

**THÈSE DE DOCTORAT DE
L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE**

Spécialité

Géophysique appliquée

École doctorale Géosciences, Ressources Naturelles et Environnement
(ED 398)

Pour obtenir le grade de
DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE

Sujet de la thèse :

**Modélisation et conception d'antennes radar large
bande pour la cartographie de la teneur en eau
volumique des sols agricoles**

Présentée par

Quentin VITALE

soutenance prévue le 24 juin 2014

devant le jury composé de :

M. Maksim BANO	Maître de Conférences à l'EOST de l'UDS	Rapporteur
M. Sébastien LAMBOT	Professeur à l'Université catholique de Louvain	Rapporteur
M. Marc HÉLIER	Professeur à l'UPMC	Examineur
M. Cyrille FAUCHARD	Chargé de Recherche au CEREMA	Examineur
M. Fayçal REJIBA	Maître de Conférences à l'UPMC	Co-directeur de thèse
M. Roger GUÉRIN	Professeur à l'UPMC	Directeur de thèse

Table des matières

Résumé	v
Abstract	vii
Remerciements	ix
Introduction	1
I Base EM, mesure de la teneur en eau et antennes large bande par GPR	5
I.A Bases de l'électromagnétisme	5
I.A.1 Propriétés électromagnétiques des matériaux simples	6
I.A.2 Phénomène de relaxation de la molécule d'eau	9
I.A.3 Propriétés EM des sols naturels (milieux multiphasiques complexes)	12
I.A.4 Équations de Maxwell et comportement des ondes électromagnétiques	17
I.B Mesure de la teneur en eau par GPR	20
I.B.1 Estimation de la vitesse des ondes EM (configuration bistatique) . .	21
I.B.2 Étude du coefficient de réflexion (configuration monostatique) . . .	26
I.B.3 Conclusions sur les techniques GPR de mesure de la teneur en eau .	27
I.C Antennes large bande en GPR	28
I.C.1 Radar temporel et radar fréquentiel	28
I.C.2 Définition des principaux paramètres d'antenne	29
I.C.3 Les principaux types d'antennes large bande utilisées en GPR . . .	36
I.C.4 Conclusions sur les antennes large bande en GPR et choix pour nos prototypes	42
II Conception et analyse numérique des prototypes d'antennes	45
II.A Conception des antennes	45
II.A.1 Choix de simulations par différences finies dans le domaine temporel (FDTD)	46
II.A.2 Choix du domaine de fréquence et contraintes sur l'encombrement des antennes	47
II.A.3 Antenne de type <i>bow-tie</i>	49
II.A.4 Antenne de type dipôle elliptique	54
II.A.5 Conclusions sur la conception des prototypes d'antennes	57
II.B Analyse numérique des prototypes d'antennes	59

II.B.1 Propriétés électriques (ε, σ) représentatives des sols naturels	59
II.B.2 Effet d'un demi-espace infini	61
II.B.3 Profondeur d'investigation	73
II.B.4 Effet de l'élévation sur le S_{11}	77
II.B.5 Effet de la rugosité sur le S_{11}	79
II.B.6 Effet de la connexion SMA sur le S_{11}	81
II.B.7 Conclusions sur l'analyse numérique des prototypes d'antennes	82
III Adaptation d'impédance	85
III.A Principe et buts de l'adaptation d'impédance	85
III.B Ligne microruban (au sens large)	86
III.B.1 Ligne microruban classique (MSL)	86
III.B.2 Guide d'onde coplanaire (CPW)	87
III.B.3 Ligne microruban double face asymétrique (DSTL)	89
III.C Principe de la transition lisse d'impédance	90
III.D Conception d'une ligne d'adaptation (DSTL) de type Hecken	92
III.E Impédances caractéristiques des schémas d'antennes conçus et balun adapté	96
III.E.1 Principe de l'estimation simple de l'impédance caractéristique	96
III.E.2 Estimation simple de l'impédance caractéristique des schémas d'an-	
tennes	97
III.F Optimisation d'un balun simple	99
III.G Conclusions sur l'adaptation d'impédance	101
IV Premiers tests des prototypes en laboratoire et sur le terrain	103
IV.A Premiers tests en laboratoire	103
IV.A.1 Dispositif expérimental	104
IV.A.2 Calibration de l'antenne en champ lointain	104
IV.A.3 Antenne au-dessus de l'eau	111
IV.A.4 Domaine de validité de l'approximation en champ lointain	113
IV.A.5 Calibration de l'antenne en champ proche	116
IV.A.6 Estimation de la permittivité diélectrique dans un cas simple	122
IV.A.7 Conclusions sur les premières expérimentations en laboratoire	132
IV.B Premiers tests sur le terrain	133
IV.B.1 Contexte des mesures géophysiques sur le bassin versant de l'Orgeval	133
IV.B.2 Mesures géophysiques réalisées <i>in situ</i>	135
IV.B.3 Conclusions sur les premiers tests sur le terrain	149
Conclusions et perspectives	151
Bibliographie	166
Appendices	167
A Calcul du profil d'impédance de type Hecken	169

TABLE DES MATIÈRES

B	<i>Time domain reflectometry (TDR)</i>	171
B.1	Analyse temporelle du signal TDR	171
B.1.a	Estimation de la permittivité diélectrique relative apparente	171
B.1.b	Estimation de la conductivité électrique	173
B.2	Analyse fréquentielle du signal TDR	174
B.2.a	Modèle théorique <i>full-waveform</i> d'une trace TDR	174
B.2.b	Calibration de la sonde TDR par modélisation <i>full-waveform</i> dans le domaine fréquentiel	176
	Liste des figures	185
	Liste des tableaux	187

Résumé

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire de thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet de développement d'un outil radar pour la cartographie de la teneur en eau des sols agricoles et se consacre plus particulièrement à la conception de deux prototypes d'antennes radar large bande.

Deux prototypes d'antennes ont ainsi été conçus de manière numérique sur la base d'un code de simulation électromagnétique en trois dimensions basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) pour la résolution des équations de Maxwell.

Les prototypes ont été conçus avec comme ligne directrice un encombrement minimum (format A4) et une largeur de bande maximum sur la gamme 100 MHz - 1 GHz (dans l'air). Afin d'étudier *a priori* le comportement de ces prototypes en présence de sols, une étude numérique a été réalisée en représentant les sols par des demi-espaces infinis. Cette étude numérique se base sur l'évolution du coefficient de réflexion des prototypes dans le domaine fréquentiel (S_{11}). Pour s'approcher au mieux des conditions de terrain, l'effet d'un contact non idéal entre l'antenne et le sol (représentée par une élévation de l'antenne) ainsi que celui de la rugosité du sol (représenté par des surfaces en tôle ondulée et en boîtes d'œufs) ont été investigués.

Sur la base de cette étude numérique, deux prototypes d'antennes (une antenne de type *bow-tie* et une de type dipôle elliptique) ont été fabriqués et testés en laboratoire et sur le terrain. Les premiers tests en laboratoire ont permis : (i) de vérifier la bonne cohérence entre mesure de S_{11} en milieu contrôlé et simulation FDTD précise de l'antenne (*i.e.* prenant en compte tous ses éléments constitutifs); (ii) une calibration en champ lointain et en champ proche de l'antenne permettant l'utilisation d'un modèle analytique pour simuler le S_{11} de l'antenne en présence d'un sol, (iii) une première estimation de la permittivité diélectrique d'un sol simple (sable) par les deux types de modélisation (FDTD et analytique).

Enfin, les prototypes d'antennes ont été testés sur le terrain afin de vérifier leur comportement lors de mesures *in situ*. Ces tests montrent un fort impact (bruit) des câbles coaxiaux utilisés lors des mesures (notamment à haute fréquence), ainsi qu'une bonne sensibilité du dispositif aux contrastes de permittivité diélectrique.

Mots-clefs : *radar, électromagnétisme, antenne large bande, sol, teneur en eau, permittivité diélectrique*

Abstract

The research work submitted in this PhD dissertation is part of research project which aims to develop a new tool for mapping the soil water content in agricultural context with ground penetrating radar technology. The scope of this particular work is the development of two prototypes of wideband radar antennae.

Hence, two prototypes of antennae have been numerically designed based on a 3D finite-difference in time-domain (FDTD) electromagnetic solver of Maxwell's equations. The guiding principles that have been followed during the design are mainly a small size antenna (A4 format) and achieving the wider bandwidth possible in the frequency range 100 MHz - 1 GHz (in the air). In order to study the behavior of our prototypes when put in presence of soils, we conducted a numerical study representing the soils by half-spaces. This numerical study was based on the analysis of the antennae reflection coefficient in the frequency domain (or return loss coefficient S_{11}). To be as close as possible to field conditions, the effect of a non ideal contact between the antenna and the soil (represented by a small elevation of the antenna) as well as the effect of soil surface rugosity (represented by corrugated iron-like and eggbox-like surface) have been investigated.

Based on this numerical study, two prototypes of antennae (one bow-tie-like and one elliptical dipole) have been physically built and tested in both lab and field conditions. The test in lab condition enabled us to: (i) check the similarity between measured S_{11} in a controlled environment and corresponding FDTD simulation of the antenna including all antenna parts, (ii) calibrate the antenna in both far field and near field conditions which enabled the use of an analytical model to simulate the antenna S_{11} in presence of soil, (iii) estimate the dielectric permittivity of a sand sample using both FDTD and analytical simulations. Finally, the prototypes were tested in field condition in order to verify their behavior for in situ measurements. These tests show that using unshielded coaxial cable has a very important impact on the data (noise) and that the prototypes demonstrate a good sensitivity to dielectric permittivity contrasts.

Key words: *radar, electromagnetism, wideband antenna, soil, water content, dielectric permittivity*

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mes deux directeurs de thèse Roger Guérin et Fayçal Rejiba, à la fois pour m'avoir supporté pendant ces années de thèse, mais également pour leurs conseils avisés.

Roger, merci entre autres pour ta relecture (très) assidue et tes encouragements aux moments où j'en avais besoin, mais également les moments de détente autour d'un bon sapin par exemple. Grâce à toi (ou à cause de toi ?), je ne regarde plus les espaces (insécables ou demi-espaces infinis) de la même manière !

Fayçal, merci pour l'énergie dont tu as fait preuve, d'avoir su me (re)motivé en y croyant peut-être un peu plus que moi parfois, ça fait du bien ! Merci également pour les tics de langage que semble-t-il tu m'as fièrement transmis : pour être honnête, à vous deux vous avez été des directeurs de thèse plus que correcte, ou ce qui s'en rapproche le plus.

Je tiens également à remercier les membres de mon jury, Maksim Bano, Cyrille Fauchard, Marc Hélier et Sébastien Lambot, d'une part pour le temps qu'ils ont consacré à examiner ma thèse, et d'autre part pour leurs remarques pertinentes et constructives, à la fois concernant le manuscrit et lors de la soutenance.

Je ne peux pas passer non plus sous silence, les membres du laboratoire Sisyphe (puis METIS) qui m'ont aidé, de manière pas toujours directe, mais toujours importante pour moi en tout cas, depuis mon arrivé au 3e (et au 4e aussi bien sûr !). Merci notamment à Sébastien, Rosario et Jean-Pierre, pour leurs précieux conseils et leur aide matériel lors de la fabrication des prototypes. Merci également à Nora et Valérie d'avoir plus que facilité toutes mes démarches administratives et autres achats de matériel, mais également et surtout pour leur bonne humeur quotidienne !

D'un point de vue des soutiens psychologiques, merci à tous les doctorants qui ont commencé et finis en même temps que moi, Claire, Cyrielle, Wilfried, etc., je ne sais pas pour vous, mais moi ça m'a fait du bien de voir que je n'étais pas seul et que d'autres étaient dans la « même galère ».

Un très grand merci également aux Anciens meubles de Sisyphe, FX, PK (pour les lettres), Claire, Cyril et Rémi (pour les vrais prénoms), et La Gonca et Chef (surnom ou prénom ?), vous avez été là dès le début, et plutôt juste au début en fait, mais vos messages de soutien depuis les quatre coins du monde (oui Claire, Paris est un coin du monde) ainsi que tout le reste m'ont vraiment touchés. Spéciale dédicace à Chef, le bureau n'a plus jamais été le même sans toi, mais ton spectre joyeux se baladant de temps en

temps dans les couloirs et les Arènes a fait du bien.

Je voudrais aussi remercier tous ceux du labo qui, en me proposant des choses qui n'avaient rien à voir avec ma thèse, m'ont sorti et fait respirer un air différent de celui du 3e. Merci donc à Christian pour les missions de terrain en pays exotiques, on remet ça quand tu veux...

Merci également à Ludo, Juls et Amine, de m'avoir sorti de mon bureau sur la fin. Amine, encore et toujours félicitations et merci d'une manière générale. Ludo, moi-même je sais que tu sais alors juste Merci. Juls, merci pour un de tes cotés relou qui est en même temps une de tes grandes forces : ta curiosité et ton intérêt pour tout et tes idées sorties d'on ne sait où, ça fait juste de toi un mec super pertinent, merci.

Je voudrais également remercier Alain : c'est toi qui m'a initié à la géophysique, notamment dans son application à l'archéologie, ce qui est devenu un de mes péchés mignons. Si j'ai continué jusque-là, c'est en grande partie grâce à toi donc merci.

Je n'oublie pas non plus Gags, puisque même si tu n'étais pas concerné au premier ordre par ma thèse, tu t'es tenu régulièrement informé de son évolution, donc merci pour tes coups de fil et tes conseils avisés. Je tiens à remercier également Florence Sagnard, qui m'a aidé et conseillé pour faire mes premiers pas dans le monde des antennes, sans oublier son aide dans les bacs à sable.

Je voudrais remercier bien évidemment la famille, qui pour moi possède un sens assez large... Alors merci à mes parents : finalement, après 20 ans de réflexion, contrairement à ce que je pensais quand j'avais dans les 5 ans, je n'ai pas été arraché à mes vrais parents à la maternité, c'est vous mes vieux et j'en suis fier, merci. Birader, pas besoin de dire plus que merci, on se comprend.

Antoine et Syl, je vous mets dans la famille et vous savez pourquoi! Merci mon Tonio, c'est toi qui m'as appris qu'on pouvait vendre du rêve, tu es un prince. Syl, tu es tellement inclassable... j'en ai connu des fraîcheurs, mais jamais des comme toi! Courage pour la fin, tu vas gérer!

Marie, merci pour ton soutien de tous les jours et toute l'aide que tu m'as apportée, à tous les niveaux. Tu ne t'en rends peut-être pas compte, mais tu as été fondamentale... Promis je ne te parlerai plus de géostats.

Enfin un très grand merci à tous ceux que j'ai oublié de citer et qui pourtant ont été là. Ce n'ai pas un oubli volontaire, mais sur la fin, on s'embrouille et on en a un peu marre de rédiger, même les remerciements!

Introduction

L'eau présente dans les sols ne représente qu'environ 0,15 % de la ressource mondiale en eau douce et possède pourtant une importance capitale, aussi bien dans les cycles hydrodynamiques que dans les processus d'évolution biochimique du sol (Dobriyal *et al.*, 2012). De part sa position d'interface avec l'atmosphère, le sol, et donc sa teneur en eau, entre également en jeu dans les processus climatiques à grande échelle à travers le phénomène d'évapotranspiration. La teneur en eau du sol est par exemple cruciale pour la répartition de la lame d'eau (*i.e.* précipitations) entre réserves d'eaux souterraines et eaux superficielles par le biais des processus d'infiltration et de ruissellement. De même, l'eau stockée dans le sol ne participe pas par définition à la recharge des aquifères, mais est au contraire disponible pour la pousse des plantes et l'épanouissement de la faune de sol. Quantifier l'eau dans les formations superficielles est donc d'un intérêt majeur pour la gestion de la ressource en eau.

La mesure de la teneur en eau est traditionnellement faite de manière directe et ponctuelle par prélèvement d'un échantillon de sol (mesure de la teneur en eau massique) ou par des mesures indirectes non destructives (teneur en eau volumique) comme les mesures géophysiques. De part leur relative facilité de mise en œuvre et leur capacité de spatialisation de la mesure, les méthodes géophysique sont de plus en plus utilisées à la fois pour du suivi et de la cartographie de la teneur en eau. Une des techniques très couramment utilisée en ce sens, du fait de sa fiabilité, est la mesure par *time domain reflectometry* ou TDR (Robinson *et al.*, 2003). Cette technique nécessite l'enfoncement de tiges métalliques dans le sol, ce qui la rend lente et parfois difficile (sol dur) à mettre en place. Malgré sa fiabilité, on cantonne donc généralement la mesure TDR à une instrumentation locale ou à quelques mesures spatialisées, mais on ne l'utilise généralement pas pour toute une cartographie.

De par sa sensibilité à la permittivité diélectrique, le *ground penetrating radar* (GPR) ou radar-sol ou géoradar, est une des techniques géophysiques d'avenir pour la mesure indirecte de la teneur en eau des sols à l'avancement. Le GPR est une technologie basée sur la propagation des ondes électromagnétiques hautes fréquences (*grosso modo* de 100 MHz à 1 GHz) dans le sol. Il est nécessaire d'adapter la fréquence utilisée selon les objectifs de profondeur et de résolution désirés (plus la fréquence est basse et la pénétration est importante, moins la résolution est fine). La plupart des technologies commercialement disponibles à l'heure actuelle sont basées sur l'émission d'une *pulse* électromagnétique d'une fréquence particulière, transmis au sol par le biais d'une paire d'antennes. Les différentes

fréquences nominales disponibles sur le marché sont généralement de l'ordre de 50, 100, 250, 500 MHz et 1 GHz, avec un prix de plusieurs milliers d'euros pour chaque paire d'antennes.

La méthode GPR peut être utilisée pour le suivi temporel de la teneur en eau ([Steelman et al., 2012](#) ; [Busch et al., 2013](#)) et plus récemment pour sa cartographie ([Minet et al., 2011](#) ; [Mahmoudzadeh, 2013](#)). Un des principaux freins à la généralisation de son utilisation en dehors du domaine de la recherche réside dans la difficulté de l'interprétation du signal radar en termes de propriétés électriques du sol (permittivité diélectrique et conductivité électrique). Cette difficulté d'interprétation provient d'une part du comportement complexe du sol (dépendance fréquentielle des propriétés électriques, rugosité de surface etc.), d'autres part des inconnus existants sur les rayonnements parasites du système de mesure lui-même et de la relativement faible largeur de bande des systèmes couramment utilisés.

Il est donc essentiel de développer de nouvelles techniques GPR qui permettent de cartographier efficacement la teneur en eau volumique. C'est dans l'optique de contribuer au développement d'outils GPR permettant l'inversion simple des propriétés électriques du sol sur les premiers décimètres que nous avons voulu développer nos propres antennes GPR large bande.

Le développement des antennes, l'analyse numérique et l'interprétation des mesures radar réalisés dans ce travail de recherche s'appuient sur des modélisations en 3D par différences finies dans le domaine temporel couplées à des modules d'inversion linéarisée.

Ce manuscrit de thèse s'articulera autour de quatre chapitres :

- Le *Chapitre 1* rappelle brièvement les bases de l'électromagnétisme nécessaires à la compréhension de la manière dont les mesures GPR permettent d'étudier et de rendre compte des variations des propriétés physiques du sol.

Ce chapitre fait également un court état de l'art des différentes techniques de mesure de la teneur en eau (volumique) des sols par GPR (qui peut se résumer *grosso modo* comme la mesure de la permittivité diélectrique des sols) ainsi qu'une présentation rapide des principales antennes large bande utilisées en GPR et de la manière de les caractériser.

- Le *Chapitre 2* présente la conception numérique de nos prototypes d'antennes (forme et dimensionnement) à proprement parler, à travers l'étude de leurs coefficients de réflexion dans le domaine fréquentiel (S_{11}) lorsque les antennes sont placées dans l'air. Les différentes simulations présentées dans ce chapitre sont basées sur les différences finies dans le domaine temporel.

De plus, afin d'appréhender la manière dont ces prototypes se comporteront sur le terrain, on étudie également dans ce chapitre (toujours de manière numérique) l'évolution du S_{11} lorsque les antennes sont placées sur un sol, représenté en simulation par un demi-espace infini. Enfin, étant donné que nos prototypes d'antennes ont pour vocations d'être utilisés en contexte naturel, et notamment agricole, on

y abordera succinctement l'effet de l'élévation par rapport au sol (utilisée pour représenter un défaut de contact avec le sol) ainsi que de la rugosité du sol sur leur S_{11} .

- Le *Chapitre 3* se consacrera à un aspect très particulier et très important de la conception d'antenne qu'est l'adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation (un câble coaxial d'impédance 50Ω dans notre cas) et l'antenne.
Après avoir rappelé les principes de base de l'adaptation d'impédance, nous y détaillerons la conception numérique d'un circuit d'adaptation d'impédance adapté à nos prototypes d'antennes ainsi que l'optimisation (au sens numérique) d'un tel circuit dans un cas simple.
- Enfin, le *Chapitre 4* présentera les premiers tests réalisés avec des prototypes physiques fabriqués sur la base des antennes conçues dans le chapitre 2.
La première partie de ce chapitre se consacrera aux résultats de tests réalisés en laboratoire à l'Université catholique de Louvain (Belgique), notamment à travers la comparaison entre simulations FDTD, simulations analytiques (en champ lointain et en champ proche) et mesures.
La seconde partie traitera des premiers tests de prospection sur le terrain réalisés dans le cadre de l'étude hydrogéophysique du bassin versant de l'Orgeval en Seine-et-Marne (77).

Chapitre I

Base EM, mesure de la teneur en eau et antennes large bande par GPR

Sommaire

I.A Bases de l'électromagnétisme	5
I.A.1 Propriétés électromagnétiques des matériaux simples	6
I.A.2 Phénomène de relaxation de la molécule d'eau	9
I.A.3 Propriétés EM des sols naturels (milieux multiphasiques complexes)	12
I.A.4 Équations de Maxwell et comportement des ondes électromagnétiques	17
I.B Mesure de la teneur en eau par GPR	20
I.B.1 Estimation de la vitesse des ondes EM (configuration bistatique)	21
I.B.2 Étude du coefficient de réflexion (configuration monostatique)	26
I.B.3 Conclusions sur les techniques GPR de mesure de la teneur en eau	27
I.C Antennes large bande en GPR	28
I.C.1 Radar temporel et radar fréquentiel	28
I.C.2 Définition des principaux paramètres d'antenne	29
I.C.3 Les principaux types d'antennes large bande utilisées en GPR	36
I.C.4 Conclusions sur les antennes large bande en GPR et choix pour nos prototypes	42

I.A Bases de l'électromagnétisme

Le GPR est une technique de mesure géophysique fondée sur la propagation des ondes électromagnétiques (EM) dans le sol, sur une gamme de fréquences allant *grosso modo* de 10 MHz à plus d'1 GHz.

En fonction des propriétés EM du milieu, les ondes EM vont s'y propager de manières différentes (vitesse, réflexion, atténuation, etc.). Les propriétés EM d'un sol sont liées à ses

propriétés physiques telles que la nature de ses constituants, sa teneur en eau, sa porosité, etc.

Les propriétés EM des sols (et des milieux naturels en général) peuvent être très complexes, notamment du fait de leur forte hétérogénéité (milieu multiphasique) et de leur forte variabilité spatiale.

Afin de comprendre les liens entre les propriétés physiques du sols (qui nous intéressent) et les mesures GPR que l'on réalise, nous rappelons brièvement dans cette section les propriétés EM de base des sols ainsi que les bases du comportement des ondes EM. La présentation des propriétés EM qui suit est issue principalement de [Annan \(2003\)](#), de [Daniels \(2004\)](#) et de [Cassidy \(2009\)](#).

I.A.1 Propriétés électromagnétiques des matériaux simples

La conductivité électrique

Lorsque l'on soumet un matériau conducteur (sol) à un champ électrique (\vec{E}), on y induit un mouvement des charges électriques libres (électrons, ions) qui le constituent.

Ce mouvement de charge, appelé *courant de conduction* (\vec{J}_C), est proportionnel au champ électrique appliqué et s'arrête dès que l'on cesse de l'appliquer.

À cause de la résistance du milieu au mouvement (interactions et chocs entre les charges libres et les différents constituants du milieu), les charges électriques en mouvement dissipent de l'énergie sous forme de chaleur. On parle de *pertes par conduction* pour décrire ce phénomène.

La constante de proportionnalité entre le champ électrique appliqué et le courant induit est appelée conductivité électrique (σ) et est définie par la loi d'Ohm comme :

$$\vec{J}_C = \sigma \vec{E} \quad (\text{I.1})$$

où \vec{J}_C est la densité de courant induit (en A.m^{-2}), σ la conductivité électrique (en S.m^{-1}) et \vec{E} le champ électrique appliqué (en V.m^{-1}).

Dans les sols, les principaux porteurs de charges sont les ions présents dans la solution électrolytique du sol (Na^+ , K^+ , NO_3^- ...), alors que la matrice solide est généralement électriquement résistante (sauf dans certains cas comme celui des argiles par exemple). La conductivité électrique (et son inverse la résistivité électrique — ρ , en $\Omega.\text{m}$) est donc principalement influencée par la porosité du sol et sa teneur en eau, son argilosité et la salinité de l'électrolyte.

La conductivité électrique est une des propriétés dont la gamme de variation dans les milieux naturels est la plus étendue, allant de 10^{-7} à plus de 1000 mS.m^{-1} (soit de 10^{10} à $1 \Omega.\text{m}$ en résistivité). Quelques valeurs de conductivités électriques typiques des sols naturels sont données Tableau [I.1](#).

Matériau	σ en mS.m ⁻¹	ε_r
Air	0	1
Argile - sèche	1 - 100	2 - 20
Argile - humide	100 - 1000	15 - 40
Béton - sec	1 - 10	4 - 10
Béton - humide	10 - 100	10
Permafrost	0,1 - 10	2 - 8
Granite - sec	0,001 - 0,00001	5 - 8
Granite - fracturé et humide	1 - 10	5 - 15
Calcaire - sec	0,001 - 0,0000001	4 - 8
Calcaire - humide	10 - 100	6 - 15
Grès - sec	0,001 - 0,0000001	4 - 7
Grès - humide	0,01 - 0,001	5 - 15
Marne - saturée	10 - 100	6 - 9
Eau - douce	0,1 - 10	78 (25 °C) - 88
Glace	1 - 0,000001	3
Eau de mer	4000	81 - 88
Sable - sec	0,0001 - 1	3 - 6
Sable - humide	0,1 - 10	10 - 30
Sable - côtier, sec	0,01 - 1	5 - 10
Sol - sableux, sec	0,1 - 100	4 - 6
Sol - sableux, humide	10 - 100	15 - 30
Sol - limoneux, sec	0,1 - 1	4 - 6
Sol - limoneux, humide	10 - 100	10 - 20
Sol - argileux, sec	0,1 - 100	4 - 6
Sol - argileux, humide	100 - 1000	10 - 15
Sol - en moyenne	5	16

TABLEAU I.1 – Valeurs typiques de conductivité électrique (σ) et de permittivité diélectrique relative (ε_r) de matériaux naturels à une fréquence de 100 MHz, d'après [Cassidy \(2009\)](#).

La permittivité diélectrique

Lorsque l'on soumet un matériau diélectrique (*i.e* un matériau isolant, sans charges électriques libres) à un champ électrique (\vec{E}), les charges électriques liées se déplacent très légèrement de leur position d'équilibre naturel (déformation du nuage électronique par exemple) vers une nouvelle position en équilibre avec le champ appliqué : il y a *polarisation* du matériau.

Lorsque l'on arrête d'appliquer le champ électrique, les charges liées retournent à leur position d'équilibre originelle (phénomène de *relaxation*), en libérant de l'énergie. Ainsi, le phénomène de polarisation correspond à un stockage d'énergie au sein du matériau, et

celui de relaxation à une libération d'énergie.

Le léger déplacement des charges liées au sein du matériau crée un moment dipolaire (\vec{D}) en réaction à l'application du champ électrique. La variation de ce moment dipolaire avec le temps est analogue à un courant électrique et est appelée *courant de déplacement* (\vec{J}_D). La permittivité diélectrique (ε) est la constante de proportionnalité entre le courant de déplacement et la variation du moment dipolaire (liée à la variation du champ électrique) exprimé par :

$$\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

où \vec{J}_D est la densité de courant de déplacement induit (en A.m⁻²), ε la permittivité diélectrique du milieu (en F.m⁻¹), \vec{D} le moment dipolaire induit (en C.m⁻²) et \vec{E} le champ électrique appliqué (en V.m⁻¹).

Pour caractériser un milieu, on utilise classiquement la permittivité diélectrique relative à celle du vide (ε_r), ce qui donne un nombre sans dimension :

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (\text{I.3})$$

où ε_r est la permittivité diélectrique relative du matériau (sans dimension), ε la permittivité diélectrique du matériau (en F.m⁻¹) et ε_0 la permittivité diélectrique du vide ($\varepsilon_0 = 1/36\pi 10^{-9} \approx 8.854 \times 10^{-12}$ F.m⁻¹).

Un sol n'étant jamais ni parfaitement conducteur ni parfaitement diélectrique, la densité totale de courant induit dans un sol (\vec{J}_T) soumis à un champ électrique sera donc :

$$\vec{J}_T = \vec{J}_C + \vec{J}_D = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

Dans les milieux naturels, la permittivité diélectrique (relative) varie sur une gamme allant de 1 (air) à 80 (eau) environ. Quelques valeurs de permittivité diélectrique relative typiques des sols naturels sont données dans le Tableau I.1.

La perméabilité magnétique

Lorsqu'il est plongé dans un champ magnétique (\vec{H}), un matériau va modifier (déformer) les lignes de champ du champ auquel il est soumis du fait de l'aimantation induite par ce champ à l'intérieur du matériau (réorganisation de la rotation des électrons qui composent le matériau).

Dans la plupart des cas, qu'elle soit dans le même sens que le champ \vec{H} (paramagnétisme) ou dans le sens opposé (diamagnétisme), l'aimantation induite est très faible et n'a que peu d'influence sur la propagation des ondes EM. La plupart des matériaux naturels sont dans ce cas, peu magnétiques et leurs perméabilités magnétiques (μ) sont proches de celle du vide ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \approx 1,26 \cdot 10^{-6}$ H.m⁻¹). On considère ainsi généralement que les matériaux naturels ont une perméabilité magnétique égale à celle du vide.

Cependant, pour certains minéraux (comme le fer ou le nickel), l'aimantation induite est importante (ferromagnétisme) et son effet ne peut plus être négligé.

Comme précédemment, on emploie volontiers une perméabilité magnétique relative pour caractériser un matériau :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (\text{I.5})$$

I.A.2 Phénomène de relaxation de la molécule d'eau

L'eau joue un rôle très important dans les propriétés électriques apparentes des sols. Du fait de sa dissymétrie naturelle, la molécule d'eau possède un moment dipolaire permanent (Figure I.1.A). À cause de ce caractère fortement dipolaire, le phénomène de polarisation-relaxation décrit en I.A.1 sera très important dans un volume d'eau pure. Ainsi, la permittivité diélectrique relative de l'eau est de 78,5 à 25°C tandis que celle de la plupart des minéraux communs dans les sols est inférieure à 10, d'où l'importance de la teneur en eau dans la permittivité diélectrique relative apparente des sols.

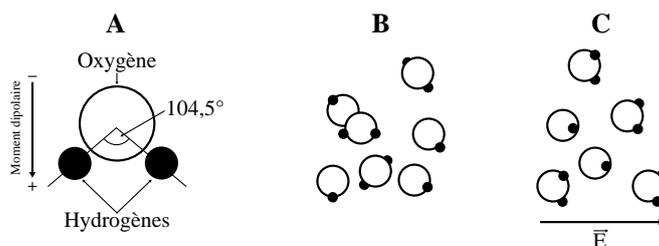


FIGURE I.1 – Caractère polaire de la molécule d'eau. A : moment dipolaire permanent de la molécule d'eau. B : molécules d'eau sans alignement particulier. C : molécules d'eau alignées par l'application d'un champ électrique, d'après [Robinson et al. \(2003\)](#).

Le phénomène de polarisation-relaxation de la molécule d'eau peut être résumé comme suit :

- Si aucun champ électrique n'est appliqué, les molécules d'eau sont libres de tourner sur elles-mêmes (eau dite « libre », par opposition à l'eau dite « liée » qui n'est pas libre de tourner du fait de l'interaction — adsorption par exemple — avec les grains de la matrice minérale du sol) et du fait de l'agitation thermique il n'y a pas d'alignement préférentiel des molécules (état d'équilibre, Fig I.1.B).
- Lorsque l'on applique un champ électrique au volume d'eau, il y a réorganisation des molécules d'eau dans une direction préférentielle : chaque dipôle unitaire s'aligne parallèlement au champ appliqué (Fig I.1.C).
- Si l'on arrête d'appliquer le champ électrique, les molécules d'eau reviennent peu à peu à leur état d'équilibre initial et le milieu retrouve son état désordonné. La temporalité de ce phénomène de relaxation est décrite par un temps de relaxation (τ). Ce temps de relaxation peut également être exprimé sous forme de la fréquence de relaxation ($f_{ref} = 2\pi/\tau$).

Le caractère non instantané de ce phénomène de relaxation prend son importance lorsque le champ électrique appliqué varie avec le temps comme c'est le cas en GPR (émission d'une *pulse*).

Si la fréquence du champ électrique appliqué (f) est bien inférieure à la fréquence de relaxation de la molécule d'eau ($f \ll f_{rel}$), alors les changements d'alignements des molécules d'eau sont synchrones avec ceux du champ électrique appliqué et paraissent instantanés. La permittivité diélectrique peut alors être décrite par un nombre réel (au sens mathématique) tel que cela est fait en I.A.1.

Cependant, la rotation (déplacement) des molécules d'eau se fait à une vitesse finie. Lorsque la fréquence de variation du champ électrique augmente, la rotation (déplacement) des molécules n'a pas le temps de se faire entièrement, l'énergie stockée dans la matière est donc moindre et la valeur de la permittivité diélectrique (réelle) diminue. Le courant de déplacement produit par la rotation des molécules est retardé (déphasé) par rapport aux variations du champ électrique. De plus, lors de leur mouvement, les molécules dissipent une partie de leur énergie sous forme de chaleur, c'est ce que l'on nomme les *pertes diélectriques*. Pour traduire ces notions de perte et de déphasage, on note la permittivité diélectrique sous la forme d'un nombre complexe :

$$\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon'' \quad (\text{I.6})$$

où ε' est la partie réelle de la permittivité diélectrique complexe (énergie stockée dans le milieu) et ε'' est la partie imaginaire de la permittivité diélectrique complexe (énergie dissipée dans le milieu). Le signe $-$ précédent la partie imaginaire n'est qu'une convention d'écriture visant à traduire la notion de pertes. Ainsi, lorsque les pertes diélectriques augmentent avec la fréquence du champ électrique appliqué, la partie imaginaire de la permittivité diélectrique (ε'') augmente elle aussi.

Lorsque $f = f_{rel}$, les molécules sont en mouvement permanent à leur fréquence de résonance et les pertes diélectriques sont maximales.

Si la fréquence du champ électrique appliqué augmente encore, les molécules n'ont plus le temps de se réorienter et l'état général du milieu reste donc non polarisé. La partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité diélectrique diminuent jusqu'à se stabiliser à une valeur minimale haute fréquence généralement dite « optique ».

Ainsi, lors de ce phénomène de relaxation, au fur et à mesure que la fréquence augmente, la partie réelle de la permittivité diélectrique part d'une valeur maximale à basse fréquence (dite statique et notée parfois ε_s) pour diminuer jusqu'à une valeur minimale à haute fréquence (notée ε_∞) dite permittivité diélectrique optique. La partie imaginaire quant à elle est nulle à basse fréquence, augmente jusqu'à un maximum pour f_{rel} puis diminue à nouveau à haute fréquence.

Ce comportement de la permittivité diélectrique de l'eau est illustré Figure I.2 et est décrit mathématiquement par la loi de Debye :

$$\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\frac{f}{f_{rel}}} \quad (\text{I.7})$$

Le modèle de Debye présenté Figure I.2 correspondant à de l'eau (pure) à 25°C a comme paramètres une fréquence de relaxation d'environ 19 GHz, une permittivité di-

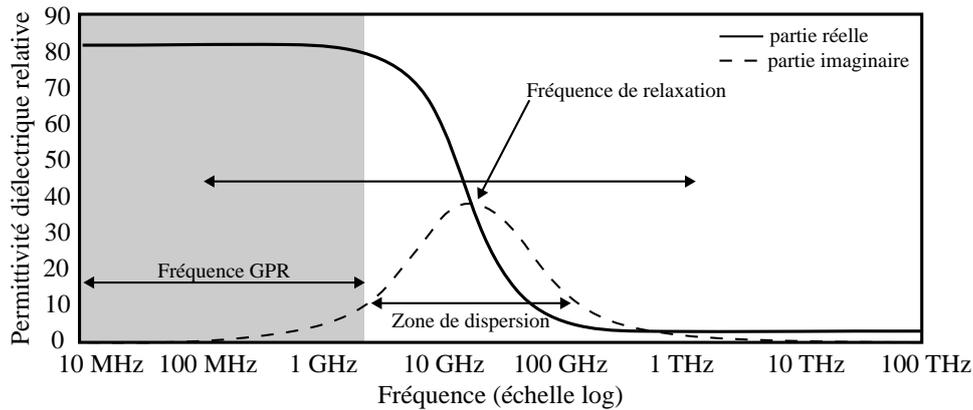


FIGURE I.2 – Modèle de relaxation de Debye : permittivité diélectrique relative en fonction de la fréquence (pour de l'eau libre pure à 25°C) illustrant le mécanisme de relaxation de Debye, d'après Cassidy (2009).

électrique relative statique de 81 et une permittivité diélectrique relative optique de 5,6 (Cassidy, 2009).

En considérant la Figure I.2, on s'aperçoit que dans le spectre des applications GPR, la partie réelle de la permittivité diélectrique relative de l'eau est relativement constante et que la partie imaginaire devient non négligeable (et donc les pertes diélectriques dues à l'eau) seulement à partir de 500 MHz environ.

Cette stabilité de la permittivité diélectrique relative de l'eau est cependant à pondérer par deux phénomènes. Le premier phénomène est la dépendance thermique de la permittivité diélectrique. L'eau est en effet très sensible à la température et lorsque celle-ci diminue, sa permittivité diélectrique relative statique augmente et sa fréquence de relaxation diminue, ce qui rend les pertes diélectriques dues à l'eau non négligeables. Ainsi, à 0°C (mais avant l'apparition de glace) la permittivité diélectrique relative statique de l'eau vaut 88 et sa fréquence de relaxation est d'environ 9 GHz (Daniels, 2004 ; Cassidy, 2009). Bien évidemment, lorsque la glace se forme, les molécules d'eau ne sont plus libres et les pertes diélectriques sont à nouveau négligeables. L'autre phénomène à prendre en compte est que dans les sols une partie seulement de l'eau est libre (au centre du pore) et une autre est liée (adsorbée) à la matrice solide. Cette liaison des molécules d'eau empêche en partie leur rotation ce qui provoque une diminution de la fréquence de relaxation notamment lorsque la teneur en eau des sols est faible (inférieure à 20 %). Cependant, le comportement diélectrique apparent des sols est loin d'être aussi simple, il est très variable et dépend également des minéraux les constituant, de leur répartition, de la taille des grains etc.

I.A.3 Propriétés EM des sols naturels (milieux multiphasiques complexes)

Les sols naturels sont des milieux complexes, composés de multiples constituants (eau, minéraux, matière organique etc.) aux propriétés électriques variées. Nous avons vu par exemple dans la section précédente l'importance de l'eau dans les propriétés EM d'un sol. Lors de mesures sur un sol naturel (*in situ* ou sur échantillons), ce sont en réalité des propriétés apparentes qui sont mesurées. Ces propriétés apparentes correspondent à une moyenne pondérée des propriétés EM de chacun de ses constituants du volume de sol étudié. On définit ainsi la permittivité diélectrique apparente d'un volume hétérogène de sol comme la permittivité diélectrique qu'aurait un volume identique de sol homogène qui générerait la même réponse que celle observée. Cette définition peut être étendue à toutes les propriétés apparentes d'une manière générale. Connaître la fonction qui permet de combiner les propriétés des constituants pour donner la propriété apparente est loin d'être trivial, car celle-ci dépend entre autres de la fraction volumique de chaque constituant, ainsi que de leur arrangement géométrique et des interactions EM qui peuvent exister entre eux.

Il existe ainsi plusieurs approches différentes visant à déterminer les propriétés apparentes d'un sol à partir des propriétés de ses constituants. L'idée sous-jacente à ce genre de détermination est évidemment de pouvoir retrouver les propriétés des constituants d'un volume de sol (sa teneur en eau notamment) à partir de la mesure de ses propriétés apparentes. Nous pouvons ainsi distinguer différentes approches qui visent à établir la relation entre les propriétés apparentes d'un milieu et les propriétés de ses constituants (teneur en eau) comme les approches *empirique* et *phénoménologique* ou encore l'approche *statistique* (ou *numérique*) et l'*approximation des milieux effectifs*.

Modèle empirique

Le modèle empirique le plus connu et le plus utilisé en ce qui concerne le lien entre la permittivité diélectrique apparente d'un sol à haute fréquence (> 1 MHz) et sa teneur en eau est sans doute celui de [Topp et al. \(1980\)](#).

Comme tout modèle empirique, il s'agit principalement d'une description mathématique de la relation entre la teneur en eau (volumique) et la permittivité diélectrique apparente pour des échantillons de sols variés, sans qu'aucune description physique ne soit nécessaire. Un tel modèle décrit ainsi la relation entre teneur en eau et permittivité diélectrique apparente pour une large gamme de sol sans pour autant l'expliquer par un modèle physique.

Le polynôme de degré 3 utilisé par [Topp et al. \(1980\)](#) pour son ajustement entre permittivité diélectrique apparente mesurée et teneur en eau connue est le suivant :

$$\varepsilon_r = 3,03 + 9,3 \times \theta + 146 \times \theta^2 - 76,7 \times \theta^3 \quad (\text{I.8})$$

et la relation réciproque :

$$\theta = -5,3 \cdot 10^{-2} + 2,92 \cdot 10^{-2} \times \varepsilon_r - 5,5 \cdot 10^{-4} \times \varepsilon_r^2 + 4,3 \cdot 10^{-6} \times \varepsilon_r^3 \quad (\text{I.9})$$

où ε_r est la permittivité diélectrique relative (réelle) et θ la teneur en eau volumique de l'échantillon.

Bien que ces relations de Topp ne soient valides que pour des teneurs en eau jusqu'à environ 0,6 et des sols pauvres en argile et en matière organique, elles restent très souvent applicables en GPR.

Lois de mélange volumique

Une autre approche consiste à pondérer la permittivité diélectrique des différents constituants par leur fraction volumique. On aboutit à ce genre de modèle en appliquant par exemple l'approche de [Wyllie et al. \(1956\)](#) au temps de propagation d'une onde EM dans le sol.

L'idée de base est de considérer que le temps de propagation d'une onde EM dans un milieu est simplement la somme des temps de propagation dans chacun de ses constituants. Avec cette approche simpliste, on considère implicitement que le volume de sol est un empilement tabulaire de chacun de ses constituants (une couche d'air au-dessus d'une couche d'eau et d'une couche de matrice solide). Le modèle CRIM (*complex refractive index model*) est issu de ce raisonnement et lie la permittivité diélectrique relative apparente d'un sol triphasique à celle de ses constituants par :

$$\sqrt{\varepsilon_r} = (1 - \phi) \cdot \sqrt{\varepsilon_s} + \theta \cdot \sqrt{\varepsilon_w} + (\phi - \theta) \cdot \sqrt{\varepsilon_a} \quad (\text{I.10})$$

où ε_r est la permittivité diélectrique relative (réelle) apparente du sol, ε_a la permittivité diélectrique relative de l'air ($\varepsilon_a = 1$), ε_s la permittivité diélectrique relative de la matrice solide, ε_w la permittivité diélectrique relative de l'eau, θ la teneur en eau volumique et ϕ la porosité du sol.

Une généralisation de ce type de modèle peut s'écrire sous la forme ([Knoll, 1996](#)) :

$$\varepsilon_r^\alpha = \sum_{i=1}^N V_i \cdot \varepsilon_i^\alpha \quad (\text{I.11})$$

où ε_r est la permittivité diélectrique relative (réelle) apparente du volume de sol, ε_i la permittivité diélectrique relative du i^{e} constituant, V_i la fraction volumique correspondante et α un facteur géométrique qui dépend du litage (arrangement) des différents constituants par rapport à la direction du champ électrique appliqué. Il peut prendre des valeurs entre -1 (arrangement en série) et 1 (arrangement en parallèle).

Un des gros inconvénients de ce type de modèles est qu'ils ne prennent pas en compte la microgéométrie du volume de sol ni les interactions EM qui peuvent exister entre les différents constituants.

Notion de paramètres effectifs

En GPR, le champ électrique appliqué varie avec le temps (*pulse* par exemple). Si la fréquence est suffisamment basse, les variations des courants de conduction et de déplacement dans le sol sont en phase avec celles du champ électrique. La conductivité électrique et la permittivité diélectrique sont alors les grandeurs réelles définies précédemment (équations I.1 et I.2).

En revanche lorsque la fréquence augmente, comme nous l'avons vu en I.A.2, la permittivité diélectrique peut être vue comme le nombre complexe $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$.

De manière analogue, la vitesse des porteurs de charges étant finie, il peut y avoir un retard (déphasage) entre les variations du courant de conduction et celles du champ électrique. On utilise alors une notation complexe pour représenter la conductivité électrique :

$$\sigma = \sigma' + \sigma'' \quad (\text{I.12})$$

où σ' est la partie réelle de la conductivité complexe et σ'' est la partie imaginaire de la conductivité complexe.

En réécrivant l'équation I.4 sous forme de phaseur pour un champ alternatif avec une dépendance temporelle de la forme $e^{\omega it}$ on obtient :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_T &= \mathbf{J}_C + \mathbf{J}_D = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon i \omega \mathbf{E} \\ \mathbf{J}_T &= (\sigma' + \sigma'') \mathbf{E} + (\varepsilon' - \varepsilon'') i \omega \mathbf{E} \\ \mathbf{J}_T &= \left(\left(\varepsilon' + \frac{\sigma''}{\omega} \right) - i \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma'}{\omega} \right) \right) i \omega \mathbf{E} \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

où \mathbf{J}_T , \mathbf{J}_C , \mathbf{J}_D et \mathbf{E} sont les phaseurs des quantités J_T , J_C , J_D et E .

En regardant l'équation I.13, on s'aperçoit que ε' et σ'' varient en phase avec le courant alors que ε'' et σ' sont eux déphasés. La partie imaginaire de la conductivité électrique se comporte donc comme une permittivité diélectrique et la partie imaginaire de la permittivité diélectrique comme une conductivité électrique (pertes diélectriques). On part de ce constat pour introduire la notion d'angle de perte (δ) définie comme le ratio entre la dissipation et le stockage d'énergie (Daniels, 2004 ; Cassidy, 2009) :

$$\tan \delta = \frac{\sigma' + \omega \varepsilon''}{\omega \varepsilon' - \sigma''} \quad (\text{I.14})$$

En général, on considère qu'aux fréquences radar, la conductivité électrique est indépendante de la fréquence, réelle ($\sigma = \sigma' = \sigma_{DC}$) et ne dépend que de la conductivité ionique du sol et/ou de la charge de surface de certains minéraux. On introduit alors la notion de permittivité diélectrique effective (ε^*) de la manière suivante :

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - i \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma'}{\omega} \right) = \varepsilon' - i \varepsilon'' \quad (\text{I.15})$$

où ε^{ii} est la partie imaginaire de la permittivité diélectrique effective qui rassemble à la fois les pertes diélectriques (ε'') et celles dues à la conduction électrique (σ') et ε' est la partie réelle de la permittivité diélectrique effective.

Dans le cas des sols à faibles pertes, et comme en pratique on ne mesure que la partie en phase et la partie déphasée du courant (*i.e.* σ' et ε'' sont indiscernables), les expressions de la permittivité diélectrique effective se simplifie en :

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - i \frac{\sigma_{DC}}{\omega} \quad (\text{I.16})$$

où ε^* est la permittivité diélectrique effective, ε' est la partie réelle de la permittivité diélectrique (celle définie en I.A.1), σ_{DC} est la conductivité électrique statique (celle définie en I.A.1).

L'expression de l'angle de perte se simplifie elle en :

$$\tan \delta \sim \frac{\sigma_{DC}}{\omega \varepsilon'} \quad (\text{I.17})$$

Modèles phénoménologiques

Plutôt que de considérer les propriétés apparentes du sol comme la résultante de l'effet combiné des propriétés de chacun de ses constituants et de leur organisation microgéométrique, l'approche phénoménologique se base sur la modélisation de la dépendance fréquentielle de la permittivité diélectrique apparente par une distribution de pôles de relaxation.

Le modèle de ce type le plus simple est le modèle de Debye (cf. I.A.2) qui décrit le phénomène de relaxation dans un milieu homogène. Lorsque le liquide n'est pas un diélectrique parfait, on peut prendre en compte les pertes par conduction en ajoutant la contribution de la conductivité électrique basse fréquence (σ_{DC}) de la manière suivante :

$$\varepsilon^*(f) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i \frac{f}{f_{rel}}} - i \frac{\sigma_{DC}}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (\text{I.18})$$

Ce type de modèle est surtout utilisé dans l'étude des propriétés diélectriques des liquides polaires. Dans ce genre de milieux, on observe parfois une distribution de temps de relaxation autour du temps de relaxation principal. Cette distribution se traduit par une largeur plus ou moins grande du pic de relaxation.

De plus, cette distribution de temps de relaxation n'est pas toujours symétrique par rapport au temps de relaxation principal. Afin de rendre compte de cette distribution des temps de relaxation, Cole et Cole (1941) introduisent un coefficient α dans l'expression initiale de Debye (Eq. I.7). Ce coefficient varie entre 0 et 1 et plus sa valeur augmente, plus la distribution des temps de relaxation est large. Pour rendre compte du phénomène de dissymétrie, Davidson et Cole (1951) ajoutent eux un coefficient β , toujours compris entre 0 et 1, qui accentue la dissymétrie lorsque sa valeur diminue. Enfin, afin de rendre compte des deux phénomènes de manière simultanée, Havriliak et Negami (1966) généralisent

l'expression du modèle avec un pôle de relaxation en rassemblant les deux coefficients dans la même expression qui s'écrit alors :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{[1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha}]^\beta} \quad (\text{I.19})$$

Enfin, pour rendre compte avec plus de fidélité des phénomènes de relaxation qui peuvent se produire à différentes fréquences du fait des multiples constituants ou de la géométrie du sol (porteurs de charges de taille et de natures différentes, tailles de pores différentes, présence d'argile etc.), on peut ajouter la contribution de plusieurs pôles de relaxation de fréquences différentes grâce à la formule suivante :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{i=1}^N \frac{\Delta\varepsilon_i}{[1 + (i\omega\tau_i)^{1-\alpha_i}]^{\beta_i}} \quad (\text{I.20})$$

où N est le nombre de pôles, ε_i , τ_i , α_i , β_i les paramètres du modèle spécifique au i^{e} pôle et $\Delta\varepsilon_i$ représente la variation de permittivité diélectrique du i^{e} pôle (*i.e.* $\Delta\varepsilon_i = \varepsilon_{s,i} - \varepsilon_{\infty,i}$).

