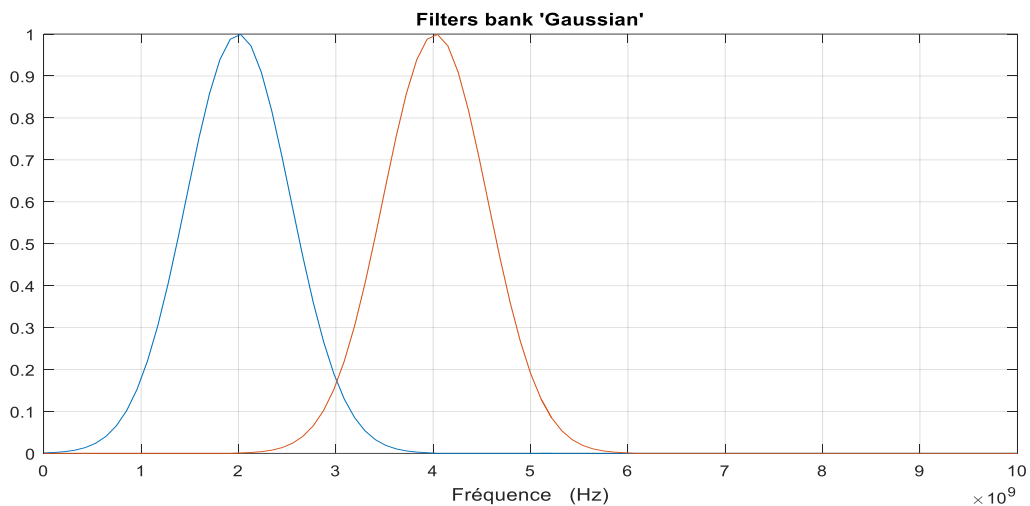
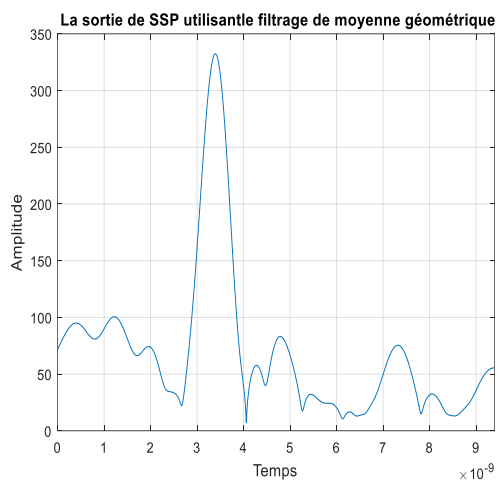
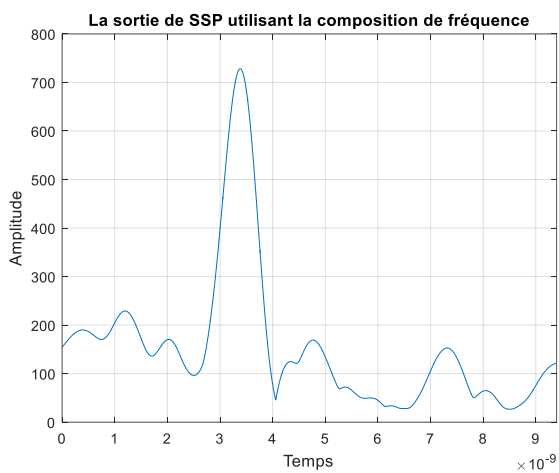


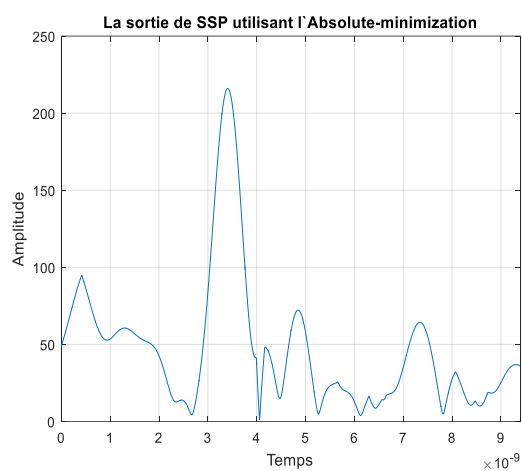
Figure IV.18: Les deux bancs de filtres utilisés.