Approximation des milieux effectifs

L'approximation des milieux effectifs propose de calculer les propriétés apparentes du sol comme la résultante d'hétérogénéité de formes géométriques simples (généralement sphérique) incluses dans une matrice homogène. Ainsi, cette approche ne prend pas en compte la répartition géométrique des différents constituants du sol, mais considère plutôt leur forme. Nous ne rentrerons pas dans les détails des différents modèles existants et renvoyons à [Cosenza *et al.* \(2009\)](#) qui fait un très bon état de l'art des différents modèles issus de la théorie des milieux effectifs. Pour résumer dans les grands traits, on peut les subdiviser en différentes catégories selon la manière dont sont considérées les relations entre les différents constituants du milieu (interactions EM entre les constituants ou non...). Un de ces modèles (dits DEM pour *differential effective medium*), inclut implicitement les autres en se basant sur des inclusions successives de différents constituants dans la matrice homogène. Ainsi, avec un tel modèle, si l'on souhaite calculer la permittivité diélectrique effective d'un milieu composé de différents constituants occupant chacun une certaine fraction volumique du volume total, on commence par considérer le milieu comme composé d'une matrice de permittivité diélectrique fixée dans laquelle on inclue une hétérogénéité ayant une autre permittivité diélectrique et représentant une certaine fraction du volume total. La permittivité diélectrique effective du mélange des deux est alors calculée analytiquement en utilisant une formule qui dépend notamment de la forme pour l'inclusion (sphérique, elliptique etc.). Cette nouvelle valeur de permittivité diélectrique effective est utilisée comme nouvelle valeur pour la matrice dans laquelle on ajoute une nouvelle inclusion de permittivité diélectrique occupant une autre fraction du volume total. Ce procédé est reproduit jusqu'à ce que les fractions volumiques des différents constituants correspondent à celles voulues.

Approche statistique

Enfin, il existe une approche dite statistique qui elle considère la répartition géométrique des différents constituants du milieu. Cette approche se base sur une discrétisation du milieu en cellules homogènes ayant chacune sa propre permittivité diélectrique.

La réponse totale du volume ainsi discrétisé est ensuite calculée en résolvant numériquement les équations de Maxwell généralement par différences finies dans le domaine temporel (FDTD) ou par éléments finis.

Cette approche nécessite généralement un certain temps de calcul et se limite donc généralement à l'étude d'une petite portion de sol.

Ce type d'approche permet de calculer l'effet de la distribution spatiale des différents constituants au sein d'un volume sur sa permittivité diélectrique apparente. Ceci peut avoir son importance puisqu'à fraction volumique égale, des distributions spatiales différentes des constituants peuvent produire différentes propriétés apparentes ([Tabbagh et al., 2000](#)).

I.A.4 Équations de Maxwell et comportement des ondes électromagnétiques

Les ondes électromagnétiques sont des oscillations couplées entre un champ électrique et un champ magnétique. Les relations mathématiques qui décrivent les variations spatiales et temporelles de ces deux types de champ ainsi que leur interdépendance sont les équations de Maxwell :

$$\text{Loi de Gauss pour le champ électrique :} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{I.21})$$

$$\text{Loi de Gauss pour le champ magnétique :} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{I.22})$$

$$\text{Loi de Faraday :} \quad \vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.23})$$

$$\text{Loi d'Ampère - Maxwell :} \quad \vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_C + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.24})$$

où :

\vec{D} est le champ de déplacement électrique, ou densité de flux électrique (en $C.m^{-2}$),

\vec{B} est le champ d'induction magnétique (en T),

\vec{E} est le champ électrique (en $V.m^{-1}$),

\vec{H} est le champ magnétique (en $A.m^{-1}$),

\vec{J}_C est la densité de courant de conduction (en $A.m^{-2}$),

ρ est la densité volumique de charge (en $C.m^{-3}$).

Ces équations sont liées entre elles par trois relations constitutives qui font appel aux trois propriétés EM des sols :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{I.25})$$

$$\vec{J}_C = \sigma \vec{E} \quad (\text{I.26})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{I.27})$$

où μ est la perméabilité magnétique (en $H.m^{-1}$), σ est la conductivité électrique (en $S.m^{-1}$) et ε est la permittivité diélectrique du sol (en $F.m^{-1}$).

En réécrivant les équations I.21 à I.24 de manière à éliminer le champ électrique ou le champ magnétique, on établit les équations de diffusion/propagation des ondes électromagnétiques suivantes :

$$\vec{\nabla}^2 \cdot \vec{E} = \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial^2 t} \quad (\text{I.28a})$$

$$\vec{\nabla}^2 \cdot \vec{B} = \mu\sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial^2 t} \quad (\text{I.28b})$$

Si on regarde l'équation I.28a, on constate qu'elle se compose d'un terme régi par la conductivité électrique (terme dit de diffusion) et un terme régi par la permittivité diélectrique (terme dit de propagation).

Pour une onde EM se propageant dans un sol en mode transverse¹ une solution communément admise de l'équation de propagation est (Daniels, 2004) :

$$E = E_0 e^{-\gamma z} e^{i\omega t} = E_0 e^{-(\alpha+i\beta)z} e^{i\omega t} = E_0 e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)} \quad (\text{I.29})$$

avec $\gamma = \alpha + i\beta$ la constante de propagation de l'onde EM.

La partie réelle α de la constante de propagation est appelée constante d'atténuation de l'onde EM dans le sol et se définit comme :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon'}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\omega\varepsilon'}\right)^2} - 1 \right]} \quad (\text{I.30})$$

La partie imaginaire β de la constante de propagation est quant à elle appelée constante de phase de l'onde EM dans le sol et se définit comme :

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon'}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\omega\varepsilon'}\right)^2} + 1 \right]} \quad (\text{I.31})$$

La constante d'atténuation α permet d'introduire la notion d'épaisseur de peau ($1/\alpha$) qui est la distance parcourue par une onde EM avant que son amplitude ne diminue d'un

1. Lorsqu'une onde EM se propage en mode transverse, cela signifie que la direction de propagation est orthogonale au plan comprenant les vecteurs champ électrique et champ magnétique. Il existe deux principaux modes de propagation transverse, le mode de propagation transverse électrique (TE) dans lequel le vecteur champ électrique est dans le même plan que l'interface, et le mode transverse magnétique (TM) dans lequel le vecteur champ magnétique est dans le même plan que l'interface.

facteur $1/e$. Cette épaisseur de peau (en m) est liée à la profondeur d'investigation d'un signal GPR, notamment par le biais de sa sensibilité (amplitude minimum capable d'être détectée par le radar). De plus, d'après l'expression de la constante d'atténuation, on voit que la profondeur d'investigation dépend des propriétés électriques (ε et σ) du milieu ainsi que de la fréquence utilisée.

La vitesse d'une onde EM dans le sol se définit à partir de la constante de phase comme :

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu\varepsilon'}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\omega\varepsilon'}\right)^2} + 1 \right]}} \quad (\text{I.32})$$

Dans le cas d'un sol non magnétique ($\mu = 1$) à faibles pertes (*i.e.* σ et ε'' négligeables) cette expression se ramène à :

$$v \sim \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon'}} = \frac{c}{\sqrt{\mu\varepsilon'_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon'_r}} \quad (\text{I.33})$$

avec : $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}$ la célérité d'une onde EM dans le vide ($c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$).

L'impédance intrinsèque complexe du milieu se définit comme :

$$\eta = \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{i\omega\mu}{\sigma + i\omega\varepsilon}} \quad (\text{I.34})$$

ce qui pour un milieu non magnétique à faible perte se simplifie en :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (\text{I.35})$$

En fonction des propriétés électriques du milieu (σ et ε) et de la fréquence du champ électrique, l'un ou l'autre des deux termes de l'équation de propagation I.28 peut prédominer. On définit ainsi, pour un milieu simple, la fréquence de transition (f_t) entre un régime principalement diffusif (courant de conduction dominant, cf. I.A.1) et un régime principalement propagatif (courant de déplacement dominant, cf. I.A.1) comme :

$$f_t = \frac{\sigma}{2\pi\varepsilon} \quad (\text{I.36})$$

La variation par rapport à la fréquence de la vitesse et de l'atténuation d'une onde EM dans un milieu simple est illustré sur la Figure I.3. On voit qu'à basse fréquence ($f < f_t$), la vitesse et l'atténuation dépendent fortement de la fréquence, tandis qu'à haute fréquence ($f > f_t$), elles sont indépendantes de la fréquence.

En GPR, nous sommes situés sur le « plateau » visible pour $f > f_t$ et toutes les composantes fréquentielles du *pulse* EM émis se propagent à la même vitesse (et subissent la même atténuation) dans le milieu (Annan, 2009). Ceci n'est bien évidemment valable que pour des milieux simples non dispersifs (sans variations fréquentielles de leur propriétés électriques), ce qui n'est pas toujours le cas des milieux naturels.

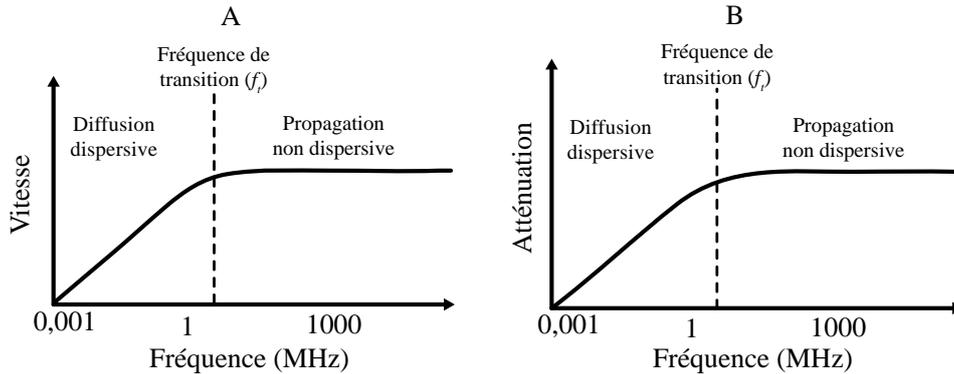


FIGURE I.3 – Vitesse et atténuation d’une onde EM. A : variation avec la fréquence de la vitesse d’une onde EM. B : variation avec la fréquence de l’atténuation d’une onde EM, dans un milieu simple non dispersif, d’après [Annan \(2009\)](#).

I.B Mesure de la teneur en eau par GPR

Comme nous venons de le voir en [I.A.3](#), la teneur en eau joue un rôle prépondérant dans les propriétés électriques apparentes des sols et notamment pour la permittivité diélectrique. La quantification précise de la teneur en eau à partir de la connaissance de la permittivité diélectrique apparente du sol est loin d’être évidente et est un champ de recherche à l’heure actuelle. Il existe cependant un certain nombre de lois de mélange permettant une première estimation de l’une connaissant l’autre.

La permittivité diélectrique des sols est liée à la vitesse de propagation des ondes EM (voir [I.A.4](#)). Ainsi, lorsque l’on mesure la teneur en eau des sols en GPR, c’est en réalité la permittivité diélectrique apparente qui est estimée à partir de la mesure de la vitesse des ondes EM. La permittivité diélectrique apparente peut également être estimée à partir du coefficient de réflexion, c’est-à-dire à partir de l’amplitude du signal mesuré. La teneur en eau est ensuite déduite de cette mesure par l’application de différentes lois de mélange selon le contexte comme la loi de Topp ou le modèle CRIM (voir [I.A.3](#)). Le but de ce travail de recherche étant à terme d’aboutir à la fabrication d’un outil GPR de « cartographie de la teneur en eau » des sols, il est important de passer en revue les principes de base de la mesure de permittivité diélectrique apparente en GPR. C’est donc aux différentes techniques utilisées classiquement en GPR pour estimer la permittivité diélectrique apparente d’un milieu que nous allons nous intéresser dans cette section.

Chacune de ces techniques possède leurs avantages et leurs inconvénients quant à la précision de l’estimation et à la complexité de leur mise en œuvre sur le terrain. Certaines techniques donnent ainsi une estimation de la permittivité diélectrique moyenne sur toute la tranche de sol tandis que d’autres s’évertuent à reconstruire un profil de teneur en eau avec la profondeur.

Nous allons donc présenter maintenant un aperçu des différentes techniques GPR d’estimation de la permittivité diélectrique et de leur mise en place sur le terrain.

I.B.1 Estimation de la vitesse des ondes EM (configuration bistatique)

On utilise fréquemment une configuration bistatique (antenne émettrice physiquement séparée de l'antenne réceptrice) pour estimer la permittivité diélectrique du sol. On peut utiliser une séparation entre antennes (*offset*) constante, ou la faire varier à chaque mesure. Toutes ces techniques sont en réalité fondées sur l'estimation de la vitesse de propagation de l'onde EM dans le sol, vitesse qui, comme nous l'avons vu en I.A.4, dépend de la permittivité diélectrique.

Séparation constante entre les antennes (*offset* constant ou *common offset*)

On utilise dans ce cas le même écartement entre les antennes pour chaque mesure. En déplaçant les antennes à chaque mesure, on obtient une section radar (ou radargramme) avec la position du milieu des antennes en abscisses et le temps de trajet aller-retour de l'onde EM en ordonnées. Afin de quantifier des variations de vitesse EM, il est nécessaire d'avoir un réflecteur ou un objet diffractant dans le sol (Figure I.4.A).

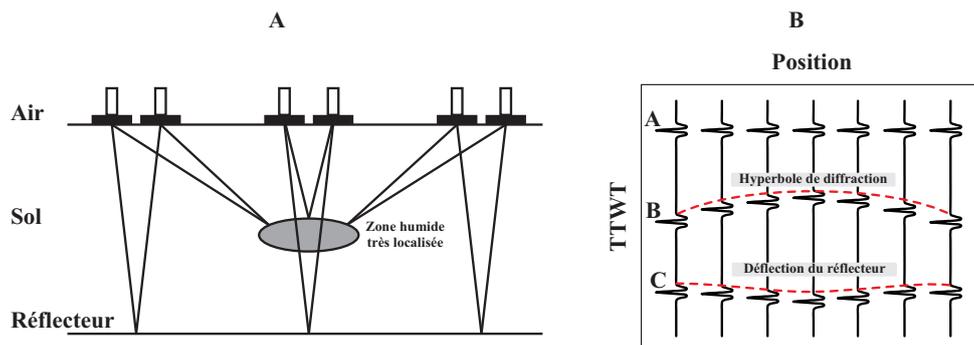


FIGURE I.4 – Acquisition GPR à *offset* constant. A : représentation schématique d'une prospection GPR à *offset* constant en présence d'un réflecteur et d'un objet diffractant. B : radargramme schématique correspondant, d'après Davis et Annan (1989).

Réflecteur connu : Dans le cas où l'on a un réflecteur connu (niveau de la nappe par exemple) présent dans le sol, les variations de vitesse EM engendreront un retard du réflecteur sur la section radar (événement C de la Figure I.4.B). Ainsi, un même réflecteur apparaîtra plus ou moins tôt en fonction de la vitesse du milieu sus-jacent.

Si on connaît la profondeur (d) du réflecteur, le lien entre le temps de trajet aller-retour (t) de l'onde EM et la permittivité diélectrique est directe :

$$v_{sol} = \frac{2d}{t}, \text{ avec } v_{sol} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \text{ d'où : } \varepsilon_r = \left(\frac{c \cdot t}{2d} \right)^2 \quad (\text{I.37})$$

où c est la célérité d'une onde EM dans le vide et ε_{sol} est la permittivité diélectrique moyenne du sol entre l'antenne et le réflecteur.

Objet diffractant : Dans le cas où l'on a un objet diffractant présent dans le sol (tuyau, roche, anomalie de petite taille), sa signature se traduit sur un radargramme par une hyperbole de diffraction (Figure I.4.B, évènement B).

La largeur de l'hyperbole de diffraction dépend de la vitesse du milieu (v_{sol}) et la position de son sommet de sa profondeur (d). En pratique on ajuste une hyperbole théorique sur celle visible sur le radargramme pour avoir une estimation de la vitesse moyenne du sol entre l'objet diffractant et l'antenne :

$$v_{sol} = 2 \frac{\sqrt{x^2 + d^2}}{t} \quad (\text{I.38})$$

où t est le temps de trajet aller-retour de l'onde EM et x est la position.

Cette technique est « assez simple » à réaliser et est généralement utilisée lors du suivi de l'évolution de la teneur en eau dans des milieux contrôlés en laboratoire (Loeffler et Bano, 2004 ; Bano *et al.*, 2009) ou sur des sites tests où un certain outillage, comme l'enfouissement de réflecteurs de référence (Grote *et al.*, 2002) ou une calibration de la profondeur du réflecteur (Lunt *et al.*, 2005 ; Van Overmeeren *et al.*, 1997 ; Weiler *et al.*, 1998) sont possibles ou encore lorsque l'on peut identifier avec certitude les réflecteurs visibles sur le radargramme.

Cette technique donne généralement une estimation moyenne de la permittivité diélectrique sur la tranche de sol étudié (Huisman *et al.*, 2003) mais permet dans le cas où les objets diffractants / réfléchissants sont répartis en profondeur une estimation d'un profil de permittivité avec la profondeur (Loeffler et Bano, 2004).

Plus généralement, lorsque le milieu naturel ne possède pas de tels objets, il est nécessaire de passer à une acquisition dite *multi-offset* pour reconstruire un profil de vitesse EM avec la profondeur.

Acquisition *multi-offset*

Les autres techniques de mesure utilisant une configuration d'antenne bistatique se basent sur des mesures à plusieurs écartements (*multi-offset*) entre les antennes. Les deux plus fréquentes sont les acquisitions en point milieu commun (*common midpoint* ou CMP) et celles dites WARR (*wide angle reflection and refraction*). Dans la première technique d'acquisition, les deux antennes radar sont déplacées de part et d'autre d'un point (point milieu) que l'on considère à l'aplomb du réflecteur cible (Figure I.5.A). Dans la seconde, seule l'antenne de réception est déplacée, ce qui permet une acquisition plus rapide que la précédente, mais fait une approximation supplémentaire puisqu'on suppose qu'il y a peu de variabilité latérale pour être valide (Figure I.5.B).

Les trajets parcourus par les différents types d'ondes EM enregistrées lors de mesures *multi-offset* ainsi que leur représentation dans un radargramme sont présentés Figure I.6.A et I.6.B.

L'onde aérienne (*air wave*) correspond à l'onde qui se propage directement entre l'émetteur et le récepteur à travers le vide (air). L'onde directe du sol (*ground wave*) correspond

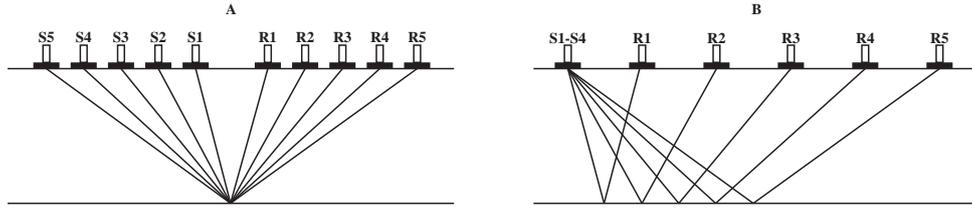


FIGURE I.5 – Acquisition GPR *multi-offset*. A : Représentation schématique d’une acquisition GPR en *common midpoint* (CMP). B : Représentation schématique d’une acquisition GPR en *wide angle reflection and refraction* (WARR), d’après [Huisman et al. \(2003\)](#).

à celle qui se propage directement entre l’émetteur et le récepteur à travers le sol. Viennent ensuite les ondes réfléchies qui proviennent donc de la réflexion de l’onde EM sur les différentes interfaces du sol et les ondes réfractées.

Il existe deux techniques principales d’estimation de la permittivité diélectrique en acquisition *multi-offset*, la première se base sur l’étude de l’onde directe du sol et la deuxième sur l’étude des ondes réfléchies.

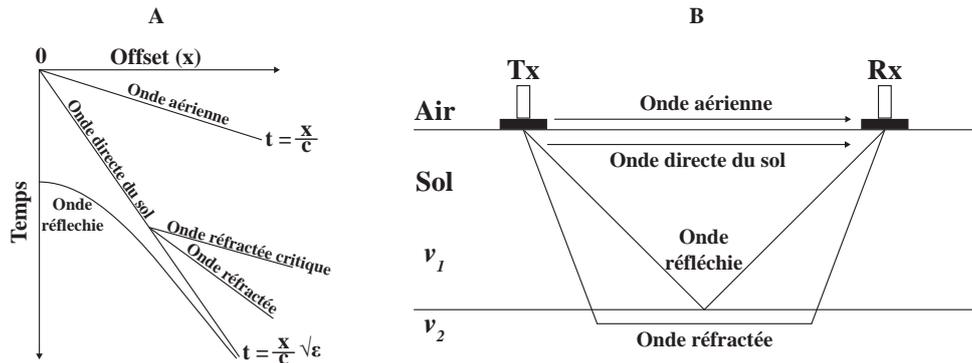


FIGURE I.6 – Schéma du radargramme (A) des différentes ondes EM (B) obtenu lors d’une acquisition GPR *multi-offset*, d’après [Huisman et al. \(2003\)](#) et [Lunt et al. \(2005\)](#).

Onde directe du sol : L’analyse de l’onde directe du sol se fait tout simplement en estimant la pente de la droite représentant l’onde directe du sol sur la section radar *multi-offset* et qui a pour équation (Figure I.6.A) :

$$t = \frac{x}{c} \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{I.39})$$

où t est le temps de propagation, x est l’*offset* entre les antennes, c la célérité des ondes EM dans le vide et ϵ_{sol} la permittivité diélectrique du sol.

Cette technique donne une valeur moyenne de la permittivité sur une profondeur de sol qui dépend des fréquences utilisées et que [Grote et al. \(2010\)](#) estiment inférieure à

50 cm en moyenne sur la gamme des fréquences GPR (de 12 cm pour une fréquence de 1000 MHz dans un sable saturé à 30 cm pour une fréquence de 250 MHz dans un sable sec). Dans certains cas, elle peut être utilisée en configuration bistatique à *offset* constant, si l'écartement entre les antennes est suffisant pour permettre de discerner les deux ondes sur le radargramme (Huisman *et al.*, 2003) où lorsque l'on utilise plusieurs couples d'antennes (Mahmoudzadeh, 2013).

Analyse de vitesse : Le traitement des radargrammes issus d'une acquisition en CMP constitue ce que l'on appelle une analyse de vitesse. Elle s'appuie sur l'étude des hyperboles de réflexions dans le cas d'un sol tabulaire stratifié (sans topographie). Elle vise à trouver pour chaque réflexion visible sur le radargramme, la correction dynamique (*normal move out* ou NMO) qui permet de redresser l'hyperbole de réflexion. Cette correction dynamique correspond au temps double à soustraire à chaque trace pour aligner les hyperboles de réflexions, c'est-à-dire pour compenser l'effet de l'offset en rendant toute les traces à offset nul. Elle est définie comme (Yilmaz, 2001) :

$$\Delta t_{NMO} = t^2 - t_0 = \sqrt{t_0^2 + \frac{x^2}{V_{RMS}^2}} - t_0 \quad (I.40)$$

où x est l'*offset* entre les antennes et V_{RMS} la vitesse quadratique moyenne du sol.

La vitesse quadratique moyenne (V_{RMS}) est une vitesse apparente définie comme (Yilmaz, 2001) :

$$V_{RMS} = \frac{\sum_{i=1}^N v_i^2 \Delta t_i}{\sum_{i=1}^N \Delta t_i} \quad (I.41)$$

où v_i est la vitesse de la i^e couche du sol, Δt_i le temps de trajet aller-retour à travers la i^e couche du sol et N le nombre de couches.

Cette correction NMO doit être appliquée à tous les réflecteurs présents dans le radargramme afin de déterminer une vitesse RMS prenant en compte toutes les interfaces. Il faut donc définir une loi $V_{RMS} = f(t)$ à appliquer au radargramme pour redresser chaque hyperbole de réflexion.

En pratique, pour déterminer cette loi on utilise l'analyse d'un spectre de vitesse (*velocity analysis*) :

- On calcule pour chaque trace du radargramme le temps d'arrivée après correction NMO pour les différentes vitesses RMS du spectre (panel) de vitesse choisi.
- Pour chaque intervalle de temps, on calcule la corrélation croisée de toutes les traces afin d'estimer la cohérence sur le spectre de vitesse.
- On obtient un diagramme avec en abscisse la vitesse RMS de la correction NMO appliquée (constante avec t), en ordonnée le temps de parcours de l'onde et en couleur la cohérence des traces corrigées sur le spectre de vitesse. Les maxima de

ce diagramme correspondent aux endroits où la correction NMO a bien aligné les réflexions.

- On pointe les différents maxima du diagramme pour obtenir la loi de vitesse RMS en fonction du temps correspondant au radagramme.

En supposant que les différents réflecteurs sont bien identifiés et peuvent être considérés localement comme 1D, cette loi de correction peut ensuite être transformée en vitesses d'intervalle grâce à la formule de Dix (Yilmaz, 2001 ; Dix, 1955) :

$$v_{int,n} = \sqrt{\frac{V_{RMS,n}^2 t_n - V_{RMS,n-1}^2 t_{n-1}}{t_n - t_{n-1}}} \quad (\text{I.42})$$

où $v_{int,n}$ est la vitesse d'intervalle à l'interface n , $V_{RMS,n}$ et $V_{RMS,n-1}$ sont respectivement les vitesses quadratiques moyennes jusqu'aux interfaces n et $n - 1$, t_n et $t_n - 1$ sont les temps doubles de trajet jusqu'à ces interfaces.

Ces techniques d'estimation de la permittivité sont traditionnellement longues à mettre en place sur le terrain puisqu'elles demandent de faire de multiples mesures pour une seule estimation (déplacement de l'antenne).

Cependant des récentes adaptations techniques qui permettent une mise en place plus rapide ont été proposées. Par exemple Golebiowski (2010) propose un système de cadre à poser sur le sol qui permet de réaliser par le biais d'une série de prospection à *offset* constant tout un profil de CMP. Une autre approche consiste à utiliser une multitude d'antennes réceptrices (Feng *et al.*, 2009 ; Liu et Sato, 2011) ce qui permet de réaliser une acquisition WARR à l'avancement. Dans ce dernier cas, les antennes sont liées entre elles de manière fixe et regroupées dans un même boîtier, ce qui facilite l'acquisition, mais ne permet qu'une pénétration en profondeur limitée étant donnée la faible longueur du dispositif.

Toutes ces techniques d'estimation de la permittivité diélectrique se basent sur la présence dans le radagramme de réflecteurs interprétés en termes de contraste de permittivité diélectrique dus à la présence d'eau. Il est cependant assez fréquent que la teneur en eau augmente de manière graduelle avec la profondeur jusqu'à la nappe ce qui constitue ce qu'on appelle la « zone de transition ». Dans certains cas, cette variation graduelle est très douce sur une grande profondeur (par rapport à la longueur d'onde GPR) de telle sorte qu'aucune réflexion exploitable n'est produite (Bano, 2006).

Il existe néanmoins des techniques en configuration monostatique qui, comme pour le cas bistatique à *offset* constant, n'ont besoin que d'une seule mesure pour estimer la permittivité diélectrique (elles sont donc rapides à mettre en place) et ne nécessitent pas la présence d'objets diffractants ou de réflecteurs connus ou continus pour être applicables.

I.B.2 Étude du coefficient de réflexion (configuration monostatique)

En configuration monostatique, la même antenne sert à la fois d'émetteur et de récepteur. En général, elle est placée dans l'air (*off-ground*) et l'estimation de la permittivité diélectrique se fonde généralement sur le coefficient de réflexion entre l'air et la surface du sol.

Puisqu'on ne déplace qu'une seule antenne, cette méthode a l'avantage de ne nécessiter qu'une seule mesure GPR par point d'estimation.

En revanche, le contraste d'impédance à l'interface air-sol est tel qu'il y a une forte réflexion et que très peu de signal pénètre le sol (la profondeur d'investigation en est donc réduite). De plus, cette technique en configuration *off-ground* est sensible aux effets des réflexions parasites causées par la rugosité du sol.

Le coefficient de réflexion (R^{TM}) entre l'air et un demi-espace infini (sol) en configuration monostatique (pour une onde EM se propageant en mode TM, voir I.A.4) s'écrit simplement comme :

$$R^{TM} = \frac{Z_0 - Z_{sol}}{Z_0 + Z_{sol}} \quad (\text{I.43})$$

où Z_0 est l'impédance de l'air et $Z_{sol} = \mu/\sqrt{\varepsilon_r}$ est l'impédance du sol.

On peut donc écrire directement l'expression de la permittivité diélectrique relative apparente du sol (ε_r) comme :

$$\varepsilon_r = \left(\frac{1 + R^{TM}}{1 - R^{TM}} \right)^2 = \left(\frac{1 + \frac{A_m}{A_r}}{1 - \frac{A_m}{A_r}} \right)^2 \quad (\text{I.44})$$

où A_m est l'amplitude du signal mesurée sur le terrain (signal réfléchi) et A_r est l'amplitude du signal émis.

Expérimentalement, le coefficient de réflexion R^{TM} se mesure comme le rapport entre l'amplitude mesurée au point d'estimation (A_m) et celle mesurée sur un réflecteur parfait ($R_{PEC}^{TM} = -1$) comme une plaque métallique posée au sol. Dans ce cas, on a :

$$R_{TEM} = R_{PEC}^{TM} \frac{\frac{A_m}{A_r}}{\frac{A_{PEC}}{A_r}} = -\frac{A_m}{A_{PEC}} \quad (\text{I.45})$$

Cette estimation donne une valeur de permittivité diélectrique relative apparente qui est une moyenne pondérée de la distribution de permittivité diélectrique sur toute la profondeur d'investigation.

Afin de reconstruire le profil de permittivité diélectrique avec la profondeur (permittivité diélectrique d'un milieu tabulaire multicouche) il est nécessaire d'utiliser une technique d'analyse plus complexe qui se base sur la modélisation et la calibration de la réponse

théorique de l'antenne dans le domaine fréquentiel (Lambot *et al.*, 2004b,a). Ce processus de modélisation et calibration de l'antenne sera décrit en détail dans la section IV.A.2.

I.B.3 Conclusions sur les techniques GPR de mesure de la teneur en eau

Nous avons vu que les techniques GPR de mesure de la teneur en eau sont en réalité basées sur la mesure de la permittivité diélectrique du sol et que la teneur en eau n'est estimée qu'*a posteriori* grâce à l'application de loi de mélange.

Les différentes techniques de mesure sont généralement basées sur l'étude des réflexions présentes dans les radagrammes mesurés. Ces réflexions traduisent un changement de propriétés EM dans le sol qui, du fait de sa forte permittivité diélectrique, peut être dû à un changement de teneur en eau.

Certaines de ces techniques sont longues à mettre en œuvre ou nécessitent l'instrumentation du site étudié ce qui limite leur application dans le cadre des milieux naturels, et notamment en contexte agricole qui nous intéresse plus particulièrement.

Ainsi, l'utilisation d'une antenne en configuration monostatique semble être la solution la mieux adaptée à notre situation puisqu'elle allie rapidité et simplicité de mise en œuvre. Cependant, dans le cas d'une configuration *off-ground*, cette technique est très sensible à la rugosité, or nous voulons réaliser des mesures GPR en contexte agricole où la surface du sol est souvent rugueuse par nature (labours). Nous n'utiliserons donc pas d'antenne en configuration *off-ground* mais en configuration *on-ground* ce qui permet, en plus de limiter l'effet de la rugosité, une meilleure transmission de l'onde EM émise au sol.

Comme nous souhaitons développer notre propre outil de mesure radar, et notamment nos propres antennes, l'utilisation en configuration bistatique ou multi-statique (qui représente un fort investissement lorsqu'on achète les antennes dans le commerce) pourra être envisager dans un futur « proche », mais ceci est au-delà du cadre de cette thèse.

I.C Antennes large bande en GPR

Afin de mener à bien le développement de notre propre outil de mesure radar, il est nécessaire de considérer le développement d'antennes adaptées aux applications GPR usuelles (voir par exemple II.A.2). Ainsi, nous allons présenter dans cette section les bases de la caractérisation d'antennes ainsi qu'une vue générale des différentes technologies disponibles en matière d'antennes large bande, afin d'expliquer le choix fait pour le développement de nos propres antennes.

I.C.1 Radar temporel et radar fréquentiel

Il existe deux types principaux de GPR basés sur des technologies différentes : les radars temporels ou impulsionnels et les radars fréquentiels.

Les radars impulsionnels sont fondés sur l'émission d'un *pulse* EM de très courte durée (de l'ordre de quelques nanosecondes) et de haute énergie transmis au sol par le biais d'une antenne. Pour pouvoir transmettre un *pulse* le plus court possible, l'antenne doit avoir une réponse impulsionnelle la plus courte possible, c'est-à-dire la largeur de bande (ou bande passante) la plus grande possible (idéalement au moins une décade, Daniels (2009)).

Les radars fréquentiels (Langman et Inggs, 2001) sont généralement basés sur l'émission de signaux mono-fréquentiels continus (sinusoïdes) successifs, séparés entre eux par un pas en fréquence f constant. On parle dans ce cas de *stepped frequency continuous wave (SFCW) radars*. Ainsi, pour une fréquence f donnée, on émet le signal continu de fréquence f et on enregistre la valeur d'amplitude et de phase du signal réfléchi par le sol. On passe ensuite à la fréquence suivante en émettant le signal continu de fréquence $f + \Delta f$ et on enregistre le signal réfléchi correspondant. On procède ainsi de suite jusqu'à ce que toute la gamme de fréquences voulue ait été balayée. Afin d'obtenir le plus d'information possible, l'antenne doit avoir la plus grande largeur de bande opérationnelle possible. Il existe également des radars dit *frequency-modulated continuous-wave* ou FMCW, mais nous n'en parlerons pas ici.

La figure I.7 schématise le principe de fonctionnement des deux types de radar en comparant le spectre d'amplitude typique d'un radar impulsionnel avec celui issu d'un radar fréquentiel de type SFCW.

Supposons ainsi que l'antenne est suffisamment large bande et transmette de manière idéale toute l'énergie de ces spectres au sol. Si on regarde, le spectre correspondant au radar impulsionnel, on constate que lorsque l'on émet un *pulse* EM dans le sol, on excitera ce dernier préférentiellement à la fréquence nominale (principale) du *pulse*, puisque par définition cette fréquence contient le plus d'énergie. On excitera également le sol aux autres fréquences, mais avec une moindre énergie. Avec un radar SFCW en revanche, toutes les fréquences exciteront le sol avec le même niveau d'énergie (toujours dans l'hypothèse d'une antenne suffisamment large bande pour transmette de manière idéale toute l'énergie qui lui est fournie par la source).

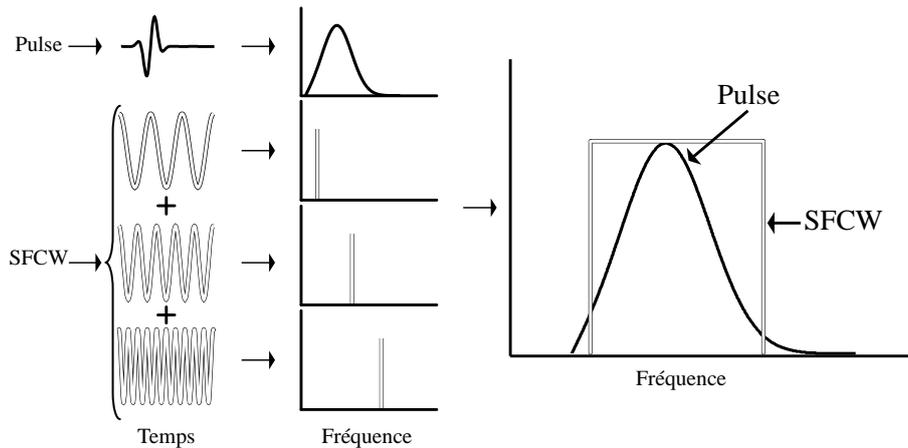


FIGURE I.7 – Schéma du principe d'un radar SFCW par rapport à un radar impulsif classique.

D'une manière générale, les radars impulsifs sont technologiquement moins complexes que les radars fréquentiels, ce qui les rend moins chers. De plus, de par son principe même, la mesure avec un radar fréquentiel est plus lente. Bien évidemment, chacune de ces deux technologies possède ses avantages et ses inconvénients selon l'application à laquelle on la destine. Ainsi, du fait que la puissance délivrée par un radar SFCW est moindre que celle d'un radar impulsif, mais que le contrôle des fréquences émises est accru, les radars SFCW sont plutôt utilisés pour la caractérisation fine de l'état de surface du sol, dans les domaines de l'auscultation d'ouvrage ou de la détection des mines. Du fait de leur plus grande puissance, les radars impulsifs classiques permettent eux, en plus de la caractérisation de l'état de surface, l'étude d'objets géologiques plus profonds.

Enfin, quel que soit le type de radar, il est nécessaire d'avoir une antenne aux performances adaptées qui permet de délivrer le plus de signal sur la largeur de bande voulue. Nous allons donc présenter dans les sections suivantes les principaux paramètres qui permettent de caractériser les antennes ainsi que les différents types d'antennes principalement utilisés en GPR.

I.C.2 Définition des principaux paramètres d'antenne

Il existe un certain nombre de paramètres permettant de définir et quantifier les performances et le comportement d'une antenne comme par exemple sa largeur de bande ou son gain.

Cette section reprend, en la résumant, la présentation des principaux paramètres d'antenne faite dans [Balanis \(2005\)](#) et [Allen *et al.* \(2007\)](#). La définition de ces paramètres est issue du domaine des télécommunications et reprend celle donnée par les standards de l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (ou IEEE), qui fait référence en la matière.

Régions du champ EM d'une antenne

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) (Balanis, 2005). Une représentation de ces trois zones pour une antenne (dipolaire) de dimension D est faite Figure I.8.

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 $R_1 = 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$, où λ représente la longueur d'onde et D la plus grande dimension de l'antenne (Balanis, 2005).

Le *champ proche rayonnant* est lui 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 $R_2 = 2D^2/\lambda$ comme limite externe (Balanis, 2005).

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 .

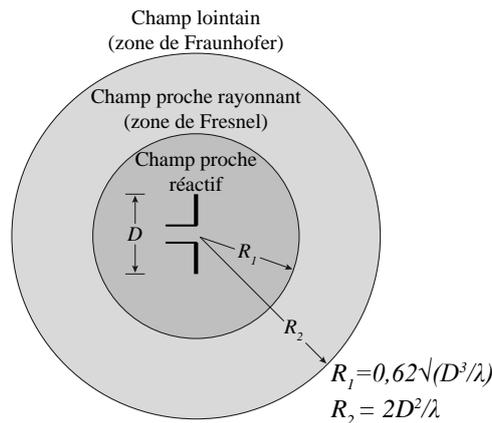


FIGURE I.8 – Les différentes régions du champ EM rayonné par une antenne, d'après Balanis (2005).

Diagramme de rayonnement d'une antenne

En fonction de ses caractéristiques, la distribution spatiale de l'énergie rayonnée par une antenne ne se fait pas forcément de manière homogène dans l'espace.

Ainsi, le *diagramme de rayonnement* d'une antenne se définit comme « la fonction mathématique ou la représentation graphique qui décrit la variation spatiale des propriétés radiatives [champ EM généré] de l'antenne » (Balanis, 2005).

On représente classiquement l'amplitude du champ ou la densité de puissance « reçue » lorsque l'on se trouve à une distance fixe de l'antenne. Dans ces représentations, le diagramme de rayonnement correspond à la distribution en champ lointain du champ rayonné

par l'antenne, et l'amplitude (ou la densité de puissance) est généralement normalisée. De plus, étant donné que certaines antennes possèdent une direction privilégiée de rayonnement (antenne directive), il est courant d'utiliser une représentation en dB afin de bien faire apparaître la direction d'émission principale et les directions secondaires (de faible énergie) sur le même diagramme.

Comme le montre la figure I.9, les diagrammes de rayonnement sont souvent constitués de multiples lobes de plus ou moins forte énergie. Le lobe le plus énergique lorsqu'il existe est qualifié de lobe principal (direction principale d'émission) et les autres de lobes secondaires (directions secondaires d'émission).

Enfin, comme le champ rayonné par une antenne l'est dans les trois directions de l'espace, on caractérise le rayonnement d'une antenne en définissant les principaux plans de rayonnement de l'antenne. Ainsi, le plan contenant à la fois le vecteur champ électrique et la direction principale de rayonnement (*i.e.* la direction principale de propagation de l'onde EM émise par l'antenne) est appelé plan E (ou *E-plane*), et celui contenant le vecteur champ magnétique et la direction principale de rayonnement est appelé plan H (ou *H-plane*).

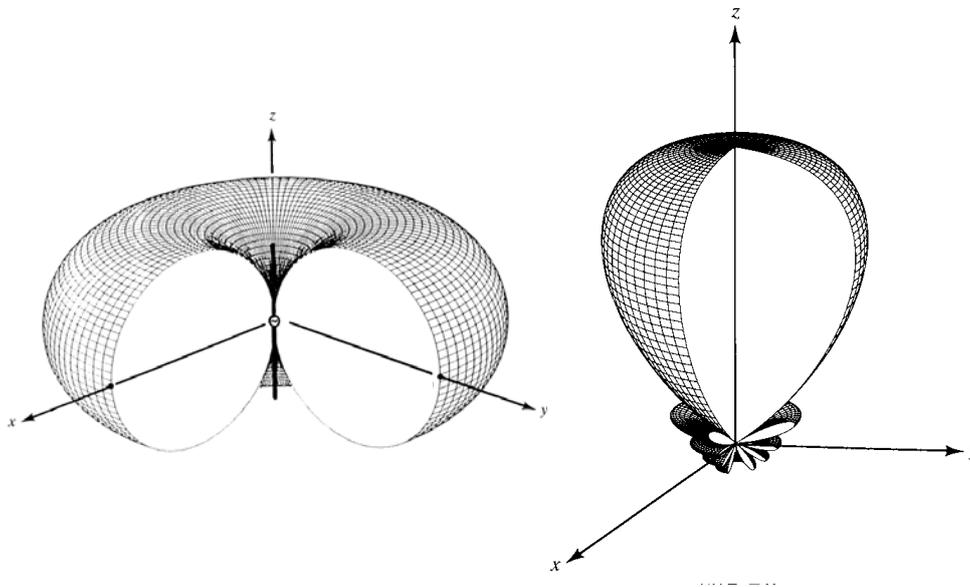


FIGURE I.9 – Exemples de diagramme de rayonnement d'une antenne directive (à droite) et d'une antenne omnidirectionnelle (à gauche), d'après Balanis (2005).

En pratique, ce diagramme de rayonnement est généralement peu utilisé en GPR puisqu'il devient complexe de le déterminer lorsque l'antenne est en présence d'un sol, et ce d'autant plus que ce diagramme de rayonnement dépendra des propriétés électriques du sol.

Densité de puissance moyenne, puissance moyenne rayonnée et intensité de rayonnement d'une antenne

La densité de puissance instantanée rayonnée par une antenne est donnée par le vecteur de Poynting :

$$\Pi = E \times H \quad (\text{I.46})$$

où à un instant donné, Π est le vecteur de Poynting (en W.m^{-2}), E est l'intensité du champ électrique (en V.m^{-1}) et H est l'intensité du champ magnétique (en A.m^{-1}).

En considérant des variations harmoniques ($e^{i\omega t}$) du champ EM, on peut définir les grandeurs complexes \mathbf{E} et \mathbf{H} (en gras) représentant le champ EM comme :

$$E(x, y, z, t) = \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{i\omega t}] \quad (\text{I.47})$$

$$H(x, y, z, t) = \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{i\omega t}] \quad (\text{I.48})$$

En utilisant l'identité $\text{Re}[\mathbf{E}e^{i\omega t}] = 1/2[\mathbf{E}e^{i\omega t} + \mathbf{E}^*e^{-i\omega t}]$, où * indique le conjugué, on peut réécrire la densité de puissance instantanée comme (Balanis, 2005) :

$$\Pi = E \times H = 1/2\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + 1/2\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{2i\omega t}] \quad (\text{I.49})$$

La moyenne temporelle de la densité de puissance (*densité de puissance moyenne*) s'écrit alors :

$$\bar{\Pi} = 1/2\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (\text{I.50})$$

C'est cette densité de puissance moyenne (pour une direction donnée) qui est parfois représentée dans un diagramme de rayonnement d'antenne. Pour obtenir la densité de puissance moyenne d'un signal avec plusieurs composantes fréquentielles (*pulse*), il est nécessaire de faire une moyenne sur les différentes composantes fréquentielles (Allen et al., 2007), sinon elle est représentée fréquence par fréquence.

Enfin, on définit la *puissance (moyenne) rayonnée* par une antenne (P_R) au travers d'une sphère de surface S située à une distance r de l'antenne comme :

$$P_R = \int_S \bar{\Pi} dS = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \bar{\Pi} r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi = 1/2 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (\text{I.51})$$

où $\bar{\Pi} r^2 = I_R$ est appelée *intensité de rayonnement* de l'antenne et représente la densité de puissance moyenne par unité d'angle solide.

Directivité, gain et rendement d'une antenne

La *directivité* est le rapport entre l'intensité du rayonnement dans la direction considérée et l'intensité du rayonnement moyen de l'antenne.

Puisque le volume se compose de 4π stéradians, l'intensité du rayonnement moyen d'une antenne est $P_R/4\pi$ et correspond au rayonnement d'une antenne isotrope (*i.e.* qui a le

même rayonnement dans toutes les directions de l'espace).

La directivité $D(\theta, \phi)$ est donc le rapport entre l'intensité du rayonnement d'une antenne (dans la direction considérée) et celle d'une antenne isotrope de puissance équivalente et est donnée par :

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_R} I_R(\theta, \phi) \quad (\text{I.52})$$

Lorsque la direction n'est pas spécifiée, on considère implicitement qu'il s'agit de la direction de rayonnement maximum qui est comparée à l'intensité moyenne du rayonnement. La directivité calculée est alors la directivité maximale de l'antenne. Si une antenne avait un rayonnement isotrope (ce qui n'est pas possible en réalité), sa directivité vaudrait 1.

Le *gain* a une définition très similaire à celle de la directivité. C'est le rapport entre l'intensité du rayonnement dans la direction considérée et l'intensité du rayonnement qu'aurait une antenne isotrope idéale (sans pertes) soumise à la même puissance d'entrée P_I . Ainsi, le gain est défini comme :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_I} I_R(\theta, \phi) \quad (\text{I.53})$$

Là encore, lorsque la direction n'est pas spécifiée, on considère implicitement qu'il s'agit de la direction de rayonnement maximum.

Le *rendement* est le rapport entre la puissance totale (moyenne) rayonnée par une antenne P_R et la puissance d'entrée P_I qu'on lui a fournie.

Puisqu'une antenne est rarement idéale, il existe des pertes de puissance dues à la différence d'impédance entre l'antenne et sa ligne d'alimentation ainsi qu'au caractère dissipateur de l'antenne (pertes par conduction et pertes diélectriques). Ainsi, le rendement η permet de quantifier la capacité d'une antenne à transmettre (sous forme de puissance rayonnée) la puissance électrique qui lui est fournie, et s'exprime comme :

$$\eta = \frac{P_R}{P_I} \quad (\text{I.54})$$

En regardant les deux définitions précédentes, on voit donc que le rendement permet de relier le gain et la directivité d'une antenne par :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{P_I} I_R(\theta, \phi) = \frac{D(\theta, \phi) P_R}{P_I} = \eta D(\theta, \phi) \quad (\text{I.55})$$

Largeur de bande (ou bande passante) d'une antenne

La *largeur de bande (ou bande passante)* d'une antenne est généralement définie comme la plage de fréquences sur laquelle les performances de l'antenne, selon la caractéristique que l'on considère, sont conformes à un certain standard (Balanis, 2005). La largeur de bande sur laquelle l'antenne est considérée comme fonctionnant dépend donc de la caractéristique (gain, diagramme de rayonnement, polarisation etc.) que l'on considère.

Ainsi, si les performances de l'antenne sont acceptables entre une fréquence f_{min} et une fréquence f_{max} , on définira sa largeur de bande (B_W) de l'antenne comme le rapport :

$$B_W = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{center}} = \frac{f_{max} - f_{min}}{(f_{max} + f_{min})/2} \quad (I.56)$$

où f_{center} est la fréquence nominale de l'antenne (celle généralement donnée par les fabricants de GPR impulsif). Dans cette définition, la largeur est donnée en pourcentage. On peut également définir la largeur de bande comme le rapport entre f_{max} et f_{min} :

$$B_W = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (I.57)$$

Lorsque la largeur de bande est définie de cette manière, elle est généralement donnée sous la forme 10 : 1, ce qui signifie que la fréquence la plus haute est dix fois plus grande que la plus basse.

Une antenne est généralement dite ultralarge bande si sa bande passante est supérieure à 20 % de sa fréquence nominale (Wiesbeck *et al.*, 2009).

Polarisation d'une antenne

La *polarisation* d'une antenne est définie comme la polarisation de l'onde EM qu'elle émet (Balanis, 2005), et cette dernière est définie par la direction du vecteur champ électrique.

Il en existe trois différentes (linéaire, circulaire et elliptique) qui sont présentées Figure I.10. La Figure I.10.A représente l'évolution typique des vecteurs champ électrique (\vec{E}) et champ magnétique (\vec{B}) lorsqu'une onde EM se propage dans un milieu. Si l'on suit l'évolution de la direction du vecteur champ électrique dans cette figure, on constate que celle-ci ne change pas, elle est toujours colinéaire à E_y . Cette onde à une polarisation dite linéaire (Figure I.10.B). D'une manière plus générale, la direction du champ électrique peut varier, dans ce cas l'onde est dite à polarisation circulaire (Figure I.10.C) ou elliptique (Figure I.10.D) selon la forme décrit par la variation de la direction du vecteur champ.

En réalité, selon les types d'antennes, les différentes parties d'une antenne peuvent émettre des ondes de différentes polarisations, et de manière analogue au diagramme de rayonnement, on peut définir un diagramme de polarisation de l'antenne. Tout comme le diagramme de rayonnement, la polarisation d'une antenne est généralement définie pour le champ lointain.

Lorsque la direction de polarisation n'est pas précisée, on considère qu'il s'agit de la polarisation de l'antenne dans sa direction principale d'émission. Cette polarisation est parfois appelée co-polarisation. Dans ce cas, on parle de polarisation croisée (ou cross-polarisation) pour parler de la polarisation de l'antenne dans la direction orthogonale à la direction principale d'émission.

En GPR, les différentes polarisations sont surtout utilisées pour caractériser des phénomènes anisotropes comme par exemple des failles géologiques, des crevasses ou des

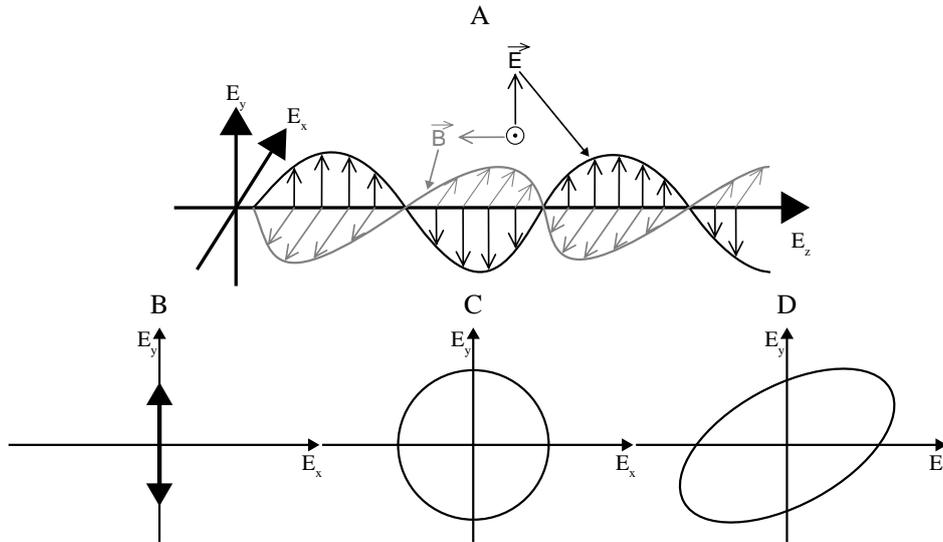


FIGURE I.10 – Polarisation d’une onde EM. A : propagation d’une onde EM. B : polarisation linéaire, C : polarisation circulaire et D : polarisation elliptique.

fissures. Dans le domaine du génie civil, la polarisation est également étudiée pour la caractérisation des différents types de conduits et leur caractère remplis ou non.

Impédance d’entrée, coefficient de réflexion et rapport d’onde stationnaire d’une antenne

L’impédance d’entrée Z_A d’une antenne est définie comme le rapport entre la tension et l’intensité (ou entre les champs électrique et magnétique) à l’entrée de l’antenne à une fréquence donnée. Il s’agit d’un nombre complexe qui s’exprime comme :

$$Z_A = R_A + iX_A \quad (\text{I.58})$$

où R_A est la résistance de l’antenne et X_A sa réactance. Cette impédance dépend de la fréquence, de la géométrie de l’antenne ainsi que du milieu entourant l’antenne (vue de la ligne d’alimentation, une antenne dans l’air aura une impédance différente d’une antenne posée sur un sol).

Le coefficient de réflexion S_{11} d’une antenne est la mesure de la manière dont une onde EM créée par une source est transmise à une antenne. Lorsque l’impédance de la source Z_0 n’est pas la même que celle de l’antenne, il se produit une réflexion plus ou moins forte, et toute la puissance fournie par la source n’est pas transmise à l’antenne. Le coefficient de réflexion (S_{11}) entre l’antenne et la source se définit à une fréquence comme :

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (\text{I.59})$$

Ce coefficient de réflexion dépend de la fréquence et est généralement exprimé en dB. Lorsque la puissance délivrée par la source n’est pas réfléchiée par l’antenne, elle est trans-

mise au milieu (sans compter les pertes internes à l'antenne). Une valeur d'amplitude de S_{11} inférieure ou égale à -10 dB à une fréquence particulière est communément utilisée comme valeur seuil pour considérer l'antenne comme opérant à cette fréquence (ce qui correspond à une transmission d'environ 70 % de l'énergie fournie par la source).

C'est principalement ce coefficient que nous allons utiliser dans la suite de ce manuscrit pour caractériser le comportement de nos antennes.

Le rapport d'onde stationnaire ou *voltage standing wave ratio* ($VSWR$) est le rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchie entre l'antenne et sa ligne de transmission. Du fait des interférences (constructives ou destructives) entre ces deux ondes, il existe une onde stationnaire au sein de la ligne de transmission. Lorsque l'antenne et la ligne d'alimentation sont mal adaptées (impédances très différentes), il existe une forte onde réfléchie à l'entrée de l'antenne, qui retourne vers la ligne d'alimentation. On définit ainsi le $VSWR$ à une fréquence particulière comme :

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{I.60})$$

Ce rapport est donc un nombre réel supérieur ou égal à 1. Lorsqu'il n'y a pas de réflexion entre la ligne d'alimentation et l'antenne (*i.e.* adaptation d'impédance parfaite entre la source et l'antenne), le S_{11} est nul et le $VSWR$ vaut 1. Si en revanche il y a une désadaptation entre l'antenne et la source, le $VSWR$ est supérieur à 1. Ainsi, lorsque 80 % du signal est transmis à l'antenne (*i.e.* $|S_{11}| = 0,2$) le $VSWR$ vaut 1,5, et si seulement 25 % du signal est transmis à l'antenne (*i.e.* $|S_{11}| = 0,75$) il vaudra 7.

I.C.3 Les principaux types d'antennes large bande utilisées en GPR

Il existe un nombre très important d'antennes de types différents, possédant chacune leurs caractéristiques propres, ce qui fait qu'elles sont adaptées à des applications aussi différentes que la télécommunication, la radio-identification (*radio frequency identification* ou RFID) ou encore le GPR qui nous intéresse plus particulièrement.

Du fait des besoins spécifiques du GPR, tous les types d'antennes ne peuvent pas être utilisés. Classiquement en effet, les applications d'imagerie EM (du sous-sol ou médicale) se basent sur l'étude des réflexions des ondes EM sur les différentes interfaces constituant le milieu étudié. On recherche ainsi des antennes qui puissent transmettre fidèlement (sans déformation) un *pulse* EM court (de l'ordre de quelques nanosecondes) dans le domaine temporel, tout en limitant le plus possible les réflexions parasites internes à l'antenne qui peuvent venir bruyeter le signal, et masquer les réflexions recherchées.

Ce besoin d'une réponse temporelle courte et ne déformant pas le *pulse* à transmettre se traduit dans le domaine fréquentiel par le besoin d'une antenne à caractère large bande. De plus, dans certaines antennes, ce ne sont pas les mêmes parties qui rayonnent selon la fréquence du signal. Le « point d'origine » du rayonnement d'une antenne est appelé centre de phase, et si sa position dans l'antenne varie en fonction de la fréquence, cela peut

avoir pour conséquence de disperser le *pulse* émis puisque selon la fréquence, la distance parcourue par l'onde EM n'est pas la même (Allen *et al.*, 2007). Ainsi, il est nécessaire d'avoir dans la mesure du possible un centre de phase constant, ou une variation simple comme une variation linéaire (Daniels, 2004, 2009).

Enfin, n'oublions pas que les caractéristiques d'une antenne (largeur de bande, gain etc.) sont généralement définies dans l'air (vide). Or, en GPR, l'antenne est posée (*on-ground*) ou surélevée (*off-ground*) au-dessus d'un sol dont les propriétés EM varient selon sa nature (argileux, limoneux, teneur en eau etc.) et donc l'endroit où l'on se trouve et l'époque à laquelle on réalise la mesure. Cette présence du sol a une influence directe sur les capacités et les caractéristiques d'une antenne qui varient donc selon le sol sur lequel elle se trouve.

Dans cette section, nous présentons rapidement les principaux types d'antennes utilisées classiquement pour des applications GPR, afin d'expliquer le choix fait sur le type d'antenne retenu pour les prototypes construits au laboratoire au cours de cette thèse. Du fait de la très grande variété des différentes antennes existantes, cette présentation ne peut pas être exhaustive et nous renvoyons à Balanis (2005) pour une présentation détaillée en la matière.

Enfin, il existe plusieurs manières de classer et présenter les antennes en fonction, par exemple, de leurs différentes caractéristiques (polarisation, largeur de bande etc.), de la manière dont elles sont fabriquées (filaires, imprimées), de leurs formes etc. De plus, il existe un très grand nombre de catégories et sous-catégories d'antennes. Ainsi, par souci de simplification, nous avons donc regroupé dans cette présentation les antennes en deux grands groupes selon leur directivité.

Antennes directives à transition progressive

Le principe à la base des antennes à transition progressive (ou *tapered*) est de créer une transition lisse d'impédance entre la ligne d'alimentation (comme un câble coaxial par exemple) et le milieu où l'onde EM doit se propager (l'air généralement). Bien qu'il en existe d'autres, les antennes directives utilisées en radar sont généralement des antennes de type *cornet* ou *Vivaldi*, et c'est ces deux types d'antennes que nous allons présenter maintenant.

Antenne cornet : Très tôt les antennes de type cornet ont été utilisées comme antenne large bande pour les télécommunications (Schantz, 2004). Une antenne de type cornet a, comme son nom l'indique, 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 Figure I.11.

La section du guide d'onde peut avoir différentes formes et est classiquement circulaire ou rectangulaire. La partie évasée de l'antenne est généralement composée de deux ou quatre plans métalliques dont l'élargissement progressif peut avoir une multitude de formes, comme être linéaire (Shlager *et al.*, 1996), exponentiel (Choi et Lee, 2004 ; Chung *et al.*, 2005) ou encore respecter un polynôme particulier (Bassam et Rashed-Mohassel, 2006).

En plus de la forme des plans métalliques de l'antenne, l'ajout de « nervures » aux antennes cornet classiques (*ridged horn antenna*, Figure I.11.D) permet d'améliorer leur largeur de bande. Les antennes cornet sont régulièrement utilisées en GPR *off-ground* notamment (Li *et al.*, 2003 ; Lambot *et al.*, 2004b ; Lin *et al.*, 2012 ; Turk et Keskin, 2012 ; Panzner *et al.*, 2013).

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.).

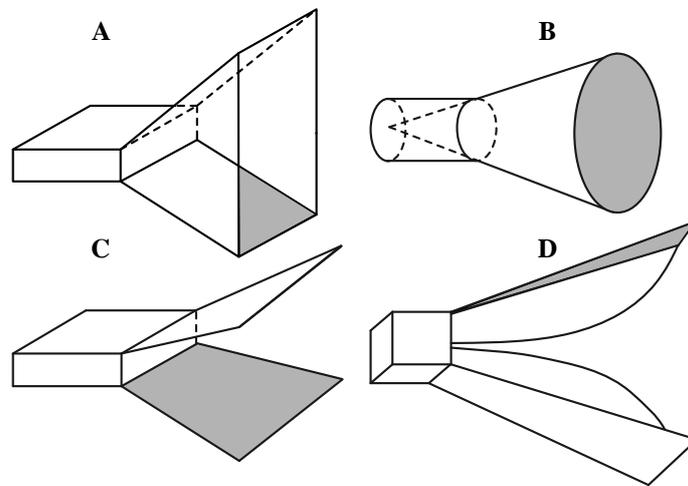


FIGURE I.11 – Schéma de différentes antennes de type cornet, d'après Balanis (2005).

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*, or nous avons vu que c'est en configuration *on-ground* que nous souhaitons utiliser nos antennes.

De plus, si on veut 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 (dimensions de l'antenne BBHA 9120 F, de chez Schwarzbeck Mess-Elektronik) !

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.

Antenne Vivaldi : Les antennes Vivaldi sont un type particulier d’antennes à fente progressive ou *tapered slot antenna* (TSA). Une antenne se compose classiquement d’un motif rayonnant métallique (triangulaire dans l’exemple présenté Figure I.12) et les courants électriques se concentrent sur les bords de ce motif rayonnant plus qu’à l’intérieur. Ainsi, un motif rayonnant particulier et son complémentaire (empreinte négative) auront des propriétés similaires (mais une polarisation différente). Une antenne *slot* se compose « simplement » de l’empreinte négative du motif rayonnant d’une antenne comme illustré (Figure I.12) pour une antenne « noeud papillon » ou *bow-tie* (dans la suite de ce manuscrit, nous garderons l’emploi du terme anglais *bow-tie* pour parler de ce type d’antennes).

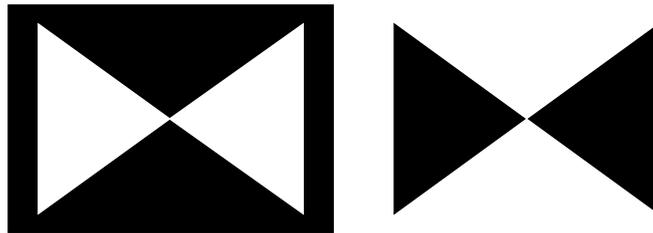


FIGURE I.12 – Schéma d’une antenne *bow-tie* (à droite) et de son équivalent *slot* (à gauche) où le conducteur métallique est représenté en noir.

Tout comme les antennes cornet, les TSA sont des antennes à transition progressive, ce qui veut dire que leur profil s’évase pour adapter progressivement leur impédance à celle du milieu de propagation. De plus, dans le cas des antennes Vivaldi, elles présentent également une forte directivité et une faible polarisation croisée (*cross-polarization*). En revanche, contrairement aux antennes cornet, les TSA ont une structure 2D (antennes généralement imprimées), ce qui permet une réduction de taille et de poids pour des propriétés équivalentes.

Il existe une multitude de formes pouvant définir le profil de transition d’une TSA (Figure I.13), et on qualifie généralement d’antennes Vivaldi (ou d’*exponentially tapered slot antenna* — ETSA) les TSA dont le profil de transition est exponentiel.

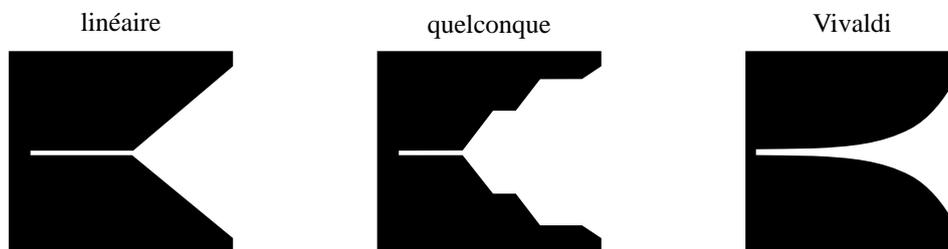


FIGURE I.13 – Schémas de différents types d’antennes à fente à transition progressive (TSA) où le conducteur métallique est représenté en noir.

Même si en théorie, l’antenne Vivaldi originale présentée par [Gibson \(1979\)](#) a une

largeur de bande illimitée, elle a en réalité une largeur de bande finie du fait de sa taille (finie) et de la transition entre l'antenne et sa ligne d'alimentation.

Afin d'améliorer cette largeur de bande, [Gazit \(1988\)](#) propose une antenne Vivaldi modifiée (dite antenne Vivaldi antipodale, Figure I.14), imprimée sur un circuit double-face qui permet une alimentation directement par une ligne asymétrique (comme un câble coaxial) ce qui évite les pertes au niveau de cette transition. Cette amélioration de la largeur de bande dans l'antenne Vivaldi antipodale s'accompagne d'une augmentation de la polarisation croisée, notamment à haute fréquence.

Pour pallier cette dégradation de la polarisation croisée et améliorer encore la largeur de bande des antennes Vivaldi, [Langley et al. \(1993, 1996\)](#) propose une antenne dite BAVA (*balanced antipodal Vivaldi antenna*) où on ajoute une troisième couche métallique par rapport à une antenne antipodale classique, l'antenne devenant ainsi « triple face » (Figure I.14).

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 ([Bourqui et al., 2007, 2010](#) ; [Yang et al., 2008](#)), la détection de mines ([Sato et al., 2004](#) ; [Feng et al., 2009](#)) ou encore la caractérisation des propriétés EM des sols ([Liu et Sato, 2011](#)).

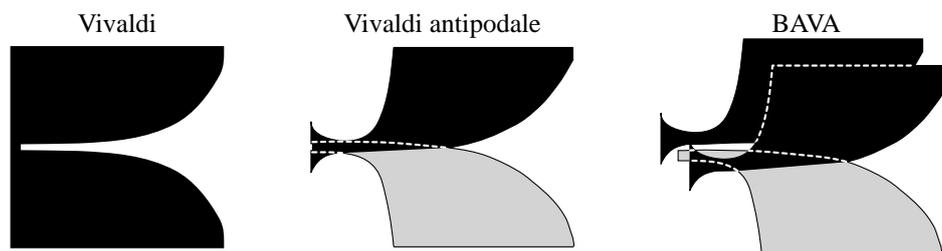


FIGURE I.14 – Schémas de différents types d'antennes Vivaldi, le conducteur métallique de la face supérieure est représenté en noir, celui de la face inférieure (ou interne) est représenté en gris.

Leurs deux inconvénients majeurs par rapport à l'utilisation que nous souhaitons en faire sont les mêmes que ceux des antennes cornet, à savoir l'encombrement, même s'il est moindre que celui des antennes cornet (structure 2D) et l'utilisation *off-ground*.

Antennes dipolaires omnidirectionnelles

Les antennes omnidirectionnelles large bande sont généralement des dérivés des antennes dipôle (ou monopole) classiques. Elles peuvent être élémentaires (structures 3D) comme l'antenne biconique introduite par Carter en 1939 ([Schantz, 2004](#)) ou imprimées (structure 2D) et peuvent prendre une multitude de formes. Bien que dans le détail, leurs caractéristiques de rayonnement leurs soient propres et dépendent de leurs géométries,

elles restent toutes dérivées du même modèle dipolaire de base et gardent un diagramme de rayonnement globalement dipolaire.

Parmi les schémas d'antennes dipolaires omnidirectionnelles les plus classiquement utilisés en GPR on trouve l'antenne dite papillon ou *bow-tie* (Figure I.15). Cette antenne qui est une version plane de l'antenne biconique de Carter est classiquement définie par l'angle d'ouverture au sommet des triangles qui la composent, angle duquel dépend son impédance caractéristique et sa largeur de bande (Carrel, 1958 ; Lestari *et al.*, 2010).

En réalité, les triangles composants une antenne *bow-tie* ont une longueur finie et il existe

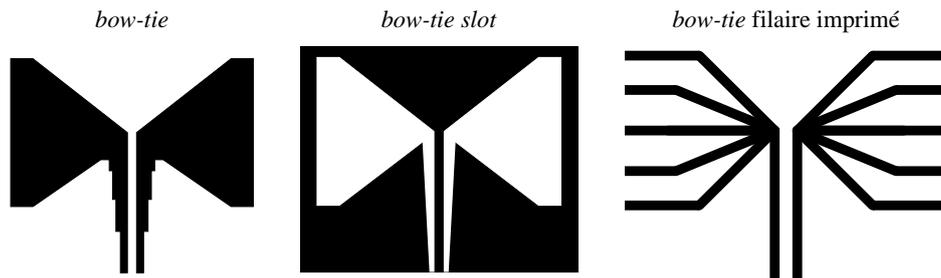


FIGURE I.15 – Schémas de différentes implémentations d'antenne *bow-tie*. Le conducteur métallique est représenté en noir.

une rupture brusque d'impédance à la terminaison de l'antenne qui produit des réflexions parasites limitant la largeur de bande de ce type d'antenne. Il existe cependant un certain nombre de techniques de charges (capacitive, résistive, ou les deux) de l'antenne qui permettent de limiter ces réflexions terminales et d'améliorer ainsi sa largeur de bande (Yarovoy *et al.*, 2002 ; Lestari *et al.*, 2004, 2010 ; Uduwawala *et al.*, 2004).

L'impédance caractéristique des antennes *bow-tie* varie plus avec la fréquence que leurs équivalents biconiques, ce qui fait qu'il est généralement nécessaire d'utiliser des techniques d'adaptation d'impédance large bande pour maximiser la bande passante de ce type d'antennes (Balanis, 2005). Malgré leurs caractéristiques large bande non idéales et leur faible gain, la facilité de fabrication et leurs faibles poids et encombrement par rapport à leur équivalent élémentaire font que les antennes *bow-tie* restent très populaires pour les applications GPR. Par exemple, Lestari *et al.* (2010) propose une version filaire imprimée et chargée d'une antenne *bow-tie* qui compile en quelque sorte toutes les techniques pour améliorer l'efficacité des antennes *bow-tie*.

De plus avec l'avènement de la technologie des circuits imprimés, il devient relativement facile d'inclure un circuit d'adaptation d'impédance directement dans le dessin de l'antenne (Tawk *et al.*, 2008) ou encore d'utiliser une version *slot* plus facilement alimentable (Yazdandoost et Kohno, 2005 ; Mehdipour *et al.*, 2008). La Figure I.15 illustre toute cette variabilité possible dans l'implémentation des antennes de type *bow-tie*.

Les antennes de types *bow-tie* ne sont qu'une des géométries possibles pour les antennes omnidirectionnelles dipolaires, et il en existe de nombreuses autres. Par exemple Schantz et Fullerton (2001) proposent une antenne dipolaire dite *diamond dipole* (schéma

de gauche de la Figure I.16) qui est également constituée par des triangles isocèles, mais dont la position est inversée par rapport à une antenne *bow-tie* classique (alimentation par la base des triangles). Plus récemment, [Rejiba et al. \(2011b\)](#) utilise une antenne de ce type aux dimensions réduites, spécialement adaptée pour des applications GPR en forages. En cherchant à optimiser la géométrie des antennes de type *diamond dipole*, on se rend compte qu'adoucir la géométrie du motif rayonnant en arrondissant ses angles permet d'obtenir de meilleures performances large bande en limitant les réflexions parasites aux extrémités de l'antenne ([Gonzalez et al., 2009](#)). Le même constat peut être fait pour les géométries de type *bow-tie* et étendu aux géométries dipolaires d'une manière générale ([Karacolak et Topsakal, 2006](#) ; [Qu et Ruan, 2006](#)). D'une manière générale, la distribution des courants à la surface d'une antenne est responsable de sa capacité d'émettre à une certaine fréquence, mais il est complexe de l'analyser et elle est généralement peu exploitée dans la conception des antennes.

À partir de là, toutes les « fantaisies » sont possibles pour le dessin de la géométrie d'une antenne. En se basant sur le caractère multifréquence des motifs fractals par exemple, [Yamini et Soleimani \(2005\)](#) ou [Li et Mao \(2012\)](#) incluent de tels motifs dans la géométrie d'antenne *bow-tie* pour obtenir une antenne aux caractéristiques multibandes. Cependant, du fait de leur caractère multibande (émission sur des bandes de fréquences discontinues) les antennes fractales sont plutôt réservées aux domaines des communications qu'à celui du GPR où l'on cherche une largeur de bande continue.

La figure I.16 présente, à titre d'illustration de la diversité des types d'antennes dipolaire, un certain nombre de géométries régulièrement rencontrées.

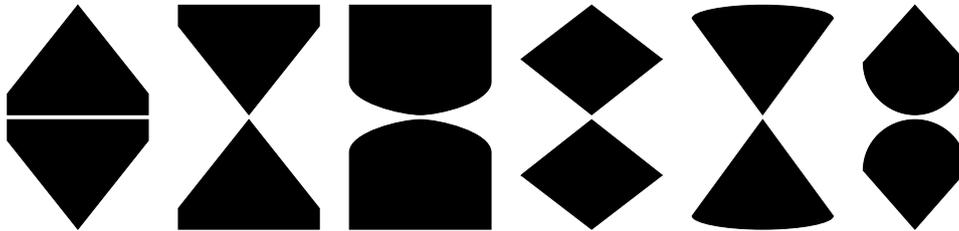


FIGURE I.16 – Schémas de différentes implémentations d'antennes dipolaires. Le conducteur métallique est représenté en noir.

I.C.4 Conclusions sur les antennes large bande en GPR et choix pour nos prototypes

Nous avons vu qu'il existe différents systèmes de GPR (impulsionnel et fréquentiel) qui peuvent être associés à des antennes possédant chacune des caractéristiques différentes, mais qui doivent toutes être relativement large bande pour convenir aux applications radar.

Ainsi, les antennes de type cornet et Vivaldi possèdent de très bonnes caractéristiques large bande et sont en plus d'être très directives, ce qui en fait des antennes régulièrement

utilisées en GPR. Cependant, nous avons vu que pour les fréquences auxquelles nous souhaitons les utiliser (environ 100 MHz à 1 GHz) leur encombrement est tel qu'il n'est pas facile à un opérateur « seul » de les utiliser sur le terrain. De plus, ce type d'antennes est quasiment exclusivement réservé à une utilisation avec un GPR fréquentiel.

Les antennes dipolaires omnidirectionnelles, même si elles possèdent de moins bonnes caractéristiques large bande, sont facilement utilisables sur le terrain (faible encombrement) et possèdent l'avantage d'être utilisables avec les deux types de GPR (même si elles sont généralement utilisées en association avec un GPR impulsionnel).

Nous aimerions fabriquer des prototypes au laboratoire car nous disposons des outils nécessaires à la fabrication de circuits imprimés. De plus, nous avons dans l'idée de fabriquer des prototypes d'antennes flexibles afin de maximiser le contact en le sol (rugueux) et les antennes et de délivrer ainsi le plus de puissance possible au milieu. Ainsi, malgré les très bonnes caractéristiques large bande et la grande directivité des antennes de types cornet et Vivaldi, l'impossibilité d'une flexibilité mécanique (utilisation perpendiculaire au plan du sol) et leur fort encombrement font que nous n'avons pas retenu ces types d'antennes pour nos prototypes et avons décidé de partir sur la fabrication de deux prototypes différents d'antennes de type dipôle imprimé.

Avant de passer à la fabrication de ces prototypes à proprement parler, il est nécessaire de passer par une étape d'étude numérique du comportement des antennes afin de les dimensionner pour qu'elles soient adaptées à notre besoin de cartographie en contexte agricole et de connaître leur comportement (réflexions internes etc.) en présence de sol.

Les détails sur la conception et l'analyse numérique des deux prototypes d'antennes seront donc abordés dans le chapitre suivant (II).

Chapitre II

Conception et analyse numérique des prototypes d'antennes

Sommaire

II.A Conception des antennes	45
II.A.1 Choix de simulations par différences finies dans le domaine temporel (FDTD)	46
II.A.2 Choix du domaine de fréquence et contraintes sur l'encombrement des antennes	47
II.A.3 Antenne de type <i>bow-tie</i>	49
II.A.4 Antenne de type dipôle elliptique	54
II.A.5 Conclusions sur la conception des prototypes d'antennes	57
II.B Analyse numérique des prototypes d'antennes	59
II.B.1 Propriétés électriques (ϵ , σ) représentatives des sols naturels	59
II.B.2 Effet d'un demi-espace infini	61
II.B.3 Profondeur d'investigation	73
II.B.4 Effet de l'élévation sur le S_{11}	77
II.B.5 Effet de la rugosité sur le S_{11}	79
II.B.6 Effet de la connexion SMA sur le S_{11}	81
II.B.7 Conclusions sur l'analyse numérique des prototypes d'antennes	82

II.A Conception des antennes

Après avoir passé en revue dans le chapitre précédent les différentes techniques de mesure de la teneur en eau (permittivité diélectrique) des sols en GPR ainsi que les principales antennes large bande utilisées, nous avons décidé de concevoir nos propres prototypes d'antennes en partant sur des antennes de type dipôle imprimé. À l'issue de l'étude présentée dans ce chapitre, deux prototypes d'antennes ont été finalement construits. Nous présentons donc dans la première partie de ce chapitre la manière dont les deux prototypes ont été construits. Dans une deuxième partie, nous présentons différentes analyses

numériques de ces prototypes qui ont été réalisées de manière à étudier le comportement de nos antennes en présence de sol.

II.A.1 Choix de simulations par différences finies dans le domaine temporel (FDTD)

Afin de pouvoir concevoir nos prototypes d'antennes, il est nécessaire de disposer d'un outil capable de simuler numériquement leur comportement. Il existe plusieurs outils de simulation EM généralement basés sur des approches différentes de la résolution des équations de Maxwell.

Le but de ce travail de recherche n'étant pas le développement d'un code de modélisation EM mais le développement d'antennes radar large bande, nous avons fait le choix d'utiliser un logiciel déjà existant.

Du fait de la familiarité du laboratoire avec l'utilisation des différences finies dans le domaine temporel ou FDTD (Rejiba *et al.*, 2003, 2011a ; Dhemaied *et al.*, 2011), nous nous sommes naturellement tourné vers un logiciel utilisant cette approche pour résoudre les équations de Maxwell.

L'approche FDTD se base sur la discrétisation spatiale et temporelle des équations de Maxwell (I.A.4) ce qui a l'avantage de ne pas faire de réelles approximations sur la forme des éléments simulés. Cette approche divise l'espace en un certain nombre de cellules à l'intérieur desquelles les propriétés EM sont homogènes. Ainsi, la précision de la forme des objets simulés n'est limitée que par la finesse de la discrétisation. Bien évidemment, plus la discrétisation de l'espace (et du temps) est fine, plus le nombre de cellules est important et plus le temps de calcul est grand. Le schéma de discrétisation généralement utilisé est celui décrit originellement par Yee (1966) et présenté Figure II.1. Dans un tel schéma, la dérivation spatiale est approximée par une différence finie centrée du second ordre qui s'écrit :

$$\left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} = \frac{f(x_0 + \frac{dx}{2}) - f(x_0 - \frac{dx}{2})}{dx} + O(dx^2) \quad (\text{II.1})$$

où $\left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0}$ représente la dérivée spatiale de la fonction $f(x)$ évaluée en x_0 , dx le pas d'échantillonnage en x et $O(dx^2)$ représente l'erreur du second ordre commise sur le calcul de la dérivée (termes du développement de Taylor non pris en compte) et qui est généralement négligée si dx est suffisamment fin.

Lorsque l'on regarde la Figure II.1, on s'aperçoit que dans la cellule 3D de Yee, chaque composante E est entourée par quatre composantes H et que chaque composante H est entourée par quatre composantes E. Enfin, le calcul de la composante H est décalée d'un demi pas de temps par rapport à celui de la composante E suivant ainsi un schéma de type *leapfrog*.

Cette thèse n'ayant pas pour but de coder un logiciel de simulation, nous avons fait le choix d'utiliser un logiciel commercial (Empire XCellTM) qui a l'avantage, même si

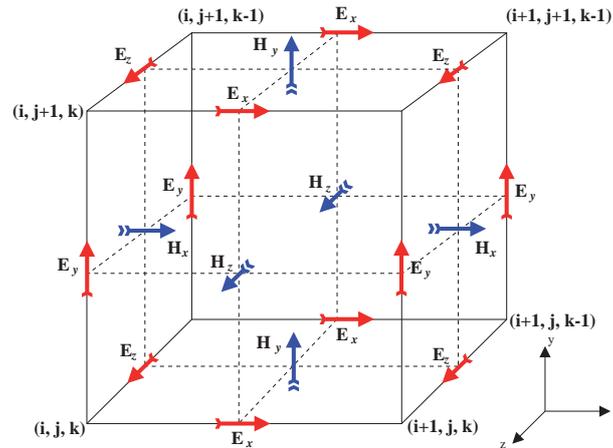


FIGURE II.1 – Schéma de la cellule 3D FDTD dite de Yee. Les vecteurs E sont au milieu des arêtes tandis que les vecteurs H sont au centre des faces.

nous n'avons pas accès au code source, d'être basé sur la méthode robuste et éprouvée des FDTD et possède une interface graphique permettant de dessiner assez facilement n'importe quel schéma d'antenne. De plus, ce logiciel possède une implémentation de la dépendance fréquentielle des matériaux permettant de la représenter par des modèles de type Debye ainsi que la possibilité intéressante de créer une distribution spatiale de propriétés électriques au sein d'une même couche.

Il existe également une dispersion numérique propre au calcul FDTD mais qui est normalement limitée et négligeable si la discrétisation est suffisamment fine au regard des fréquences utilisées. Nous nous sommes donc efforcés de garder un maillage suffisamment fin dans toutes nos simulations pour limiter cette dispersion numérique.

Même si les simulations se font dans le domaine temporel, nous étudierons le comportement de l'antenne dans le domaine fréquentiel par le biais de son S_{11} (dont la définition est donnée en I.C.2) le passage de l'un à l'autre se faisant par simple transformée de Fourier. À titre de rappel, le S_{11} représente dans le domaine fréquentiel la manière dont le signal émis est transmis par l'antenne au milieu : plus son amplitude est proche de 1, moins le signal est transmis au milieu. De plus, pour considérer qu'une antenne émet de manière satisfaisante sur une certaine bande de fréquence nous appliquerons le critère standard d'une valeur d'amplitude du S_{11} (voir I.C.2) inférieure ou égale à -10 dB (soit environ 3,16).

II.A.2 Choix du domaine de fréquence et contraintes sur l'encombrement des antennes

En fonction de ses caractéristiques, une antenne va être capable de transmettre un signal sur une bande de fréquences plus ou moins large.

En GPR, les fréquences utilisées dépendent des applications. *Grosso modo*, plus la fréquence est élevée, plus la résolution spatiale sera importante, mais moins la pénétration

dans le sol sera grande.

Les principales applications pour lesquelles le GPR est utilisé sont par exemple la géomorphologie structurale avec l'étude de la stratigraphie des moraines (Sadura *et al.*, 2006), des glaciers (Arcone *et al.*, 2005) et des glaciers rocheux (Monnier *et al.*, 2009, 2011) ou l'estimation de la profondeur d'eau de rivière ou de lac (Moorman et Michel, 1997 ; Bos-suet *et al.*, 1998) ou de l'épaisseur de glace (Nolan *et al.*, 1995 ; Ramirez *et al.*, 2001) etc. Le GPR est également utilisé en archéologie (Piro *et al.*, 2003 ; Gondet *et al.*, 2009), pour la géotechnique et l'auscultation d'ouvrage (Maierhofer, 2003) ou encore les études environnementales comme la cartographie de pollutions (Jordan *et al.*, 2004) ou la détection de vides et de mines (Sato *et al.*, 2004 ; Daniels, 2006 ; Feng *et al.*, 2009) ainsi qu'en hydrogéologie de surface (Al-fares *et al.*, 2002 ; Rejiba *et al.*, 2012) et en agriculture (Allred *et al.*, 2008). Cette liste est non exhaustive, mais regroupe les principales applications.

On associe généralement une gamme de fréquences à chacune de ces applications qui doit être adaptée à la taille des objets que l'on cherche à caractériser et à la résolution nécessaire. La Figure II.2 résume les gammes de fréquences associées classiquement à ces applications.

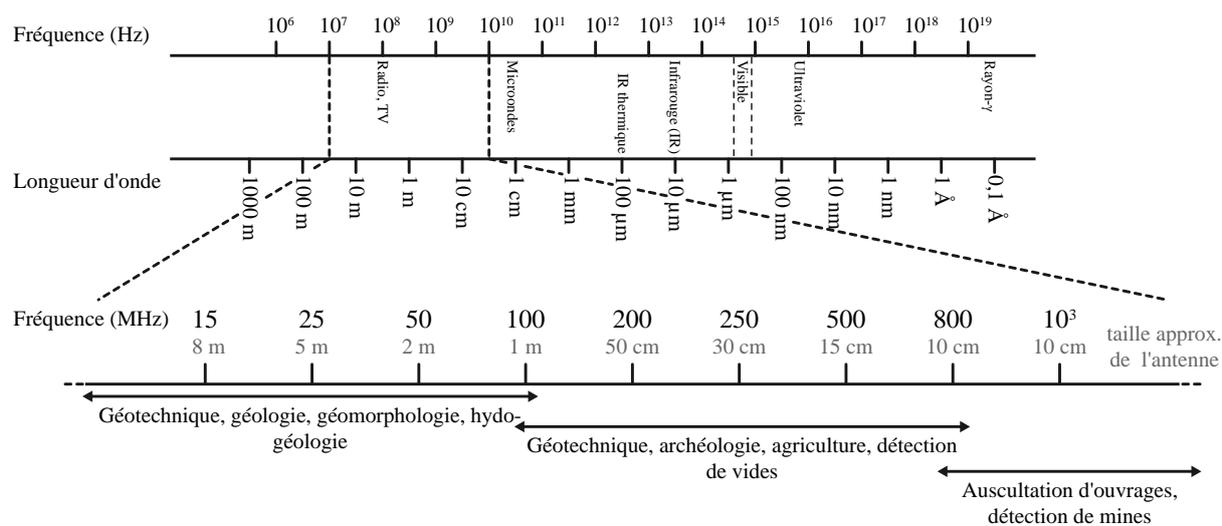


FIGURE II.2 – Positionnement des différentes applications GPR dans le spectre EM.

La bande des fréquences couramment utilisées en GPR s'étale donc d'environ 10 MHz à plus d'1 GHz, et les antennes associées ont des tailles variant de plusieurs mètres à quelques dizaines de centimètres.

Dans notre cas, les applications qui nous intéressent sont les applications agricoles, et notamment la caractérisation de la teneur en eau dans les premiers décimètres du sol. La gamme de fréquences associée s'étale d'environ 100 MHz à 1 GHz. C'est donc une antenne capable d'opérer sur toute cette gamme de fréquences que l'on cherche à concevoir.

La taille des antennes commerciales capables d'opérer à ces fréquences varie généralement de 1 m à moins de 10 cm. En gardant à l'esprit que plus une antenne est encombrante, moins il est commode de la manipuler sur le terrain, nous nous sommes fixé comme

objectif de concevoir une antenne ne dépassant pas une taille intermédiaire d'environ 210 mm x 297 mm, soit un format A4. Ces deux objectifs ont donc été le principal fil conducteur pour la conception des deux prototypes d'antennes décrits dans les deux sections suivantes.

Enfin, afin de simplifier notre démarche, après avoir essayé de dimensionner notre propre dispositif de blindage sans succès, nous avons fait le choix d'utiliser un blindage commercial afin de limiter le rayonnement en face arrière de nos antennes. Notre choix s'est porté sur une mousse absorbante plane d'environ 11 cm d'épaisseur conditionnée par panneau de 60 cm x 60 cm (modèle FL-4500CL de chez ETS-Lindgren). Étant un produit commercial soumis à la concurrence, les propriétés électriques exactes de cette mousse ne sont pas disponibles. Cependant nous les avons estimées par des mesures TDR avec la sonde TDR directement plantée dans chacune des trois sous-couches qui composent la mousse. Les valeurs qui ont été estimées sont regroupées dans le Tableau II.1.

Une des conséquences directes du choix de cette mousse pour le blindage de nos antennes est que nous n'avons pas poursuivi outre mesure la voie de prototypes d'antennes flexibles pour un contact optimum entre le sol (rugueux) et les antennes, puisque la rigidité mécanique de la mousse fait perdre aux prototypes leur flexibilité.

n° de la couche	épaisseur (en cm)	ε	σ (en mS.m ⁻¹)
1	3,8	1,08	0,755
2	4	1,31	1,00
3	3,8	3,37	8,6

TABLEAU II.1 – Propriétés électriques estimées par TDR de la mousse absorbante utilisée.

II.A.3 Antenne de type *bow-tie*

Les antennes dipolaires, et notamment les antennes de type *bow-tie* sont depuis longtemps très largement utilisées en GPR (Daniels *et al.*, 1988 ; Daniels, 2009).

En se basant sur les matériaux disponibles au laboratoire, nous avons décidé dans un premier temps d'alimenter l'antenne par un câble coaxial d'impédance 50 Ω branché directement sur l'antenne à l'aide d'une prise SMA. Le choix de la prise SMA fixe à environ 3 mm l'écart maximum entre les deux pôles de l'antenne afin de pouvoir la brancher directement dessus.

Nous avons donc réalisé une étude paramétrique sur la base d'une antenne *bow-tie* afin de dimensionner le schéma le mieux adapté (en terme d'impédance) à une ligne d'alimentation de 50 Ω , tout en respectant la contrainte d'un format A4. Nous avons vu en I.C.3 que ce type d'antenne est formé de deux triangles isocèles dont les sommets sont reliés à la ligne d'alimentation. Nous avons également vu que leur largeur de bande est généralement limitée, mais qu'il existe un certain nombre de techniques de charge permettant de limiter les réflexions aux bords de l'antenne et d'améliorer leur largeur de bande.

De plus, l'utilisation d'un système de transition d'impédance adapté sur une large bande de fréquence entre l'antenne et la ligne de transmission permet également d'améliorer la largeur de bande d'une antenne. Certaines de ces techniques d'adaptation d'impédance

seront abordées au chapitre III.

Avant même de considérer de telles techniques (elles pourront toujours être utilisées par la suite), nous avons décidé, en partant sur la base d'un schéma *bow-tie* classique, de réaliser une étude paramétrique simple sur deux paramètres de l'antenne : la demi-largeur de la base L et la hauteur du biseau W (Figure II.3) afin de trouver les valeurs de ces paramètres donnant la meilleure adaptation « naturelle » à une ligne d'alimentation de 50Ω .

La largeur totale Wd du conducteur et sa longueur maximale Lg ont été fixées à 180 mm et à 138,50 mm respectivement, afin de rentrer sur un format A4 tout en laissant suffisamment de substrat diélectrique autour du motif rayonnant.

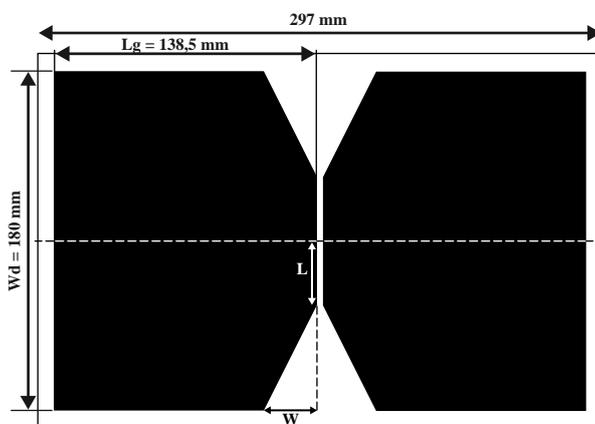
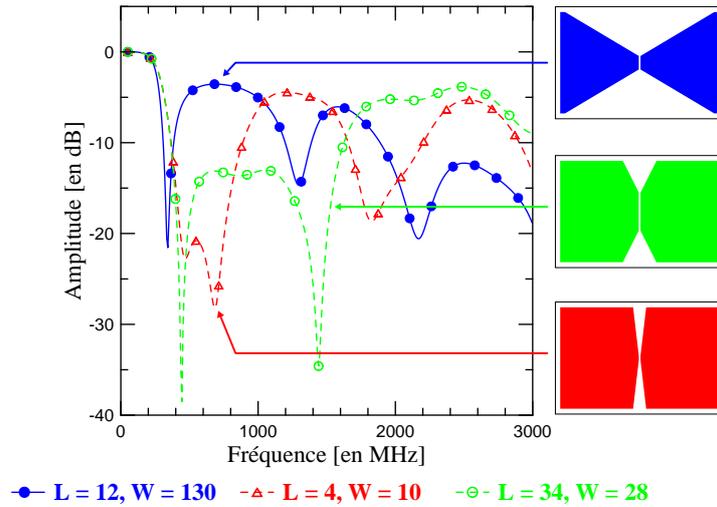


FIGURE II.3 – Schéma de l'antenne de type *bow-tie* étudié. W représente la hauteur du biseau de l'antenne et L la demi-largeur de la base. La géométrie présentée ici correspond au couple de valeurs ($L = 34$, $W = 28$).

La Figure II.4 présente les S_{11} pour trois valeurs (en mm) de couples (L , W) différentes issues de l'étude paramétrique (ces trois couples, sélectionnés parmi tous ceux simulés, correspondent à deux géométries extrêmes et à un schéma intermédiaire retenu au final comme le meilleur). Le couple ($L = 12$, $W = 130$) correspond à un schéma d'antenne *bow-tie* classique, le couple ($L = 4$, $W = 10$) correspond lui à deux plaques rectangulaires avec la base légèrement biseautée tandis que le couple ($L = 34$, $W = 28$) correspond à un schéma intermédiaire entre les deux précédents (celui présenté Figure II.3).

On constate sur cette figure que l'antenne *bow-tie* classique (cercles pleins bleus Figure II.4) est celle dont la largeur de bande est la plus faible puisque l'amplitude du S_{11} n'est inférieure à -10 dB que sur une centaine de mégahertz centrée autour de 340 MHz. N'oublions par que dans ces simulations, on branche directement la ligne d'alimentation de 50Ω sur l'antenne sans autre intermédiaire. La transition d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne n'est donc pas « propre » au sens où l'entendent les antenistes puisque même si l'augmentation graduelle (linéaire ici) de la largeur de métal crée une transition graduelle d'impédance, il y a aucun système d'adaptation d'impédance à


 FIGURE II.4 – S_{11} dans l'air pour trois schémas d'antennes issus de l'étude paramétrique.

proprement parlé (voir chapitre III). Or, cette adaptation d'impédance est très importante puisque c'est cette adaptation entre la ligne d'alimentation et l'antenne sur une large gamme de fréquences qui définit les propriétés large bande de l'antenne.

En ce qui concerne l'antenne dont la forme est celle de deux plaques rectangulaires (triangles creux rouges Figure II.4), l'amplitude du S_{11} est inférieure à -10 dB sur toute la gamme 360 MHz - 890 MHz, avec une valeur moyenne sur cette gamme inférieure à -20 dB. Le biseau de la base de l'antenne permet ici une meilleure adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne d'alimentation que celui de l'antenne *bow-tie* classique.

Enfin, le S_{11} correspondant au schéma intermédiaire (cercles creux verts Figure II.4) à une amplitude inférieure à -10 dB sur toute la gamme 360 MHz - 1,6 GHz. Si on le regarde en détail, on peut y observer deux pics d'émission (*i.e.* très faibles amplitudes) : un premier pic à 445 MHz et d'amplitude -38 dB, et un deuxième à 1,4 GHz et d'amplitude -34 dB. Ces deux pics sont séparés par un plateau dont l'amplitude vaut en moyenne -13 dB et correspondent à des longueurs d'onde dans l'air peu ou prou similaires aux dimensions minimum et maximum de l'antenne (445 MHz correspond dans l'air à une longueur d'onde de 30 cm et 1,6 GHz à une longueur d'onde de 10 cm).

Les fréquences minimale d'opération (critère de -10 dB), maximale d'opération ainsi que la fréquence centrale d'opération et la largeur de bande (au sens de I.C.2) sont rappelées pour les trois schémas d'antennes dans le Tableau II.2.

Ainsi, même si l'amplitude du S_{11} de l'antenne dont la forme est celle de plaques rectangulaires est bien inférieure à celle du schéma intermédiaire (meilleure adaptation donc), on choisit de sélectionner le schéma intermédiaire du fait que sa largeur de bande (B_w) est bien supérieure (127 % contre 80 %, cf. Tableau II.2). On considère donc que ($L = 34$, $W = 28$) est le couple (L , W) optimum issu de cette étude paramétrique systématique pour un schéma simple (*i.e.* de géométrie et de conception simple — sans circuit d'adaptation d'impédance) de type *bow-tie*.

Le schéma intermédiaire est donc celui retenu pour servir de base à notre prochaine étude

numérique.

Antenne	f_l [MHz]	f_u [MHz]	f_c [MHz]	B_w [%]
<i>bow-tie</i>	308	384	346	22
plaque	360	890	625	80
intermédiaire	360	1600	980	127

TABLEAU II.2 – Fréquences minimale (f_l) et maximale (f_u) d'opération, fréquence centrale (f_c) et largeur de bande (B_w) pour les trois schémas d'antennes *bow-tie* ($L = 12$, $W = 130$), plaque ($L = 4$, $W = 10$) et intermédiaire ($L = 34$, $W = 28$).

Dans l'étude paramétrique précédente, nous avons décidé d'étudier l'effet de L et W sur le S_{11} et de fixer L_g et W_d pour ne pas dépasser d'un format A4. Dans une optique de réduction maximale de l'encombrement de l'antenne, on est en droit de se poser la question de la possibilité de réduire la taille de ces deux paramètres (L_d et W_d) sans dégrader fondamentalement le S_{11} de l'antenne. On se propose donc maintenant de regarder l'effet de ces deux paramètres pour le couple (L , W) optimum.

Les Figure II.5.A et Figure II.5.B présentent donc l'effet de la réduction des paramètres W_d et L_g sur le S_{11} du « schéma d'antenne optimum ».

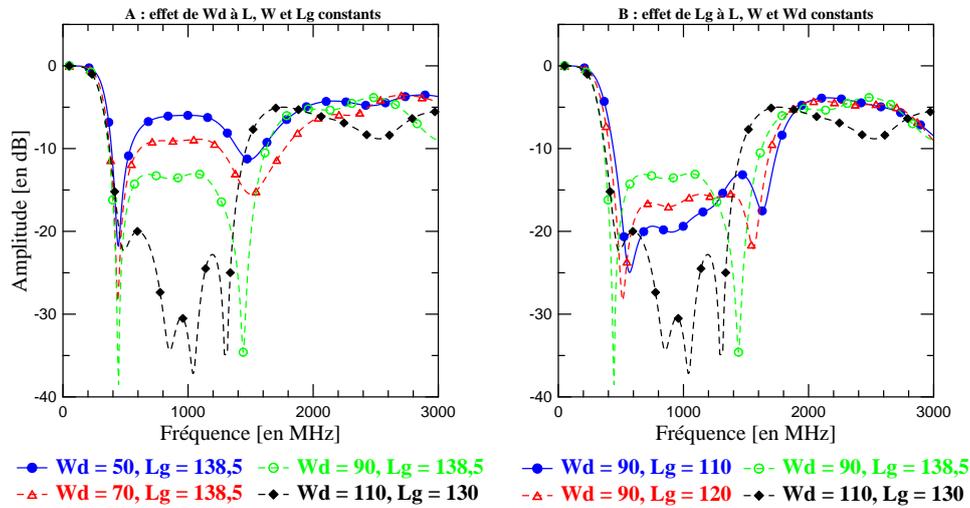


FIGURE II.5 – A : effet de la diminution de W_d sur le S_{11} pour $L = 34$, $W = 28$ et $L_g = 138,5$. B : effet de la diminution de L_g sur le S_{11} pour $L = 34$, $W = 28$ et $W_d = 90$. Les valeurs de W_d et L_g sont données en mm.

On constate ainsi que lorsque l'on réduit la largeur de l'antenne (Figure II.5.A), il y a une désadaptation progressive de l'antenne, ce qui dégrade le S_{11} . On passe ainsi, pour le plateau du S_{11} situé entre 445 MHz et 1 GHz, d'une amplitude moyenne de -13 dB pour $W_d = 90$ (cercles creux verts) à une valeur moyenne de -9 dB et de -6 dB respectivement pour $W_d = 70$ et $W_d = 50$. Outre la valeur du plateau, la forme du S_{11}

reste fondamentalement inchangée et on retrouve les mêmes pics d'émission aux mêmes fréquences, seule la valeur de leur amplitude change (on dégrade à chaque fois l'émission puisqu'on augmente l'amplitude du S_{11}). Ainsi, réduire la largeur de l'antenne conduit à une dégradation trop importante du S_{11} et on ne peut donc pas envisager cela pour réduire encore l'encombrement de l'antenne.

En ce qui concerne la longueur L_g , on constate Figure II.5.B que plus on la réduit, plus on adapte l'antenne à la ligne d'alimentation puisque la valeur moyenne du plateau passe de -13 dB pour $L_g = 138,5$ à environ -15,5 dB et -18 dB respectivement pour $L_g = 110$ et $L_g = 120$. En revanche, on observe une modification de la forme S_{11} : on décale légèrement la bande passante de l'antenne vers de plus hautes fréquences. Ainsi, diminuer la longueur de l'antenne semble une bonne solution puisqu'on améliore l'adaptation de l'antenne, et donc la qualité du signal transmis. Cependant, étant donné que l'on décale légèrement la bande passante vers les hautes fréquences et qu'on la dégrade légèrement (cf. Tableau II.3), nous avons décidé de retenir le schéma permettant d'émettre aux plus basses fréquences et ayant la plus grande bande passante, c'est-à-dire celui qui correspond à $W_d = 90$ et $L_g = 138,5$ (cercles creux verts).

Enfin, nous avons également représenté (Figure II.5) le S_{11} d'un schéma d'antenne plus large, ne rentrant pas sur un format A4 (losanges pleins noirs). On constate que c'est ce schéma qui possède la meilleure adaptation puisque l'amplitude du S_{11} est très largement inférieure à -10 dB (voir à -20 dB) sur toute la gamme 370 MHz - 1,46 GHz ! Il possède également la moins bonne bande passante puisqu'elle n'est « que » de 11 % (ce qui reste tout à fait honnête).

	f_l [MHz]	f_u [MHz]	f_c [MHz]	B_w [%]
$L_g = 110$	440	1760	1100	120
$L_g = 120$	400	1700	1050	124
$L_g = 138,5$	360	1600	980	127
$L_g = 130, W_d = 110$	370	1460	915	119

TABLEAU II.3 – Fréquences minimale (f_l) et maximale (f_u) d'opération, fréquence centrale (f_c) et largeur de bande (B_w) pour les quatre schémas d'antennes ($L_g = 110$, $W_d = 90$), ($L_g = 120$, $W_d = 90$), ($L_g = 138,5$, $W_d = 90$) et ($L_g = 130$, $W_d = 110$).