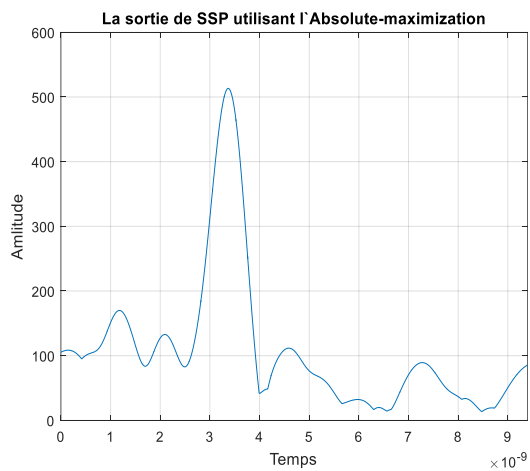
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.19: Résultats de la technique SSP avec set filtres et différents algorithmes de recombinaison (a) Moyenne géométrique, (b) Arrangement de fréquence, (c) Maximisation et (d) Minimisation absolue.

IV.4 Interprétation des résultats

L'utilisation de la SSP a permis de faire apparaître les échos masqués à cause du bruit dans les différentes représentations de résultats suivant le nombre de filtre et l'algorithme de recombinaison utilisé dans le quel :

On remarque que dans le cas d'utilisation de deux filtres (figure IV.8), les trois échos apparaissent dans les algorithmes de recombinaison « moyenne géométrique », « arrangement de fréquence », « maximisation » comme les figure IV.9 (a), (b), (c) contrairement dans l'autres algorithme « minimisation absolue » où des échos supplémentaires apparaissent, qui donne après des mauvaises interprétations sur les positions des échos.

Lorsque nous utilisons plus de deux filtres, quatre (figure IV.10), ou six avec un changement de la bande filtrage (figure IV.12), ou la bande de fréquence, les échos n'apparaissent pas sur tous les algorithmes de recombinaison (figure IV.11) (figure IV.13) (figure IV.15) et le signal sera perdu donc l'utilisation de la SSP ne sert à rien.

Le changement au niveau du bruit (-10dB) a fait masquer complètement les trois échos du signal GPR (figure IV.16). Lorsqu'on utilise la SSP sur ce signal, les échos ont totalement disparu sur tous les algorithmes de recombinaison (figure IV.19).

Pour obtenir de bons résultats de la SSP et que les échos du signal désiré apparaissent, il faut que le nombre de filtre et l'algorithme de recombinaison plus la bande de fréquence utilisée soient bien définis sinon on aura des problèmes qui vont perdre le signal.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé la technique SSP sur un signal GPR, la technique de division de spectre est l'un des meilleures méthodes de filtrage et d'amélioration de rapport de signal sur bruit SNR, mais pour que cette méthode puisse localiser les échos, il faut tenir compte du nombre de filtres utilisés et à la largeur de ces derniers de sorte que ces filtres se chevauchent. Cela va rendre ses applications, limitées, sous sa forme actuelle. Donc des nouvelles avancées dans le domaine de la SSP sont nécessaires avant que cette technique ne devienne commercialement viable.

Conclusion générale

Le radar sol est un outil de mesure précieux et ses domaines d'utilisations sont multiples (génie civil, exploration spatiale, déminage...). Le fonctionnement du GPR va dépendre toujours sur les lois fondamentales de l'électromagnétisme. En effet, les ondes électromagnétiques sont le support des informations concernant la composition du milieu géologique sondé. Il revient donc à résoudre les équations de Maxwell en prenant en compte les différents paramètres électromagnétiques (μ , σ et ϵ) nécessaires à la caractérisation du milieu, ainsi que l'angle d'incidence qui joue un rôle très important dans le phénomène de propagation.

La modélisation par FDTD permet la résolution des équations de Maxwell dans un espace constitué d'un ensemble de cellules, dans ces dernières les propriétés du milieu sont constantes. Le concept de découper l'espace en éléments discrets permet d'étudier des situations complexes tant par leur géométrie que par la multiplicité des propriétés des milieux utilisés. Il faut aussi noter que cette méthode nécessite le respect d'un certain nombre de règles afin d'obtenir des résultats proches de la réalité et un bon outil de calcul.

Le logiciel GPRMAX2D est un outil scientifique important pour modéliser les milieux géologiques. A l'aide de ce logiciel, notre étude a fait l'objet de plusieurs simulations avec différents milieux géologiques, les différentes simulations que nous avons faites, nous ont amené à constater que les ondes électromagnétiques sont très sensibles aux variations de la permittivité diélectrique et de la conductivité électrique.