Ainsi, le schéma retenu n'est pas le schéma optimal *stricto sensu* puisqu'en réduisant légèrement sa longueur on améliorerait son S_{11} et qu'un schéma bien plus large possède une bien meilleure capacité de transmission/réception sur une gamme de fréquences similaire. Cependant, il semble être un bon compromis entre grande bande passante, fréquence la plus basse d'émission (on rappelle que l'on ne cherche pas spécialement à atteindre de très hautes fréquences) et amplitude du S_{11} (inférieure à -10 dB) sur toute la gamme de fréquences.

II.A.4 Antenne de type dipôle elliptique

La transition d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne a une importance capitale pour le caractère large bande d'une antenne. Dans le paragraphe précédent, nous avons conçu un schéma d'antenne de manière à y brancher directement la ligne d'alimentation sans réel circuit d'adaptation d'impédance. Dans cette section, nous allons procéder avec la même approche en partant cette fois d'un schéma d'antenne de type dipôle elliptique.

Du fait même de leur forme, les antennes dipolaires elliptiques offrent naturellement une transition d'impédance relativement douce, ce qui leur procure naturellement une bonne largeur de bande (Schantz, 2002 ; Yu *et al.*, 2009). De plus, la modification de la forme de base d'une telle antenne avec par exemple l'ajout d'anneaux elliptiques concentriques à l'intérieur du schéma d'antenne peut améliorer la largeur de bande (schéma d'inspiration fractal) ce que montre De Noia *et al.* (2012). Le schéma fractal proposé dans cet article opère sur toute la bande 200 MHz - 1,5 GHz, ce qui correspond à notre largeur de bande cible. Cependant, d'une part l'ajout d'anneaux semble n'améliorer que légèrement le S_{11} par rapport à un schéma classique en ellipses pleines, mais d'autre part le schéma proposé à une taille d'environ 500 mm x 740 mm, ce qui n'est pas fabricable dans notre laboratoire. Malgré cela, la forme elliptique semble être une bonne base pour la conception d'une antenne large bande et nous avons donc décidé de rester sur un schéma d'antenne en ellipses pleines, plus simple, et qui tiendrait sur un format A4.

Un schéma elliptique peut être vu comme un dérivé d'une antenne dipolaire dont les pôles seraient circulaires. Sur cette base, Schantz (2002) montre que l'augmentation du ratio entre grand et petit axes se traduit par une amélioration de l'adaptation de l'antenne à une ligne 50 Ω par rapport à des pôles circulaires purs.

Afin de dimensionner le schéma d'un dipôle elliptique permettant la meilleure adaptation possible à une ligne 50 Ω tout en tenant sur un format A4 nous avons réalisé une étude paramétrique sur la taille du grand (a) et du petit (b) axe des ellipses (Figure II.6) pour trouver le rapport a/b optimum adapté à nos contraintes.

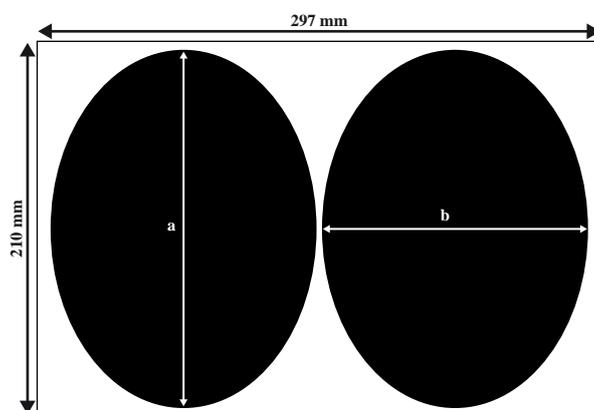


FIGURE II.6 – Schéma de l'antenne de type dipôle elliptique. a représente le grand axe de l'ellipse et b son petit axe.

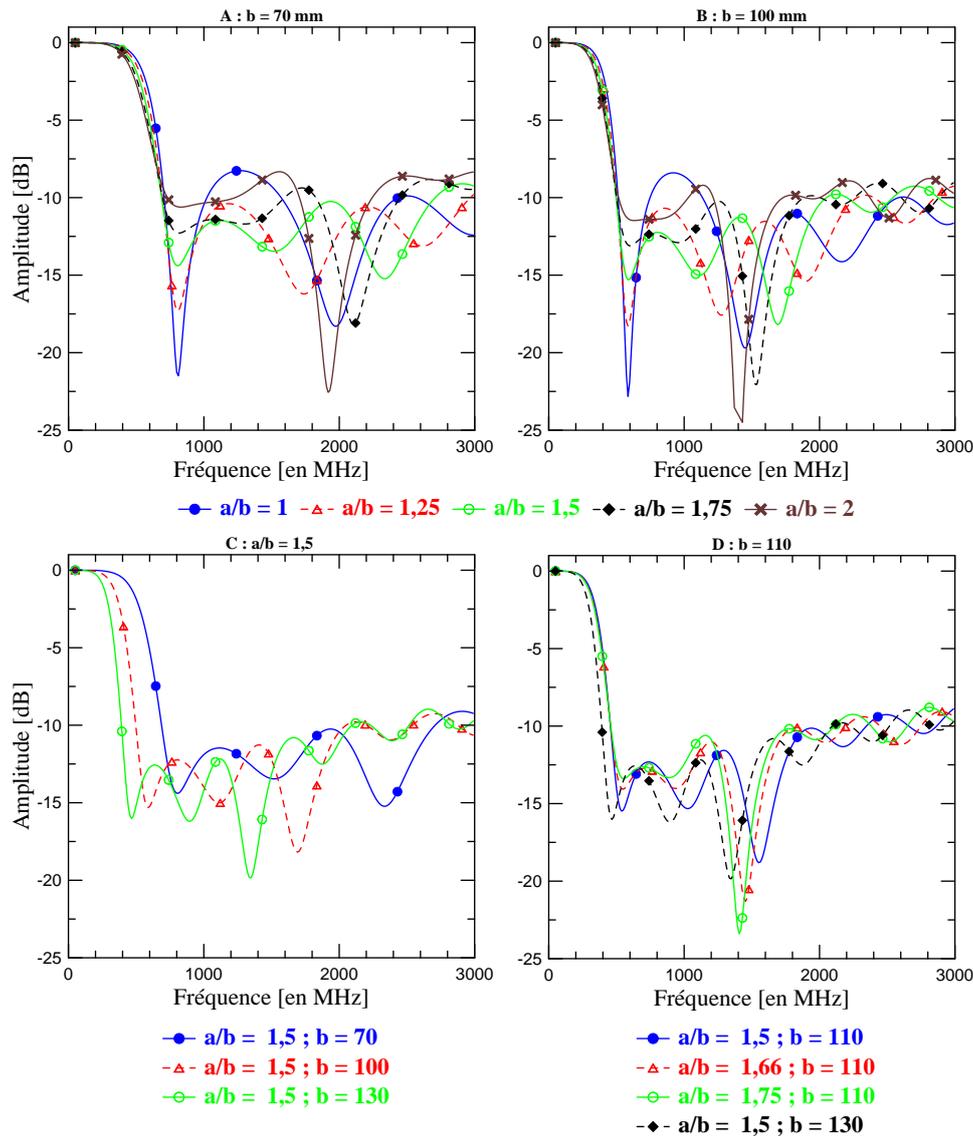


FIGURE II.7 – A et B : S_{11} de l’antenne dans l’air pour différentes valeurs du rapport a/b pour $b = 70$ mm et $b = 100$ mm respectivement, C : S_{11} de l’antenne dans l’air pour $a/b = 1,5$ pour différentes valeurs de b . D : S_{11} de l’antenne dans l’air pour différentes configurations.

Les différents résultats de cette étude paramétrique sont présentés Figure II.7. On représente tout d’abord sur les Figures II.7.A et II.7.B les amplitudes des S_{11} simulés pour une antenne elliptique dans l’air pour des valeurs du rapport a/b de 1, 1,25, 1,5, 1,75 et 2. Pour chaque valeur du rapport a/b , nous avons utilisé des valeurs du petit axe égales à 70 et 100 mm respectivement pour la Figure II.7.A et la Figure II.7.B. Si on compare sur la Figure II.7.A les S_{11} pour les rapports $a/b = 1$ (cercles pleins bleus), 1,25 (triangles creux rouges) et 1,5 (cercles creux verts), on constate que plus le rapport augmente, plus l’adaptation de l’antenne s’améliore. L’amplitude des pics d’émission augmente en tant que telle (pour le pic à 800 MHz par exemple, on passe d’environ -20 dB pour $a/b = 1$

à -17 et -14 dB pour respectivement $a/b = 1,25$ et $1,5$), mais comme l'amplitude des plateaux diminue (pour le plateau à environ 1 GHz, on passe de -8 dB pour $a/b = 1$ à -10 et -11 dB pour respectivement $a/b = 1,25$ et $1,5$), on améliore au final le S_{11} sur l'ensemble de la gamme de fréquences. En revanche, si on continue à augmenter la valeur du rapport a/b , le S_{11} se dégrade. C'est ce que l'on constate en regardant l'amplitude des S_{11} pour $a/b = 1,75$ (losanges pleins noirs) et 2 (croix marrons) où l'on voit une remontée générale du S_{11} vers de plus fortes amplitudes (autour de -11 et -10 dB respectivement). On peut observer exactement les trois mêmes phénomènes sur la Figure II.7.B :

- L'amplitude du pic d'émission du S_{11} (à 580 MHz) qui augmente de -22 dB à -18 dB puis -15 dB pour respectivement $a/b = 1, 1,25$ et $1,5$.
- L'amplitude du plateau du S_{11} (autour de 900 MHz) qui diminue de -8 dB à -10 dB puis -12 dB pour respectivement $a/b = 1, 1,25$ et $1,5$.
- La dégradation générale du S_{11} si on continue à augmenter le rapport a/b .

Bien qu'on ne le montre pas ici, on peut faire les mêmes constatations pour des valeurs de b supérieures. Il semble donc qu'un rapport entre grand et petit axes autour de 1,5 pour une antenne de type dipôle elliptique soit la valeur optimale qui permet d'obtenir une bonne adaptation de l'antenne sur une large bande de fréquences.

De plus, si on compare entre eux les S_{11} des Figure II.7.A et Figure II.7.B, on constate que l'amplitude moyenne des S_{11} pour $b = 70$ mm est légèrement plus grande que pour $b = 110$ mm, ce qui veut dire que les plus grandes ellipses donnent une antenne mieux adaptée à une ligne 50Ω que les petites.

En partant de ce constat, on représente Figure II.7.C les S_{11} de l'antenne dans l'air pour un rapport a/b constant et égal à 1,5 pour différentes largeurs d'ellipses (*i.e.* pour différentes valeurs de b). Afin de tenir sur un format A4, la plus grande valeur de b représentée est 130 mm. Pour une telle valeur du petit axe (et un rapport a/b de 1,5), l'emprise de la partie métallique de l'antenne est d'environ 136 mm x 195 mm. Pour ces valeurs il ne reste plus que 7,5 mm de substrat de chaque côté de l'antenne pour la partie la plus proche du bord (largeur de l'antenne Figure II.6). Pour respecter nos contraintes sur le format, des valeurs de b supérieures à 130 mm n'ont donc pas été investiguées.

Si on regarde les courbes représentées sur la Figure II.7.C on peut faire au moins deux constats. Tout d'abord, comme précédemment, plus la largeur de l'ellipse (b) augmente, plus l'antenne est adaptée à une ligne 50Ω puisque l'amplitude moyenne du S_{11} diminue avec l'augmentation de b . On constate également que plus la largeur de l'ellipse augmente, plus la première fréquence à laquelle on atteint le seuil de -10 dB (fréquence de seuil) diminue (ce qui est logique puisque la taille globale du dipôle augmente). On passe en effet d'une fréquence de seuil de 690 MHz pour $b = 70$ à une de 500 puis 390 MHz pour respectivement $b = 100$ et $b = 130$ mm.

Ainsi, l'antenne ayant de loin les meilleures performances en termes de largeur de bande est la plus grande. Cependant, cette configuration ne laisse que très peu de substrat autour de l'antenne et afin de pouvoir manipuler plus facilement et de laisser suffisamment de marge de manœuvre en terme d'erreur de positionnement lors de la fabrication du prototype nous avons décidé de laisser plus de substrat autour de la partie rayonnante et donc de réduire la taille des ellipses par rapport à cette antenne « optimum ».

La largeur d'ellipse qui a finalement été retenue pour le prototype est $b = 110$.

La figure Figure II.7.D montre ainsi les S_{11} simulés pour cette antenne pour des rapports a/b de 1,5, de 1,6 et de 1,75. On y a également représenté le S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique « optimum » précédente ($a/b = 1,5$ et $b = 130$ mm). On peut constater que les deux S_{11} correspondants respectivement à $a/b = 1,66$ mm (triangles creux rouges) et $a/b = 1,75$ (cercles creux verts) sont globalement moins bons que celui correspondant à $a/b = 1,5$ (cercles pleins bleus) même s'ils restent tout à fait acceptables puisqu'inférieurs à -10 dB sur tout la largeur de bande d'intérêt. De plus, le S_{11} correspondant à $a/b = 1,5$ possède un plateau à environ 740 MHz qui remonte au-dessus des deux autres S_{11} . Il est à noter que le S_{11} correspondant à $a/b = 1,5$ et $b = 130$ mm possède également un plateau similaire (à environ 600 MHz).

De ce fait, nous avons retenu comme schéma celui de l'ellipse correspondant au couple ($a/b = 1,66$ et $b = 110$ mm) soit $a = 183$ mm et $b = 110$ mm puisque son S_{11} est inférieur à -10 dB sur la gamme de fréquences d'intérêt, qu'il est relativement plat sur cette même gamme (*i.e.* pas de pics ou plateaux prononcés, ce qui veut dire que l'émission / réception est homogène sur cette gamme de fréquences) et qu'il reste globalement meilleur que celui correspondant à $a/b = 1,75$. Sa fréquence minimale et maximale d'opération sont respectivement 450 MHz et 2,5 GHz et sa bande passante est de 139 %.

Encore une fois le schéma retenu n'est pas le schéma optimum *stricto sensu*, mais il semble répondre de manière satisfaisante aux critères d'émission/réception et de limite sur la taille fixés. De plus, il semble important de noter qu'un rapport de l'ordre de $a/b = 1,5$ paraît être un rapport optimum pour le dimensionnement de dipôles elliptiques dans la gamme de fréquences et les tailles d'antennes qui nous concerne ici.

II.A.5 Conclusions sur la conception des prototypes d'antennes

Étant donné que nous souhaitons utiliser nos prototypes d'antennes pour mesurer la teneur en eau en contexte agricole, nous nous sommes fixés deux objectifs principaux pour leur conception qui sont un encombrement minimal (facilité de manipulation et possibilité de le fabriquer au laboratoire) et une bande passante maximale. Ceci se traduit par le fait d'imposer un format A4 pour la taille maximale de l'antenne tout en ayant la plus grande bande passante possible dans la gamme de fréquences 100 MHz - 1 GHz.

Deux prototypes ont été conçus numériquement dans ce sens, l'un sur la base d'une antenne *bow-tie*, l'autre sur celle d'un dipôle elliptique. Dans les deux cas, nous avons considéré que la ligne d'alimentation (50Ω) était directement connectée à l'antenne sans la présence d'un quelconque système d'adaptation d'impédance.

Le premier schéma d'antenne retenu opère dans la gamme de fréquences 360 MHz - 1,6 GHz ($B_w = 127$ %) tandis que le deuxième opère dans la gamme 450 MHz - 2,2 GHz ($B_w = 139$ %).

Les performances obtenues pour nos prototypes ne couvrent pas toute la gamme de fréquences idéale voulue, notamment dans la partie basse fréquence, mais cela semble très difficile de descendre en fréquence tout en respectant une taille A4 qui est la taille maximale des circuits imprimés que nous pouvons fabriquer au laboratoire.

Enfin, rappelons que les performances de ces prototypes d'antennes ont été évaluées dans l'air, or comme nous l'avons vu précédemment, les propriétés des antennes dépendent également du milieu.

Puisque nous souhaitons utiliser nos antennes en configuration monostatique *on-ground*, il est nécessaire d'étudier le comportement de nos prototypes lorsqu'ils sont mis en présence d'un sol. C'est ce que nous allons faire de manière numérique dans les sections qui suivent.

II.B Analyse numérique des prototypes d'antennes

II.B.1 Propriétés électriques (ε , σ) représentatives des sols naturels

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les propriétés électriques (ε , σ) des sols dépendent principalement de sa teneur en eau, de la salinité de l'eau et de sa teneur en argile.

De plus, les gammes de variations de la permittivité diélectrique relative et de la conductivité électrique sont très différentes. D'après Cassidy (2009), dans les milieux naturels la permittivité diélectrique relative s'étale d'environ 3 (sable sec) à 40 (argile humide) avec une moyenne d'environ 16 (voir Tableau I.1) pour les sols usuels. La conductivité électrique quant à elle peut s'étaler de moins de 10^{-7} mS.m⁻¹ (calcaire sec) à plus de 1000 mS.m⁻¹ (argile humide) avec une moyenne de 5 mS.m⁻¹.

Rappelons que dans ce chapitre, notre objet d'étude principal est le coefficient S_{11} de l'antenne lorsque celle-ci est placée sur des sols de différentes propriétés électriques. Du fait de l'interaction de l'antenne avec le sol, les caractéristiques du S_{11} mesurés vont évoluer avec l'impédance caractéristique du sol. Cette impédance (Z_m) dépend des propriétés électriques du sol et peut être exprimée comme (Daniels, 2004) :

$$Z_m = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \frac{1}{(1 - \tan^2(\delta))^{1/4}} (\cos(\delta/2) + i \cdot \sin(\delta/2)) \quad (\text{II.2})$$

où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide, μ_r est la perméabilité magnétique relative du milieu, ε_0 est la permittivité diélectrique du vide, ε_r est la permittivité diélectrique relative du milieu et δ est l'angle de pertes (voir I.A.3).

Cette impédance est une grandeur complexe dont le comportement dépend de la fréquence. La Figure II.8 illustre le comportement du module de cette impédance caractéristique sur la gamme 100 MHz - 3 GHz pour des milieux de différentes propriétés électriques.

La Figure II.8.A représente cette impédance pour des milieux très résistants ($\sigma = 0,1$ mS.m⁻¹ soit 10 000 Ω .m) et de permittivités diélectriques relatives égales à 5, 10, 15, 20, 25 et 30. On y représente également à titre indicatif l'impédance de l'eau « pure » (trait plein bleu) dont la permittivité diélectrique relative vaut 80. À noter que l'impédance de l'air n'est pas représentée afin de garder la même échelle sur tous les graphiques, mais sa valeur est de 377 Ω . Pour de tels milieux (diélectriques purs), on voit que l'impédance ne dépend pas de la fréquence puisque la conductivité électrique étant quasi nulle, l'angle de pertes (δ) est très faible. Plus la permittivité diélectrique relative augmente, plus l'impédance diminue (elle se trouve au dénominateur de l'expression) avec un minimum atteint par l'eau avec 42 Ω .

La Figure II.8.B représente cette impédance caractéristique pour des milieux peu conducteurs ($\sigma = 5$ mS.m⁻¹ soit 200 Ω .m) pour les mêmes permittivités diélectriques relatives que précédemment. On remarque que l'impédance n'est plus constante, puisqu'elle est plus faible dans la partie basse fréquence du spectre. Prenons comme exemple le milieu $\varepsilon = 5$, l'impédance a une valeur d'environ 105 Ω à 100 MHz, puis 140 Ω à 150 MHz et

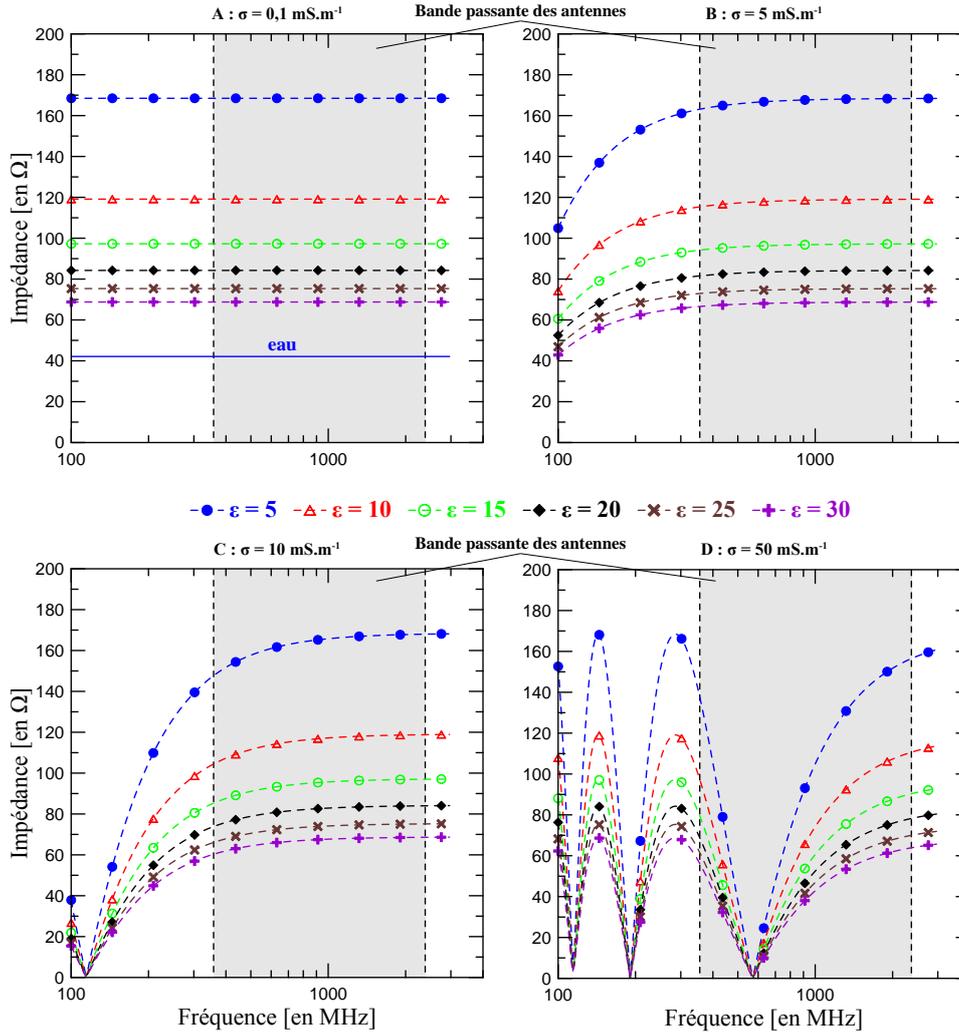


FIGURE II.8 – Module de l'impédance EM d'un sol en fonction de la fréquence et de sa permittivité diélectrique relative (ε) pour des conductivités électriques (σ) égales à $0,1 \text{ mS.m}^{-1}$ (A), 5 mS.m^{-1} (B), 10 mS.m^{-1} (C) et 50 mS.m^{-1} (D). Le bandeau grisé entre 360 MHz et 2,2 GHz représente la bande passante dans l'air des prototypes d'antennes conçus en II.A.

continue d'augmenter jusqu'à arriver à un plateau à environ 600 MHz qui a pour valeur 168Ω , soit la valeur du milieu résistant de même permittivité diélectrique relative. Ce comportement est semblable quelque soit la permittivité diélectrique relative, avec cependant pour différence le fait que plus la permittivité diélectrique relative est élevée, moins les variations sont importantes et plus le plateau est atteint tôt. Si on considère un spectre de fréquences entre 300 MHz et 2 GHz, qui inclus largement le spectre d'opérabilité de nos schémas d'antennes (cf. II.A.5), on peut considérer que la variation fréquentielle d'impédance reste négligeable (l'écart moyen d'impédance sur cette gamme de fréquences de l'ordre de 1 % entre le cas d'un terrain résistant et le cas d'un terrain peu conducteur). Pour un milieu moyennement conducteur ($\sigma = 10 \text{ mS.m}^{-1}$ soit $100 \Omega.m$, Figure II.8.C),

on peut faire les mêmes constats que précédemment, avec une accentuation encore plus forte de la variation fréquentielle de l'impédance (l'écart moyen d'impédance sur cette gamme de fréquences de l'ordre de 4 % entre le cas d'un terrain résistant et le cas d'un terrain moyennement conducteur). De plus, on voit apparaître un peu après 100 MHz une chute de l'impédance pour tous les milieux, qui traduit l'aspect oscillant de la variation fréquentielle d'impédance.

Pour les terrains conducteurs ($\sigma = 50 \text{ mS.m}^{-1}$ soit $20 \text{ } \Omega\text{.m}$, Figure II.8.D), cet aspect oscillatoire est encore plus prononcé, et on ne peut plus négliger la variation fréquentielle de l'impédance sur la bande de fréquence d'opération de nos antennes (l'écart moyen d'impédance sur cette gamme de fréquences de l'ordre de 35 % entre le cas d'un terrain résistant et le cas d'un terrain conducteur).

Ainsi, pour des terrains pas ou peu conducteurs (jusqu'à environ $\sigma = 5 \text{ mS.m}^{-1}$), la variation fréquentielle de l'impédance caractéristique du milieu peut être négligée sur la gamme de fréquences d'opération de nos antennes. Pour des milieux plus conducteurs en revanche, cela n'est plus le cas. Il est important de considérer ces effets puisque l'on voit que l'impédance d'un même milieu peut grandement changer selon les fréquences si sa conductivité est suffisamment élevée. Les variations du S_{11} seront donc influencées par cette variation d'impédance du sol, et certaines fréquences seront plus ou moins transmises selon les propriétés du sol.

Afin de paramétrer dans nos simulations des modèles ayant des propriétés électriques suffisamment représentatives de celles des sols naturels et de reproduire aussi fidèlement que possible le comportement du S_{11} de nos antennes lorsqu'elles seront posées dessus, nous avons décidé d'utiliser dans nos études des permittivités diélectriques relatives variant entre 1 (air) et 30 (argile) et des conductivités électriques variant de 0,1 (sable sec) à 100 mS.m^{-1} (argile humide).

II.B.2 Effet d'un demi-espace infini

Dans la section II.A nous avons déterminé les propriétés de nos prototypes d'antennes dans l'air. Nos antennes étant destinées à être utilisées pour des applications GPR *on-ground*, il convient de s'intéresser à l'effet de la présence d'un sol sur leurs caractéristiques et plus particulièrement leur S_{11} . Afin de représenter le sol, nous avons pris le parti de simuler nos schémas d'antennes en présence de demi-espaces infinis dont les propriétés électriques varient dans les gammes définies dans la section précédente.

Le maillage utilisé dans les simulations FDTD est adaptatif et se ressert automatiquement autour des éléments fins qui nécessite un maillage plus détaillé (notamment au niveau de l'alimentation de l'antenne). La taille minimum d'une cellule est définie pour que la plus petite longueur d'onde simulée soit discrétisée spatialement par au moins vingt cellules. Pour limiter le temps de calcul on émule dans le modèle numérique le demi-espace infini par l'application de conditions absorbantes ou PML (*perfectly matched layer*) aux limites spatiales du domaine de calcul. Un schéma type des modèles utilisés en simulation pour l'antenne de type *bow-tie* est représenté Figure II.9.

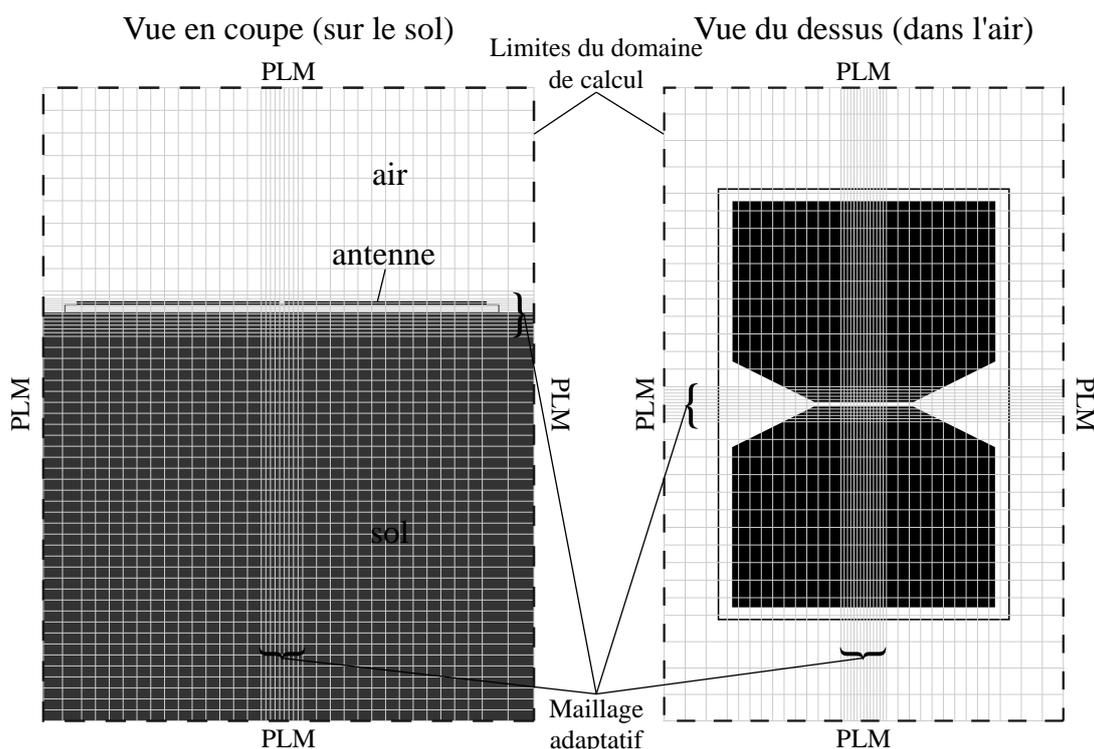


FIGURE II.9 – Schéma du type modèle antenne/demi-espace utilisé dans les simulations FDTD. Le domaine de calcul est réduit par l'application de PML (*perfectly matched layer*). Un maillage adaptatif permet d'affiner la discrétisation des parties les plus petites de l'antenne.

Antenne de type *bow-tie*

L'évolution du S_{11} en fonction des propriétés du sol est complexe et non linéaire et ce d'autant plus que l'on s'intéresse à une large bande de fréquences. Ainsi, les pics d'émission du S_{11} se décalent, diminuent, disparaissent ou réapparaissent selon les propriétés électriques du sol. Étant donné qu'il est compliqué de caractériser un tel comportement sur une large gamme de fréquences, nous avons pris le parti d'étudier l'évolution du S_{11} de manière simple à travers l'étude de seulement quelques points « remarquables ».

Définition des points remarquables du S_{11} : On s'intéresse ici à l'évolution du S_{11} du schéma de type *bow-tie* lorsque celui-ci est placé sur un demi-espace infini dont on fait varier les propriétés électriques.

La Figure II.10.A représente cette évolution, pour l'antenne posée sur des demi-espaces infinis de permittivités diélectriques relatives égales à 5 (cercles pleins bleus), 10 (triangles creux rouges), 20 (cercles vides verts) et 30 (losanges pleins noirs) et une conductivité électrique de $0,1 \text{ mS.m}^{-1}$ (*i.e.* un terrain faiblement conducteur). On y a également représenté le S_{11} de l'antenne dans l'air (tirets noirs). Les points visibles sur les courbes (cercles pleins bleus, triangles creux rouges, cercles vides verts et losanges pleins noirs) ne représentent pas les points de mesures mais on juste pour but de pouvoir différencier

les courbes facilement dans le cas d'une impression en noir et blanc. Il en sera de même pour toutes les autres courbes de ce manuscrit. De même, l'augmentation du nombre de points dans la partie haute fréquence dans ces graphiques ne correspond pas à une augmentation de l'échantillonnage mais est juste un effet de l'échelle logarithmique utilisée pour représenter les fréquences.

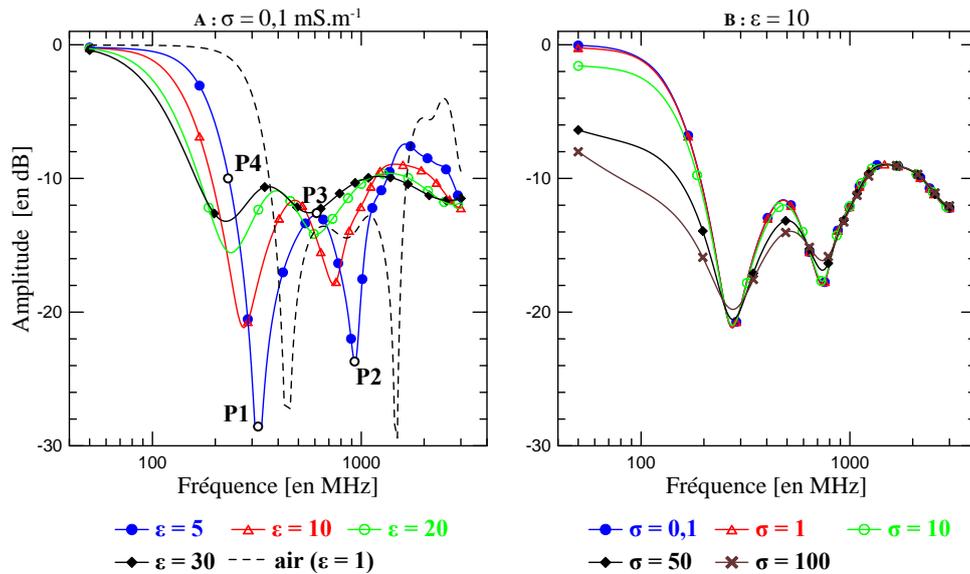


FIGURE II.10 – A : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type *bow-tie* posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique $0,1 \text{ mS.m}^{-1}$. B : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type *bow-tie* posée sur des demi-espaces infinis de différentes conductivités électriques (en mS.m^{-1}) et de permittivité diélectrique relative égale à 10.

Lorsque l'on regarde le S_{11} de l'antenne dans l'air, on constate qu'il se compose de quatre points remarquables (P1, P2, P3 et P4) : deux pics d'émission (faible amplitude) séparés entre eux par un plateau qui représente une zone de plus faible émission (« forte » amplitude) ainsi que la première fréquence à laquelle on atteint le seuil de -10 dB. Le premier pic d'émission est centré à environ 440 MHz, le second à 1,4 GHz et le plateau à 850 MHz. Ce comportement (pics multiples séparés par des plateaux) correspond aux différentes fréquences de résonance de cette antenne dipolaire. Le plateau du S_{11} a une amplitude moyenne inférieure à -10 dB ce qui fait que l'antenne est considérée comme étant opérationnelle même dans cette zone de moindre émission.

Si on regarde maintenant le S_{11} pour un milieu de permittivité diélectrique relative de 5 (cercles pleins bleus), on reconnaît la même forme du S_{11} avec ces deux pics séparés par un plateau. On constate d'une part que l'amplitude et la largeur des pics augmentent et d'autre part que les pics et les plateaux se décalent vers les basses fréquences puisque la position du premier pic passe de 440 MHz à 320 MHz, celle du second de 1,4 GHz à 935 MHz et celle du plateau de 850 MHz à 600 MHz. De plus, la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB est atteint se décale également vers les basses fréquences. On

peut faire les mêmes constats si on regarde les S_{11} pour des permittivités diélectriques supérieures, avec néanmoins le fait que la « vitesse » d'augmentation de l'amplitude et de décalage diminue avec l'augmentation de la permittivité diélectrique. Cette augmentation de l'amplitude des pics du S_{11} fait qu'on arrive à terme pour $\varepsilon = 30$ à la disparition des pics et plateau à proprement parler pour avoir plutôt des oscillations plus ou moins prononcées du S_{11} .

La Figure II.10.B représente elle l'évolution du S_{11} pour l'antenne posée sur des demi-espaces infinis de conductivités électriques égales à $0,1 \text{ mS.m}^{-1}$ (cercles pleins bleus), 1 mS.m^{-1} (triangles creux rouges), 10 mS.m^{-1} (cercles creux verts), 50 mS.m^{-1} (losanges pleins noirs) et 100 mS.m^{-1} (croix marron) et de permittivité diélectrique relative égale à 10.

Si on regarde l'évolution des quatre mêmes points remarquables que précédemment, on remarque qu'il n'y a quasi aucun décalage de leur position fréquentielle, et ce quelle que soit la valeur de la conductivité électrique. De plus, si la conductivité reste faible (inférieure ou égale à 10 mS.m^{-1}), il n'y a qu'un très léger changement d'amplitude de ces points remarquables (l'amplitude des pics semble augmenter légèrement et celle des plateaux diminue). Pour des conductivités supérieures ou égales à 50 mS.m^{-1} en revanche ce changement d'amplitude est plus marqué.

En ce qui concerne la partie haute fréquence du spectre (supérieure à 1 GHz), il n'y a aucun changement de S_{11} avec la conductivité électrique. En ce qui concerne la partie basse fréquence du spectre en revanche (*i.e.* avant le premier pic d'émission), on constate que l'effet de la conductivité (même pour de faibles valeurs) est bien marqué avec une diminution générale de l'amplitude du S_{11} . Ainsi, plus la conductivité augmente, plus l'amplitude du S_{11} d'une manière générale diminue.

Des tests numériques dont les résultats ne sont pas montrés ici montrent que pour des permittivités diélectriques relatives plus basses, l'influence de la conductivité est plus importante et qu'elle diminue lorsque l'on augmente la permittivité diélectrique relative.

Il semble donc que dans le cas de notre antenne de type *bow-tie* on puisse définir quatre points remarquables (P1, P2, P3 et P4) qui permettent de suivre l'évolution du S_{11} avec les propriétés électriques du milieu et qui sont : la position du premier pic d'émission, la position du plateau, la position du second pic d'émission ainsi que la position de la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB pour l'amplitude du S_{11} est atteinte.

Lien entre positions des points remarquables et permittivité diélectrique : La diminution de l'amplitude des plateaux du S_{11} du fait de la conductivité électrique et le décalage fréquentiel des pics d'émission du fait de la permittivité diélectrique ont déjà été utilisés pour caractériser les propriétés électriques des sols, notamment par [Sagnard et al. \(2009\)](#) qui utilisent en ce sens une antenne de type monopôle à planter dans le sol. On représente donc Figure II.11 la variation de la position en fréquence des quatre points remarquables du S_{11} définis précédemment.

En ce qui concerne le décalage des pics d'émission (Figure II.11.A et Figure II.11.B),

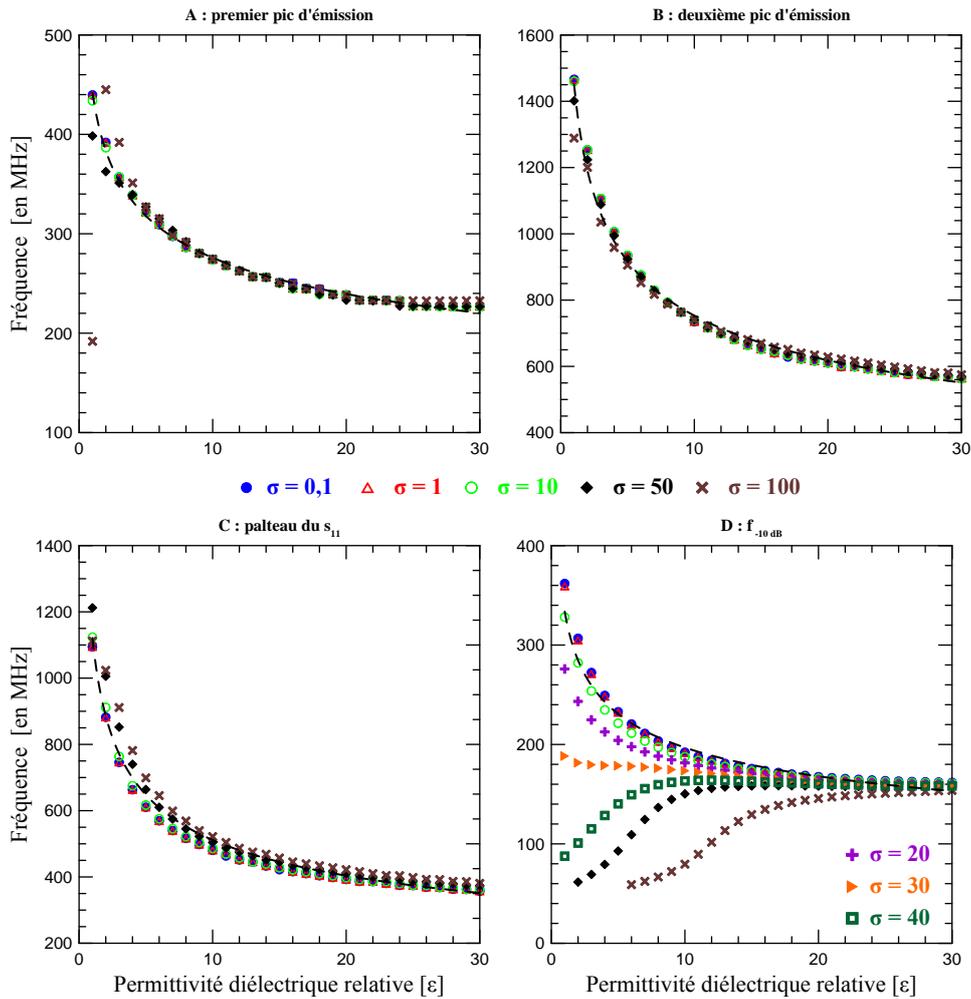


FIGURE II.11 – Position en fréquence du premier pic d'émission (A), du second pic d'émission (B), du plateau (C) et de la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB est atteint (D), pour l'antenne de type *bow-tie* posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et conductivités électriques (en $\text{mS}\cdot\text{m}^{-1}$). Le trait en pointillés représente un ajustement d'une loi en puissance correspondant le mieux aux données (pour D, l'ajustement est fait pour σ inférieure à $20 \text{ mS}\cdot\text{m}^{-1}$).

on fait les mêmes constats que dans la section précédente à savoir que plus la permittivité diélectrique augmente, plus les pics de résonance se décalent vers les basses fréquences, et ce quelle que soit la conductivité électrique. Si la permittivité diélectrique relative est suffisamment grande (supérieure à 5), ce décalage ne semble pas dépendre de la conductivité électrique (quelle que soit σ les points de mesures sont situés *grosso modo* le long de la même courbe se superposant même souvent sur la Figure II.11.A). Pour une permittivité diélectrique de 1 en revanche, si la conductivité électrique est supérieure ou égale à $50 \text{ mS}\cdot\text{m}^{-1}$ (soit une résistivité de $20 \Omega\cdot\text{m}$), on peut voir une forte influence de la conductivité (croix marron isolée vers 200 MHz). Les S_{11} ne sont pas présentés ici, mais pour de telles conductivités et de si faibles permittivités, la forme du S_{11} change du tout au tout et

ne présente pas de pic d'émission à proprement parlé. Il devient par conséquent difficile, voire infondé, d'utiliser le décalage du pic d'émission comme traceur de la permittivité diélectrique. Cependant, les matériaux avec de telles propriétés électriques s'apparentent plutôt à des mousses conductrices industrielles qu'à des sols naturels. Ainsi, si on ne considère pas les points « aberrants » correspondant à ces propriétés électriques, la variation de la position des pics d'émission est très cohérente avec une loi de type puissance :

$$f_{pts} = a\varepsilon^b \quad (\text{II.3})$$

où f_{pts} est la fréquence du point remarquable, ε la permittivité diélectrique relative du demi-espace infini et a et b les coefficients d'ajustement.

Les courbes en tirets visibles sur cette figure représentent d'ailleurs un ajustement aux données par une telle loi puissance en ne considérant pas les points aberrants de faible permittivité et forte conductivité. Ce comportement de type puissance s'explique notamment par l'évolution de l'impédance du sol en fonction de ces propriétés électriques qui suit approximativement une telle loi.

Signalons que le choix d'une loi puissance a été inspiré par celui fait par [Sagnard et al. \(2009\)](#), et que vu l'allure du décalage fréquentiel, une loi en exponentiel décroissante est tout à fait possible également.

Si on considère maintenant les Figures [II.11.C](#) et [II.11.D](#), on peut globalement faire les mêmes remarques que précédemment, à ceci près qu'en ce qui concerne la position de la fréquence seuil de -10 dB, une loi de type puissance ne s'ajuste pas du tout aux courbes représentant les terrains conducteurs ($\sigma = 50 \text{ mS.m}^{-1}$ et $\sigma = 100 \text{ mS.m}^{-1}$) pour des permittivités diélectriques relatives inférieures à 20. Ceci est dû comme nous l'avons dit pour la Figure [II.10.B](#) au comportement à basse fréquence du S_{11} (fréquence inférieure au premier pic d'émission) qui est beaucoup plus sensible à la conductivité électrique. Enfin, pour la position du plateau du S_{11} (Figure [II.11.C](#)), il existe pour des conductivités électriques supérieures à 10 mS.m^{-1} un décalage fréquentiel non négligeable puisqu'il atteint environ 90 MHz (de 618 MHz à 708 MHz) entre $\sigma = 10$ et 100 mS.m^{-1} .

Ainsi, si on ne considère que des milieux peu conducteurs (σ inférieure à 50 mS.m^{-1} soit une résistivité supérieure à $20 \text{ }\Omega\text{.m}$), pour le prototype d'antenne de type *bow-tie* il semble raisonnable de considérer un comportement en loi de type puissance du décalage des trois points remarquables définis précédemment (positions des deux pics d'émission et du plateau du S_{11}) et éventuellement de la fréquence du seuil de -10 dB. Ce dernier point remarquable étant situé par définition dans la partie basse fréquence du S_{11} , il reste très sensible à la conductivité électrique et il semble peu judicieux de s'en servir pour des mesures de terrains.

Les différents coefficients d'ajustement obtenus pour nos simulations sont récapitulés Tableau [II.4](#).

Lien entre amplitude du plateau du S_{11} et conductivité électrique : Comme nous l'avons fait dans le paragraphe précédent, nous allons tenter de trouver une relation

	1 ^e pic	2 ^e pic	Plateau	f_{-10dB}
a [MHz]	431	1446	896	340
b	-0,195	-0,283	-0,260	-0,244
R^2	0,987	0,995	0,955	0,891

TABLEAU II.4 – Paramètres de l’ajustement par une loi puissance obtenus pour les différents points remarquables du S_{11} de l’antenne de type *bow-tie* posée sur des demi-espaces de différentes permittivités diélectriques relatives.

quantitative entre les variations d’amplitude du plateau du S_{11} et les variations de la conductivité électrique du milieu. Nous avons choisi le plateau du S_{11} plutôt que la partie basse fréquence du spectre qui est pourtant plus sensible aux variations de conductivité électrique (voir Figure II.10.B) pour ne pas être tributaire des mêmes effets que ceux observés pour la fréquence du seuil de -10 dB.

Ainsi, la Figure II.12 présente pour des demi-espaces de différentes permittivités diélectriques relatives, les variations d’amplitude du plateau du S_{11} en fonction de la conductivité du milieu (en $\text{mS}\cdot\text{m}^{-1}$).

D’une manière générale, les observations faites pour la Figure II.10.B sont aussi observables ici, à savoir que plus la conductivité électrique augmente, plus l’amplitude du plateau du S_{11} diminue. Si on regarde par exemple les points correspondant au milieu de permittivité diélectrique relative égale à 10, on constate que l’on passe d’une amplitude du plateau d’environ 0,26 pour $\sigma = 0,1 \text{ mS}\cdot\text{m}^{-1}$, à une amplitude d’environ 0,22 pour $\sigma = 50 \text{ mS}\cdot\text{m}^{-1}$.

De plus, plus la permittivité diélectrique augmente, moins la conductivité électrique semble avoir d’effet puisque pour des permittivités diélectriques relatives supérieures à 10, la diminution d’amplitude du plateau est quasi nulle, sauf pour de fortes valeurs de conductivité électrique (supérieures ou égales à $50 \text{ mS}\cdot\text{m}^{-1}$).

Comme précédemment, les courbes en tirets représentent pour chaque permittivité diélectrique relative, une loi d’ajustement entre la valeur de l’amplitude du plateau et la conductivité électrique du milieu. Le type de loi choisi ici est une relation linéaire ($A_{plt} = a\varepsilon + b$) qui apparaît courbe pour les grandes valeurs de conductivité électrique du fait de l’échelle logarithmique utilisée sur cette figure.

L’ajustement est le moins bon pour les faibles valeurs de permittivité diélectrique relative (1 et 5) et s’améliore pour les permittivités diélectriques plus élevées. Malheureusement, cette amélioration de l’ajustement linéaire correspond également à la diminution de la variation d’amplitude due à la conductivité électrique et il est donc à considérer avec une grande prudence.

Les coefficients d’ajustement obtenus pour les courbes issues de nos simulations sont présentés Tableau II.5.

Pour résumer, les principaux effets de l’évolution des propriétés électriques du sol sur le S_{11} de l’antenne de type *bow-tie* sont :

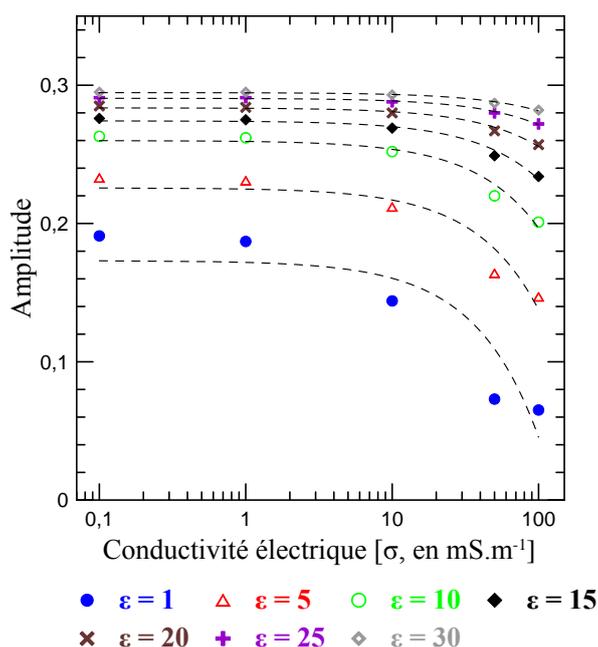


FIGURE II.12 – Amplitude du plateau du S_{11} en fonction de la conductivité électrique (en mS.m^{-1}) pour des milieux de différentes permittivités diélectriques relatives.

	$\varepsilon = 1$	$\varepsilon = 5$	$\varepsilon = 10$	$\varepsilon = 15$	$\varepsilon = 20$	$\varepsilon = 25$	$\varepsilon = 30$
a	-1,3	-0,88	-0,63	-0,42	-0,28	-0,19	-0,13
b	0,17	0,23	0,26	0,27	0,28	0,29	0,29
R^2	0,827	0,918	0,965	0,98	0,98	0,99	0,985

TABLEAU II.5 – Paramètres de l'ajustement linéaire obtenus entre l'amplitude du plateau et la conductivité électrique pour des valeurs fixes de permittivités diélectriques relatives.

- Le décalage du spectre (notamment des points remarquables) vers les basses fréquences lorsque la permittivité diélectrique augmente (selon une loi en puissance).
- Une diminution générale de l'amplitude du S_{11} lorsque la conductivité augmente (selon une relation linéaire si la permittivité diélectrique du milieu est suffisamment grande), mais qui devient de moins en moins prononcée au fur et à mesure que la permittivité diélectrique augmente.
- La partie basse fréquence du spectre (avant le premier pic d'émission) est beaucoup plus sensible à l'effet de la conductivité électrique que la partie plus haute fréquence.
- La forme du S_{11} peut changer de manière drastique pour de fortes valeurs de permittivité diélectrique ou de fortes valeurs de conductivité électrique rendant difficile voir impossible cette analyse par identification de points « remarquables ».

Antenne de type dipôle elliptique

Observation générale du S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique : Nous avons vu dans les sections précédentes l'effet de l'évolution des propriétés électriques d'un demi-espace infini sur le S_{11} du schéma de type *bow-tie*. On s'attend donc à avoir le même genre de comportement pour le S_{11} du schéma d'antenne de type dipôle elliptique. Ainsi, de manière analogue à la Figure II.10, on représente l'évolution du S_{11} du schéma d'antenne de type dipôle elliptique lorsque celui-ci est posé sur un demi-espace infini dont on fait varier la permittivité diélectrique relative (Figure II.13.A) et la conductivité électrique (Figure II.13.B).

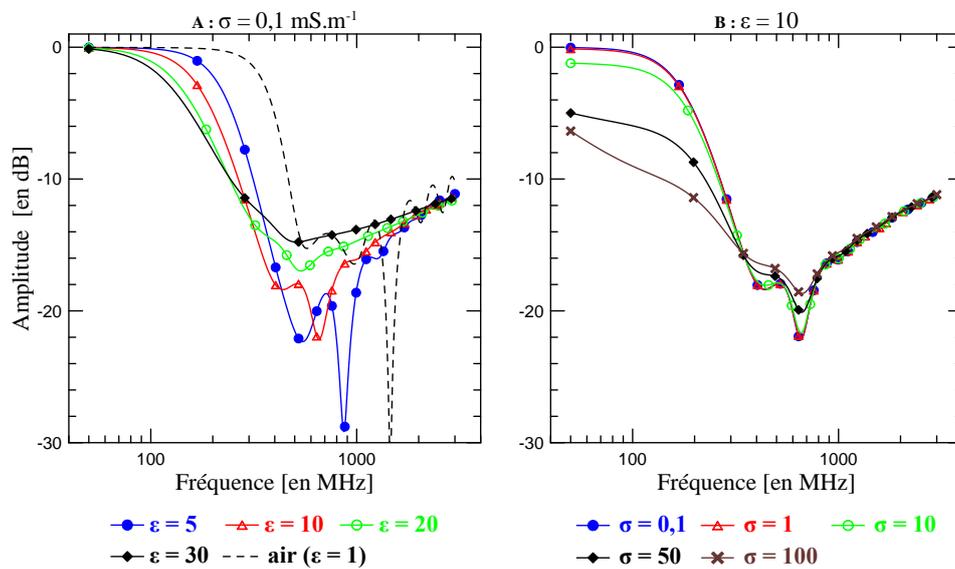


FIGURE II.13 – A : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type dipôle elliptique posé sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique $0,1 \text{ mS.m}^{-1}$. B : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type dipôle elliptique posé sur des demi-espaces infinis de différentes conductivités électriques (en mS.m^{-1}) et de permittivité diélectrique relative égale à 10.

Lorsque l'on regarde la Figure II.13.A, on peut voir d'une manière générale que lorsque la permittivité diélectrique augmente, l'amplitude moyenne du S_{11} diminue par rapport à l'antenne placée dans l'air. Ceci traduit le fait que l'impédance de l'antenne est plus adaptée à un sol qu'à l'air. La diminution du niveau moyen du S_{11} s'observe jusqu'à une permittivité diélectrique relative de 5. Pour des permittivités diélectriques relatives supérieures, le niveau moyen du S_{11} remonte progressivement (désadaptation progressive du sol et de l'antenne) jusqu'à revenir au même niveau moyen que le S_{11} de l'antenne dans l'air pour $\epsilon = 30$.

Les pics d'émission du S_{11} dans l'air ne sont pas aussi prononcés que ceux du schéma de type *bow-tie*. Ainsi, le comportement de l'antenne est plus « homogène » sur sa gamme de fréquences d'opération. Lorsque la permittivité diélectrique relative augmente pour passer

de 1 à 5, ce que l'on peut assimiler aux premier et deuxième pics d'émission sur le S_{11} de l'antenne dans l'air (vers 575 MHz et 970 MHz respectivement) s'accroissent clairement (voir les pics à 545 et 864 MHz). Le premier pic est encore discernable et le deuxième bien visible pour un milieu de permittivité diélectrique relative égale à 10. Pour des permittivités supérieures en revanche, le premier pic disparaît et seul le deuxième pic est encore légèrement visible. Ainsi, il devient difficile d'utiliser les mêmes points remarquables que pour le schéma de type *bow-tie*, puisque ceux-ci ne sont pas pérennes et disparaissent relativement rapidement du S_{11} lorsque la permittivité diélectrique évolue. Cependant, si on suit l'évolution de la position du deuxième pic d'émission (ce que l'on fera plus en détail dans le paragraphe suivant) ou que l'on regarde plus généralement le S_{11} , on peut voir le même décalage vers les basses fréquences au fur et à mesure que la permittivité diélectrique relative du milieu augmente.

Si on s'intéresse maintenant à la Figure II.13.B, on peut faire les constats suivants :

- Tout d'abord, là aussi, la partie haute fréquence (supérieure à 1 GHz) est insensible au changement de conductivité électrique.
- Ensuite dans la partie du spectre qui correspond au pic d'émission (entre environ 300 MHz et 1 GHz), plus la conductivité électrique augmente, plus l'amplitude du S_{11} augmente elle aussi, tout comme on a pu l'observer pour le S_{11} de l'antenne de type *bow-tie*.
- Enfin, la partie basse du spectre (inférieure à ce qui correspond au premier pic d'émission) est plus sensible à l'effet de la conductivité électrique, et plus cette dernière augmente, plus l'amplitude du S_{11} diminue.

Ainsi le comportement général du S_{11} du schéma d'antenne de type dipôle elliptique semble être le même que celui du schéma de type *bow-tie*. Cependant les points remarquables utilisés sur ce dernier afin de quantifier le lien entre évolution du S_{11} et évolution de la permittivité diélectrique relative et de la conductivité électrique ne peuvent pas être utilisés ici parce qu'ils ne sont pas assez pérennes. Nous avons tout de même essayé d'établir le même genre de loi pour la permittivité diélectrique seulement en se basant sur d'autres points remarquables qui nous semblaient plus adaptés à ce S_{11} particulier.

Lien entre positions des points remarquables et permittivité diélectrique :

Deux des points remarquables utilisés pour l'antenne de type *bow-tie* sont repris pour quantifier la relation entre permittivité diélectrique relative et décalage fréquentiel du S_{11} , à savoir le deuxième pic d'émission de l'antenne et la fréquence du seuil de -10 dB. De plus, lorsque l'on regarde la Figure II.13.B, sur la partie haute fréquence du spectre (supérieure à 1,5 GHz), il semble que le S_{11} ait *grosso modo* la forme d'une droite. Partant de ce constat, on ajuste une droite de régression sur la partie haute fréquence du S_{11} , et on étudie l'évolution de son coefficient directeur et de son ordonnée à l'origine en fonction de la permittivité diélectrique relative.

Les différents résultats de cette étude sont présentés Figure II.14. Pour la Figure II.14.A qui représente respectivement la position du deuxième pic d'émission, on peut faire les

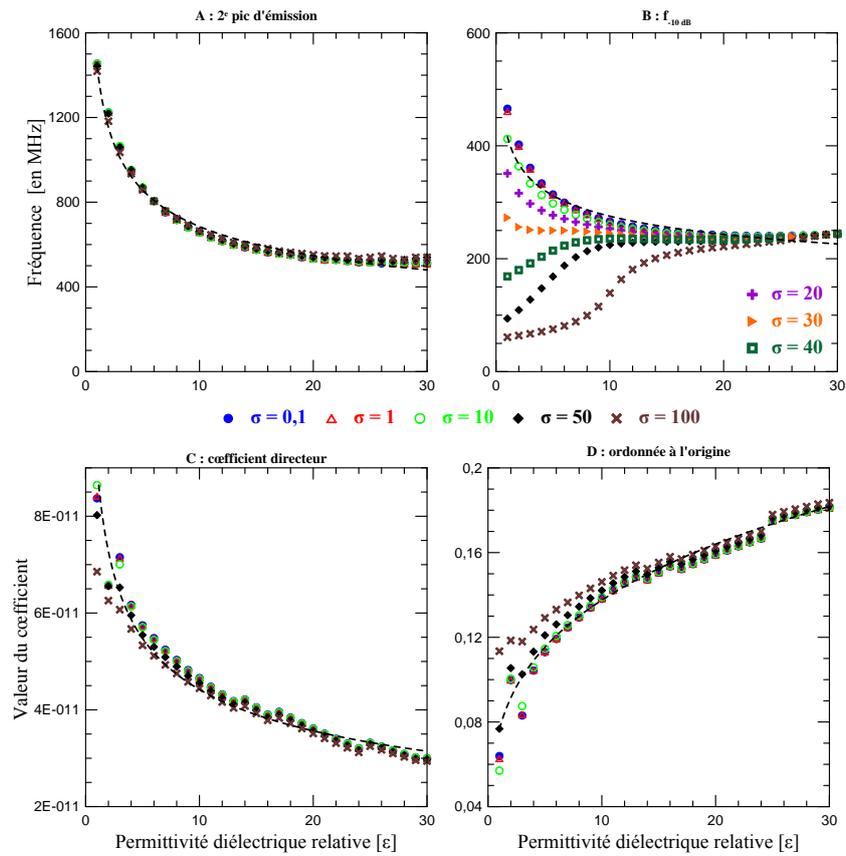


FIGURE II.14 – Position en fréquence du deuxième pic d'émission (A), de la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB est atteint (B), valeur du coefficient directeur (C) et de l'ordonnée à l'origine (D) de la droite d'ajustement sur les hautes fréquences du S_{11} , pour l'antenne de type dipôle elliptique posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et conductivités électriques (en mS.m⁻¹). Le trait en pointillés représente un ajustement d'une loi en puissance correspondant le mieux aux données (pour D, l'ajustement est fait pour σ inférieure à 20 mS.m⁻¹).

mêmes observations que pour l'antenne de type *bow-tie*, à savoir que le décalage du deuxième pic d'émission est compatible avec une loi de type puissance. On remarque cependant sur cette figure, que pour des permittivités diélectriques relatives élevées (supérieures à 25 environ), la position du pic d'émission ne change quasiment plus tandis que la loi puissance continue de diminuer, ce qui se traduit par un mauvais ajustement sur la fin de la courbe.

La Figure II.14.B représente elle la position de la fréquence du seuil de -10 dB. Là encore, on peut faire les mêmes observations que précédemment, à savoir la compatibilité avec une loi puissance pour des conductivités électriques ne dépassant pas 10 mS.m⁻¹. Pour des conductivités supérieures en revanche (triangles pleins oranges, carrés creux verts, losanges pleins noirs et croix marrons), la forme du S_{11} change radicalement et ce point remarquable perd tout son sens comme cela est clairement visible sur la figure.

En ce qui concerne la régression linéaire sur la partie haute fréquence de la courbe, on

constate que les variations du coefficient directeur de la droite (Figure II.14.C) et de l'ordonnée à l'origine (Figure II.14.D) sont compatibles avec une loi en puissance si la conductivité électrique du milieu n'est pas trop élevée.

Les différents coefficients d'ajustement obtenus sont présentés Tableau II.6.

	2 ^e pic	f_{-10dB}	coefficient directeur	ordonnée à l'origine
a	1443.10^6	416.10^6	9.10^{-11}	0,077
b	-0,32	-0,18	-0,31	0,25
R^2	0,98	0,93	0,97	0,92

TABLEAU II.6 – Paramètres de l'ajustement par une loi puissance des points remarquables du S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique posée sur des demi-espaces de permittivités diélectriques relatives différentes.

Conclusion sur l'effet d'un demi-espace sur le S_{11} de nos prototypes d'antennes

Nous avons vu dans cette section l'évolution du S_{11} de nos antennes lorsqu'elles sont posées sur un demi-espace infini qui représente le sol. La gamme de variation des propriétés électriques de ce demi-espace ($1 \leq \varepsilon \leq 30$ et $0,1 \leq \sigma \leq 100 \text{ mS.m}^{-1}$) a été choisie de manière à représenter au mieux celles observables dans les milieux naturels.

L'étude de l'évolution du S_{11} des antennes a été réalisée non pas sur l'ensemble de la gamme de fréquences, mais sur la base de points remarquables dont l'évolution est caractéristique de celle du S_{11} . D'une manière générale, il semble que le S_{11} se décale vers les basses fréquences lorsque l'on augmente la permittivité diélectrique et que son amplitude diminue lorsque la conductivité électrique du milieu augmente du fait de la forte atténuation du milieu.

Sur la base de l'évolution de ces points remarquables (différents selon le schéma d'antenne étudié), nous avons établi que le décalage fréquentiel du S_{11} suit une loi de type puissance. Il est plus difficile en revanche d'établir une loi précise pour lier la diminution de l'amplitude du S_{11} à l'évolution de la conductivité électrique autre que la loi classique d'atténuation exponentielle pour une onde plane.

Malgré l'étude de points remarquables différents pour les deux schémas d'antennes, l'évolution générale selon une loi en puissance du décalage fréquentiel des S_{11} des deux types d'antennes a pu être établie. Ceci s'explique simplement par l'évolution de l'impédance du sol en fonction des paramètres électriques qui peut être approximée par une telle loi. Or, l'impédance du sol rentre en compte dans l'impédance du système *antenne / sol* qui est à la base même de la définition du S_{11} (voir I.C.2).

Enfin, l'utilisation de la fréquence seuil de -10 dB comme point remarquable, notamment parce que ce point se situe dans la partie basse fréquence du S_{11} , semble trop sujette aux variations de la conductivité électrique pour être utilisée pour caractériser le sol.

II.B.3 Profondeur d'investigation

La profondeur d'investigation d'un GPR peut se définir comme la profondeur jusqu'à laquelle une cible peut être détectée ou tout du moins influence de manière sensible le signal. Dans notre cas, nous souhaitons caractériser le sous-sol sur les deux premiers mètres de profondeur (maximum) et c'est donc une profondeur d'investigation de l'ordre de grandeur du mètre que nous cherchons à obtenir.

Pour estimer la profondeur d'investigation correspondant à nos antennes, ou tout du moins pour vérifier que la profondeur de pénétration recherchée est bien atteinte, on se propose « d'enterrer » un réflecteur parfait dans un demi-espace homogène et de voir à partir de quelle profondeur il devient indétectable.

Atténuation analytique (onde plane)

Comme nous l'avons vu en I.A.4, une onde EM est atténuée au fur et à mesure qu'elle se propage dans un milieu. Cette atténuation (α) dépend des propriétés électriques du milieu et est donnée pour une onde plane se propageant dans un milieu à faibles pertes diélectriques par ($\varepsilon'' \sim 0$ voir I.A.4) :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad (\text{II.4})$$

L'atténuation pour ce type d'onde est de forme exponentielle avec α comme paramètre caractéristique. On définit généralement la profondeur de peau pour un milieu particulier comme la distance à laquelle l'amplitude de l'onde EM émise a été diminuée d'un facteur $1/e$ soit environ 37 %. Comme nous nous intéressons au signal réfléchi par le sol, l'atténuation du signal reçu par nos antennes sera au mieux deux fois plus importante (trajet aller-retour) et on considérera plutôt l'équivalent d'une « profondeur de peau aller-retour » : $p_{A-R} = 1/(2\alpha)$.

Ainsi, si on considère un réflecteur parfait (plaque métallique par exemple) situé à une certaine profondeur dans le sol, l'amplitude reçue à la surface du sol par une antenne parfaite (sans pertes) sera donnée par :

$$A(z) = A_0 e^{-2z\alpha} \quad (\text{II.5})$$

où A_0 est l'amplitude émise, z la profondeur du réflecteur parfait et $A(z)$ l'amplitude de l'onde réfléchie reçue en surface.

La Figure II.15 présente, pour des milieux de différentes propriétés électriques, l'amplitude théorique reçue à la surface du sol (en pourcentage de l'amplitude émise, *i.e.* $A(z)/A_0$) en fonction de la profondeur du réflecteur parfait. Les courbes d'amplitude sont représentées pour des milieux ayant une permittivité diélectrique relative de 5, 10 ou 20 et une conductivité électrique de 1, 10 ou 100 mS.m⁻¹. La position et la valeur de la profondeur de peau aller-retour pour chaque milieu a été marquée par une croix.

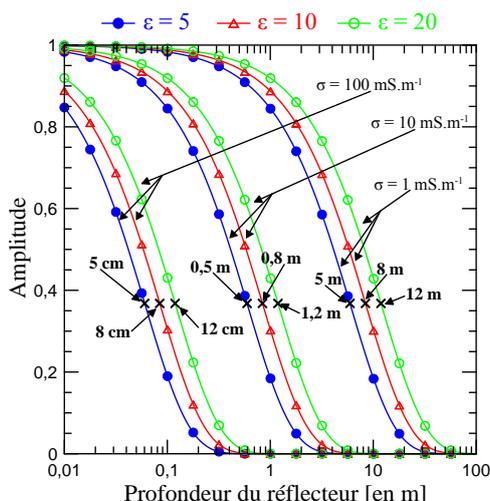


FIGURE II.15 – Amplitude reçue à la surface du sol (en % de l’amplitude émise) en fonction de la profondeur du réflecteur parfait pour des milieux de différentes propriétés électriques pour une fréquence de 1 GHz. Les croix indiquent les profondeurs de peau aller-retour.

On constate qu’à conductivité électrique constante, la profondeur de peau aller-retour augmente avec la permittivité diélectrique. On passe ainsi pour $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$ (terrain peu conducteur), d’une profondeur de 5 m pour $\varepsilon = 5$, à 12 m pour $\varepsilon = 20$. Pour un terrain de conductivité moyenne (10 mS.m^{-1}), la profondeur de peau aller-retour se trouve entre 0,5 et 1,2 m et pour un terrain conducteur (100 mS.m^{-1}), elle se trouve entre 5 et 12 cm. En gardant à l’esprit le fait que la gamme de variation de la permittivité diélectrique dans les sols (moins d’un ordre de grandeur) reste beaucoup plus faible que celle de la conductivité électrique (plusieurs ordres de grandeur), on voit donc l’importance de l’effet de la conductivité électrique sur la pénétration des ondes EM.

Ainsi, pour se donner une règle du pouce pour une antenne idéale, une fréquence de 1 GHz, dans un terrain peu conducteur (1 mS.m^{-1}) la profondeur de peau est de l’ordre du décimètre, de l’ordre du mètre dans un terrain moyennement conducteur (10 mS.m^{-1}) et de l’ordre du centimètre dans un terrain conducteur (100 mS.m^{-1}).

N’oublions pas que le calcul de ces profondeurs de peau présentées ici ne prend en compte ni la capacité de transmission/réception des antennes, ni la sensibilité de l’appareil de mesure (*i.e.* capacité à détecter de faibles courants).

Afin de connaître de manière plus spécifique la profondeur d’investigation de nos antennes, nous allons l’estimer dans la section suivante à l’aide de la modélisation FDTD. Pour se faire on se propose « d’enterrer » un réflecteur parfait dans un demi-espace homogène et de voir à partir de quelle profondeur il devient indétectable sur le S_{11} .

Estimation de la profondeur d'investigation à partir du S_{11}

On cherche ici à estimer la profondeur à partir de laquelle l'effet d'une plaque métallique dans un demi-espace n'est plus discernable sur le S_{11} .

Pour se faire, on calcule un S_{11} de référence dans lequel l'antenne est posée sur un demi-espace infini de propriétés électriques (ε , σ). Pour ce même couple de paramètres (ε , σ), on calcule un S_{11} pour lequel on a ajouté dans le modèle numérique une plaque métallique (conducteur parfait). On fait donc varier la profondeur de cette plaque et pour chaque profondeur on calcule la différence (RMSE) entre le modèle de référence et le modèle avec plaque.

Pour les profondeurs importantes et les fortes permittivités diélectriques, le temps de simulation peut vite devenir conséquent, et il faut le limiter. On se base donc sur le calcul du temps de propagation aller-retour pour un trajet vertical d'une onde plane afin de simuler sur un temps suffisamment long pour ne pas tronquer le signal avant que la réflexion sur la plaque n'ait eu lieu.

De plus, nous avons vu que les profondeurs de peau aller-retour minimale et maximale auxquelles on peut s'attendre sont respectivement décimétrique et décamétrique. Cependant nous arrêtons nos investigations à une profondeur de plaque maximale de 3 m, d'une part pour des raisons de temps de simulation, et d'autre part parce que notre objectif en terme de pénétration est relativement superficiel (premier mètre au maximum).

Les résultats du calcul de la RMSE entre un modèle sans plaque (demi-espace infini) et un modèle avec une plaque à différentes profondeurs sont regroupés Figure II.16 pour le schéma d'antenne elliptique. Les simulations ont été menées pour des milieux ayant une permittivité électrique relative de 5, 10 ou 20 et une conductivité électrique de 1 mS.m^{-1} (Figure II.16.C), 10 mS.m^{-1} (Figure II.16.B) ou 100 mS.m^{-1} (Figure II.16.A).

Si on regarde les courbes de RMSE en fonction de la profondeur du réflecteur obtenue pour un milieu conducteur (Figure II.16.A), on constate que dès le deuxième point (0,25 cm de profondeur), les courbes pour les trois permittivités diélectriques relatives sont quasiment confondues, et qu'on atteint un plateau de RMSE d'une valeur inférieure à environ 0,01. Par la suite, même si on augmente la profondeur de la plaque, la RMSE ne change pas (ou peu), ce qui veut dire que l'effet de la plaque sur le S_{11} est négligeable et qu'on ne peut pas distinguer le S_{11} de référence (sans plaque) de ceux où la plaque est profonde d'au moins 25 cm. Ainsi, en terrain conducteur la profondeur d'investigation de ces antennes est inférieure à 25 cm, ce qui est en accord avec les calculs pour une onde plane (à cette profondeur il reste moins de 10 % du signal émis Figure II.15).

Si on regarde maintenant la Figure II.16.B (sol moyennement conducteur), on observe pour chaque courbe une décroissance de la RMSE avec la profondeur, et ce jusqu'à une profondeur d'environ 1,5 m. Cette décroissance de la RMSE indique simplement que plus la plaque est profonde, plus le S_{11} simulé est proche du S_{11} de référence.

Pour des profondeurs supérieures, on observe une légère remontée de la RMSE (comme sur le graphique précédent d'ailleurs) et un plateau de la RMSE à une valeur inférieure à 0,01. Comme précédemment, ce plateau signifie qu'à partir de cette profondeur les S_{11}

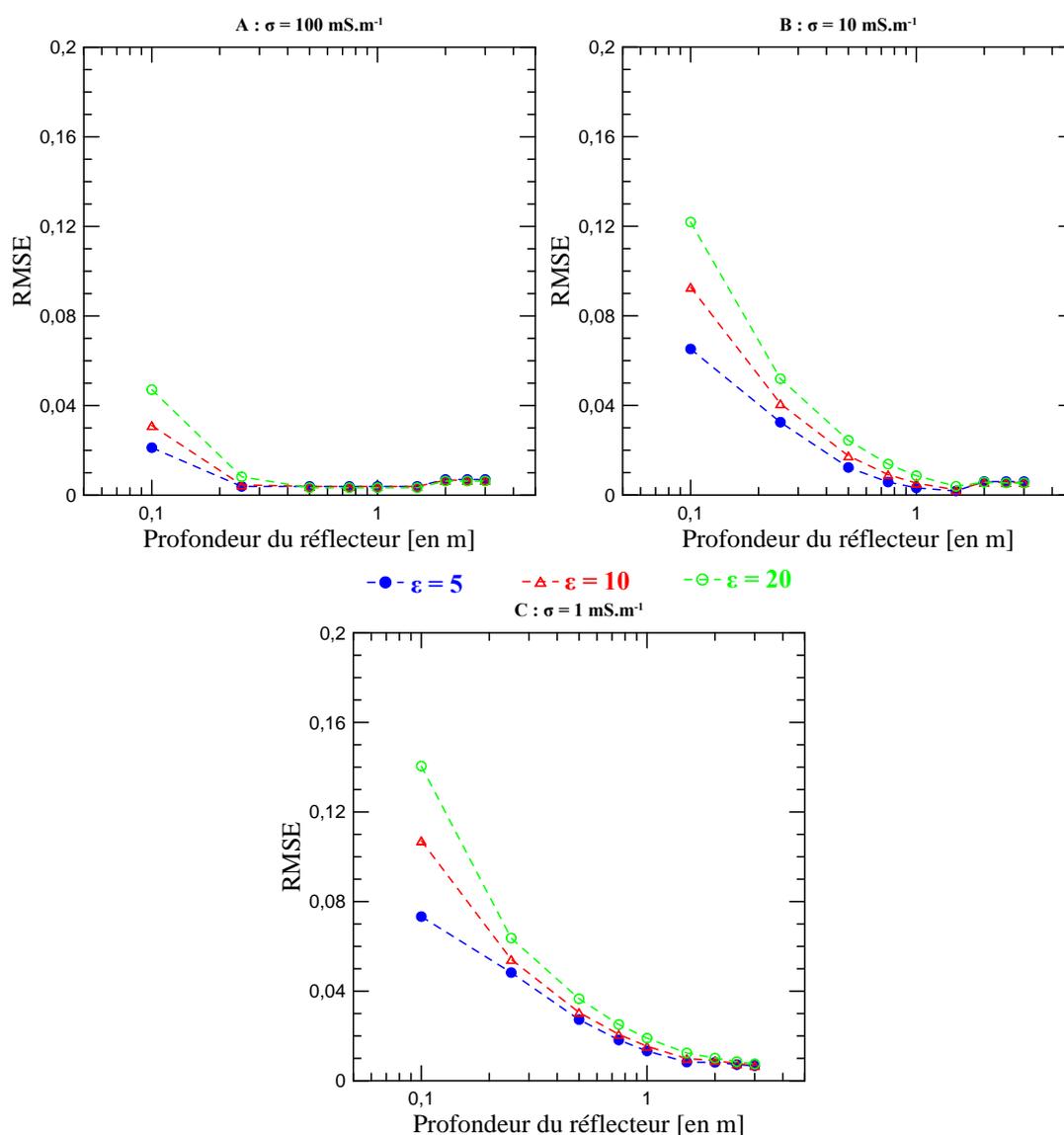


FIGURE II.16 – RMSE entre le S_{11} de référence (sans plaque) et le S_{11} simulé en fonction de la profondeur de la plaque métallique pour des permittivités diélectriques relatives de 5, 10 ou 20 et des conductivités électriques de 100 mS.m^{-1} (A), 10 mS.m^{-1} (B) et 1 mS.m^{-1} (C).

sont quasi indiscernables les uns des autres et que l'on peut considérer que ce plateau correspond à la limite de détectabilité de la plaque.

Ainsi, la profondeur d'investigation de notre antenne sur un terrain moyennement conducteur est de maximum 1,5 m.

Enfin, si on regarde la Figure II.16.C (sol peu conducteur), on observe toujours la même décroissance de la RMSE avec la profondeur, sans toutefois atteindre un plateau franc. Les deux derniers points de chaque courbe (profondeur de 2,5 et 3 m) sont certes

très proches, mais le plateau n'est pas aussi prononcé que précédemment. Il est fort probable que dans ce dernier cas, la profondeur maximale simulée (3 m) n'est pas suffisante pour réellement atteindre le plateau. Même si le plateau n'est pas atteint, la profondeur d'investigation peut être considérée comme d'environ 2 m.

En résumé, en se basant sur cette étude simple, les ordres de grandeur de la profondeur d'investigation de l'antenne sont de moins de 25 cm pour un terrain conducteur (100 mS.m^{-1}), d'environ 1,5 m pour un terrain moyennement conducteur (10 mS.m^{-1}) et inférieure à 2,5 m pour un terrain peu conducteur (1 mS.m^{-1}).

Une étude similaire réalisée sur le deuxième prototype d'antenne donne des profondeurs d'investigation ayant les mêmes ordres de grandeur.

Enfin, il faut garder à l'esprit que nous nous sommes servi d'un réflecteur parfait pour estimer ces profondeurs d'investigation. Dans les sols naturels, il est plus que rare de trouver ce genre de réflecteurs et on peut donc supposer que ces profondeurs sont largement surestimées par rapport à celles que l'on aura en réalité sur le terrain. Cependant, l'estimation la plus basse étant de l'ordre de 25 cm, on peut considérer que le S_{11} mesuré sur le terrain sera comparable en terme de volume d'investigation à celui d'une sonde TDR de longueur équivalente. De plus, cette technique de mesure permet d'estimer la permittivité diélectrique et la conductivité électrique dans une gamme de fréquences similaire (voir annexe B) à celle de nos antennes et sera par la suite utilisée à titre de comparaison.

II.B.4 Effet de l'élévation sur le S_{11}

Nos antennes seront utilisées sur le terrain en configuration *on-ground*. Cependant, la réalité du terrain est telle qu'il est rare que le contact entre les antennes et le sol soit parfait comme on l'a supposé jusqu'à présent dans nos simulations.

De ce fait, on se propose d'étudier rapidement l'effet du défaut de contact entre le sol et l'antenne sur le S_{11} en l'assimilant à une légère élévation de l'antenne au-dessus du sol. Nous avons ainsi considéré des élévations allant de quelques millimètres à quelques centimètres seulement, étant donné que l'antenne reste en configuration *on-ground*.

Un exemple de résultats obtenus pour les deux prototypes d'antennes placées au-dessus d'un sol (demi-espace) moyen ($\varepsilon = 15$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$) est présenté Figure II.17. On a représenté sur cette figure l'amplitude des S_{11} des deux types d'antennes à différentes hauteurs au-dessus du sol à gauche, et à droite la position des points remarquables des pics d'émissions correspondant aux deux prototypes.

On remarque sur les Figures II.17.A et II.17.C que plus l'élévation de l'antenne augmente, plus le S_{11} se décale vers les hautes fréquences. Ce décalage est particulièrement visible pour les deux figures sur la partie basse fréquence du spectre. Dans le cas de l'antenne de type *bow-tie* (Figures II.17.A), l'augmentation de l'élévation jusqu'à environ 2 cm se traduit par une meilleure adaptation de l'antenne au sol puisque l'amplitude moyenne du S_{11} diminue, tandis que pour l'antenne de type dipôle elliptique cela correspond au contraire à une désadaptation entre l'antenne et le sol. Dans les deux cas, pour des hauteurs supérieures à 5 cm il y a une forte désadaptation entre l'antenne et le sol ce qui se

traduit par une remontée de l'amplitude moyenne du S_{11} .

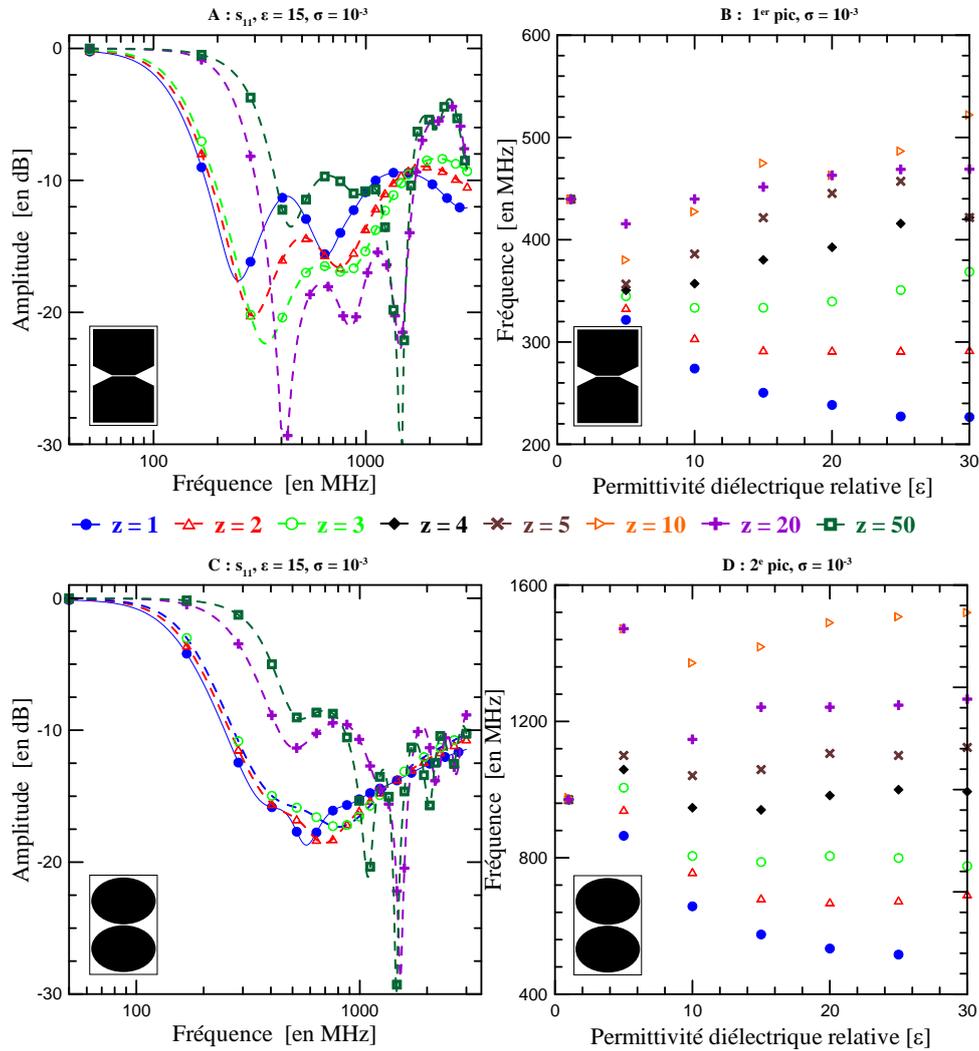


FIGURE II.17 – A : S_{11} de l'antenne de type *bow-tie* pour différentes élévations de l'antenne au-dessus d'un demi-espace infini. B : Position du premier pic d'émission du S_{11} de l'antenne de type *bow-tie* pour pour différentes élévations de l'antenne. C : S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique pour différentes élévations de l'antenne au-dessus d'un demi-espace infini. D : Position du deuxième pic d'émission du S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique pour différentes élévations de l'antenne. Propriétés du demi-espace infini : $\epsilon = 15$ et $\sigma = 1$ mS.m⁻¹.

Tout comme lorsque le contact entre l'antenne et le sol est parfait, le décalage fréquentiel dépend des propriétés électriques du sol. Cette dépendance du décalage aux propriétés électriques est illustrée Figures II.17.B et II.17.D où l'on a représenté respectivement la fréquence du premier pic d'émission de l'antenne de type *bow-tie* en fonction de la permittivité diélectrique relative du sol et celle du deuxième pic d'émission pour l'antenne de type dipôle elliptique.

On constate sur ces deux figures que pour de faibles élévations (inférieures à 3 mm), le décalage fréquentiel du S_{11} semble suivre une loi en puissance comme cela était le cas lorsque l'antenne est en contact parfait avec le sol *i.e.* le pic se décale vers les basses fréquences lorsque la permittivité diélectrique du sol augmente. Cependant, même si le sens du décalage est le même, les pics d'émission restent plus haute fréquence que lorsque l'antenne est en contact parfait avec le sol. Il y a donc décalages vers les hautes fréquences par rapport au cas *on-ground* idéal. De plus, lorsque l'élévation augmente (à partir de 3 mm), le décalage du S_{11} avec la permittivité diélectrique n'est plus univoque puisque l'on peut voir que les pics d'émission du S_{11} des deux prototypes d'antennes se décalent vers les hautes fréquences lorsque la permittivité diélectrique augmente. Le caractère aléatoire de la position des pics pour des élévations à partir du centimètre vient en partie du fait qu'il y a évolution de la forme du S_{11} et qu'il devient de fait difficile d'identifier et de discerner avec précision les pics d'émission sur le S_{11} .

Ainsi, lorsque l'élévation de l'antenne augmente, du fait de la présence d'une couche d'air de plus en plus importante sous l'antenne il y a « désadaptation » progressive de l'antenne au sol (nous avons vu que dans le cas de l'antenne *bow-tie* une faible élévation de l'antenne augmente au contraire l'adaptation de l'antenne au sol). Ceci se traduit d'une manière générale par un décalage du S_{11} vers les hautes fréquences par rapport au cas où l'antenne est en contact parfait avec le sol.

Lorsque l'élévation reste faible (de l'ordre de 3 mm), on observe (à hauteur constante) un décalage du S_{11} vers les basses fréquences qui semble suivre une loi de type puissance comme pour l'antenne en contact parfait avec le sol.

En revanche, lorsque l'élévation augmente, ce décalage s'opère dans le sens inverse et il semble que le S_{11} se décale vers les hautes fréquences. Toutefois, il est important de garder à l'esprit que dans ce dernier cas, l'évolution de la forme du S_{11} est telle qu'il n'est pas évident de suivre l'évolution des pics d'émission (disparitions et réapparitions) d'où l'aspect aléatoire de la position des pics.

Il semble donc que l'utilisation d'une loi en puissance pour déterminer directement la permittivité diélectrique du sol à partir de la position des pics d'émissions du S_{11} ne soit possible que pour de relativement faibles permittivités diélectriques (asymptote de la loi puissance à partir de $\varepsilon = 15$, voir II.B.2) et de faibles élévations d'antennes puisqu'au-delà, d'une part l'analyse des points remarquables est mal aisée et d'autre part l'évolution du S_{11} n'est pas aussi univoque.

II.B.5 Effet de la rugosité sur le S_{11}

Tout comme nous venons de voir les grands traits de l'effet de l'élévation sur le S_{11} de nos antennes, nous allons voir à présent ceux de l'effet de la rugosité du sol.

Les terrains agricoles sur lesquels nous souhaitons travailler sont en effet souvent caractérisés par la présence de labours et de mottes de terre qui rendent la surface rugueuse. Dans nos simulations, nous avons choisi de représenter la rugosité moyenne du sol par une fonction sinusoïdale permettant de définir une surface en tôle ondulée qui correspond assez bien à l'alternance de rangs et d'inter-rangs types de certains terrains agricoles. Afin

de considérer une rugosité moyenne moins directionnelle que la précédente, nous avons également simulé l'antenne posée sur des surfaces en « boîte d'œufs » (Figure II.18.A).

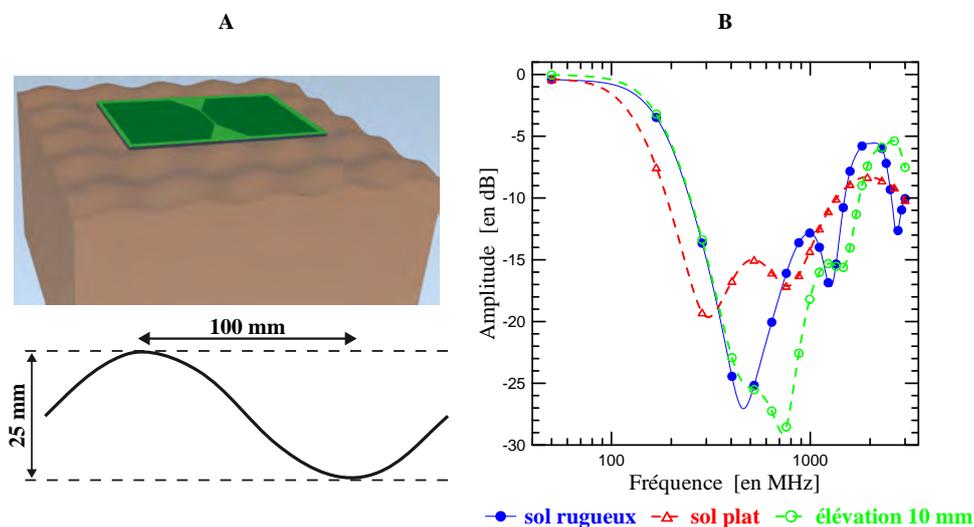


FIGURE II.18 – A : schéma du prototype d'antenne de type *bow-tie* posé sur un sol rugueux en « boîte d'œufs ». B : comparaison des S_{11} simulés pour le prototype de type *bow-tie* posé sur un sol rugueux (cercles pleins bleus), sur un sol plat (triangles creux rouges) et surélevé de 1 cm au-dessus d'un sol plat (cercles creux verts).

À titre d'exemple la Figure II.18.B présente la comparaison des S_{11} obtenus pour l'antenne de type *bow-tie* posée sur un sol moyen ($\varepsilon = 15$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$) avec une surface de type boîte d'œufs (cercles pleins bleus), parfaitement lisse (triangles creux rouges) et une élévation de 1 cm au-dessus d'un sol parfaitement lisse (cercles creux verts).

Nous n'allons pas rentrer dans les détails de l'effet des différents types de rugosités sur le S_{11} puisque l'effet de décalage fréquentiel et de déformation par rapport à un cas avec un sol non rugueux est complexe et non linéaire. Cependant, les constats présentés pour l'exemple particulier de cette figure peuvent être considérés comme assez général (sur la base des autres simulations faites, mais non montrées ici).

Le constat le plus flagrant est celui du décalage fréquentiel du S_{11} vers les hautes fréquences par rapport à un cas non rugueux. Lorsque l'on regarde ce décalage fréquentiel, on constate qu'il est du même ordre de grandeur que celui observé lorsque l'on surélève l'antenne d'environ 1 cm au-dessus d'un sol non rugueux. La forme du S_{11} au-dessus du sol rugueux reste en revanche plus proche de celle sur un sol plat que celle de l'antenne surélevée en ce sens que l'on reconnaît facilement les deux pics d'émission présents respectivement à 460 MHz et 1,2 GHz pour le sol rugueux et 300 MHz et 770 MHz pour le sol plat.

Ce décalage fréquentiel peut s'expliquer par le fait qu'au fur et à mesure que la rugosité augmente, il y a de plus en plus d'air sous l'antenne par rapport au cas non rugueux, ce qui se traduit par une « désadaptation » d'impédance entre l'antenne et le sol rugueux. Du fait que la configuration considérée est une configuration *on-ground*, la sensibilité aux

effets de diffraction sur la surface rugueuse présente en prospection *off-ground* est moindre et l'effet principal influençant le S_{11} est *a priori* celui de désadaptation.

Ainsi, par la suite, plutôt que de considérer la rugosité du sol avec précision (ce qui est en théorie possible en FDTD puisqu'il n'y pas de réelle limitation sur la forme des objets considérés, mais demande un temps de calcul accru du fait de la finesse du maillage nécessaire) nous avons choisi l'option de considérer plutôt une « élévation d'antenne équivalente » qui permet de prendre en compte la désadaptation de l'antenne sans accroître le temps de calcul, même si cela se paie sur la précision de la forme du S_{11} simulé.

II.B.6 Effet de la connexion SMA sur le S_{11}

À l'issue de cette analyse numérique faite sur le comportement du S_{11} de nos prototypes d'antennes en présence de sol, des prototypes physiques des schémas d'antennes ont été fabriqués au laboratoire.

La première antenne à avoir été étudiée est le modèle de type *bow-tie* et également le premier à avoir été fabriqué. Comme le prototype numérique a été dimensionné de manière à être « naturellement » adapté à une ligne d'alimentation de 50Ω , le prototype physique a été fabriqué de manière à brancher directement le câble coaxial d'alimentation sur l'antenne par le biais d'un connecteur SMA (Figure II.19.A). Ce type de connecteur est couramment utilisé dans le domaine des radiofréquences et possède une impédance caractéristique 50Ω .

Comme nous le verrons plus en détail en IV.A, ce prototype a été testé en laboratoire et des mesures de S_{11} de l'antenne placée au-dessus d'une plaque métallique (conducteur parfait) ont été faites.

Nous avons reproduit en simulations FDTD les conditions des mesures en laboratoire afin de comparer les S_{11} mesurés et simulés (ligne d'alimentation 50Ω idéale directement branchée sur l'antenne) et de nous assurer de leur bonne cohérence.

La Figure II.19.B présente le S_{11} mesuré (cercles pleins bleus) pour le prototype d'antenne *bow-tie* placé à 60 cm au-dessus d'une plaque métallique ainsi que son équivalent simulé en FDTD avec une alimentation idéale (triangles creux rouges).

Le premier constat qui peut être fait est qu'il existe une forte différence d'amplitude (environ 5 dB en moyenne) entre les deux S_{11} . En revanche, en ce qui concerne la forme du S_{11} en tant que tel, la simulation FDTD avec une alimentation idéale reproduit assez fidèlement les variations du S_{11} mesuré.

La forte différence d'amplitude entre les deux S_{11} peut facilement s'expliquer par un défaut dans la connexion directe entre l'antenne et le câble coaxial d'alimentation. Bien que celle-ci ait été réalisée avec le plus grand soin et que l'on utilise un connecteur SMA d'impédance 50Ω , il se produit une forte réflexion au niveau du connecteur qui fait que l'on ne transmet pas autant d'énergie qu'on le souhaiterait.

Afin de prendre en compte l'effet de ce « défaut de connexion », un modèle FDTD précis du connecteur SMA utilisé a été réalisé à partir des cotes et du dessin technique fourni par le fabricant. Lorsque l'on prend en compte un modèle d'alimentation plus réaliste (câble

coaxial + connecteur SMA) on constate que le S_{11} simulé (cercles creux verts Figure II.19) reproduit le S_{11} mesuré de manière beaucoup plus fidèle tant en amplitude qu'en forme. Ainsi, même si la conception même de l'antenne supposait une alimentation directe de l'antenne et que le connecteur utilisé est censé être adapté à l'antenne, les prototypes fabriqués sont « décevants » puisqu'ils ne délivrent pas autant de signal qu'espéré d'après les simulations.

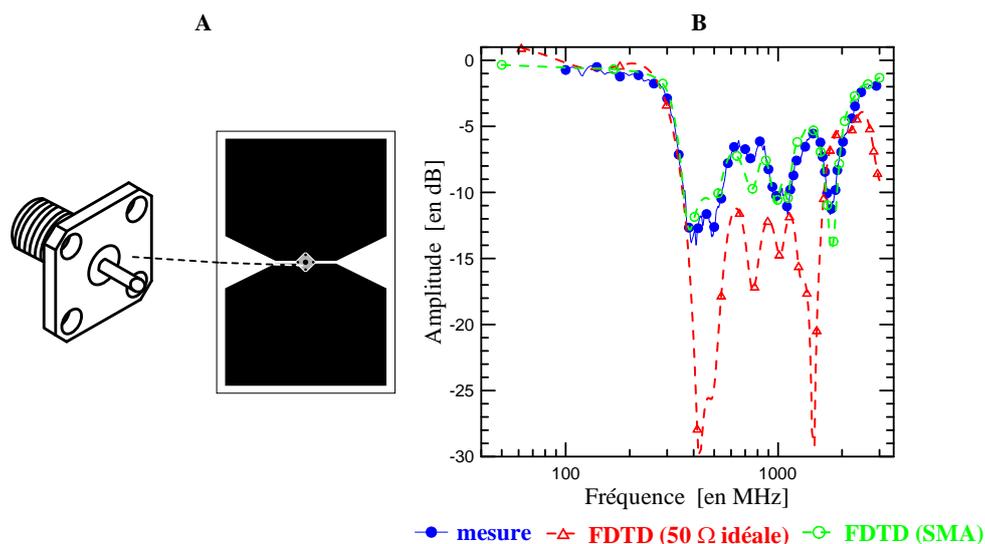


FIGURE II.19 – A : schéma du connecteur SMA utilisé pour brancher le câble coaxial sur le prototype d'antennes. B : comparaison des S_{11} mesuré et simulés pour l'antenne placée à 60 cm au-dessus d'une plaque métallique. La première simulation FDTD (triangles creux rouges) prend en compte une alimentation de 50Ω idéale tandis que la deuxième (cercles creux verts) prend en compte le modèle précis du connecteur SMA.

Même si les deux prototypes ont déjà été fabriqués de cette manière, il est intéressant d'essayer d'améliorer leurs capacités en n'utilisant plus une connexion directe avec le câble coaxial, mais en reliant l'antenne à un circuit d'adaptation d'impédance. C'est avec cette optique que nous avons abordé la question de l'adaptation d'impédance que nous développons dans le chapitre suivant.

II.B.7 Conclusions sur l'analyse numérique des prototypes d'antennes

Après avoir conçu numériquement des prototypes d'antennes qui répondent aux exigences de taille et bande passante que nous nous sommes fixés en II.A.2, nous avons étudié leur comportement en présence de sol par le biais de l'étude du S_{11} .

Nous avons vu qu'en estimant la profondeur d'investigation moyenne de nos prototypes à l'aide d'une plaque métallique, celle-ci semble être suffisante dans la plupart des cas pour répondre à notre problématique de caractérisation du premier mètre du sol.

La caractérisation des propriétés électriques du sol directement à partir du S_{11} d'une antenne est complexe et nous avons essayé de la simplifier en n'utilisant que quelques points remarquables. Cette étude a montrée que le décalage fréquentiel du S_{11} vers les basses fréquences lorsque la permittivité diélectrique du sol augmente semble suivre une loi de type puissance comme celle utilisée par [Sagnard *et al.* \(2009\)](#). Cependant, nous avons également vu que cette approche est trop simpliste et que l'identification des points remarquables est parfois difficile, ce qui limite fortement son utilisation.

De plus, nous avons vu que lorsque le contact entre le sol et l'antenne n'est pas parfait (antenne surélevée), le couplage entre le sol et l'antenne se dégrade très vite de sorte que le comportement du S_{11} n'est plus aussi univoque que précédemment et qu'il devient infondé d'utiliser l'approche des points remarquables précédente.

Ceci est d'autant plus important que les sols naturels et notamment les sols agricoles sont souvent rugueux, et que l'effet de cette rugosité est analogue à celle de l'élévation. Ainsi, une telle approche en loi de type puissance n'est réellement envisageable que pour des sols peu conducteurs et suffisamment peu rugueux pour que le contact entre l'antenne et le sol puisse être considéré comme quasi-parfait.

Enfin, des prototypes physiques des antennes ont été fabriqués et des premières mesures de S_{11} réalisées. Ces mesures montrent que la non prise en compte initiale du connecteur SMA qui relie le câble coaxial d'alimentation à l'antenne a une influence cruciale sur le S_{11} et notamment sur son amplitude. Cependant, l'ajout d'un modèle numérique très précis du connecteur SMA dans les simulations FDTD permet de très bien reproduire les mesures.

Cela pose la question très importante de l'adaptation d'impédance entre l'antenne et sa ligne d'alimentation. Cet aspect n'a en effet pas été réellement considéré jusqu'à présent dans notre étude. Ainsi, afin d'être capable d'améliorer les capacités réelles de nos prototypes, nous avons donc décidé de concevoir un circuit d'adaptation d'impédance pour pallier les déficiences de la connexion directe entre l'antenne et la ligne d'alimentation telle qu'elle est faite sur les prototypes. Les détails de la conception d'un tel circuit seront donc présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Adaptation d'impédance

Sommaire

III.A Principe et buts de l'adaptation d'impédance	85
III.B Ligne microruban (au sens large)	86
III.B.1 Ligne microruban classique (MSL)	86
III.B.2 Guide d'onde coplanaire (CPW)	87
III.B.3 Ligne microruban double face asymétrique (DSTL)	89
III.C Principe de la transition lisse d'impédance	90
III.D Conception d'une ligne d'adaptation (DSTL) de type Hecken	92
III.E Impédances caractéristiques des schémas d'antennes conçus et balun adapté	96
III.E.1 Principe de l'estimation simple de l'impédance caractéristique .	96
III.E.2 Estimation simple de l'impédance caractéristique des schémas d'antennes	97
III.F Optimisation d'un balun simple	99
III.G Conclusions sur l'adaptation d'impédance	101

III.A Principe et buts de l'adaptation d'impédance

Une antenne possède sa propre impédance (Z_A) qui dépend de ses caractéristiques géométriques (taille, forme, etc.) et de ses propriétés électriques (permittivité diélectrique du substrat sur lequel elle est imprimée par exemple etc.). Sa ligne d'alimentation possède également sa propre impédance (Z_0), 50Ω généralement (Figure III.1).