De plus, l'application de radar de sol pour la détection et la localisation des objets émergés se présente comme une solution à fort potentiel. On recense en GPR plusieurs méthodes de calculs connu par le traitement de signal, pour cela on a basé dans notre projet de recherche sur une de ces méthodes qui est le SSP. Cette dernière donne des résultats acceptables et efficaces par conséquent on a pu atteindre l'objectif de notre projet, on propose les perspectives suivantes :

- Faire une estimation aux résultats obtenus.
- Réalisation d'un système de mesure et d'acquisition à l'aide du matériel et composants disponibles en laboratoire NDT de l'université de Jijel.
- Réalisation des mesures réelles à différents cas de cibles.
- Tester les performances des algorithmes développés sur des données réelles.

Bibliographique

- [1] F. Paladian, “ Analyse et prédiction comportementales du radar GPR polarimétrique de la mission spatiale EXOMARS “ , Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [2] J. Delprato, “Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S “ , Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.
- [3] F. Marty, “Caractérisation Expérimentale et Probabiliste et Couplage d'une Onde Electromagnétique Hyperfréquence à des circuits“, Thèse de Doctorat, l'Université Paris VI, Septembre, 2001.
- [4] S. Martin, N. Ariaspérez, B. Gonzalez, D. AGUILERA, et al. “ Análisis aplicado de métodos de calibración de cámaras para usos fotogramétricos “, In : VIII Congrès national de topographie et de cartographie, pp. 19-22, 2004.
- [5] N. Mathieu, “ Contribution à l'étude de GPR (Ground Penetrating Radar) multi capteurs Méthodes directes et inverses en temporel “ , thèse de doctorat, université de Limoges, Le 23 janvier 2009.
- [6] M. Diarra, “ Méthode FDTD conforme appliquée au calcul du DAS avec homogénéisation utilisant les caractéristiques des tissus humains “ , Thèse de doctorat, Université Paris Est, Le 12 décembre 2018.
- [7] J.C. Joly, E. Delahaye, J. Geiswiller, B. Pecqueux, J.N. Tixier, Y. Daudy, “Approche Numérique des Défauts de Faradisation dans la bande 500 MHz – 10 GHz : comparaison avec l'expérience“, thèse de doctorat, Université de bordeaux- France, 2002.
- [8] T. Dubois, “Etude de l'effet d'onde électromagnétique sur le fonctionnement de circuits électroniques - Mise en place d'une méthode de test des systèmes“, Thèse de doctorat., Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2009.
- [9] C. A. Balanis, Antenna theory analysis and design, John Wiley & Sons, Hoboken-New Jersey, 2005.

- [10] N. Boubaki, “ Détection de cavités par deux méthodes géophysiques : radar de sol et mesures de résistivités électriques “, Thèse de doctorat, Université Paris Sud, le 25 juillet 2013.
- [11] 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 27 mars 2002.
- [12] T. Bourdi, “ Modélisation fréquentielle de la permittivité du béton pour le contrôle non destructif par géoradar “, Thèse de doctorat, Université de Sherbrooke, 2013.
- [13] R. Perez, “ Contribution à l’analyse théorique et expérimentale de radargrammes GPR. Performances des antennes : apports d’une configuration multistatique “, thèse de doctorat, université de Limoges, 10 octobre 2005.
- [14] M. Chinh, Tien, et al., “ Evaluation non destructive des matériaux de construction par technique électromagnétique aux fréquences radar : modélisation et expérimentation en laboratoire “, Thèse de doctorat, Université du Bordeaux, 10 décembre 2015.
- [15] A. Zyane, “Utilisation de voie écologique et économique pour l’élaboration de nouveaux matériaux composites diélectriques verts “. Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, 2016.
- [16] D. Mabrouk, “Georadar (ground Penetrating Radar) Radar géologique“, Université M’Hamed Bougara de Boumerdes-Algérie, Cours 2010.
- [17] K. Pauline, “Mesure simultanée aux fréquences moyennes et cartographie de la permittivité diélectrique et de la conductivité électrique du sol “. Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 11 juillet 2012.
- [18] A. H. Waite, et S. J. Schmidt, “ Gross errors in height indication from pulsed radar altimeters operating over thick ice or snow “, Proceedings of the IRE, vol. 50, No. 6, pp. 1515-1520, 1962.