Comme l'impédance de l'antenne (une centaine d'ohm généralement) et celle de la ligne d'alimentation sont différentes, il se crée des réflexions multiples au niveau de la connexion entre ligne d'alimentation et antenne (rupture brusque d'impédance). Ainsi, d'une part l'énergie transmise à l'antenne est plus faible qu'idéalement, et d'autre part ces réflexions internes au système radar peuvent venir parasiter le signal mesuré et dégrader ainsi la qualité du signal. C'est ce que nous avons pu observer sur le S_{11} mesuré avec une prise

SMA directement connectée à l'antenne (voir II.B.6).

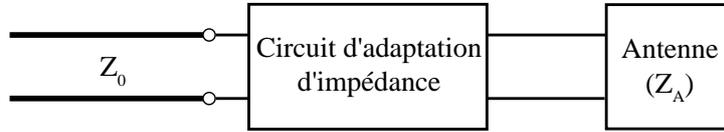


FIGURE III.1 – Schéma du principe de l'inclusion d'un circuit d'adaptation d'impédance entre une ligne d'alimentation d'impédance Z_0 et d'une antenne d'impédance Z_A , d'après Pozar (2009).

Afin de délivrer le plus de puissance possible à l'antenne et d'améliorer la qualité du signal (limitation de la réflexion entre l'antenne et la ligne d'alimentation) on utilise généralement un circuit d'adaptation d'impédance. C'est donc dans l'optique de concevoir un tel circuit pour améliorer la largeur de bande réelle de nos antennes que nous nous intéressons dans ce chapitre aux principes de l'adaptation d'impédance. L'adaptation entre une ligne d'alimentation et n'importe quelle charge (antenne ou tout autre circuit électronique) peut se faire facilement et parfaitement pour une fréquence donnée. Le problème devient plus complexe lorsque l'on veut réaliser cette adaptation sur une large gamme de fréquences (Pozar, 2009).

Il existe plusieurs techniques utilisées classiquement pour créer un circuit d'adaptation d'impédance. On peut, par exemple, utiliser un circuit (appelé L-section) composé de capacités et d'inductions en série et en parallèle. Une autre technique consiste à créer une transition lisse (pas de ruptures brusques) d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne en utilisant uniquement des lignes microruban (*i.e.* une piste de circuit électronique) et des guides d'ondes coplanaires. C'est cette dernière technique que nous allons étudier dans la suite parce qu'elle permet d'être simulée et fabriquée facilement (pas besoin de composant électronique en tant que tel) et même parfois d'être intégrée directement au schéma d'antenne.

Enfin, notons que l'on confond dans l'usage « courant » (tout comme dans ce manuscrit) le mot « balun » (regroupement des mots anglais *balanced* et *unbalanced*) avec le circuit d'adaptation d'impédance au sens propre. Le mot balun désigne en réalité un circuit permettant la transition entre une ligne de transmission symétrique ou *balanced*, comme une ligne microruban de type PSL (*parallel strip line*, voir III.B.3) et asymétrique ou *unbalanced*, comme un câble coaxial.

III.B Ligne microruban (au sens large)

III.B.1 Ligne microruban classique (MSL)

Une ligne microruban ou *microstrip line* (MSL) est une ligne de transmission plane qui se compose d'un conducteur métallique fin, collé sur un substrat diélectrique, for-

mant ainsi une « piste ». L'autre face du substrat diélectrique est généralement elle aussi recouverte d'un conducteur sur toute sa surface, ce qui forme la masse du circuit. La géométrie de ce type de ligne est montrée Figure III.2. L'impédance caractéristique d'une ligne microruban dépend de plusieurs paramètres comme sa largeur (w), la permittivité diélectrique relative (ϵ_r) et l'épaisseur (h) du substrat sur lequel elle est imprimée. Ce type de ligne d'alimentation est asymétrique, puisque le milieu au-dessus (air) de la piste est différent de celui au-dessous (substrat), et la majorité des lignes de champ électrique est concentrée dans le substrat diélectrique (Pozar, 2009).

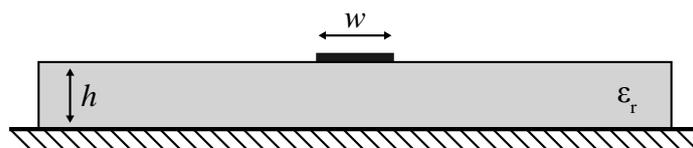


FIGURE III.2 – Schéma d'une ligne microruban ou *microstrip line* (MSL) en coupe, d'après Pozar (2009).

Pour caractériser électriquement ce type de ligne d'alimentation, on utilise classiquement deux paramètres qui sont l'impédance caractéristique (Z_0) et la permittivité diélectrique effective (ϵ_{eff}) de la ligne microruban. Ces paramètres peuvent être interprétés comme l'impédance et la permittivité diélectrique de la ligne d'alimentation symétrique (*i.e.* avec le même diélectrique au-dessus et en-dessous de la piste) équivalente à la ligne microruban étudiée.

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban se définit comme (Hammerstad, 1975 ; Bahl et Trivedi, 1977 ; Pozar, 2009) :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{pour } w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{h} + 1, 393 + 0, 667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1, 444 \right) \right]} & \text{pour } w/h \geq 1 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

avec ϵ_{eff} la permittivité diélectrique effective de la ligne microruban définie elle-même par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.2})$$

Ces formules ne sont « que » des approximations des solutions pour un champ quasi-statique, mais servent de base pour le dimensionnement des lignes microruban. Ce dimensionnement sera ensuite ajusté, par essai erreur ou par optimisation, au schéma d'antenne particulier auquel la ligne d'adaptation est destinée (voire III.F).

III.B.2 Guide d'onde coplanaire (CPW)

Un guide d'onde coplanaire ou *coplanar waveguide* (CPW) au sens conventionnel du terme (Gupta *et al.*, 1996) est « une ligne de transmission [plane] où tous les conducteurs

sont sur le même plan » (*i.e.* la même face du substrat diélectrique), contrairement à la ligne microruban où il y a un conducteur sur chaque face du substrat diélectrique. Il est constitué d'un conducteur central (de largeur w) encadré par deux conducteurs latéraux de largeur supposé infini. Le conducteur central et les latéraux sont séparés par des fentes (absence de conducteur) de largeur (s). La géométrie classique d'un tel guide d'onde est montrée Figure III.3. Les lignes de champ dans un tel guide sont moins confinées que dans une ligne microruban, ce qui le rend plus sensible à un éventuel blindage placé directement au-dessus ou en-dessous (Gupta *et al.*, 1996).

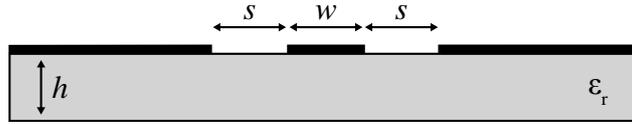


FIGURE III.3 – Schéma d'un guide d'onde coplanaire ou *coplanar waveguide* (CPW) en coupe, d'après Pozar (2009).

Comme pour la ligne microruban, on caractérise ce type de guide d'onde par sa permittivité diélectrique effective (ε_{eff}) et son impédance caractéristique (Z_0) définie par (Gupta *et al.*, 1996 ; Simons, 2004) :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (\text{III.3})$$

avec ε_{eff} la permittivité diélectrique effective du guide d'onde coplanaire définit par :

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{III.4})$$

avec $K(k_n)$ l'intégrale elliptique complète de premier ordre d'argument k_n . Les différents arguments k_n sont définis (pour la géométrie présentée à la Figure III.3) par :

$$\begin{aligned} k_0 &= \frac{w}{w + 2s} & \text{et} & \quad k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \\ k_1 &= \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w+2s)}{4h}\right)} & \text{et} & \quad k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

Encore une fois ces formules sont des approximations quasi-statiques qui servent au dimensionnement de base du guide d'onde coplanaire, qui peut ensuite être adapté en simulation FDTD pour le schéma d'antenne auquel il est destiné.

III.B.3 Ligne microruban double face asymétrique (DSTL)

Une ligne microruban asymétrique double face ou *double-sided transmission line* (DSTL) est une ligne de transmission plane qui se compose de deux conducteurs métalliques, placés chacun sur une face différente du substrat diélectrique (Figure III.4). Lorsque la largeur du conducteur de la face supérieure (w_t) est différente de celle du conducteur de la face inférieure (w_b), on parlera dans la suite de ligne microruban double face asymétrique (DSTL), dans le cas contraire, on parlera de ligne microruban parallèle ou *parallel strip line* (PSL).

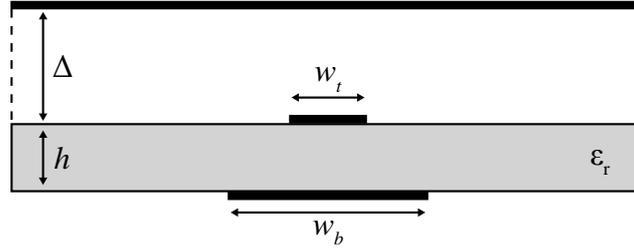


FIGURE III.4 – Schéma d'une ligne microruban double face asymétrique ou *double-sided transmission line* (DSTL) en coupe, d'après (Carro et De Mingo, 2010).

Comme précédemment, on peut définir son impédance caractéristique (Z_0) comme (Carro et De Mingo, 2010) :

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left(\frac{K(k'_0) K(k'_1)}{K(k_0) K(k_1)} \right)} \quad (\text{III.6})$$

avec ε_{eff} la permittivité diélectrique effective de la ligne définie par :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \varepsilon_r \frac{K(k'_1)}{K(k_1)}}{\frac{K(k'_0) K(k'_1)}{K(k_0) K(k_1)}} \quad (\text{III.7})$$

avec $K(k_n)$ l'intégrale elliptique complète de premier ordre d'argument k_n . Les différents arguments k_n sont définis (pour la géométrie présentée Figure III.4) par :

$$\begin{aligned} k_0 &= \operatorname{sech} \left(\frac{\pi \frac{w_t}{2}}{2\Delta} \right) & \text{et} & & k'_0 &= \sqrt{1 - k_0^2} \\ k_1 &= \sqrt{\frac{2(x_b + x_t)}{(1 + x_b)(1 + x_t)}} & \text{et} & & k'_1 &= \sqrt{1 - k_1^2} \\ x_t &= \operatorname{cosh} \left(\frac{\pi \frac{w_t}{2}}{h} \right) & \text{et} & & x_b &= \operatorname{cosh} \left(\frac{\pi \frac{w_b}{2}}{h} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

avec Δ la hauteur de la plaque métallique infinie qui surplombe la ligne de transmission. Cette plaque métallique permet le calcul de l'expression de l'impédance de la ligne, et si Δ est suffisamment grand, on considère que la plaque n'a plus d'effet sur l'impédance du circuit. Dans la pratique on utilise $\Delta = 20h$ (Carro et De Mingo, 2010). Là encore, ces expressions sont issues d'une approximation quasi-statique.

III.C Principe de la transition lisse d'impédance

Afin de bien adapter la ligne de transmission et l'antenne, il faut que le circuit d'adaptation limite le plus possible les réflexions qui ont lieu entre ligne de transmission et antenne, et ce sur une large bande de fréquences correspondant à la bande passante de l'antenne.

D'après les formules des sections précédentes, on voit d'une manière générale que plus la largeur du conducteur central (piste conductrice) diminue, plus l'impédance caractéristique de la ligne (ou guide d'onde) augmente. Ainsi, en faisant varier la largeur du conducteur du circuit d'adaptation, on pourra passer progressivement d'une impédance de 50Ω (ligne d'alimentation) à une impédance proche de celle de l'antenne.

Classiquement ce changement de largeur du conducteur se fait soit de manière continue soit, soit par sauts (sections de longueur finie), ce qui se traduit soit par un profil d'impédance lisse, soit par des sauts d'impédance (Figure III.5).

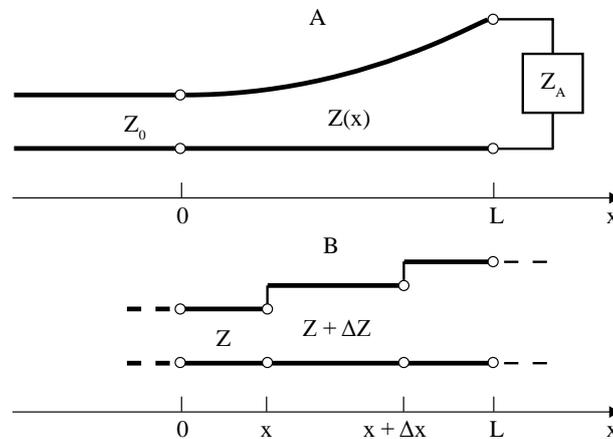


FIGURE III.5 – Schéma de l'évolution type du profil d'impédance le long d'un circuit d'adaptation de longueur L entre une ligne de transmission d'impédance Z_0 et l'antenne d'impédance Z_A , avec un changement continu (A) et par section (B) de la largeur du conducteur central, d'après Pozar (2009).

Lorsque l'on est dans le cas d'une transition de type multi-section, on conçoit facilement qu'il existe une réflexion à la première transition d'impédance entre la première et la deuxième section, une deuxième réflexion entre la deuxième et la troisième section et ainsi de suite pour toutes les sections de la ligne d'adaptation. On peut, de la même manière,

considérer que la transition continue d'impédance n'est en réalité qu'une succession de sections de longueur infinitésimale.

En se basant sur cette décomposition, on peut définir la variation du coefficient de réflexion partiel $\Delta\Gamma$ entre deux sections successives comme :

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} = \frac{\Delta Z}{2Z + \Delta Z} \text{ et } d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} \text{ quand } \Delta Z \rightarrow 0 \quad (\text{III.9})$$

où ΔZ représente la variation d'impédance entre deux sections de longueur Δx . Puisque l'impédance (Z) est fonction de la position sur la ligne (x), en utilisant les propriétés de dérivation de la fonction logarithme naturel on obtient :

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} = \frac{1}{2} \frac{d\left(\ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right)\right)}{dx} dx \quad (\text{III.10})$$

où $\frac{Z}{Z_0}$ représente l'impédance normalisée par rapport à la ligne d'alimentation. Enfin, en utilisant la théorie des petites réflexions, en sommant tous les coefficients de réflexion partiels, on obtient l'expression du coefficient de réflexion total (en $x = 0$) suivante (Pozar, 2009 ; Carro et De Mingo, 2010 ; Carro *et al.*, 2011) :

$$\Gamma = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-i2\beta x} \frac{d}{dx} \left(\ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right) \right) dx \quad (\text{III.11})$$

où β est la constante de phase de la ligne de transmission et L sa longueur totale. On suppose ici en effet que la propagation se fait dans un milieu sans pertes ($\gamma = i\beta$, avec $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$) et que la constante de phase est constante selon x .

Ainsi, en connaissant le profil d'impédance d'une ligne donnée, on peut calculer le coefficient de réflexion global Γ qui y est associé. De plus, comme la constante de phase β dépend de la fréquence, le coefficient de réflexion global Γ est lui aussi dépendant de la fréquence. Lors de la conception d'un circuit d'adaptation d'impédance, c'est donc ce coefficient global Γ que l'on cherche à minimiser sur une large bande de fréquences. Ainsi pour chaque type de transition d'impédance (variation de l'impédance le long de la ligne de transmission de type linéaire, exponentielle ou autre), on aura un coefficient global de réflexion Γ associé ayant ses caractéristiques propres.

La Figure III.6 montre l'aspect d'une transition d'impédance de type exponentiel (Pozar, 2009) et de type Hecken (Hecken, 1972), ainsi que l'aspect des coefficients de réflexion globaux associés. Puisque βL dépend de la fréquence, cette figure est analogue à la variation fréquentielle du coefficient de réflexion. D'une manière générale, on constate que le coefficient global de réflexion possède des rebonds fréquentiels réguliers, dont l'amplitude varie selon le profil d'impédance. Ainsi, selon les fréquences, il existe une plus ou moins bonne transmission du signal. De plus, l'amplitude de ces rebonds dépend du type de profil, et on constate que celle des rebonds d'un profil de type exponentiel est plus grande que celle des rebonds d'un profil de type Hecken. Dans le domaine de l'adaptation d'impédance, on impose généralement les caractéristiques du coefficient de réflexion global

(*i.e.* l'amplitude maximale tolérée pour les rebonds et la largeur de bande du coefficient de réflexion) et de là on en déduit la forme de la transition d'impédance qui respecte ces critères.

Enfin, comme la relation entre l'impédance et la largeur du conducteur de la ligne de transmission n'est pas linéaire (voir sections III.B.1 à III.B.3), la forme finale de la ligne d'adaptation ne sera pas la même que celle du profil d'impédance, et il convient de trouver la variation de largeur qui reproduit la bonne variation d'impédance.

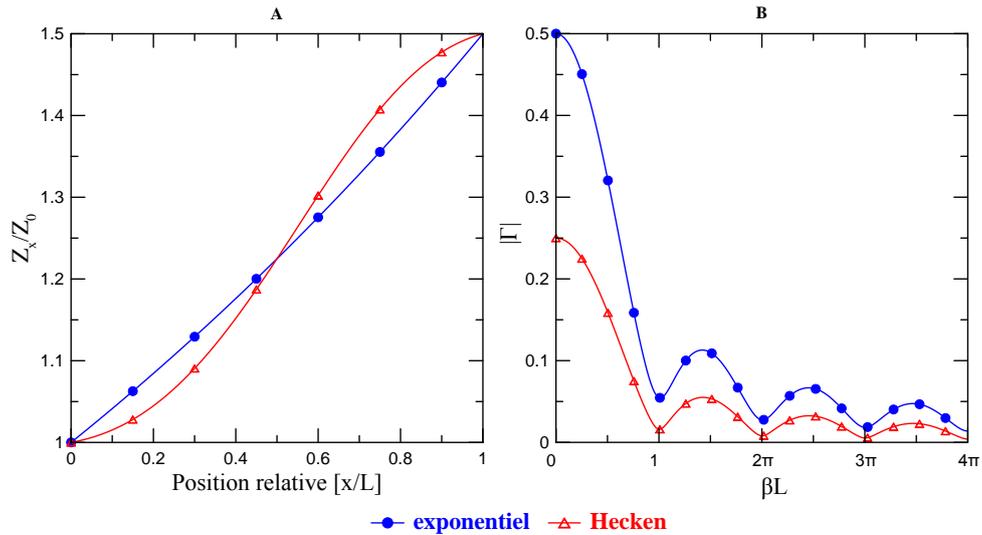


FIGURE III.6 – A : exemple de profil d'impédance de type exponentiel et de type Hecken le long d'une ligne de transmission de longueur L . B : allure du coefficient de réflexion global (Γ) correspondant.

III.D Conception d'une ligne d'adaptation (DSTL) de type Hecken

Il existe différents types de circuits d'adaptation permettant cette transition lisse entre ligne coaxial et antenne dipolaire et qui offrent des caractéristiques large bande. Par exemple, [Thaysen *et al.* \(2000a,b,c\)](#) utilise un circuit basé sur un guide d'onde coplanaire multisection dont le profil d'impédance permet d'obtenir un coefficient de réflexion global qui respecte des rebonds suivant un polynôme de Tchebychev. La géométrie de ce circuit d'impédance est présentée Figure III.7 et peut être découpée en trois parties : un guide d'onde coplanaire multisection (qui est le circuit d'adaptation d'impédance proprement dit), un balun (voir III.A) et une ligne microruban coplanaire (*i.e.* deux conducteurs parallèles positionnés sur la même face du substrat et de même largeur).

Même si les performances de ce circuit sont théoriquement satisfaisantes, sur la base de prototypes construits au laboratoire (résultats non présentés), il résulte que du fait

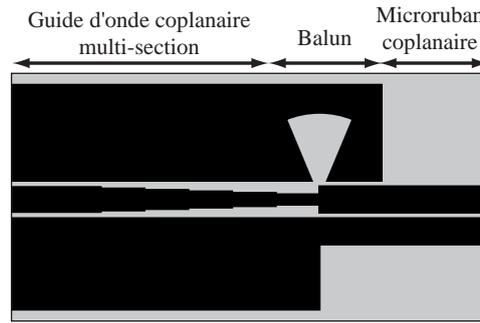


FIGURE III.7 – Géométrie du circuit de transition d'impédance proposé par [Thaysen et al. \(2000a,b,c\)](#).

que les deux conducteurs en fin de circuit sont placés sur la même face, il est physiquement difficile de connecter correctement le circuit d'adaptation à notre antenne (lorsque celui-ci est placé perpendiculairement au plan de l'antenne), ce qui dégrade de manière importante ces performances. Nous avons donc choisi de tester un autre type de circuit d'adaptation qui possède lui aussi de très bonnes caractéristiques large bande, et qui a « l'avantage » d'être un circuit double face.

Ainsi, en se basant sur [Carro et al. \(2011\)](#) et [Vinayagamoorthy et al. \(2012\)](#), nous avons choisi de concevoir un circuit d'adaptation d'impédance sur la base d'une ligne microruban double face. Ce type de circuit, lorsqu'il est placé perpendiculairement au plan de l'antenne, permet de connecter facilement le câble coaxial d'alimentation aux deux pôles de l'antenne et d'adapter l'impédance sur une large bande de fréquences.

Le balun conçu (Figure III.8) peut lui aussi être décomposé en trois parties :

- une ligne microruban classique (MSL — section A Figure III.8) ;
- une ligne microruban double face (le circuit d'adaptation d'impédance au sens propre) dont les largeurs du conducteur du dessus et du dessous varient (DSTL — section B Figure III.8) ;
- une ligne microruban double face (ligne microruban parallèle) dont les deux conducteurs ont la même largeur (PSL — section C Figure III.8).

Les sections A et C de ce balun n'étant que des prolongements des extrémités de la section B sur une certaine longueur, seule la conception de cette dernière sera détaillée dans la suite.

Nous avons vu au paragraphe III.C que le comportement du coefficient global de réflexion de la ligne d'adaptation dépend de la forme de son profil d'impédance. Très tôt, certains auteurs ([Collin, 1956](#) ; [Klopfenstein, 1956](#)) se sont intéressés à l'étude du profil d'impédance « optimum », c'est-à-dire au profil d'impédance ayant pour une longueur L fixée, le coefficient de réflexion minimum sur la largeur de bande considérée. Ce profil, dit de Klopfenstein, a le désavantage de posséder une discontinuité d'impédance en fin de profil ([Hecken, 1972](#) ; [Carro et al., 2011](#)), ce qui le rend peut optimal pour une transition entre une ligne microruban double face et une ligne microruban parallèle. Pour pallier

cette discontinuité d'impédance, [Hecken \(1972\)](#) propose un profil « quasi-optimum » qui a lui l'avantage de proposer une transition lisse d'impédance.

Depuis, il ne semble pas y avoir de véritable évolution de la formulation du profil d'impédance optimum, mais plutôt une adaptation de ces deux profils aux besoins d'un circuit particulier.

En suivant l'approche proposée par [Carro *et al.* \(2011\)](#), nous avons donc conçu un circuit d'adaptation d'impédance respectant un profil quasi-optimal d'Hecken.

Dans ce type de profil, pour adapter l'impédance de la ligne d'alimentation Z_0 avec celle de l'antenne Z_A , l'évolution de l'impédance le long du circuit d'adaptation Z_x de longueur L se fait selon la formulation suivante ([Hecken, 1972 ; Carro *et al.*, 2011](#)) :

$$\ln(Z_x) = \frac{1}{2} \ln(Z_0 Z_A) + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_A}{Z_0}\right) \phi(B, X) \quad (\text{III.12})$$

où $X = 2x/L$ et $\phi(B, X)$ est défini par :

$$\phi(B, X) = \frac{B}{\sinh B} \int_0^X I_0\left(B\sqrt{1-u^2}\right) du \quad (\text{III.13})$$

où I_0 est la fonction de Bessel modifiée de premier ordre et B le coefficient défini par [Hecken \(1972\)](#). Le calcul détaillé de ce coefficient est détaillé dans l'annexe A.

L'allure générale d'un tel profil d'impédance est montrée à la Figure III.6.A et à la Figure III.9.A.

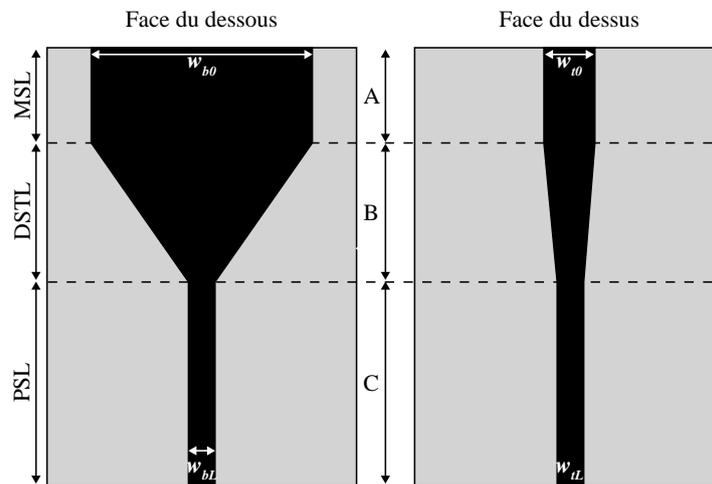


FIGURE III.8 – Géométrie schématique du circuit de transition d'impédance basée sur une ligne microruban double face dont la largeur des conducteurs varie.

Afin de trouver la géométrie de la ligne de transmission correspondant à ce profil d'impédance, nous avons procédé comme suit :

- Nous commençons par calculer la largeur du conducteur de la face supérieure (w_t) et de la face inférieure (w_b) pour les parties terminales (section A et C) du circuit

d'adaptation (c'est-à-dire pour une MSL et pour une PSL). On utilise les équations présentées dans les paragraphes III.B.1 et III.B.3 pour calculer les deux couples (w_{t0}, w_{tL}) et (w_{b0}, w_{bL}) correspondant aux impédances Z_0 et Z_A (Figure III.8).

- Comme suggéré par Carro *et al.* (2011), pour simplifier la détermination de la géométrie de la section B, on choisit d'imposer une variation linéaire de la largeur du conducteur de la face supérieure. Ainsi, la largeur $w_t(x)$ du conducteur de la face supérieure le long du circuit d'adaptation d'impédance est définie par :

$$w_t(x) = \frac{w_{tL} - w_{t0}}{L}x + w_{t0}$$

- Enfin, tous les autres paramètres étant fixés, il ne reste qu'à calculer la largeur du conducteur de la face inférieure $w_b(x)$. Les moyens de fabrication disponibles au laboratoire ne permettant pas de descendre à une précision inférieure à 0,1 mm sur la gravure des circuits imprimés (ce qui est déjà très fin !), c'est cette limite que nous avons fixée comme précision sur le calcul de chaque $w_b(x)$. Ainsi, pour chaque $w_t(x)$, nous avons calculé de manière systématique les impédances correspondant à des largeurs w_b s'étalant de 0,1 mm à w_{b0} (avec un pas de 0,1 mm) et sélectionné celle qui donne l'impédance la plus proche de Z_x .

Les profils d'impédance et de largeur du conducteur de la face inférieure obtenus pour un circuit d'adaptation de 100 mm de long et permettant l'adaptation d'une ligne 50 Ω à une ligne 100 Ω sont présentés Figure III.9.

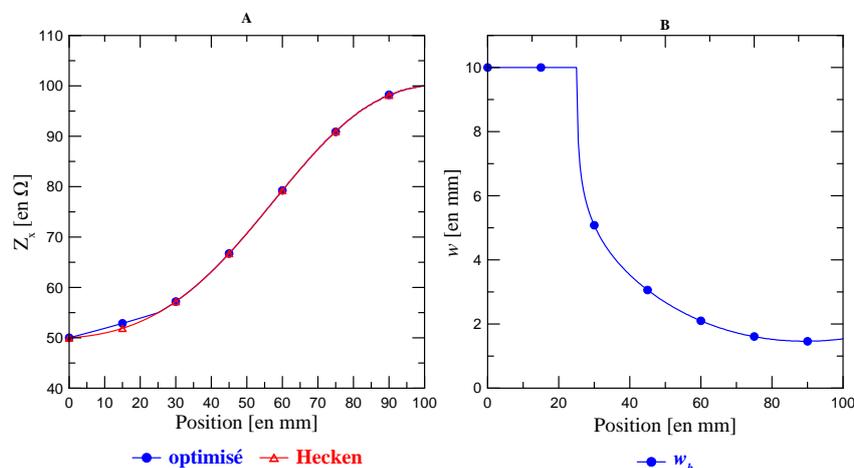


FIGURE III.9 – A : profils d'impédance de type Hecken recherché et obtenu par optimisation pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_A = 100 \Omega$, $L = 100$ mm, $\varepsilon_r = 4,6$ et $h = 1,54$ mm. B : profil de la largeur du conducteur inférieur correspondant.

Lorsque l'on superpose le profil théorique d'Hecken recherché (triangles creux rouges Figure III.9.A) au profil d'impédance obtenu par la méthode présentée plus haut (cercles pleins bleus Figure III.9.A), on constate une très bonne correspondance entre les deux.

Les seuls écarts notables se situent dans les deux premiers centimètres du circuit. Dans cette partie, l'impédance « optimisée » est légèrement supérieure à celle voulue. Ceci est dû principalement au fait que dans cette partie du circuit, l'impédance varie très peu et reste très proche de 50Ω et qu'il est donc difficile de reproduire fidèlement ces faibles variations en fixant une précision de 0,1 mm sur la largeur w_b .

Ainsi, sur toute cette partie du circuit, la largeur w_b est en réalité constante (Figure III.9.B), et c'est uniquement par la variation de la largeur du conducteur supérieur que l'on modifie l'impédance de la ligne de transition.

Par la suite, les largeurs des deux conducteurs changent, ce qui permet de reproduire plus fidèlement le profil d'impédance de Hecken recherché.

Le Tableau III.1 récapitule en chiffre la géométrie du circuit d'adaptation d'impédance conçu pour adapter une ligne d'alimentation de 50Ω à une charge (antenne) d'impédance égale à 100Ω .

N'oublions pas que, dans notre cas, nous ne connaissons pas exactement l'impédance caractéristique de nos antennes, bien que nous ayons cherché à les adapter directement à une ligne d'alimentation de 50Ω (voir chapitre II). On se propose donc dans le paragraphe suivant d'estimer de manière simple l'impédance de nos antennes afin de concevoir le circuit d'adaptation d'impédance qui leur correspond le mieux.

Position [en mm]	w_t [en mm]	w_b [en mm]	Z_{DSTL} [en Ω]	Z_{Hecken} [en Ω]
0	3,2	10	49,7	50
15	2,3	10	53,2	51,9
30	2,7	5,1	56,9	57,2
45	2,4	3,1	67,0	66,7
60	2,2	2,1	79,1	79,2
75	1,9	1,6	91,8	91,0
90	1,7	1,5	97,4	98,1
100	1,5	1,5	101,6	100

TABLEAU III.1 – Récapitulatif de la géométrie de la ligne d'adaptation d'impédance de type Hecken obtenue (pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_A = 100 \Omega$, $L = 100$ mm, $\varepsilon_r = 4,6$ et $h = 1,54$ mm).

III.E Impédances caractéristiques des schémas d'antennes conçus et balun adapté

III.E.1 Principe de l'estimation simple de l'impédance caractéristique

Les impédances caractéristiques de nos deux schémas d'antennes n'étant pas connues, on se propose ici de les estimer grâce à un panel de circuit d'adaptation d'impédance de type Hecken.

Pour cela, on part du principe selon lequel plus un circuit d’adaptation donné est adapté à l’impédance caractéristique d’une antenne, plus le système antenne-circuit d’adaptation aura un S_{11} performant (c’est-à-dire dont l’amplitude est inférieure à -10 dB sur une large bande de fréquences).

Lorsque l’on connecte en simulation FDTD nos schémas d’antennes à un circuit d’adaptation adapté à une impédance particulière, on peut facilement simuler le S_{11} correspondant. En faisant cette opération pour une gamme de circuits d’adaptation, adaptés chacun à une impédance différente, on se retrouve avec un panel de S_{11} correspondant à un panel d’impédance caractéristique.

Au final, on peut considérer que le S_{11} qui offre les meilleures performances sur la gamme de fréquences qui nous intéresse, est celui qui correspond au circuit le mieux adapté à l’impédance caractéristique de notre antenne.

Ce procédé simple a l’avantage de permettre à la fois une estimation de l’ordre de grandeur de l’impédance caractéristique d’un schéma d’antenne, et de trouver du même coup le circuit d’adaptation d’impédance le mieux adapté à ce schéma.

III.E.2 Estimation simple de l’impédance caractéristique des schémas d’antennes

Nous avons donc appliqué le principe décrit précédemment pour estimer les impédances caractéristiques de nos deux schémas d’antennes. Le balun utilisé dans les simulations est celui présenté à la Figure III.8, avec une variation de la largeur des conducteurs dans la section B respectant un profil d’impédance d’Hecken comme décrit dans le paragraphe III.D. Les sections A et C mesurent toutes les deux 10 mm de long, tandis que la section B s’étend elle sur 100 mm. La longueur totale du balun est donc de 12 cm, ce qui est relativement imposant, mais lorsqu’il est placé perpendiculairement au plan de l’antenne, il se loge dans l’épaisseur de la mousse absorbante du blindage (voir II.A.2).

La Figure III.10 présente les S_{11} résultant pour les deux schémas d’antennes (type *bow-tie* et de type dipôle elliptique) connectés aux différents baluns. La Figure III.10.A représente les S_{11} obtenus pour le schéma d’antenne de type *bow-tie*, avec des circuits d’adaptation d’impédance conçus pour une impédance Z_A de 50 (cercles pleins bleus), 60 (triangles creux rouges) et 100 Ω (cercles vides verts). On y a également représenté pour comparaison le S_{11} de l’antenne directement alimentée par un câble coaxial connecté avec une prise SMA (losange pleins noirs) ainsi que celui de l’antenne alimentée par une ligne 50 Ω idéale (croix marrons).

On constate sur cette figure que lorsque l’antenne est connectée à un balun adapté à une impédance de 100 Ω , ses performances en terme de S_{11} sont faibles (le S_{11} oscille autour de -5 dB) et se rapprochent de celles de l’antenne connectée directement à un câble coaxial par une prise SMA. En revanche, lorsque l’impédance pour laquelle le balun a été conçu diminue, on constate une amélioration générale du S_{11} puisque son niveau moyen se situe en dessous de -10 dB (sur la bande de fréquences d’intérêt) pour des impédances Z_A de 60 et 50 Ω . Pour ces deux impédances, les S_{11} sont très proches, et se rapprochent de

manière sensible du S_{11} obtenu en connectant l'antenne directement à une ligne de 50Ω idéale. On peut donc considérer que le circuit le mieux adapté à ce schéma d'antenne est celui qui correspond à une impédance de 50Ω .

La Figure III.10.B représente elle les S_{11} obtenus pour le schéma d'antenne de type dipôle elliptique connectée aux mêmes circuits d'adaptation que précédemment. De la même manière, les S_{11} correspondant à l'antenne connectée à un câble coaxial par une prise SMA et à une ligne d'alimentation 50Ω idéale sont représentés.

On peut faire les mêmes constats que pour l'autre antenne, à savoir qu'une impédance de 100Ω aboutit à un S_{11} ne répondant pas au critère de -10 dB dans la bande de fréquences d'intérêt, et qu'il y a une amélioration du S_{11} lorsque l'impédance Z_A est plus faible. Cette fois-ci, même si le S_{11} pour une impédance Z_A de 50Ω se rapproche de celui obtenu avec une ligne d'alimentation 50Ω idéale, il semble que le circuit le mieux adapté à l'antenne corresponde à l'impédance 60Ω .

Ainsi, selon cette approche, il semble que les impédances caractéristiques de nos schémas d'antennes soient respectivement de l'ordre de 50 et 60Ω pour le schéma de type *bow-tie* et pour celui de type dipôle elliptique. Étant donné que ces deux schémas ont été conçus en cherchant à optimiser le S_{11} de l'antenne directement connectée à une ligne 50Ω il est tout à fait cohérent de retrouver la meilleure adaptation pour des impédances du même ordre de grandeur.

De plus, au vu des S_{11} obtenus pour les deux schémas d'antennes, il semble tout à fait raisonnable de considérer que l'utilisation du même circuit d'adaptation (50 ou 60Ω) pour

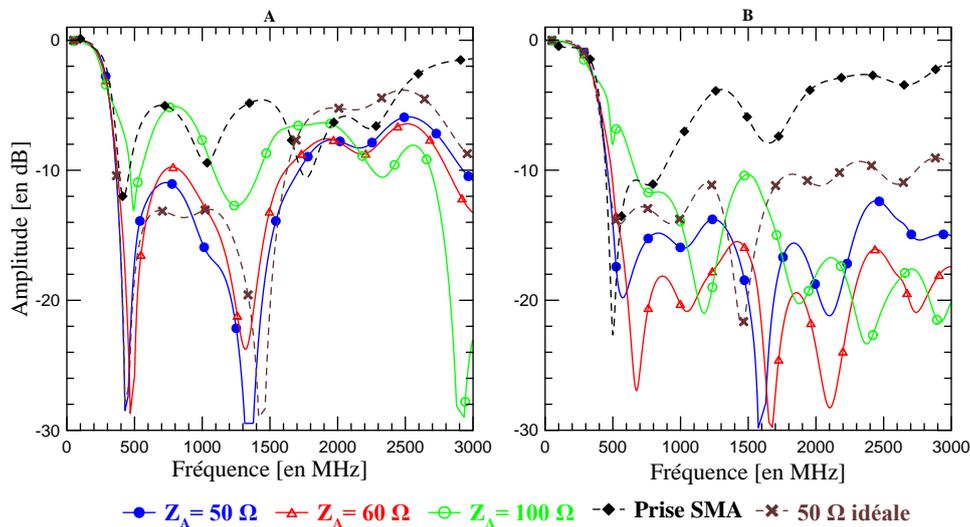


FIGURE III.10 – A : S_{11} du système *balun* / *antenne* de type *bow-tie* pour différentes impédances caractéristiques supposées de l'antenne. B : S_{11} du système *balun* / *antenne* de type dipôle elliptique pour différentes impédances caractéristiques supposées de l'antenne. À titre comparatif sont également représentés les S_{11} de l'antenne alimentée directement par un câble coaxial connecté par une prise SMA et par une ligne 50Ω idéale.

les deux antennes produira des résultats tout à fait satisfaisants.

Enfin, étant donné la proximité d'impédance entre les antennes et la ligne d'alimentation, on peut considérer que le rôle du circuit d'adaptation sera véritablement ici celui d'un balun au sens défini au paragraphe III.A plus que celui d'un adaptateur d'impédance à proprement parlé. Ce rôle est néanmoins fondamental puisqu'il permet d'améliorer grandement le S_{11} des deux schémas d'antennes par rapport à un branchement direct du câble coaxial par une prise SMA, tel qu'il a été pratiqué en réalité sur les prototypes fabriqués.

La stratégie de balayage utilisée ici s'apparente à une approche de type essai / erreur simple. Il est également possible d'avoir une approche se basant sur l'optimisation au sens propre, en utilisant les algorithmes d'optimisation existants. C'est ce que nous allons illustrer dans la section suivante à travers l'exemple de l'optimisation d'un balun simple adapté à un de nos schémas d'antennes.

III.F Optimisation d'un balun simple

Il est possible de lancer le logiciel de simulation que nous utilisons depuis une invite de commande Windows classique. On peut donc coupler l'avantage d'une simulation de modèles directs en FDTD 3D avec tous les différents algorithmes d'optimisation disponibles Python, Scilab ou MATLAB.

En pratique, on définit sous Empire XCcel™ la géométrie de base à simuler, en précisant les grandeurs qui seront les paramètres à faire varier. Pour le balun de la Figure III.8 par exemple, on définit la géométrie en précisant que A, B, C, w_{t0} , w_{b0} , w_{tL} et w_{bL} seront les paramètres à faire varier.

Il suffit ensuite de lancer la commande d'exécution de la simulation, d'aller chercher les résultats de la simulation dans les différents fichiers créés et de les analyser.

La géométrie de base du balun que l'on a optimisée est celle présentée Figure III.8. En réalité, les paramètres A, C, w_{t0} et w_{b0} ont été fixés et seuls les paramètres B et w_{bL} ont été optimisés. De plus, comme pour le balun de type Hecken, nous avons imposé une variation linéaire de l'épaisseur du conducteur supérieur. La longueur totale du balun est fixée à 12 cm et A est égal à 1 cm. Ainsi la longueur B varie entre 0 et 10 cm.

Dans chacune des simulations réalisées, le balun a été connecté au schéma d'antenne de type *bow-tie*. Ainsi, c'est l'amplitude moyenne du S_{11} du système *balun / antenne*, sur toute la gamme de fréquences, qui sert de fonction objectif et que l'on cherche à minimiser.

Préalablement à l'optimisation, nous avons réalisé une exploration systématique de l'espace des paramètres sur la gamme $0 < B < 100$ mm et $0,1 < w_{bL} < 5$ mm, afin de connaître la forme de la fonction objectif.

L'algorithme d'optimisation utilisé dans cet exemple est l'implémentation disponible sous MATLAB de la méthode de Nelder-Mead (Lagarias *et al.*, 1998). Cette méthode est utilisée dans le cas des problèmes non linéaires et non contraints.

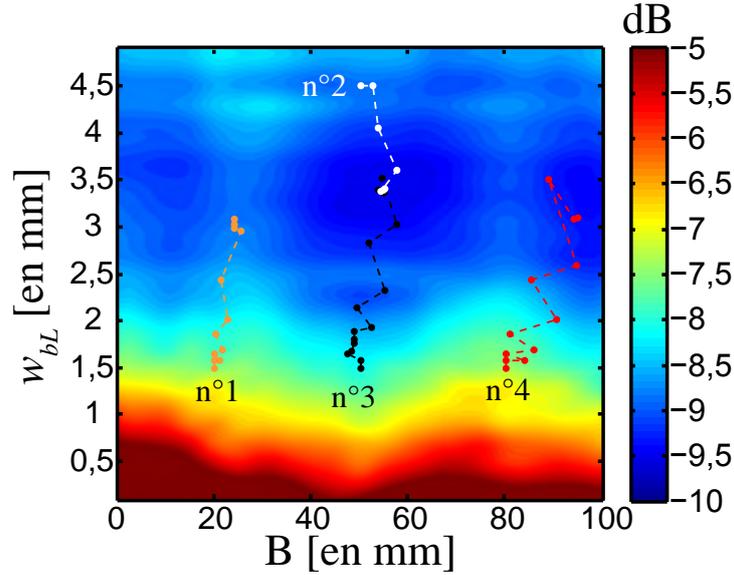


FIGURE III.11 – Amplitude moyenne du S_{11} sur la gamme de fréquences 50 MHz - 3 GHz en fonction de B et w_{bL} pour le balun simple.

L'aspect de la fonction objectif dans le domaine de recherche est montré à la Figure III.11. Tout d'abord, on constate d'une manière générale que la fonction objectif (valeur moyenne du coefficient S_{11} sur la gamme 50 MHz - 3 GHz) a tendance à diminuer lorsque la valeur de w_{bL} augmente, puisque l'on passe d'une valeur de la fonction objectif d'environ -6 dB pour $w_{bL} = 1,5$ mm à environ -9 dB pour $w_{bL} = 3,5$ mm. Ceci n'est vrai que jusqu'à une valeur de w_{bL} d'environ 3,5 mm, après quoi si w_{bL} augmente encore, on augmente légèrement la valeur de la fonction objectif puisque l'on passe d'environ -9 dB pour $w_{bL} = 3,5$ mm à environ -8,5 dB pour $w_{bL} = 4,5$ mm. Ce comportement est tout à fait normal puisque plus la largeur w_{bL} augmente, plus l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (PSL) du balun diminue. Pour une ligne de type PSL, on passe ainsi d'une impédance caractéristique d'environ 100 Ω pour $w_{bL} = 1,5$ mm à une impédance caractéristique d'environ 50 Ω pour $w_{bL} = 3,8$ mm. Ainsi, lorsque w_{bL} augmente, on a une adaptation progressive de l'impédance du balun à celle de l'antenne.

En ce qui concerne le comportement de la fonction objectif en fonction de B , on constate là aussi d'une manière générale que plus la longueur B augmente plus la fonction objectif diminue. Ceci est vrai jusqu'à une valeur de B d'environ 50 - 60 mm. Pour des valeurs supérieures, la valeur de la fonction objectif augmente légèrement. Ce comportement s'explique par le simple fait que pour une w_{bL} donnée, plus la longueur augmente, plus la transition d'impédance peut se faire de manière lisse.

Enfin, bien que la fonction objectif soit relativement plate pour $2,5 < w_{bL} < 4$ mm, il existe une zone de minimum de la fonction objectif centrée approximativement sur $B = 55$ mm et $w_{bL} = 3,5$ mm.

Sur la Figure III.11 sont également représentés les chemins parcourus par l'algorithme d'optimisation dans l'espace des paramètres pour différents modèles initiaux. Ainsi, quatre

modèles initiaux différents répartis sur le domaine des paramètres ont été testés.

D'une manière générale, on constate que quel que soit le modèle initial choisi, on converge vers la zone de moindre S_{11} située entre 3 et 4 mm (pour w_{bL}), ce qui vue la forme de la fonction objectif est tout à fait normal. Par contre, à cause du caractère local de l'algorithme d'optimisation utilisé et du fait que la fonction objectif est relativement plate autour de l'optimum global, aucun des modèles initiaux testés ne converge vers l'optimum global (cas des chemins n°1 et n°4 par exemple).

Vu l'espace des paramètres relativement restreint, il serait intéressant de tester une approche d'optimisation plus globale comme le recuit simulé et les méthodes de Monte-Carlo. L'optimum global atteint par les chemins n°2 et n°3 se trouve aux environs de $B = 55$ mm et $w_{tL} = 3,4$ mm.

Les différentes valeurs des paramètres optimisés sont présentées Tableau III.2.

Paramètre [en mm]	Modèle initiaux				Modèle optimaux			
	n°1	n°2	n°3	n°4	n°1	n°2	n°3	n°4
B	20	50	50	80	24,1	54,9	54,9	94,8
w_{tL}	1,5	4,5	1,5	1,5	3	3,4	3,4	3,1
w_{b0}	50	50	50	50	50	50	50	50
w_{t0}	3,2	3,2	3,2	3,2	3,2	3,2	3,2	3,2
C	90	60	60	30	90	60	60	30
A	10	10	10	10	10	10	10	10

TABLEAU III.2 – Récapitulatif de la géométrie des modèles de balun simple utilisés pour l'optimisation.

III.G Conclusions sur l'adaptation d'impédance

Il existe de nombreuses techniques d'adaptation d'impédance qui permettent d'améliorer la transmission du signal (en termes de qualité et d'intensité) entre l'antenne et la source EM.

Nous avons choisi d'étudier un balun double-face placé perpendiculairement au plan de l'antenne. La géométrie du balun a été définie en suivant un profil d'impédance quasi-optimum de type Hecken. Ce profil permet d'adapter de manière quasi-optimum l'impédance entre une source EM (d'impédance 50Ω dans notre cas et n'importe quel circuit électrique d'impédance Z_A).

En connectant en simulation nos schémas d'antennes à différents baluns conçus pour des impédances caractéristiques différentes, nous avons pu estimer l'ordre de grandeur des impédances de nos schémas d'antennes.

Lorsque l'on compare les S_{11} obtenus en connectant le balun le plus adapté à nos antennes avec les S_{11} obtenus en connectant le câble d'alimentation directement sur l'antenne par une prise SMA, on constate une grande amélioration de la transmission du signal, d'où l'intérêt de prendre en compte l'adaptation d'impédance dès le début de la conception de l'antenne.

De plus, les baluns étudiés ici ont comme gros désavantage d'être ajoutés à l'antenne, et de ne pas faire partie du même circuit. D'une part, cela engendre une fragilité mécanique due à la nécessité de connecter deux circuits perpendiculaires, et d'autre part cela allonge le temps de simulation, car le caractère 3D du système *balun / antenne* nécessite l'agrandissement et l'affinage du maillage du domaine simulé dans la direction du balun. En incluant le balun directement dans le schéma d'antenne (et dans le même plan), comme c'est le cas dans certains schémas, cela permet de gagner en encombrement et en temps de simulation.

Enfin, nous avons vu qu'il est possible d'interfacer notre modèle direct en FDTD avec des algorithmes d'optimisation pour concevoir « automatiquement » des baluns adaptés à un schéma d'antenne particulier. Cet interfaçage, montré ici de manière simple, est très intéressant, car il permet d'imaginer l'utilisation de tels algorithmes dès la conception du schéma d'antenne pour allier les avantages d'un code EM 3D robuste en FDTD (Empire XCcelTM) et des différentes bibliothèques de calculs scientifiques disponibles.

Chapitre IV

Premiers tests des prototypes en laboratoire et sur le terrain

Sommaire

IV.A Premiers tests en laboratoire	103
IV.A.1 Dispositif expérimental	104
IV.A.2 Calibration de l'antenne en champ lointain	104
IV.A.3 Antenne au-dessus de l'eau	111
IV.A.4 Domaine de validité de l'approximation en champ lointain	113
IV.A.5 Calibration de l'antenne en champ proche	116
IV.A.6 Estimation de la permittivité diélectrique dans un cas simple	122
IV.A.7 Conclusions sur les premières expérimentations en laboratoire	132
IV.B Premiers tests sur le terrain	133
IV.B.1 Contexte des mesures géophysiques sur le bassin versant de l'Orgeval	133
IV.B.2 Mesures géophysiques réalisées <i>in situ</i>	135
IV.B.3 Conclusions sur les premiers tests sur le terrain	149

IV.A Premiers tests en laboratoire

Après l'étude numérique réalisée sur les schémas d'antennes, les prototypes correspondants ont été construits. Des mesures en laboratoire ont été réalisées en collaboration avec Anh Phuong Tran de l'Université catholique de Louvain (UCL), en Belgique. Ces mesures ont eu pour but de comparer des mesures radar en environnement contrôlé et les simulations correspondantes, ainsi que de calibrer les antennes au sens de [Lambot *et al.* \(2004c\)](#).

D'un point de vue chronologique, nous avons commencé par étudier (numériquement) le schéma d'antenne de type *bow-tie*, et c'est donc le prototype correspondant qui a été construit en premier. Ainsi, les mesures présentées dans cette partie concernent unique-

ment ce prototype puisqu'au moment des mesures, le deuxième prototype (type ellipse) n'était pas encore à l'étude.

IV.A.1 Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental utilisé à l'UCL se compose d'un bac de 3 m x 3 m x 1 m dans le fond duquel repose une plaque métallique. Le milieu sur lequel les mesures sont réalisées (sol) est posé sur cette plaque, ce qui a l'avantage de renvoyer beaucoup d'énergie vers l'antenne, de limiter les interactions avec le sol se trouvant sous la plaque (fondations du bâtiment, tuyaux etc.) et de contraindre parfaitement le milieu étudié spatialement (Figure IV.1). De plus, la présence d'un treuil automatique très précis permet de réaliser des mesures de l'antenne à différentes hauteurs au-dessus du milieu.

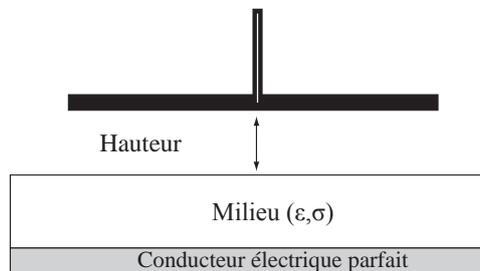


FIGURE IV.1 – Schéma du dispositif expérimental de l'antenne placée à différentes hauteurs au-dessus du milieu.

Des mesures ont été réalisées pour l'antenne placée à différentes hauteurs au-dessus de trois milieux différents. Les premières mesures correspondent à l'antenne dans l'air (au-dessus de la plaque) et servent à la calibration de l'antenne (voir paragraphe suivant). Les autres mesures correspondent à l'antenne placée au-dessus de 66 cm d'eau puis au-dessus de 13 cm de sable.

IV.A.2 Calibration de l'antenne en champ lointain

La calibration de l'antenne a pour but de déterminer les fonctions de transfert caractéristiques de l'antenne telles que définies par Lambot *et al.* (2004b,c) grâce à des mesures du S_{11} de l'antenne lorsque celle-ci est placée à différentes hauteurs au-dessus d'un milieu parfaitement connu. Une fois connues, ces fonctions de transfert (propres à l'antenne et indépendantes du sol) permettent de modéliser analytiquement et en *fullwave* le S_{11} de l'antenne au-dessus de n'importe quel milieu tabulaire.

Cette calibration peut être dissociée en deux grandes parties : une calibration dite en « champ lointain » qui correspond à une antenne monostatique en configuration *off-ground* et une calibration dite en « champ proche » qui correspond à un couple d'antenne (bistatique) qui tend vers une configuration *on-ground* (*i.e.* avec une élévation infime). C'est au premier type de calibration que nous allons nous intéresser dans la suite de cette section.

Principe de la calibration en champ lointain

Pour une antenne monostatique en configuration *off-ground* au-dessus d'un sol considéré comme tabulaire (Figure IV.2.B), le S_{11} de l'antenne peut se décomposer en une somme de coefficients propres à l'antenne (fonctions de transfert de l'antenne) interagissant avec la fonction de Green théorique représentant le sol selon l'équation (Lambot *et al.*, 2004b,c) :

$$S_{11}(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = H_i(\omega) + \frac{H_t(\omega)G_{xx}^\dagger H_r(\omega)}{1 - H_f(\omega)G_{xx}^\dagger(\omega)} = H_i(\omega) + \frac{H(\omega)G_{xx}^\dagger(\omega)}{1 - H_f(\omega)G_{xx}^\dagger(\omega)} \quad (\text{IV.1})$$

où $H_i(\omega)$ représente la fonction de transfert de l'antenne en l'absence de sol (S_{11} dans l'air), $H(\omega) = H_t(\omega) \cdot H_r(\omega)$, $H_f(\omega)$ représentent les fonctions de transfert de l'antenne en présence de sol et $G_{xx}^\dagger(\omega)$ la fonction de Green du sol (Figure IV.2.A).

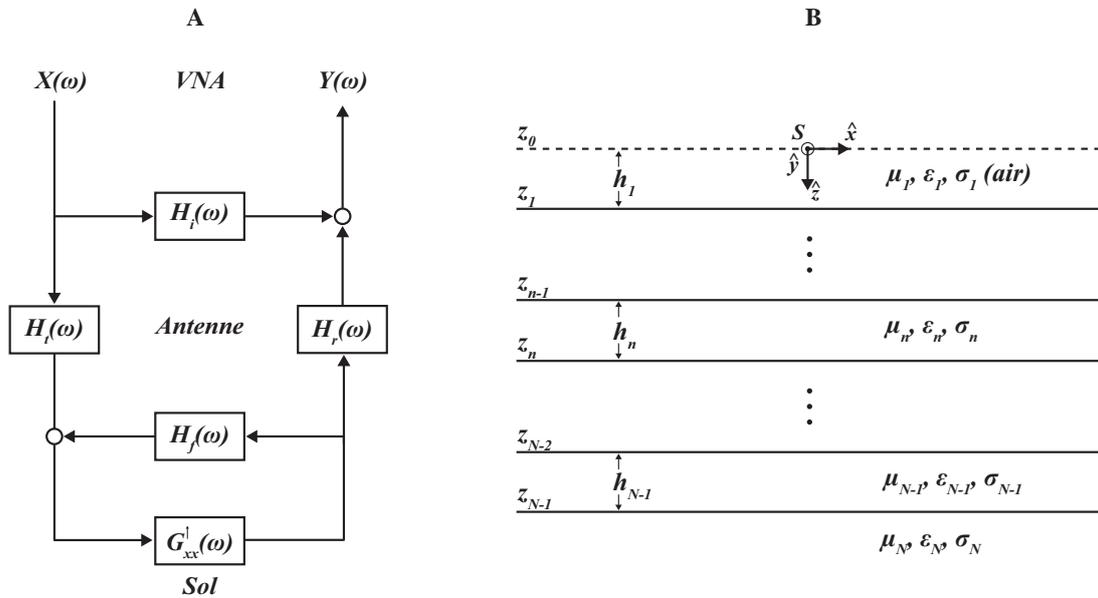


FIGURE IV.2 – A : bloc-diagramme représentant le système *analyseur de réseau (VNA) / antenne / sol*, modélisés comme des systèmes linéaires en série et en parallèle. B : système *antenne / sol* représenté comme un point source au-dessus d'un sol tabulaire composé de N couches de propriétés EM μ_n, ϵ_n et σ_n et d'épaisseur z_n , d'après Lambot *et al.* (2004c).

En réalisant des mesures du S_{11} de l'antenne pour différentes configurations (k), *i.e.* à différentes hauteurs au-dessus d'un milieu parfaitement connu, comme un conducteur parfait par exemple, on peut déterminer ces fonctions de transfert pour une fréquence particulière en linéarisant l'équation précédente :

$$S_{11}(\omega) = H_i(\omega) + S_{11}(\omega)H_f(\omega)G_{xx}^\dagger(\omega) + G_{xx}^\dagger(\omega)(H(\omega) - H_i(\omega)H_f(\omega)) \quad (\text{IV.2})$$

Ce système linéaire d'équations peut se réécrire sous forme matricielle de la manière suivante (Lambot *et al.*, 2006) :

$$\overbrace{\begin{pmatrix} S_{11}^1(\omega) \\ \vdots \\ S_{11}^k(\omega) \\ \vdots \\ S_{11}^n(\omega) \end{pmatrix}}^B = \overbrace{\begin{pmatrix} 1 & S_{11}^1(\omega)G_{xx}^{\uparrow 1}(\omega) & G_{xx}^{\uparrow 1}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & S_{11}^k(\omega)G_{xx}^{\uparrow k}(\omega) & G_{xx}^{\uparrow k}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & S_{11}^n(\omega)G_{xx}^{\uparrow n}(\omega) & G_{xx}^{\uparrow n}(\omega) \end{pmatrix}}^A \cdot \overbrace{\begin{pmatrix} H_i(\omega) \\ H_f(\omega) \\ H(\omega) - H_i(\omega)H_f(\omega) \end{pmatrix}}^X \quad (\text{IV.3})$$

où k allant de 1 à n représente chaque hauteur.

Ce système matriciel surdéterminé est de la forme $B = A \cdot X$. Le vecteur des inconnus (X) contenant les valeurs des fonctions de transfert de l'antenne à la fréquence considérée se calcule donc facilement par :

$$X = (A^H A)^{-1} A^H B \quad (\text{IV.4})$$

où A^H représente le hermittien de A .

En réalisant cette opération de manière indépendante pour chaque fréquence mesurée, on obtient les trois fonctions de transfert de l'antenne en champ lointain ($H_i(\omega)$, $H_f(\omega)$ et $H(\omega)$) sur toute la gamme de fréquences étudiée.

Calcul de la fonction de Green du sol en champ lointain

La fonction de Green (G_{xx}^{\uparrow}) en champ lointain d'un sol tabulaire multi-couches se définit dans le domaine spatial et pour une fréquence donnée comme (Lambot *et al.*, 2007) :

$$G_{xx}^{\uparrow}(\rho) = \frac{1}{8\pi} \int_0^{+\infty} J_n(k_\rho) \hat{G}_{xx}^{\uparrow}(k_\rho) k_\rho^{n+1} dk_\rho, \quad (\text{IV.5})$$

où ρ est la distance entre le récepteur et l'émetteur, k_ρ est son équivalent dans le domaine spectral, J_n est la fonction de Bessel d'ordre n et $\hat{G}_{xx}^{\uparrow}(k_\rho)$ est la fonction de Green du sol dans le domaine spectral.

Dans le cas d'une configuration monostatique, émetteur et récepteur sont confondus et l'expression de la fonction de Green dans le domaine spatial se simplifie en :

$$G_{xx}^{\uparrow}(0) = \frac{1}{8\pi} \int_0^{+\infty} \hat{G}_{xx}^{\uparrow}(k_p) dk_p, \quad (\text{IV.6})$$

avec :

$$\hat{G}_{xx}^{\uparrow}(k_p) = \left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\sigma_1 + i\omega \varepsilon_1} - \frac{i\omega \mu_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1} \right) \exp(-2\Gamma_1 h_1), \quad (\text{IV.7})$$

où σ_1 , ε_1 et μ_1 sont respectivement la conductivité électrique, la permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique de la première couche (air). Γ_n est le nombre d'onde vertical

de la couche n défini par $\Gamma_n = \sqrt{(k_p^2 + k_n^2)}$, avec $k_n^2 = \omega^2 \mu(\varepsilon_n - i\frac{\sigma_n}{\omega})$, où ω est la pulsation définie comme $\omega = 2\pi f$.

Les coefficients globaux de réflexion R_n^{TM} et R_n^{TE} à l'interface n sont définis récursivement comme :

$$R_n^{TM} = \frac{r_n^{TM} + R_{n+1}^{TM} \exp(-2\Gamma_{n+1}h_{n+1})}{1 + r_n^{TM} R_{n+1}^{TM} \exp(-2\Gamma_{n+1}h_{n+1})} \quad (\text{IV.8})$$

$$r_n^{TM} = \frac{(\sigma_{n+1} + i\omega\varepsilon_{n+1})\Gamma_n - (\sigma_n + i\omega\varepsilon_n)\Gamma_{n+1}}{(\sigma_{n+1} + i\omega\varepsilon_{n+1})\Gamma_n + (\sigma_n + i\omega\varepsilon_n)\Gamma_{n+1}} \quad (\text{IV.9})$$

$$R_n^{TE} = \frac{r_n^{TE} + R_{n+1}^{TE} \exp(-2\Gamma_{n+1}h_{n+1})}{1 + r_n^{TE} R_{n+1}^{TE} \exp(-2\Gamma_{n+1}h_{n+1})} \quad (\text{IV.10})$$

$$r_n^{TE} = \frac{\mu_{n+1}\Gamma_n - \mu_n\Gamma_{n+1}}{\mu_{n+1}\Gamma_n + \mu_n\Gamma_{n+1}} \quad (\text{IV.11})$$

où r_n^{TM} et r_n^{TE} sont les coefficients de réflexion locaux à l'interface n , et h_n la hauteur de la couche n . En considérant qu'il n'y a pas de réflexion à la dernière interface N , *i.e.* on fait l'hypothèse d'un demi-espace infini, on peut poser : $R_{N-1}^{TM} = r_{N-1}^{TM}$ et $R_{N-1}^{TE} = r_{N-1}^{TE}$.

Afin d'éviter les nombreuses singularités que contient cette fonction de Green dans le domaine spectral et de permettre un calcul plus rapide, [Lambot et al. \(2007\)](#) propose un chemin d'intégration « optimal » en définissant k_ρ comme la grandeur complexe ($k_\rho = x + iy$) telle que :

$$y(x) = \frac{x}{\sqrt{\left(\frac{xc}{\omega}\right)^2 + 1}} \quad (\text{IV.12})$$

où c est la célérité d'une onde EM dans le vide.

Défini de cette manière, le chemin d'intégration n'est pas refermé sur l'axe des réels et l'intégration ne se fait que jusqu'à une valeur x_{max} défini comme :

$$x_{max} = \sqrt{\left(\frac{-\ln(d)}{2h_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} \quad (\text{IV.13})$$

où $d = 10^{-16}$ dans [Lambot et al. \(2007\)](#).

L'expression finale de la fonction de Green dans le domaine spatial pour une fréquence particulière devient alors :

$$G_{xx}^\dagger = \frac{1}{8\pi} \int_0^{x_{max}} \hat{G}_{xx}^\dagger(x + iy(x)) \cdot (x + iy(x)) \frac{\partial(x + iy(x))}{\partial x} dx, \quad (\text{IV.14})$$

avec :

$$\frac{\partial(x + iy(x))}{\partial x} = 1 + i \left(\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{xc}{\omega}\right)^2 + 1}} - \frac{x^2}{\sqrt{\left(\left(\frac{xc}{\omega}\right)^2 + 1\right)^3}} \left(\frac{c}{\omega}\right)^2 \right) \quad (\text{IV.15})$$

Pour connaître cette fonction de Green du sol sur toute la gamme de fréquences qui nous intéresse et l'utiliser lors de la calibration de l'antenne, il suffit de réaliser ce calcul pour chacune des fréquences souhaitées.

Calibrations expérimentale et numérique (FDTD) de l'antenne en champ lointain

En suivant le principe exposé ci-dessus, on réalise la calibration de notre prototype d'antenne de manière expérimentale et numérique. La calibration expérimentale se fait simplement par calibration à partir des mesures réalisées, tandis que la calibration numérique se fait elle à partir de S_{11} simulés par FDTD pour l'antenne dans la même configuration que les mesures expérimentales. Les différentes hauteurs utilisées pour les deux types de calibration (81 hauteurs en tout) sont les mêmes et s'étalent entre 1 et 70 cm au-dessus du plan métallique. Les fonctions de transfert obtenues pour les deux calibrations sont présentées à la Figure IV.3.

Le nombre de hauteurs utilisées dans la calibration est important, car il permet de stabiliser l'inversion matricielle des fonctions de transfert (Lambot *et al.*, 2006). À titre d'exemple, on compare sur cette figure les fonctions de transfert obtenues avec les mesures expérimentales (81 hauteurs, cercles pleins bleus) avec les S_{11} simulés en FDTD pour 6 hauteurs (cercles creux verts) et pour les 81 hauteurs (triangles creux rouges). Dans le cas de la calibration numérique avec 6 hauteurs, les 6 hauteurs utilisées sont choisies de manière à s'étaler entre 10 et 70 cm (respectivement 10, 30, 40, 50, 60 et 70 cm). On constate ainsi que plus le nombre de hauteurs est grand, plus les fonctions de transfert issues de la calibration numérique sont proches de celles issues des mesures.

Si on considère les amplitudes des fonctions H_f et H en effet, on constate qu'elles sont très proches entre calibrations expérimentale et numérique si le nombre de hauteurs est suffisant. L'effet du nombre de hauteurs sur le calcul des fonctions de transfert semble être le plus grand pour H_f puisque c'est là que l'écart entre calibrations avec 6 et 81 hauteurs est le plus important.

En ce qui concerne le calcul de H_i cependant, cet effet du nombre de hauteurs semble moins important puisque les courbes pour la calibration numérique avec 6 et 81 hauteurs sont quasiment confondues (aussi bien en amplitude qu'en phase). En revanche, si on compare l'amplitude des H_i issue des calibrations numérique et expérimentale, on constate des légères différences d'amplitude, notamment sur les plateaux du S_{11} (situés à 600 MHz et 1,5 GHz environ) ainsi que sur la partie haute fréquence (à partir de 2 GHz). Malgré cela, on constate que la forme générale des fonctions de transfert est similaire entre calibrations numérique et expérimentale, en ce qui concerne leur amplitude.

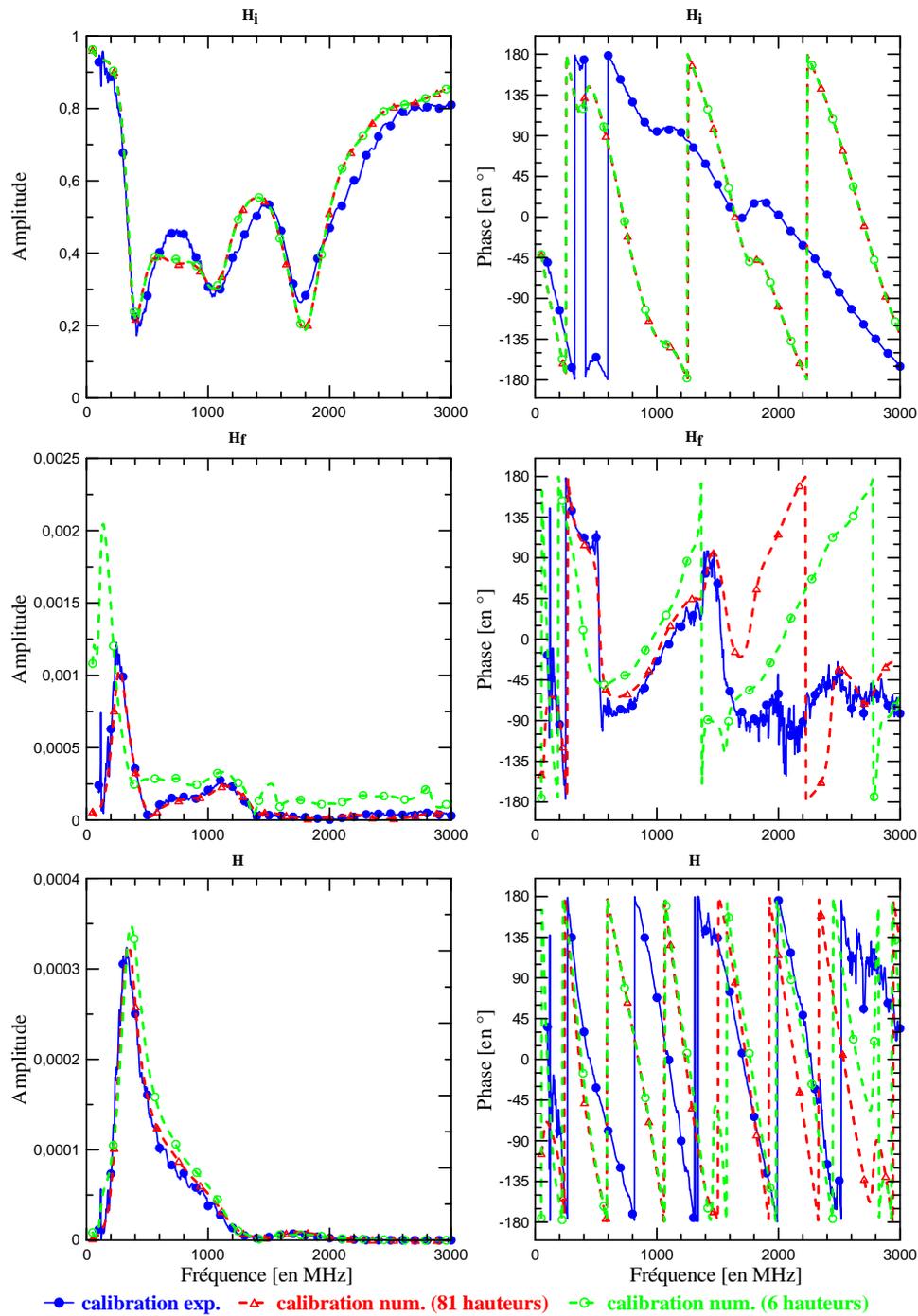


FIGURE IV.3 – Fonctions de transfert de l’antenne obtenues par calibrations expérimentale (cercles pleins bleus) et numérique (triangles creux rouges). La courbe en tiret avec les cercles creux verts représente les fonctions de transfert obtenues avec seulement 6 hauteurs.

A contrario, la phase des fonctions de transfert expérimentales est très mal reproduite par la calibration numérique.

La fonction de transfert de l'antenne dans l'air (H_i) représente sa réponse en l'absence de sol, c'est-à-dire son S_{11} dans l'air. Un des moyens de s'assurer de la qualité de la calibration de l'antenne (*i.e.* de l'inversion des fonctions de transfert) est de comparer les H_i calibrés avec le S_{11} de l'antenne dans l'air.

Pour les antennes directives de type cornet, Vivaldi etc. la mesure précise du S_{11} dans l'air peut se faire assez aisément en pointant l'antenne vers le ciel par exemple. Pour les antennes de type dipôle comme les nôtres, cette mesure est plus ardue puisqu'elles ont un rayonnement *grosso modo* omnidirectionnel, il faut donc disposer d'une chambre anéchoïque ou se placer suffisamment loin du sol.

Ne disposant pas de réelles mesures du S_{11} de notre antenne dans l'air, nous comparons (Figure IV.4) le S_{11} de l'antenne dans l'air simulé par FDTD (*i.e.* sans présence de plaque métallique) aux H_i calibrés grâce à la plaque métallique (avec 81 hauteurs). Le modèle utilisé pour la simulation du S_{11} de l'antenne dans l'air est le même que celui utilisé pour la calibration, à la présence de la plaque près.

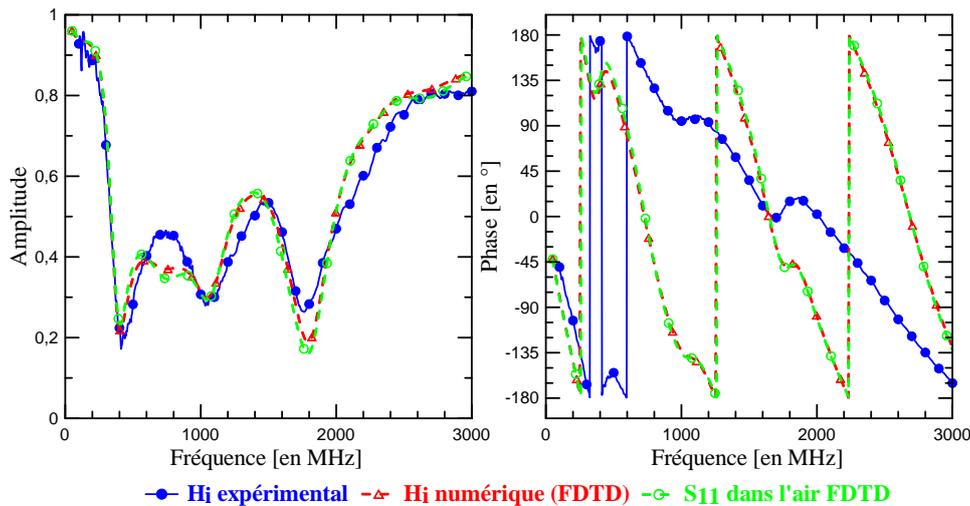


FIGURE IV.4 – Comparaison des fonctions de transfert de l'antenne dans l'air (H_i) obtenues par calibrations expérimentale et numérique avec le S_{11} dans l'air simulé par FDTD.

Un des moyens de juger la qualité de l'inversion matricielle est de comparer le H_i issu de la calibration numérique au S_{11} issu de la simulation FDTD puisque le seul biais existant entre les deux vient de cette inversion (avec la calibration expérimentale on ajoute le biais dû au fait que l'on compare des coefficients de natures différentes — expérimentale et numérique). Il existe une très légère différence entre le S_{11} simulé dans l'air (cercles creux verts) et le H_i issu de la calibration numérique (triangles creux rouges), notamment à basse fréquence dans la gamme 450 MHz - 1 GHz. La hauteur maximale utilisée lors

de la calibration étant de l'ordre de 70 cm, on peut supposer que ce léger biais vient principalement du fait que cette hauteur maximale n'est pas suffisante et que l'influence de la plaque reste très importante. À part cela, la différence entre S_{11} simulé et H_i issu de la calibration numérique reste très faible, ce qui laisse supposer que les 81 hauteurs utilisées sont suffisantes pour surdéterminer le système d'équations de calibration, et gage de la bonne qualité de la calibration.

Enfin, il existe les mêmes différences en amplitude entre le S_{11} simulé par FDTD et le H_i expérimental que celle entre le H_i numérique et le H_i expérimental, mais l'ensemble reste acceptable.

On peut donc considérer l'intérêt de remplacer une calibration expérimentale par une calibration entièrement numérique lorsque l'on ne peut pas mettre en place le dispositif expérimental, ou que l'on cherche à déterminer *a priori* les performances d'un schéma d'antenne particulier avant de construire un prototype.

Afin d'apprécier le genre de biais que l'on peut avoir en interprétant un S_{11} mesuré sur la base d'une calibration numérique au lieu d'expérimentale d'une part, et de vérifier la bonne qualité de nos modélisations analytiques et FDTD d'autre part, nous allons faire dans le paragraphe suivant la comparaison entre mesures et simulations pour l'antenne au-dessus d'un milieu connu : l'eau.

IV.A.3 Antenne au-dessus de l'eau

Dans ce cas, l'antenne a été placée à 9 et 24 cm au-dessus d'une piscine remplie de 66 cm d'eau ($\varepsilon = 81$, $\sigma = 693 \mu\text{S.m}^{-1}$) et terminée par une plaque métallique (même dispositif expérimental que précédemment). Nous comparons (Figure IV.5) le S_{11} expérimental (cercles pleins bleus) avec ceux simulés analytiquement à partir de la calibration expérimentale (triangles creux rouges) et de la calibration numérique (cercles creux verts), ainsi qu'avec ceux simulés en FDTD pure (losanges pleins noirs).

Dans les deux cas (9 et 24 cm) on observe que la simulation FDTD et celle analytique avec calibration numérique sont très proches voir quasi indiscernables l'une de l'autre (moins de 3 % d'écart entre les deux courbes en moyenne et un coefficient de corrélation de 0,9969). Les seules différences observables sont de légères différences d'amplitude dans la partie basse du spectre (inférieure à 1 GHz) notamment pour la hauteur 24 cm (Figure IV.5.C).

En ce qui concerne la simulation analytique avec calibration expérimentale et les mesures, on remarque que la phase modélisée est très proche de la mesurée, et ce pour les deux hauteurs. L'amplitude en revanche est légèrement moins bien reproduite que la phase : même si les principaux pics et plateaux sont relativement bien reproduits par le modèle (la forme des deux courbes est similaire, le coefficient de corrélation entre les deux courbes est de 0,9691), il existe quelques différences d'amplitude.

Les modèles FDTD et analytique avec calibration numérique reproduisent eux aussi la forme générale des deux S_{11} mesurés assez fidèlement (coefficient de corrélation entre mesures et simulations de 0,9573 et 0,9619 respectivement pour 9 et 24 cm), mais il existe

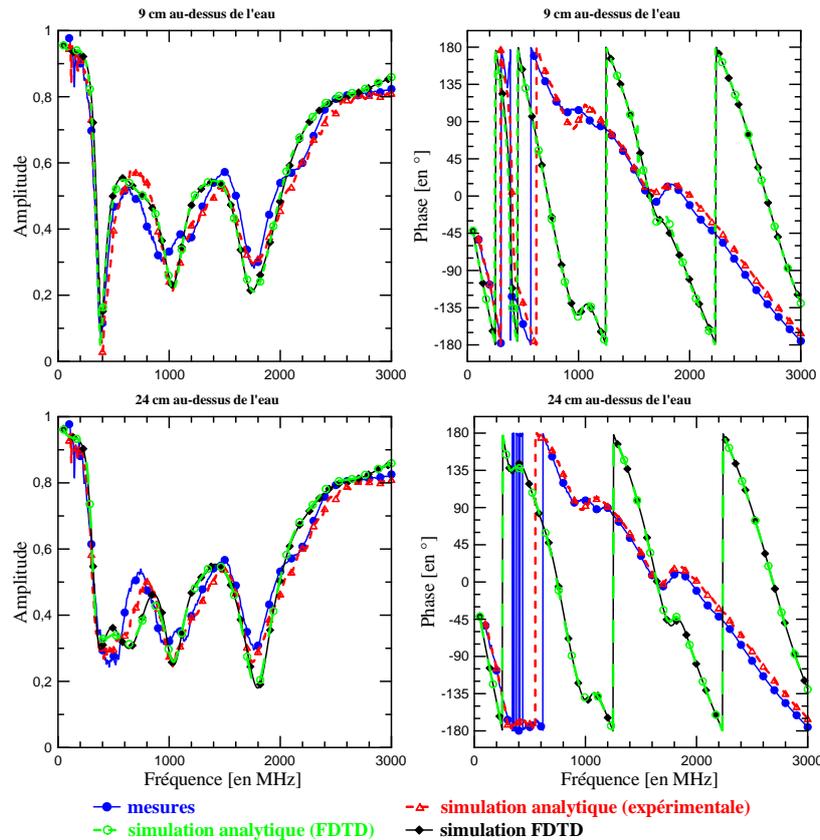


FIGURE IV.5 – Comparaison du S_{11} mesuré (cercles pleins bleus), du S_{11} calculé analytiquement après calibration expérimentale (triangles creux rouges) et calibration numérique (cercles creux verts) et du S_{11} simulé par calcul FDTD (losanges pleins noirs) pour l’antenne placée à 9 et 24 cm au-dessus d’un plan d’eau ($\varepsilon = 80$, $\sigma = 693 \mu\text{S.m}^{-1}$) de 66 cm d’épaisseur terminé par une plaque métallique.

de légers décalages de positionnement des pics et plateaux et des différences d’amplitude non négligeables. La partie située entre 400 et 600 MHz du spectre d’amplitude, pour la hauteur 24 cm notamment, est celle qui est la moins bien reproduite par ces deux modèles (Figure IV.5.C).

Cependant dans l’ensemble, les modèles reproduisent assez fidèlement le comportement de l’antenne (du moins en ce qui concerne l’amplitude du S_{11}) puisque tous reproduisent par exemple la diminution de l’émission à 400 MHz (l’amplitude du coefficient de réflexion S_{11} passe de quasiment 0 à presque 0,3 : il y a donc une moins bonne transmission à cette fréquence) quand on passe de 9 à 24 cm de hauteur.

Il semble donc que les trois types de modélisations utilisées (analytique avec calibration expérimentale, analytique avec calibration numérique et FDTD) permettent de reproduire de manière fidèle les mesures réalisées pour l’antenne au-dessus d’un milieu dont les propriétés sont bien connues. Le modèle analytique avec calibration expérimentale est celui qui reproduit le mieux les données, puisqu’il s’appuie sur des mesures expérimentales

et que l'approximation en champ lointain est tout à fait valide pour ces hauteurs d'antenne. La modélisation FDTD ne reproduit pas parfaitement les S_{11} mesurés, mais vu la grande proximité entre mesures et simulations il est tout à fait probable que ceci soit dû au fait que le modèle d'antenne utilisé (géométrie d'antenne, longueur du câble etc.) en simulation ne correspond pas exactement à la configuration du prototype lors des mesures.

À terme, l'utilisation de notre antenne est prévue pour être *on-ground* (posée au sol). Ainsi, vu les bons résultats que donne la simulation FDTD, nous l'utiliserons pour essayer d'interpréter les autres mesures. De plus, bien que la modélisation analytique se basant sur une calibration expérimentale donne de meilleurs résultats puisqu'elle permet de prendre en compte dans les coefficients globaux de l'antenne la configuration exacte des mesures (basée sur les mesures expérimentales), elle ne reste valide que jusqu'à une certaine hauteur. On se propose donc dans le paragraphe suivant d'étudier rapidement la hauteur jusqu'à laquelle l'approximation en champ lointain reste valide pour notre antenne.

IV.A.4 Domaine de validité de l'approximation en champ lointain

Le modèle analytique utilisé comme référence pour comparer avec les simulations FDTD n'est valide que lorsque l'antenne est suffisamment haute par rapport au sol pour négliger les effets du champ proche et considérer l'antenne comme un point source (Lambot *et al.*, 2007). Plus on se rapproche du sol, moins cette approximation est valide et plus le calcul analytique devient instable et moins il représente la réalité.

Pour caractériser numériquement la hauteur jusqu'à laquelle l'approximation en champ lointain est valide pour notre antenne, il faut déterminer la hauteur à partir de laquelle le calcul diverge de manière significative. Pour se faire, on compare les S_{11} simulés en FDTD avec ceux simulés analytiquement pour l'antenne placée à faible hauteur (entre 1 et 15 cm) au-dessus d'un demi-espace homogène de permittivité et de conductivité constante. Afin d'avoir le moins d'effets parasites possible (origines différentes des S_{11} entre calibrations expérimentale et numérique — mesurés *vs* simulés par FDTD — qui produisent des différences sur les S_{11} recalculés, cf. paragraphe IV.A.2), nous avons choisi de comparer les simulations FDTD pures aux simulations analytiques issues de la calibration numérique. Pour comparer les deux types de simulation, il faut garder à l'esprit que le calcul en FDTD ne fait lui aucune approximation sur le champ proche et sert donc de référence. Les résultats de ces simulations sont présentés à la Figure IV.6 pour les hauteurs 3, 5, 6 et 15 cm.

Pour une hauteur d'antenne de 15 cm, l'accord entre simulations analytique et FDTD est quasi parfait sur toute la gamme de fréquences du S_{11} (seule une très légère différence d'amplitude est visible entre 600 MHz et 1 GHz). Lorsque l'on se rapproche à une hauteur de 6 cm du sol, l'accord entre les deux simulations commence à se dégrader, notamment sur la partie basse du spectre de fréquence (400 MHz - 1 GHz). Cette dégradation s'illustre par des différences d'amplitude entre les deux S_{11} sur cette gamme de fréquences, ainsi que par l'apparition d'une aberration de calcul autour de 400 MHz sur le S_{11} analytique

(aberration plus facilement visible sur la Figure IV.7). Pour ces fréquences en effet, l'approximation que l'antenne peut être représentée par un point source n'est plus valide et les fonctions de transfert calculées précédemment ne sont donc plus appropriées, ce qui peut provoquer des aberrations de calcul.

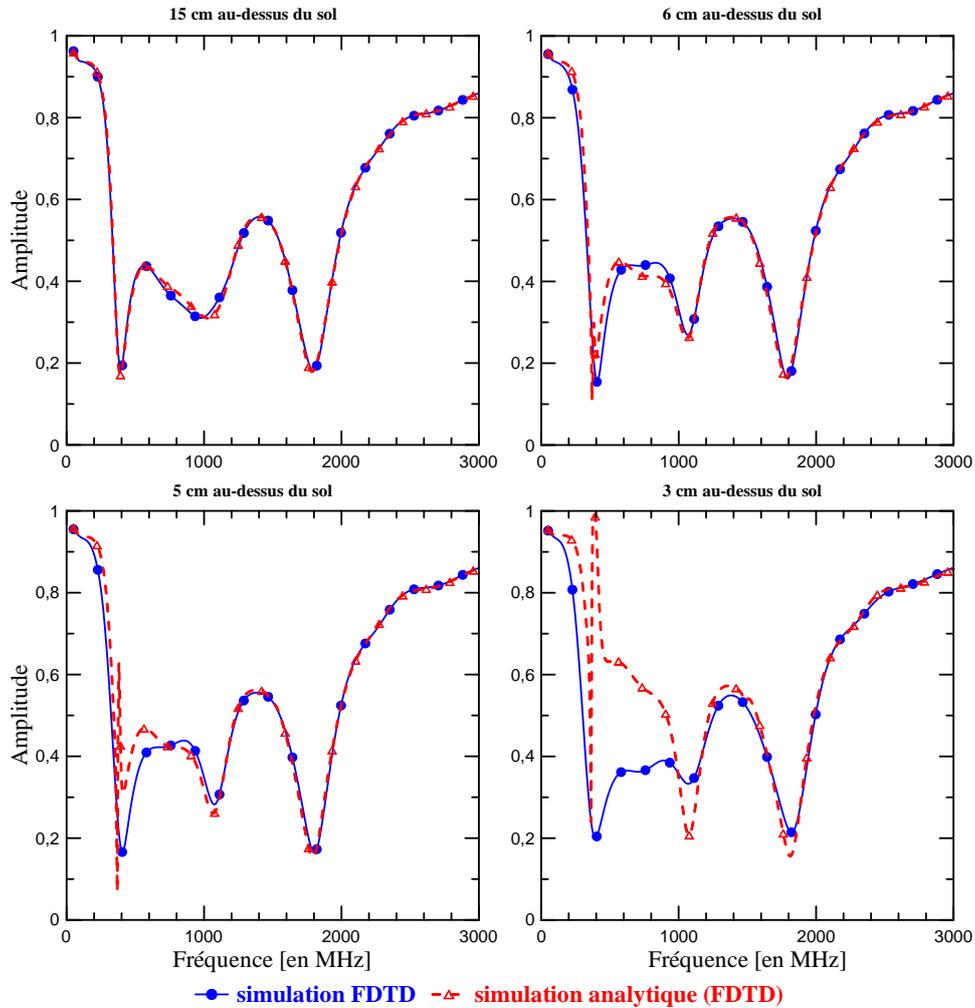


FIGURE IV.6 – Comparaison de l'amplitude du S_{11} simulé par FDTD et analytiquement (calibration numérique) pour l'antenne à 15, 6, 5 et 3 cm au-dessus d'un demi-espace homogène ($\varepsilon = 5$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$).

Si on continue à se rapprocher à une hauteur de 5 cm du sol, la dégradation s'accroît encore. On observe la même aberration de calcul à 400 MHz que précédemment ainsi qu'un très léger décalage vers les hautes fréquences de la partie du spectre inférieure à 400 MHz. Entre 400 et 600 MHz, même si la forme des S_{11} analytique et FDTD reste la même, leurs amplitudes diffèrent fortement (l'amplitude du S_{11} analytique étant plus forte que celle du S_{11} issu de la simulation FDTD). Pour des fréquences supérieures à 600 MHz par contre, les deux S_{11} redeviennent quasi identiques.

Enfin, lorsque l'on se trouve à 3 cm du sol, la dégradation de la cohérence entre les deux spectres sur toute la partie basse fréquence (inférieure à 1 GHz) est quasi-totale. L'approximation en champ lointain n'est plus du tout valide et les erreurs que cela entraîne sur le calcul analytique de la partie basse fréquence du S_{11} la rendent aberrante. En revanche, la partie haute fréquence (supérieure à 1 GHz) reste elle tout à fait cohérente. Cela s'explique par le fait que le calcul du S_{11} analytique se fait fréquence par fréquence (notamment par l'intégration à une fréquence donnée de la fonction de Green du sol dans le domaine spectral). Ainsi l'approximation en champ lointain n'est pas valide pour les basses fréquences du spectre (grandes longueurs d'onde) tandis qu'elle l'est encore pour les hautes fréquences (longueurs d'onde plus faibles).

Afin de garder une qualité du S_{11} analytique satisfaisante sur toute la gamme de fréquences qui nous intéresse (50 MHz - 1 GHz), d'après nos modélisations, on peut fixer que l'élévation minimale de l'antenne à respecter pour satisfaire l'approximation en champ lointain est d'au moins 5 ou 6 cm. Il faut noter que cette hauteur n'est valide que pour une antenne particulière, en l'occurrence le prototype *bow-tie* construit. Pour tout autre schéma d'antenne, il convient de réaliser l'étude de sensibilité équivalente afin de déterminer la hauteur minimale de validité correspondante.

Cette hauteur de validité de l'approximation en champ lointain semble ne pas (ou très peu) dépendre des propriétés du sol, ce qui semble cohérent pour de telles hauteurs (les variations du S_{11} sont plus importantes lorsque l'on se rapproche du sol). La Figure IV.7 illustre ce propos en comparant les S_{11} simulés analytiquement pour une élévation d'antenne de 6 et 5 cm au-dessus de sols de permittivités diélectriques relatives différentes ($\epsilon = 5, 10, 20$ et 30).

On y observe que quelle que soit la permittivité du milieu, à une hauteur donnée, les S_{11} simulés sont quasiment identiques. En ce qui concerne la qualité du calcul du S_{11} , on peut faire les mêmes remarques que précédemment, notamment en ce qui concerne la position des aberrations de calcul.

Le fait que pour une hauteur donnée les S_{11} soient tous très proches quelle que soit la permittivité souligne deux choses : d'une part la hauteur de validité de l'approximation en champ lointain est indépendante des propriétés du sol ; et d'autre part la sensibilité globale du S_{11} de l'antenne aux paramètres du sol se dégrade très rapidement avec l'élévation au-dessus du sol.

Enfin notons que l'on compare à la Figure IV.6 et à la Figure IV.7, les simulations FDTD aux simulations analytiques issues de la calibration à partir de simulations FDTD, mais que l'on peut faire les mêmes observations avec les simulations issues de la calibration expérimentale (avec des différences accentuées entre les S_{11} , même à 15 cm, du fait que les S_{11} de calibrations sont de types différents — expérimental *vs* numérique), à savoir que pour une élévation de l'ordre de 5 à 6 cm, les erreurs de calcul sur le S_{11} ne sont plus négligeables et que l'approximation en champ lointain n'est donc plus valide.

Afin de pallier ces erreurs de calcul lorsque l'on se rapproche du sol et pour pouvoir utiliser ce modèle analytique pour des configurations d'antenne proche du sol qui corres-

pondraient mieux à une configuration *on-ground* telle que nous l’employons sur le terrain, Lambot *et al.* (2012) propose une calibration en champ proche que nous allons détailler dans la section suivante.

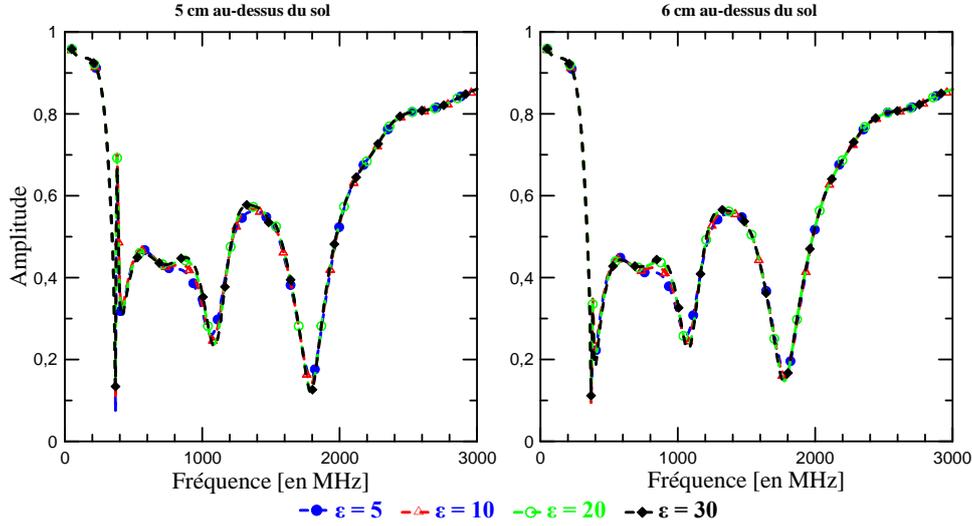


FIGURE IV.7 – Comparaison de l’amplitude du S_{11} simulé analytiquement (en champ lointain) pour l’antenne à 6 et 5 cm au-dessus de demi-espaces homogènes de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique ($\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$).

IV.A.5 Calibration de l’antenne en champ proche

Principe de la calibration en champ proche

Du fait des approximations faites sur le calcul de la fonction de Green du sol, la calibration précédente n’est valide que lorsque l’on est suffisamment éloigné du sol pour considérer que celui-ci est dans le champ lointain de l’antenne et que cette dernière peut être représentée par un point source unique.

Lorsque l’antenne se rapproche du sol, cette approximation n’est plus valide et la calibration précédente doit être modifiée de manière à pouvoir prendre en compte les interactions avec le sol dans le champ proche de l’antenne et représenter ainsi au mieux la réalité.

L’approche proposée récemment par Lambot *et al.* (2012) consiste à considérer l’antenne non plus comme un seul point source, mais comme une distribution dans le plan x-y de points sources (dipôles électriques infinitésimaux). Ainsi, lorsque l’on considère un couple d’antennes (une émettrice et une réceptrice), on peut le représenter par une distribution de points sources d’émission (J_x) et de réception (E_x), dont les contributions respectives forment le champ proche de l’antenne par principe de superposition (Figure IV.8).

De cette manière, l’équation de l’antenne dans le domaine fréquentiel (IV.1) peut se réécrire en champ proche de manière matricielle comme :

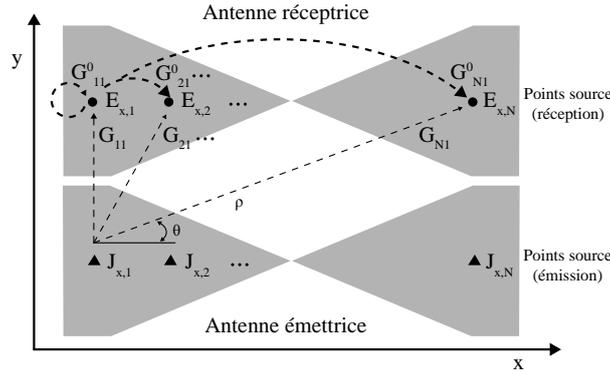


FIGURE IV.8 – Schéma de la modélisation d'un couple *antenne réceptrice/antenne émettrice* par une distribution de dipôles électriques infinitésimaux, d'après [Lambot et al. \(2012\)](#).

$$S(\omega) = H_i(\omega) + \mathbf{T}_r \left(\mathbf{I}_N - \mathbf{G}^0 \mathbf{R}_s \right)^{-1} \mathbf{G} \mathbf{T}_t \quad (\text{IV.16})$$

avec :

$$\mathbf{T}_t = [T_{t,1}(\omega) \ T_{t,2}(\omega) \ \cdots \ T_{t,N}(\omega)]^T \quad (\text{IV.17})$$

$$\mathbf{T}_r = [T_{r,1}(\omega) \ T_{r,2}(\omega) \ \cdots \ T_{r,N}(\omega)] \quad (\text{IV.18})$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_{s,1} & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & R_{s,2} & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & R_{s,N} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} G_{11}(\omega) & G_{12}(\omega) & \cdots & G_{1N}(\omega) \\ G_{21}(\omega) & G_{22}(\omega) & \cdots & G_{2N}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N1}(\omega) & G_{N2}(\omega) & \cdots & G_{NN}(\omega) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

$$\mathbf{G}^0 = \begin{pmatrix} G_{11}^0(\omega) & G_{12}^0(\omega) & \cdots & G_{1N}^0(\omega) \\ G_{21}^0(\omega) & G_{22}^0(\omega) & \cdots & G_{2N}^0(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N1}^0(\omega) & G_{N2}^0(\omega) & \cdots & G_{NN}^0(\omega) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

où $H_i(\omega)$ est le coefficient de réflexion global en l'absence de sol (comme définit en [IV.1](#)) et $T_{t,n}$, $T_{r,n}$ et $R_{s,n}$ sont les équivalents de H_t , H_r et H_f respectivement pour le point source n considéré. $G_{..}^0$ représente la fonction de Green du sol pour les points source de réception et $G_{..}$ la fonction de Green du sol pour les couples point source d'émission / point source

de réception. Enfin, \mathbf{I}_N est la matrice identité d'ordre N .

Calcul de la fonction de Green du sol en champ proche

Dans la configuration d'antenne décrite à la Figure IV.8, la fonction de Green du sol dans le domaine spatial est définie comme :

$$G_{..}^\uparrow = \frac{1}{8\pi} \int_0^{+\infty} \hat{G}_{..}^\uparrow(k_\rho) k_\rho dk_\rho, \quad (\text{IV.22})$$

avec :

$$\begin{aligned} \hat{G}_{..}^\uparrow(k_\rho) = & \left[J_0(k_\rho \rho) \left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\sigma_1 + i\omega \varepsilon_1} - \frac{i\omega \mu_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1} \right) \right. \\ & \left. - J_2(k_\rho \rho) \cos(2\theta) \left(\frac{\Gamma_1 R_1^{TM}}{\sigma_1 + i\omega \varepsilon_1} + \frac{i\omega \mu_1 R_1^{TE}}{\Gamma_1} \right) \right] \\ & \times \exp(-2\Gamma_1 h_1) \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

où J_0 et J_2 sont respectivement les fonctions de Bessel de première espèce du premier et du deuxième ordre, ρ et θ sont la distance et l'angle entre les points sources d'émission et de réception considérés et Γ_0 , R_0^{TM} , R_0^{TE} , μ_1 , ε_1 , σ_1 et h_1 sont les mêmes quantités que celles définies pour l'équation IV.7.

Stratégie de détermination des fonctions de transfert de l'antenne en champ proche

Du fait de la non linéarité du problème posé, la détermination des fonctions de transfert de l'antenne ne peut pas se faire par une inversion matricielle directement comme c'est le cas pour le champ lointain.

La stratégie utilisée pour déterminer ces fonctions de transfert (de manière indépendante fréquence par fréquence) est la même que celle décrite par [Lambot et André \(2014\)](#).

Une calibration en champ lointain est préalablement réalisée afin d'obtenir les coefficients $H_i(\omega)$, $H(\omega)$ et $H_f(\omega)$ pour l'antenne qui serviront de points de départ pour l'inversion des fonctions de transfert en champ proche.

Le coefficient $H_i(\omega)$ obtenu par la calibration en champ lointain sera directement réutilisé pour la calibration en champ proche.

Tout comme il existe une ambiguïté pour la distinction des coefficients $H_t(\omega)$ et $H_r(\omega)$ en champ lointain (cf équation IV.1), il en existe une pour la distinction des coefficients $T_{t,n}$ et $T_{r,n}$ en champ proche et seul le produit $T_{t,n} \cdot T_{r,n} = T_n$ peut être déterminé mathématiquement. En ce qui concerne ces coefficients de transmission $T_{.,n}$, on prend comme valeur de départ pour l'inversion celle du coefficient $H(\omega)$ divisé par le nombre de points sources choisi : $T_{.,n}(\omega) = H(\omega)/N$.

La valeur initiale du coefficient $R_{s,n}(\omega)$ est directement celle du coefficient correspondant en champ lointain : $R_{s,n}(\omega) = H_f(\omega)$.

De plus, afin de réduire le nombre d'inconnu à déterminer, du fait du caractère dipolaire de nos antennes, on suppose une répartition symétrique des points sources et donc des différents coefficients de l'antenne.

Pour déterminer les fonctions de transfert en champ proche en tant que tel, on procède de manière itérative en découpant les S_{11} mesurés en sous-ensembles de jeu de données de manière à guider un algorithme d'optimisation locale vers une solution commune au jeu de données complet.

On part ainsi de la configuration d'antenne la plus haute, en prenant les coefficients de l'antenne en champ lointain modifiés comme expliqué précédemment comme point de départ, et on optimise leurs valeurs de manière à ajuster au mieux ces premières données radar. Cette configuration constitue notre premier sous-jeu de données.

Une fois qu'une solution est trouvée par l'algorithme d'optimisation, on ajoute à ce premier jeu de données celles de la configuration suivante (hauteur moindre). Ces deux configurations d'antenne constituent un nouveau sous-ensemble de données sur lequel on relance une optimisation locale de manière à ajuster cette fois-ci les deux configurations.

On procède ainsi, en ajoutant des configurations successives aux jeux de données à ajuster et en repartant à chaque fois de la solution précédemment trouvée, jusqu'à ce que l'on arrive à la configuration d'antenne la plus basse et que l'on ajuste le jeu de données complet. On obtient ainsi une solution pour les coefficients de l'antenne en champ proche à une fréquence particulière.