- [19] A.P. Annan, "Radio Interferometry Depth Sounding: Part I ", Theoretical Discussion, Geophysics, Vol. 38, No. 3, pp. 557-580, 1973.
- [20] A.P. Annan, J.L. Davis, "Impulse Radar Sounding in Permafrost ", Radio Science, Vol. 11, No. 4, pp. 383-394, 1976.
- [21] C.G. Top, J.L. Davis, A.P. Annan, "Electromagnetic Determination of Soil Water Content: Measurements in Coaxial Transmission Lines ", Water Resource Research, Vol. 16, No. 3, pp. 574-582, 1980.
- [22] J.L. Davis, A.P. Annan, "Ground Penetrating Radar for High-Resolution Mapping of Soil and Rock Stratigraphy ", Geophysical Prospecting, Vol. 37, pp. 531-551, 1989.
- [23] E. Fisher, G.A. McMechan, A.P. Annan, "Acquisition and Processing of Wide-Aperture Ground Penetrating Radar Data ", Geophysics, Vol. 57, No. 3, pp. 495-504, 1991.
- [24] A.P. Annan, J.L. Davis, G. Black, C.D. Leggatt, "Geological Sounding using Low-Frequency Radar ", Society of Exploration Geophysicists 55th Annual International Meeting and Exposition: Expanded Abstracts of the Technical Program with Authors' Biographies, Washington, pp. 5-7 , 1985.
- [25] E. Fisher, G.A. McMechan, A.P. Annan, "Acquisition and Processing of Wide-Aperture Ground Penetrating Radar Data ", Geophysics, Vol. 57, No. 3, pp. 495-504, 1991.
- [26] M.L. Brewster, A.P. Annan, "Ground-penetrating radar monitoring of a controlled DNAPL release: 200 MHz radar ", Geophysics, Vol. 59, No. 8, pp. 1211-1221, 1994.
- [27] R.A. Overmeeren, 1997, "Radar Faces of Unconsolidated Sediments in the Netherlands – A Radar Stratigraphy Interpretation Method of Hydrogeology ", Preprint for Special Issue of Journal of Applied Geophysics on Ground Penetrating Radar, pp. 20, 1997.

- [28] J.D. Redman, E. Gilson, M. Kunert, J. Pilon, A.P. Annan, “Borehole Radar for Environmental Applications: Selected Case Studies “, Proceedings of the 6th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR '96), vol. 74, No. 3, pp. 253–270, 1996.
- [29] J.A. Huisman, S.S. Hubbard, J.D. Redman, A.P. Annan, “Measuring Soil Water Content with Ground Penetrating Radar: A Review “, Vadose Zone Journal, Vol. 2 , pp. 476-491, 2003
- [30] SCHOTT, Mr Marc-Alexandre, VALENTIN, Mr Julien, MAGADUR, Mr Gurvan, et al. Chimie PCSI/MPSI-1re année : Tout-en-un. De Boeck Supérieur, 2015.
- [31] J.L. Davis, and A.P. Annan, “GPR to Measure Soil Water Content, Methods of Soil Analysis, Part 4 Physical Methods, J.H. Dane and G.C. Topp, Co-editors “, Soil Science Society of America, pp. 446-463, 2000.
- [32] https://www.sensoft.ca/about-us-2/?utm_medium=paidads&utm_source=PaidAds&utm_campaign=Europe#history.
- [33] G. Alsharahi¹, A. Mint Mohamed Mostapha, A. Faize, A. Driouach, “Modelling and Simulation Resolution of Ground Penetrating Radar Antennas “, Journal of electromagnetic engineering and science, Vol. 16, No. 3, pp. 182-190, 2016.
- [34] I. J. Chant, A. R. Rye, “Overview of current radar land mine detection research at the defence science and technology organisation, salisbury, south Australia”. In Proceedings of The detection of abandoned land mines, EUREL International Conference, pp. 138–142, 1996.
- [35] *Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, No. 3, pp. 414–423, 1996.
- [36] H. Choi, S. Lee, “Design of an exponentially-tapered TEM horn antenna for the wide broadband communication “, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 40, No. 6, pp. 531–534, 2004.
- [37] S. B. Bassam, J. A Rashed, “ A Chebyshev tapered TEM horn antenna “, *PIERS Online*, Vol. 2, No. 6, pp. 706–709, 2006.

- [38] X. Li, S. Hagness, M. Choi, D. Weide, “ Numerical and experimental investigation of an ultrawideband ridged pyramidal horn antenna with curved launching plane for pulse radiation “ , *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, No. 1, p 259–262, 2003.
- [39] Q. Vitale, “ *Modélisation et conception d’antennes radar large bande pour la cartographie de la teneur en eau volumique des sols agricoles* “ , thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2014.
- [40] A. S. Turk, “ultra-wideband Vivaldi antenna design for multisensor adaptive ground-penetrating impulse radar”, *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 5, pp. 834–839, 2006.
- [41] Forte, Emanuele, and M. Pipan, “Review of multi-offset GPR applications: Data acquisition, processing and analysis “ , *Signal processing*, Vol. 132, pp. 210-220, 2017.
- [42] F. EL bassri, “ *Sources lasers déclenchées nanoseconde : applications à la spectroscopie Raman cohérente sous champ électrique* “ , thèse de doctorat, Université de limoges, 2014.
- [43] R. Benhamoud, “ *Analyse par la méthode FDTD de structures guidantes contenant un substrat composite diélectrique-ferrite* “ , Mémoire de magister, novembre 2008.
- [44] S. Francionso, O. phélie, “ *Etude théorique et modélisations par la méthode FDTD de nanostructures plasmoniques : Application à la conception de biocapteurs* “ , Thèse de doctorat, Université de Lille 1, juin 2014.
- [45] M, Patrick, “ *Imagerie radar subsurface à haute résolution : application à la détection de mines*, “ Thèse de doctorat, École nationale supérieure de l’aéronautique et de l’espace-Toulouse, 2002.
- [46] A. Giannopoulos, “Modélisation d’un radar pénétrant dans le sol par GprMax “ , *Construction et matériaux de construction*, Vol. 19, No 10, pp. 755-762, 2005.
- [47] K. Shlager, G. Smith, J. Maloney, “Accurate analysis of TEM horn antennas for pulse radiation “ , *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, No. 3, pp. 414–423, 1996.

- [49] P, S Kamran, et al. "Split-spectrum processing technique for SNR enhancement of ultrasonic guided wave." *Ultrasonics* 83 (2018) : 48-59.
- [50] H.C. Sun, J. Saniie, Non-linear signal processing for ultrasonic target detection. *IEEE Ultrasonics symposium, Proceedings Part 1 Vol 1*, 1998, pp 855.
- [51] T, Massimo. *Tesla, l'éclair de génie : L'HISTOIRE ET LES DÉCOUVERTES DU PLUS GRAND INVENTEUR DU XXe SIÈCLE*. Macro éditions, 2019.
- [52] M, Naziha. " Etude théorique de la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux hétérogènes-Application au radar Sol". Thèse de doctorat.2018
- [53] N.M. Bilgutay. J. Saniie E.S. Furgason and V.L.Newhouse, Flaw-to-grain echo enhancement. *Proceedings. Ultrasonics International 1979*, 1979 pp 157, Austria

Résumé

Ce mémoire est consacré à l'étude par simulation de la propagation des ondes électromagnétiques du radar sol (géoradar) dans les milieux géologiques. Nous avons utilisé la méthode des différences finies dans le domaine temporel F.D.T.D, méthode sur laquelle est basée le code de calcul scientifique du logiciel GPRMAX de simulation, on présente la méthode du traitement de signal à l'algorithme SSP qui peut traiter et amélioré le rapport du signale bruit SNR des signaux radar de sol

Mots clés : Radar pénétrant dans le sol (GPR), domaine temporel à différence finie (FDTD), GPRmax, traitement à spectre divisé (SSP)

Abstract

This dissertation is devoted to the study by simulation of the propagation of electromagnetic waves from ground radar (georadar) in geological environments. We have used the method of finite difference in the F.D.T.D. time domain, on which the scientific computation code of the GPRMAX simulation software is based, we present the method of signal processing with the SSP algorithm that can process and improve the SNR signal-to-noise ratio of ground radar signals.

Key words: Ground Penetrating Radar (GPR), Finite Difference Time Domain (FDTD) GPRmax, split spectrum processing (SSP)

ملخص

هذه المذكرة مخصصة لدراسة محاكاة انتشار الموجات الكهرومغناطيسية من الرادار الأرضي (الرادار المخترق للأرض) في البيئات الجيولوجية. استخدمنا طريقة الفروق المحدودة في المجال الزمني F.D.T.D، وهي الطريقة التي تعتمد على كود الحساب العلمي لبرنامج محاكاة GPRMAX، نقدم طريقة معالجة الإشارة إلى خوارزمية SSP التي يمكنها معالجة وتحسين نسبة ضوضاء إشارة SNR لإشارات الرادار الأرضي.

الكلمات مفتاحية : رادار الاختراق الأرضي (GPR) ، المجال الزمني للفروق المحدود (FDTD) ، GPRmax ، معالجة الطيف المقسم (SSP)