Comme préconisé par [Lambot et André \(2014\)](#), en respectant un pas en fréquence suffisamment fin, on peut partir de la solution trouvée à la fréquence précédente pour inverser directement le jeu de données comprenant toutes les configurations de mesure à une fréquence particulière.

Calibration numérique (FDTD) de l'antenne en champ proche

Comme nous l'avons fait pour le champ lointain nous avons donc procédé à la calibration en champ proche de notre prototype d'antenne de manière purement numérique cette fois, comme celle réalisée par [Tran \(2013\)](#), en prenant uniquement des S_{11} obtenus par simulations FDTD comme jeu de données de référence. Pour l'inversion des fonctions de transfert, nous nous sommes cantonnés à la gamme de fréquences 200 MHz - 2 GHz.

Les fonctions de transfert de l'antenne sont théoriquement indépendantes du milieu sur lequel a lieu la calibration. Cependant étant donné que le problème inverse est fortement non linéaire, nous avons choisi de procéder à plusieurs calibrations sur des milieux différents afin de s'assurer que l'inversion converge bien vers une solution globale et non une solution locale spécifique à un jeu de données particulier.

Afin de représenter au mieux l'étendue des variations des propriétés électriques observables dans les milieux naturels, nous avons réalisé des calibrations sur quatre milieux « extrêmes » (faible/forte conductivité électrique et faible/forte permittivité diélectrique relative) et deux milieux intermédiaires. Dans le détail, les valeurs de permittivité diélectrique relative et de conductivité électrique utilisées sont respectivement $\varepsilon = 5, 15$ et 30

et $\sigma = 1$ et 1000 mS.m^{-1} .

La Figure IV.9 présente des exemples de fonctions de transfert $T_r T_t$ et R_s obtenues pour deux points sources (points sources d'émission et de réception confondus) au-dessus de milieux de propriétés électriques différentes. Lorsque l'on regarde cette figure, on peut s'apercevoir que les fonctions de transfert inversées sur les différents terrains ne sont pas exactement les mêmes contrairement à ce que l'on pourrait penser, puisqu'elles ne sont pas censées dépendre du milieu de calibration.

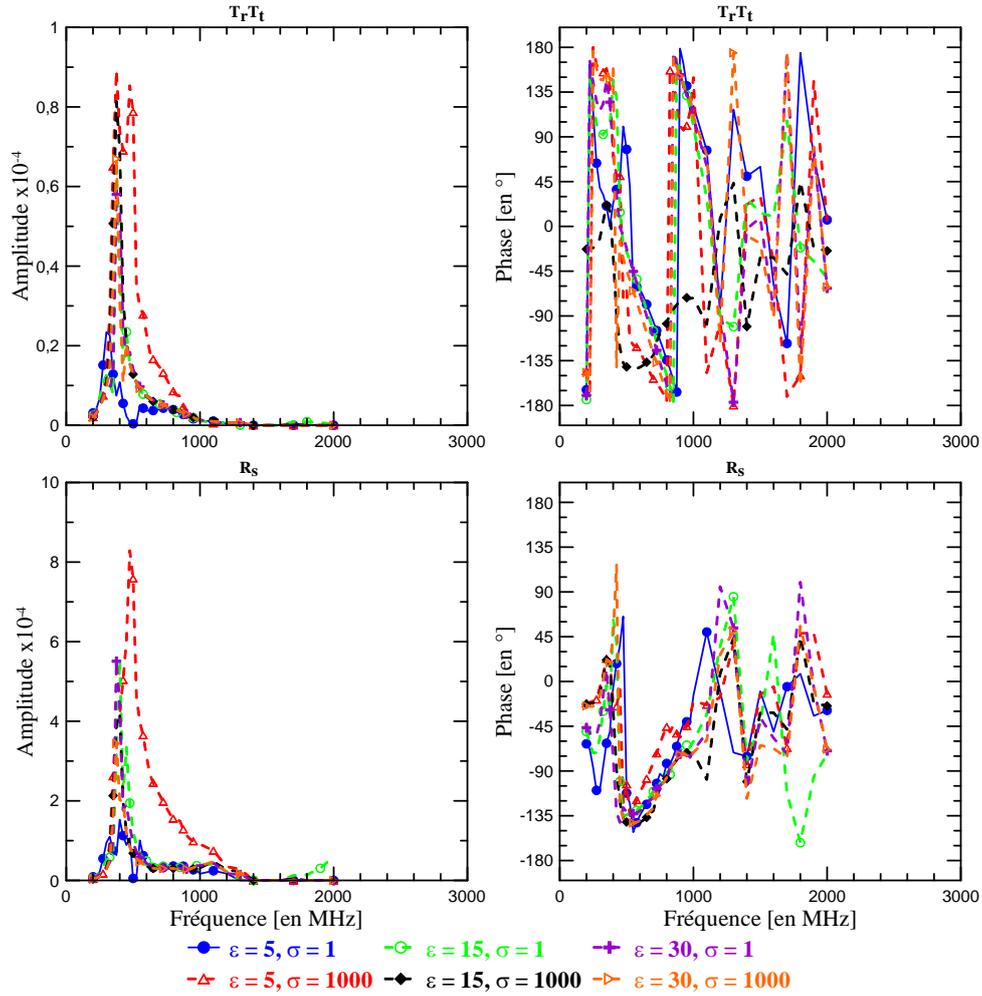


FIGURE IV.9 – Fonctions de transfert $T_r T_t$ et R_s de l'antenne obtenues par calibration numérique en champ proche au-dessus de milieux de différentes propriétés électriques, en considérant deux points sources et une antenne symétrique. Les conductivités sont données en mS.m^{-1} .

Ceci est plus particulièrement vrai pour les fonctions de transfert obtenues sur le milieu de forte conductivité et faible permittivité diélectrique relative ($\epsilon = 5, \sigma = 1000 \text{ mS.m}^{-1}$), triangles creux rouges, Figure IV.9) qui sortent du lot. Malgré cela, leurs amplitudes res-

tent du même ordre de grandeur que celles des autres milieux et leurs phases tout à fait comparables.

Pour les autres milieux, les fonctions de transfert obtenues sont globalement très similaires même si elles ne sont pas exactement les mêmes.

Étant donné que les milieux utilisés pour la calibration sont représentatifs de la gamme de variation des propriétés électriques des sols que l'on risque de rencontrer sur le terrain, on se propose de prendre la moyenne des fonctions de calibration précédentes pour représenter le comportement fréquentiel de notre prototype, ou de travailler par plage de valeur de ε .

La Figure IV.10 montre un exemple de S_{11} reconstruits après calibration pour l'antenne placée à différentes hauteurs au-dessus d'un demi-espace infini de permittivité diélectrique égale à 15 et de conductivité électrique égale à 1 mS.m⁻¹.

Dans cette figure, en plus des S_{11} modélisés par FDTD qui servent de référence (cercles pleins bleus) et de ceux obtenus analytiquement avec le modèle en champ proche (triangles creux rouges), nous avons superposé les S_{11} obtenus dans les mêmes conditions, mais avec le modèle analytique en champ lointain (cercles creux verts).

On peut y voir que pour les hauteurs 10 cm et 5 cm, les deux modèles analytiques sont très proches du modèle FDTD de référence (coefficient de corrélation entre simulation FDTD et modèle analytique à 10 cm de hauteur de 0,9914 et 0,9993 pour le champ proche et le champ lointain respectivement et de 0,9962 et 0,9986 pour 5 cm), et notamment celui en champ lointain, ce qui est tout à fait cohérent puisque l'on reste proche de la hauteur de validité de l'approximation en champ lointain estimée précédemment.

Lorsque l'antenne se rapproche très près du sol en revanche (1 cm et 3 mm), comme on s'y attend le modèle en champ lointain devient complètement aberrant (coefficient de corrélation de 0,3331 et 0,2521).

Le modèle en champ proche, lui, n'arrive pas à reproduire parfaitement les variations du S_{11} modélisé par FDTD de référence, il est cependant indéniable que le modèle en champ proche produit des S_{11} très proches des S_{11} modélisés par FDTD (coefficient de corrélation de 0,9699 et 0,9370 pour les hauteurs 1 cm et 3 mm respectivement).

L'amélioration par rapport au modèle en champ lointain est flagrante, et vu les hauteurs en question, on peut considérer que le modèle en champ proche sera valide et pourra être utilisé pour l'interprétation de données radar *on-ground* et donc l'estimation des paramètres électriques des sols.

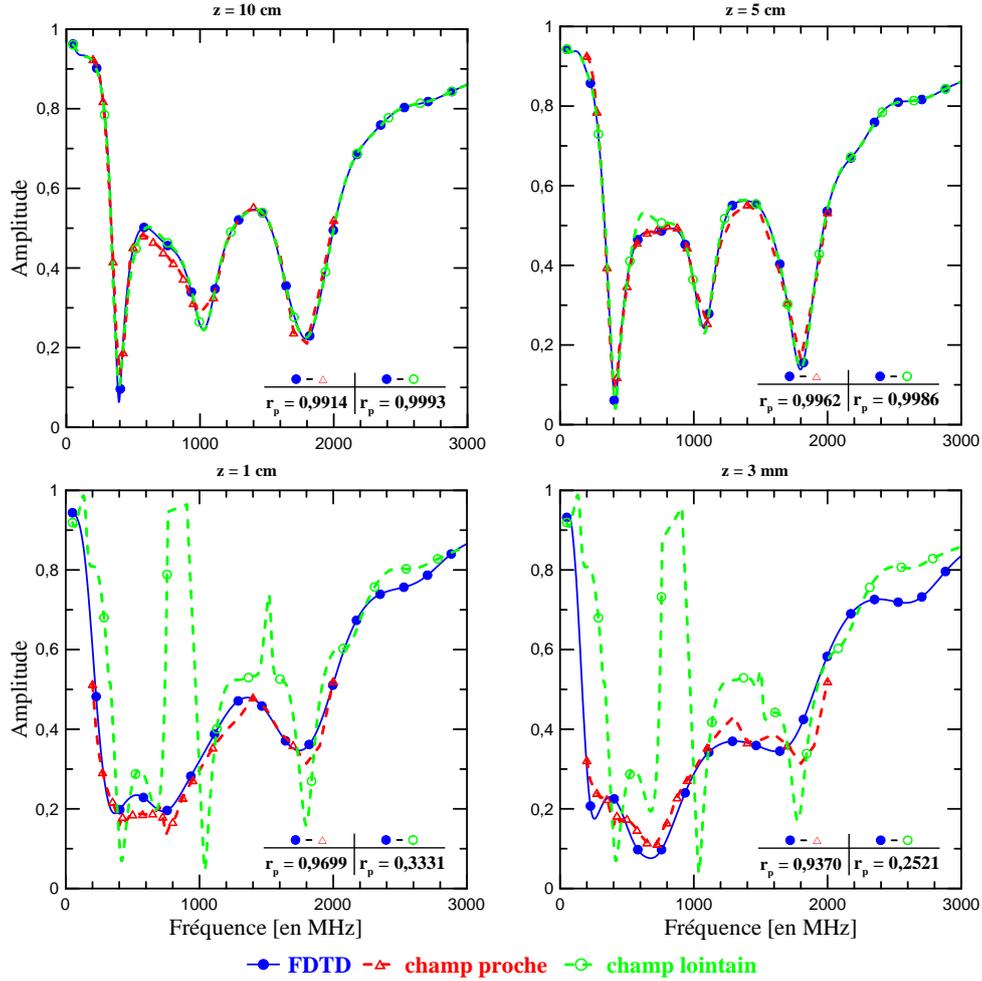


FIGURE IV.10 – S_{11} obtenus par calibration numérique en champ proche (triangles creux rouges) pour différentes hauteurs au-dessus d'un demi-espace infini ($\varepsilon = 15$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$) comparés à ceux modélisés par FDTD (cercles pleins bleus) et ceux obtenus avec le modèle analytique en champ lointain (cercles creux verts). r_p représente le coefficient de corrélation entre modèle FDTD et simulation analytique.

IV.A.6 Estimation de la permittivité diélectrique dans un cas simple

Le S_{11} mesuré au-dessus d'un sol n'est pas une information directement et facilement interprétable en soi. Il est nécessaire de l'interpréter en termes de propriétés électriques du sol (ε , σ) qui elles-mêmes pourront par la suite être traduites en teneur en eau, argilosité etc. (cf chapitre 1).

Cette traduction du S_{11} en paramètres électriques peut se faire par la modélisation analytique *full-wave* du S_{11} selon la méthode de calibration de l'antenne décrite précédemment. De plus, nous disposons également d'un logiciel de modélisation *3D-full-wave* en FDTD qu'il est possible d'interfacer avec MATLAB. Cette traduction du S_{11} en paramètres élec-

triques est également possible en FDTD, en se servant par exemple des routines d'inversion de MATLAB et d'Empire XCcelTM comme modèle direct (cf III.F).

Cependant, avant d'envisager l'inversion proprement dite, nous avons choisi dans un premier temps d'estimer les propriétés du sol dans un cas simple selon la méthode simple du balayage systématique.

Principe du balayage systématique

Cette méthode permet d'estimer les propriétés électriques d'un échantillon dans un cas simple. Ici, notre « cas simple » se résume à une couche homogène de sable de 13 cm d'épaisseur reposant sur une plaque métallique (dispositif expérimental disponible à l'UCL), mais on peut le transposer à toute configuration expérimentale simple (multi-couches etc.).

Nous reproduisons donc en simulation les conditions expérimentales exactes (antenne placée à une hauteur h au-dessus du milieu à estimer) et nous faisons varier de manière systématique (balayage sur une certaine gamme de valeurs) les propriétés électriques (ϵ, σ) attribuées à la couche représentant l'échantillon dans le modèle numérique (Figure IV.11).

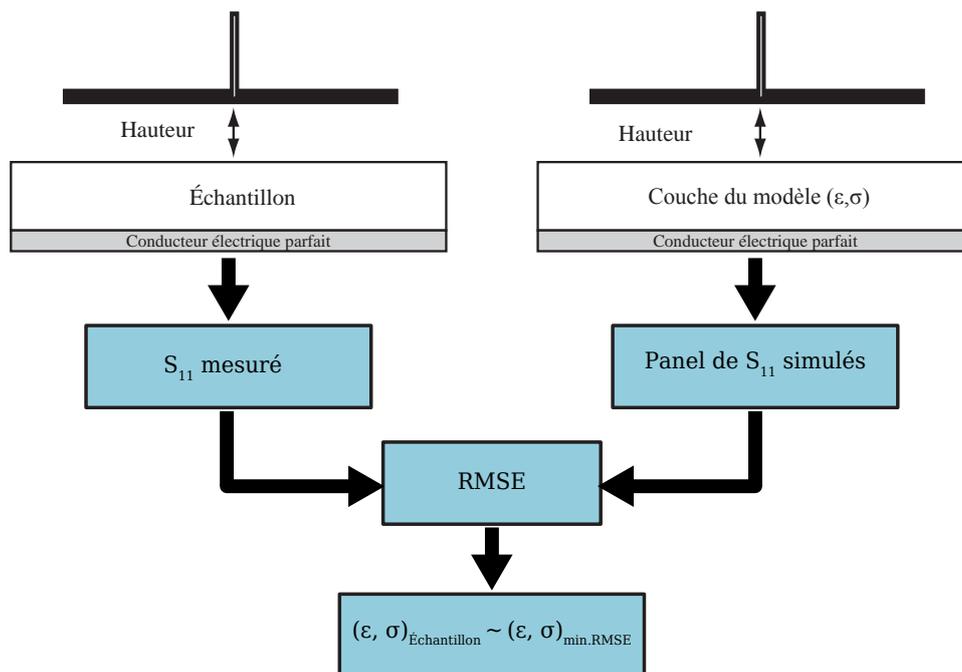


FIGURE IV.11 – Schéma descriptif de l'interprétation par balayage systématique.

Nous produisons ainsi un panel de coefficients de réflexion S_{11} de référence pour la configuration expérimentale choisie (principe des abaques). Chacun de ces coefficients de réflexion S_{11} de référence correspond à un couple (ϵ, σ) particulier. Le coefficient de réflexion S_{11} mesuré par l'antenne au-dessus du sol est ensuite comparé à ce panel de coefficients, et le couple de valeurs (ϵ, σ) correspondant au coefficient de réflexion S_{11}

simulé le plus proche de la mesure est attribué à l'échantillon. Nous avons utilisé l'erreur quadratique moyenne (RMSE) entre l'amplitude des coefficients simulé et mesuré comme critère de similitude entre les S_{11} .

Cette interprétation simple par balayage systématique a été réalisée pour des S_{11} simulés par FDTD et par calcul analytique (après calibrations expérimentale et numérique de l'antenne).

Résultats pour une élévation de l'antenne de 15 cm

Les données expérimentales correspondent à l'antenne placée à 3, 5, 10 et 15 cm au-dessus d'une couche de sable de 13 cm d'épaisseur reposant elle-même sur une plaque métallique. Comme nous l'avons vu précédemment, l'utilisation de la méthode analytique de calcul du S_{11} par calibration n'est pas valide pour des hauteurs d'antenne inférieures ou égales à 5-6 cm. Ainsi, nous ne comparerons les estimations analytiques en champ lointain et FDTD que pour la hauteur d'antenne 15 cm.

Les cartes de RMSE en fonction de chaque couple (ε, σ) et pour chaque type de simulation sont présentées Figure IV.12 pour l'antenne à 15 cm au-dessus de la couche de sable. Le balayage systématique des paramètres (ε, σ) a été réalisé dans la gamme 1 à 10 pour la permittivité diélectrique relative et 10^{-4} à 10^{-1} S.m⁻¹ (soit entre 0,1 et 100 mS.m⁻¹) pour la conductivité électrique. Cette figure présente également pour chaque carte de RMSE, l'enveloppe des amplitudes balayées par les modèles associés.

Les trois cartes de RMSE (Figure IV.12.A, B et C, représentant les cartes de RMSE pour respectivement les modèles FDTD et les modèles analytiques avec calibrations numérique et expérimentale) sont cohérentes entre elles et on peut y observer les mêmes tendances. Les valeurs les plus fortes de RMSE (donc les modèles les moins proches de la mesure) s'observent sur les trois cartes pour des valeurs de permittivité diélectrique relative supérieures à 6, et ce quelle que soit la valeur de conductivité électrique (ce que traduit l'aplatissement de couleur bleue sur chaque carte).

De même, on observe sur chaque carte une zone de minima de RMSE (en rouge) ayant une forme de vallée allongée parallèlement à l'axe des conductivités, et centrée autour d'une permittivité diélectrique relative de 3 (entre 2,5 et 3,5 environ). Cette vallée regroupe donc les modèles les plus proches de la mesure, et on estime ainsi que la permittivité diélectrique relative de la couche de sable est de l'ordre de 3. Cette valeur est tout à fait cohérente d'une part avec les valeurs que l'on trouve dans la littérature pour un sable sec (Cassidy, 2009), et d'autre part avec des mesures TDR réalisées à différents endroits de la couche de sable qui donnent une permittivité variant entre 2,8 et 3,4.

La forme de vallée allongée dans la direction de l'axe des conductivités électriques indique que la sensibilité du S_{11} à la conductivité est assez faible, puisque peu importe la valeur de la conductivité pour une permittivité diélectrique relative de 3, la valeur de la RMSE est *grosso modo* constante. Il semble cependant que pour les simulations FDTD l'on soit légèrement plus sensible à l'effet de la conductivité puisque la vallée de moindre

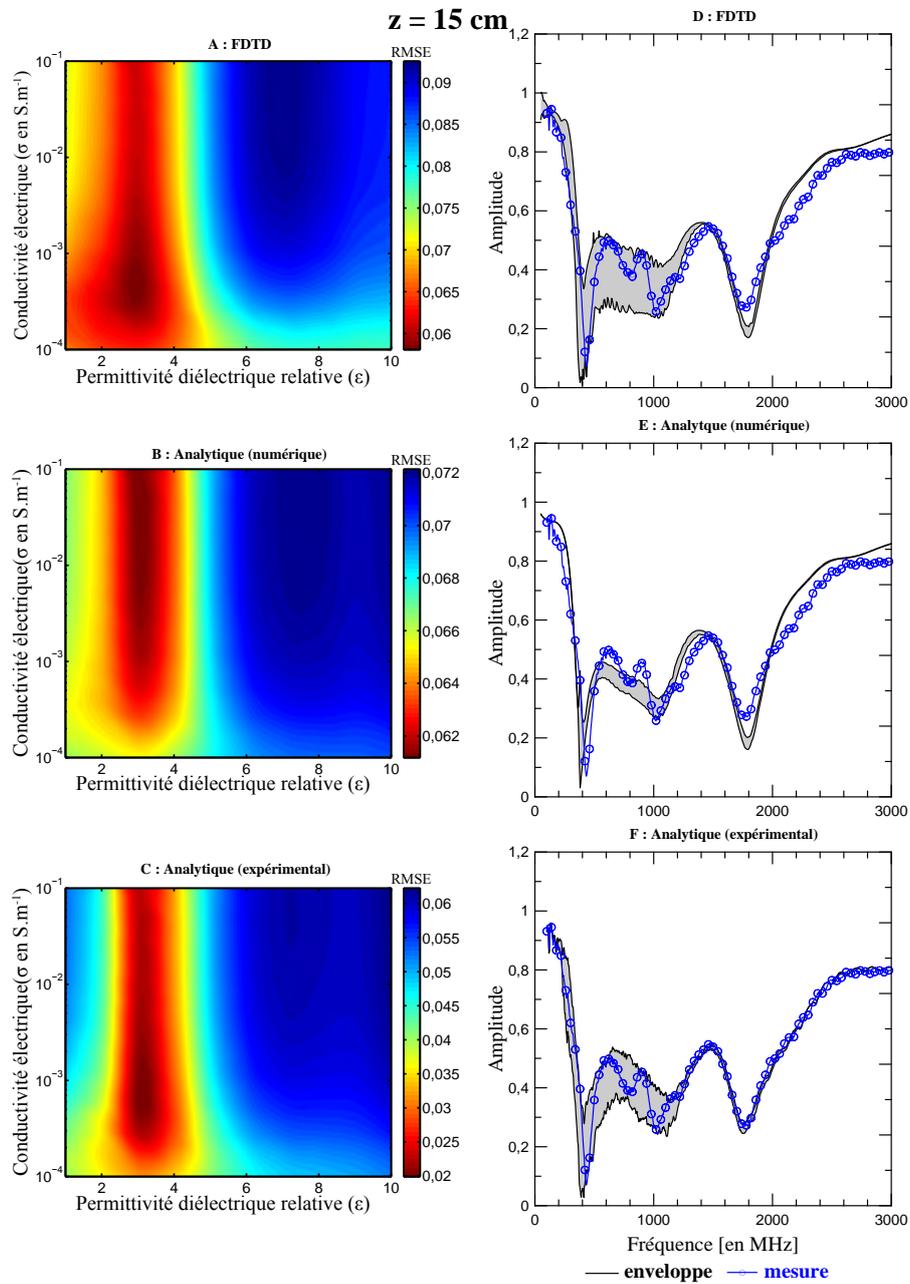


FIGURE IV.12 – À gauche : cartes de l’erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par les différentes méthodes (FDTD, analytique avec calibration numérique et analytique avec calibration expérimentale). — À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés pour les différentes méthodes (FDTD, analytique avec calibration numérique et analytique avec calibration expérimentale). L’antenne placée à 15 cm au-dessus de la couche de sable.

RMSE est légèrement moins allongée et s'apparente plus à un entonnoir aux abords de la valeur de RMSE minimum. Au final, la valeur de conductivité estimée de cette manière est tout de même à considérer à titre qualitatif plus que quantitatif.

De plus, il convient de noter que les valeurs de RMSE sont globalement plus élevées pour les modèles analytiques avec calibration numérique et FDTD par rapport aux modèles analytiques avec calibration expérimentale (RMSE de 0,06 à 0,08 pour les deux premiers modèles contre une RMSE de 0,02 à 0,06 pour le dernier). Comme la référence de comparaison (S_{11} mesuré) est la même pour tous les modèles, cela signifie que les modèles issus du calcul analytique avec calibration expérimentale sont globalement plus proches de la mesure que les autres modèles.

Une manière simple d'estimer la façon dont les différents modèles produits par l'exploration systématique des paramètres permettent de reproduire de manière satisfaisante ou non les variations du S_{11} mesuré, est de visualiser l'enveloppe des amplitudes minimales et maximales atteintes par les différents modèles pour chaque fréquence. En rassemblant tous les modèles produits pour chaque type de modélisation et en prenant pour chaque fréquence la valeur minimale et maximale des différents S_{11} , on crée ainsi une enveloppe représentative de la variation en amplitude des différents S_{11} modélisés. En superposant à cette enveloppe le S_{11} réellement mesuré, on peut voir d'un simple coup d'œil si l'étendue des amplitudes simulées a pu reproduire celle du S_{11} mesuré. Ainsi, on représente également à la Figure IV.12.D, E et F (respectivement modèles FDTD, modèles analytiques avec calibrations numérique et expérimentale) les enveloppes correspondant aux trois types de simulations réalisées pour les modèles correspondant à l'antenne placée à 15 cm au-dessus du sable.

Remarquons tout d'abord qu'à haute fréquence (supérieure à 1,5 GHz) la variation d'amplitude entre les modèles est très faible (enveloppe très resserrée) et ce pour les trois graphiques.

Sur le graphique F représentant l'enveloppe correspondant aux modèles issus du calcul analytique avec calibration expérimentale, on constate que le S_{11} mesuré colle relativement bien à l'enveloppe correspondante. Cependant, il n'est pas entièrement inclus dans cette enveloppe, ce qui veut dire qu'aucun des modèles calculés n'a pu reproduire fidèlement son comportement haute fréquence.

Si on regarde les deux autres graphiques (D et E) représentant respectivement l'enveloppe des modèles issus des simulations FDTD et du calcul analytique avec calibration numérique, on constate que la partie haute fréquence du S_{11} est encore moins bien résolue qu'avec le calcul analytique avec calibration expérimentale. Avec les modèles issus du calcul FDTD, on surestime systématiquement l'amplitude du S_{11} à haute fréquence. Le calcul analytique avec calibration numérique s'appuyant à la base sur des simulations FDTD, il est normal que l'on constate cette même surestimation à haute fréquence.

En ce qui concerne la partie basse du spectre de fréquences (inférieure à 1,5 GHz), on constate que pour la modélisation analytique avec calibration expérimentale (Figure IV.12.F), la majeure partie du S_{11} mesuré est incluse dans l'enveloppe des modèles.

Ainsi, il y a de fortes chances pour qu'au moins un des modèles utilisés résolve de manière satisfaisante la partie basse fréquence du spectre.

Pour la modélisation analytique avec calibration numérique en revanche (Figure IV.12.E), une partie du S_{11} mesuré (notamment celle entre 600 MHz et 1 GHz) sort de l'enveloppe des modèles, ce qui veut dire qu'on arrive mal à reproduire les variations du S_{11} sur cette bande de fréquences.

En ce qui concerne la modélisation FDTD pure (Figure IV.12.D), on constate que la partie basse fréquence (inférieure à 1 GHz) est elle aussi plutôt bien résolue par les modèles puisque la quasi-totalité du S_{11} mesuré est incluse dans l'enveloppe correspondante.

Cette visualisation de la superposition de l'enveloppe des amplitudes des modèles simulés et de la mesure confirme l'observation précédente faite sur les valeurs de RMSE pour les différents modèles : les modèles simulés par le calcul analytique avec calibration expérimentale sont globalement plus proches de la mesure (S_{11} mesuré inclus dans l'enveloppe des modèles) que les modèles issus des deux autres approches.

De plus, on constate grâce à ces enveloppes que selon la bande de fréquences sur laquelle on travaille, on reproduira plus ou moins bien les variations du S_{11} .

Ainsi, si la bande de fréquence est trop étroite ou qu'elle correspond à une bande de fréquence où le S_{11} varie peu avec les paramètres électriques du sol, un couple (ϵ, σ) particulier permettra de reproduire fidèlement les variations du S_{11} sur cette bande de fréquence, mais dégradera en réalité la proximité au modèle si on regarde sur une plus large bande de fréquences.

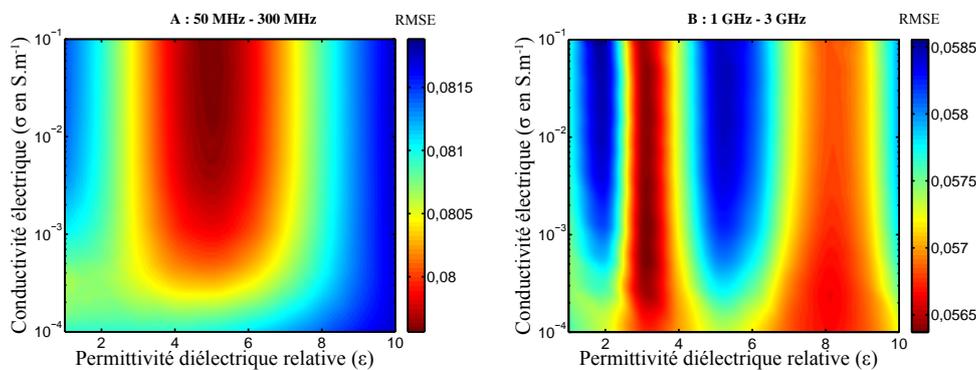


FIGURE IV.13 – Cartes de l'erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par FDTD pour les gammes de fréquences 50 - 300 MHz et 1 - 3 GHz, pour l'antenne placée à 15 cm au-dessus de la couche de sable.

Cet effet est illustré Figure IV.13 où on représente pour le calcul analytique avec calibration numérique, la carte de RMSE calculée entre les bandes de fréquences 50 - 300 MHz et 1 - 3 GHz (respectivement Figure IV.13.A et Figure IV.13.B). On y constate par exemple que lorsque la bande de fréquences d'étude est trop étroite (Figure IV.13.A), le minimum de la RMSE se trouve déplacé vers une permittivité plus haute, et dans ce

cas particulier on surestimerait la permittivité diélectrique relative du sable (environ 5 au lieu de 3).

De même, pour la Figure IV.13.B, on voit deux vallées de faible RMSE puisque les variations du S_{11} étant très faibles à haute fréquence, on ne caractérise pas de manière discriminante un couple de paramètres (ε, σ) en particulier.

On voit donc l'intérêt de connaître ne serait-ce qu'en théorie le comportement du S_{11} sur une assez large bande de fréquences puisque cela permet de connaître la bande d'étude optimale pour caractériser fidèlement les propriétés du sol (celle(s) où les variations du S_{11} sont suffisamment caractéristiques).

Résultats pour des élévations de l'antenne de 5 et 3 cm

Dans le paragraphe précédent, nous avons comparé les résultats des différentes modélisations pour l'antenne placée à 15 cm au-dessus du sol, c'est-à-dire en configuration *off-ground*. Dans cette configuration, il n'y a que peu d'énergie transmise au sol (forte réflexion à l'interface sol-air), et on est moins sensible aux variations du sol (enveloppes des variations d'amplitudes des modèles resserrés Figure IV.12). Notre but à terme est d'utiliser nos antennes en configuration *on-ground* (c'est-à-dire collées au sol) afin de délivrer plus d'énergie au sol et d'être plus sensible aux variations de propriétés du sol. Nous avons donc choisi d'appliquer la même méthode de balayage systématique aux mesures acquises plus proches de la couche de sable, à 5 et 3 cm de hauteur. Pour ces hauteurs là, nous l'avons vu précédemment (cf. paragraphe IV.A.4), nous ne sommes plus dans l'approximation en champ lointain. Le modèle analytique que nous avons utilisé jusque-là en comparaison des simulations FDTD n'est donc plus valide pour le domaine de fréquences qui nous intéresse.

Dans la suite, nous comparerons donc les simulations FDTD (qui permettent le calcul du champ proche) avec le modèle analytique en champ proche décrit en IV.A.5 pour les hauteurs de 5 et 3 cm.

Comme précédemment, on présente côte à côte la carte de RMSE entre modèle et simulation et l'enveloppe des amplitudes balayées par les modèles correspondants sur la Figure IV.14 pour une élévation de l'antenne de 5 cm. Sur cette figure, on a également ajouté la carte du coefficient de corrélation entre les S_{11} mesuré et simulé.

Tout d'abord, si on regarde les cartes de RMSE on constate que quel que soit le modèle, l'aspect général est assez similaire au précédent, à savoir une vallée de moindre RMSE plutôt allongée selon l'axe des conductivités et centrée autour d'une permittivité diélectrique relative de 3 pour les simulations FDTD et de 2 pour le modèle analytique en champ proche.

Plus on se rapproche du sol, plus de fortes valeurs de RMSE sont atteintes. On passe d'une RMSE s'étalant d'environ 0,06 à 0,09 pour une hauteur de 15 cm en simulation FDTD (Figure IV.12), à une RMSE s'étalant d'environ 0,06 à 0,12 et de 0,1 à 0,2 pour les simulations FDTD et le modèle analytique en champ proche respectivement (Figure IV.14). Cette augmentation de la gamme de variations des RMSE vient tout simplement du fait que comme la sensibilité aux paramètres du sol augmente lorsque la hauteur diminue, les

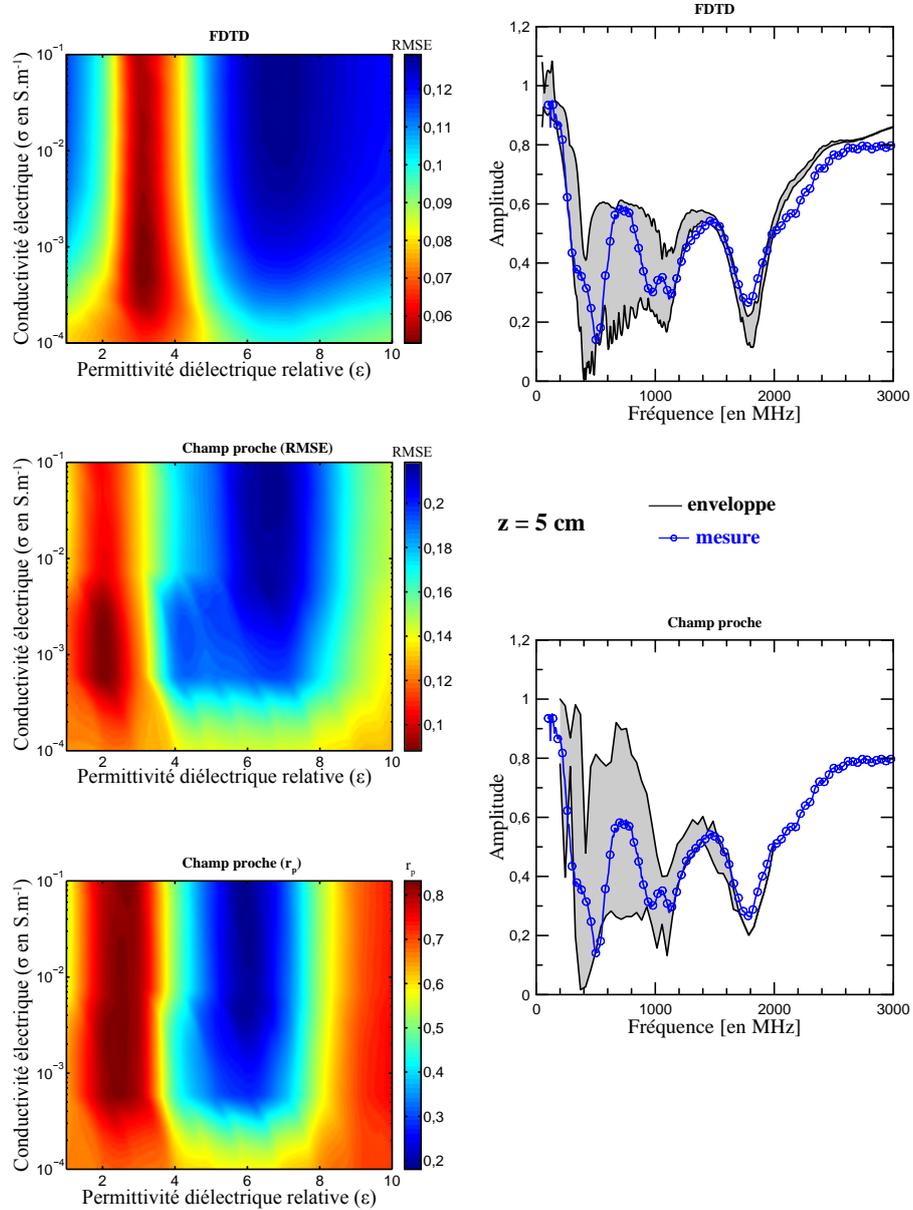


FIGURE IV.14 – À gauche : cartes de l’erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par FDTD et modèle analytique en champ proche pour 5 cm et carte du coefficient de corrélation (r_p) entre mesure et simulation. À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés correspondants.

variations de S_{11} deviennent plus importantes. Ce phénomène est clairement visible sur les enveloppes des amplitudes balayées par les modèles qui s'élargissent lorsque l'on se rapproche du sol. Ceci est surtout vrai sur la partie basse fréquence du S_{11} (inférieure à 1,5 GHz). La partie haute fréquence des enveloppes s'élargit aussi lorsque l'on se rapproche du sol, sans toutefois réussir à contenir les mesures pour des fréquences supérieures à 2 GHz. En revanche, on remarque que la RMSE minimum pour les modèles analytiques en champ proche est bien plus forte que pour les modèles FDTD (0,1 au minimum pour les modèles analytiques en champ proche et 0,06 pour les modèles FDTD), ce qui signifie que le modèle analytique n'arrive pas aussi bien à reproduire le S_{11} mesuré que les simulations FDTD.

De plus, il semble que du point de vue de la RMSE, les modèles analytiques en champ proche les plus proches de la mesure soient ceux qui ont une permittivité diélectrique relative proche de 2, ce qui voudrait dire que l'on a tendance à sous-estimer la valeur de la permittivité par rapport aux modèles en FDTD.

Plutôt que d'utiliser la RMSE, un autre critère de comparaison utile est le coefficient de corrélation (r_p). Lorsque l'on regarde la carte du coefficient de corrélation, on constate que l'information apportée par cette dernière pour les modèles analytiques en champ proche est similaire à la carte de RMSE, à ceci près que cette fois, la vallée de forte valeur de coefficient de corrélation (échelle de couleur inversée par rapport à la RMSE) se rapproche d'une valeur de permittivité diélectrique de 3. Ainsi, il semble que même si l'amplitude du S_{11} est moins bien reproduite par le modèle analytique en champ proche que par les simulations FDTD, (plus fortes valeurs de RMSE), sa forme est en revanche assez bien reproduite (fortes valeurs du coefficient de corrélation).

Enfin, la Figure IV.15 présente les mêmes cartes d'erreur quadratique moyenne et de coefficient de corrélation lorsque l'antenne est située à une hauteur de 3 cm au-dessus de la couche de sable.

Là encore, on peut faire le même genre d'observations que précédemment, à savoir que la permittivité diélectrique relative du sable est de l'ordre de 3 d'après les simulations FDTD, mais est sous-estimée par le modèle en champ proche avec une valeur de l'ordre de 2 dans ce cas.

Le modèle en champ proche reproduit moins bien l'amplitude du S_{11} mesuré (RMSE minimum de 0,14 pour le modèle analytique en champ proche contre 0,06 pour les simulations FDTD).

L'utilisation du coefficient de corrélation est utile dans ce cas de fortes valeurs de RMSE puisque l'on voit là encore que les fortes valeurs de r_p se rassemblent autour d'une valeur de permittivité diélectrique de l'ordre de 3 - 3,5. Il convient de noter cependant que les plus fortes valeurs de r_p sont plus faibles que précédemment (0,7 au maximum contre 0,8 pour une hauteur de 5 cm), ce qui démontre le fait que malgré l'amélioration qu'apporte le modèle en champ proche, plus l'antenne se rapproche du sol, plus le S_{11} est difficilement reproduit (aussi bien en amplitude qu'en forme).

De plus, on constate sur les enveloppes de modèles que contrairement aux modèles FDTD, aucun des modèles analytiques n'arrive à reproduire facilement la partie basse fréquence du S_{11} mesuré (mesure toujours en dehors de l'enveloppe des modèles).

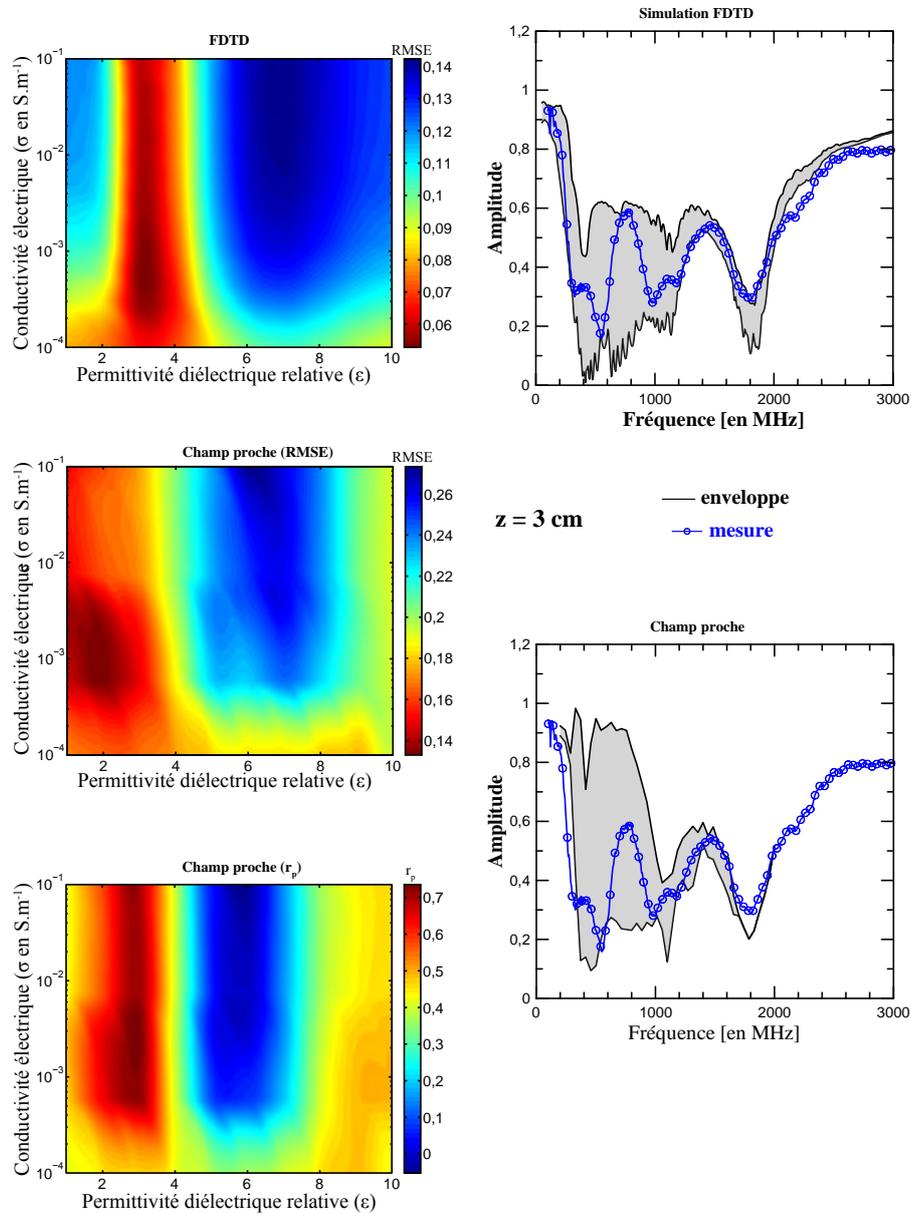


FIGURE IV.15 – À gauche : cartes de l’erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulés par FDTD et modèle analytique en champ proche pour 3 cm et carte du coefficient de corrélation (r_p) entre mesures et simulations. À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés correspondants.

IV.A.7 Conclusions sur les premières expérimentations en laboratoire

Les premières mesures en laboratoire réalisées à l'UCL ont permis de calibrer le prototype d'antenne *bow-tie* en champ lointain, afin de pouvoir l'utiliser en configuration monostatique *off-ground* et d'interpréter les mesures grâce à un modèle analytique tabulaire simple tel que décrit par Lambot *et al.* (2006, 2004b,c, 2007). Ce modèle basé sur une approximation en champ lointain (antenne suffisamment loin du sol) donne de bons résultats, mais n'est cependant plus valide pour notre antenne et sur la bande de fréquence d'intérêt (50 MHz - 1 GHz) pour des hauteurs de l'ordre de 5 cm.

Nous avons pu améliorer les résultats de la modélisation en champ lointain en ajoutant plusieurs points sources afin de décrire le comportement en champ proche de l'antenne grâce à la calibration décrite par Lambot *et al.* (2012), Tran (2013) et Lambot et André (2014). Cette calibration a été réalisée pour une bande de fréquences plus faible que la précédente puisqu'elle n'est valide que dans la gamme 200 MHz - 2 GHz, mais reste valide pour une configuration d'antenne qui tend vers de l'*on-ground* (élévation de l'ordre de 3 mm).

Les simulations FDTD de l'antenne dans les différentes configurations (air, au-dessus du sable, au-dessus de l'eau) permettent de reproduire de manière satisfaisante les S_{11} mesurés. De plus, même s'il existe des différences parfois non négligeables, l'accord entre modélisation analytique en champ lointain et modélisation FDTD reste satisfaisant .

L'utilisation du balayage systématique pour estimer les propriétés électriques d'un échantillon dans une configuration simple (tabulaire) par simulations FDTD et analytiques semble donner de bons résultats, en champ lointain tout du moins. Pour les faibles élévations (jusqu'à 3 cm), le modèle en champ proche semble donner de moins bons résultats que les simulations FDTD (RMSE plus élevée), mais reste tout à fait en accord avec les données.

C'est donc après ces premiers tests en laboratoire, que l'on peut envisager le fait d'utiliser nos modélisations FDTD et analytiques pour interpréter des mesures de terrain en terme de propriétés électriques, en se cantonnant toutefois dans un premier temps à une configuration simple de sol, c'est-à-dire en considérant des propriétés apparentes correspondant à un demi-espace infini. L'idée étant de disposer d'un panel de S_{11} de références pour un demi-espace infini, avec une modélisation fine de l'antenne, qui pourront être utilisés comme des abaques.

IV.B Premiers tests sur le terrain

Après l'estimation des paramètres électriques en laboratoire sur un échantillon dans un environnement contrôlé, nous avons testé nos deux prototypes d'antennes sur le terrain en contexte agricole, en même temps qu'étaient réalisées d'autres mesures géophysiques sur le bassin versant de l'Orgeval. Cette section présente donc les premiers résultats obtenus à la suite de ces mesures sur le terrain.

IV.B.1 Contexte des mesures géophysiques sur le bassin versant de l'Orgeval

Contexte géographique

Le bassin de l'Orgeval est un bassin versant agricole situé à 70 km à l'est de Paris (en Seine-et-Marne, 77 — Figure IV.16.A) sur le plateau de la Brie. C'est un sous-bassin du bassin versant du Grand Morin, le principal affluent de la Marne. Le bassin versant de l'Orgeval est l'un des plus vieux ORE français (observatoire de recherche en environnement) puisque la première instrumentation du site a été faite par l'Irstea (ex Cemagref) en 1962.

Ce bassin versant expérimental fait partie du GIS (groupement d'intérêt scientifique) ORACLE (observatoire de recherche sur les bassins versants ruraux aménagés, pour les crues, les étiages et la qualité de l'eau) qui rassemble les bassins versants du Grand Morin et du Petit Morin (Figure IV.16.B). Il s'agit de plus d'un site atelier de la FIRE (fédération Île-de-France de recherche sur l'environnement) et du PIREN Seine (programme interdisciplinaire de recherche sur l'environnement de la Seine).

L'ensemble des bassins versants emboîtés qui composent le GIS ORACLE sont fortement anthropisés avec une forte activité agricole. Ils influencent les apports d'eaux de l'agglomération parisienne et c'est donc dans le cadre de la prévision et de la prévention des risques hydrologiques (crue et étiage) et de l'étude de l'impact de l'anthropisation agricole sur la qualité des eaux que se situent les études sur cet observatoire.

La parcelle sur laquelle nos mesures géophysiques ont été réalisées se situe dans un des sous-bassins de l'Orgeval appelé bassin des Avenelles (Figure IV.16.C).

Contexte géologique

Les deux principales formations géologiques aquifères présentes dans ce bassin versant sont la formation de Brie (calcaire et meulière de l'Oligocène) et le calcaire de Champigny (Éocène). L'aquifère de la formation de Brie, situé au-dessus de celui du Champigny, est un aquifère libre et perché d'une vingtaine de mètres d'épaisseur, dont le mur est constitué par les argiles vertes de Romainville très peu perméables (environ 10 m d'épaisseur) et des marnes supragypseuses d'une épaisseur d'une dizaine de mètres également.

En surface, le calcaire de Brie est recouvert par des limons loessiques (éoliens) pouvant aller jusqu'à 10 m d'épaisseur dans lesquels se trouvent parfois des lentilles de sable de

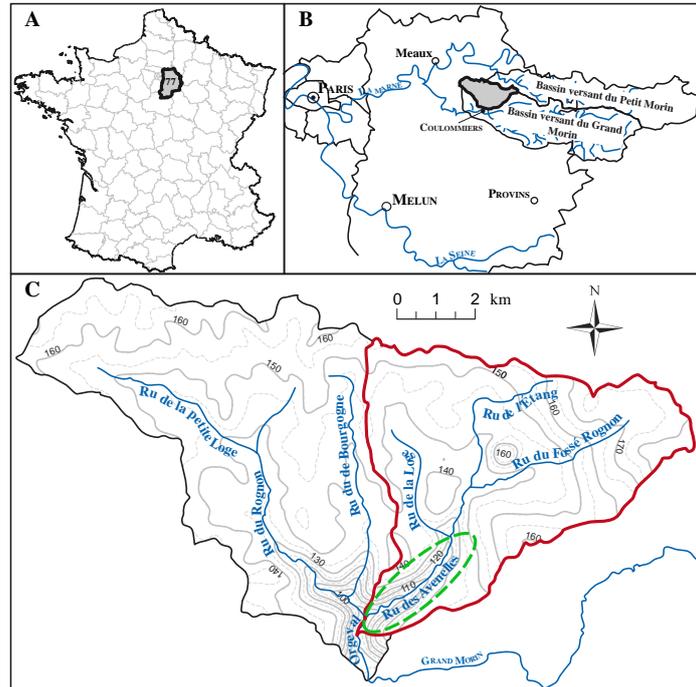


FIGURE IV.16 – Schéma de localisation de la parcelle expérimentale. A : département de la Seine-et-Marne. B : bassin versant de l’Orgeval. C : bassin versant des Avennelles, modifié d’après [Mouhri et al. \(2013\)](#).

Fontainebleau et dont la base est enrichie en argile du fait de la présence d’argile à meulière dans la formation de Brie.

Les sols sont des sols bruns lessivés de texture limono-sableuse à limono-argileuse présentant de forts caractères d’hydromorphie temporaire et pouvant avoir une forte teneur en argile. De plus, la nappe de la formation du Brie est alimentée par la percolation de l’eau de pluie à travers les formations limoneuses superficielles, et en période de hautes eaux le niveau piézométrique peut atteindre les limons. D’un point de vue anthropisation, c’est ce caractère hydromorphe qui explique qu’à partir des années 60 la majeure partie de la superficie du bassin a été drainée afin de réaliser sur les parcelles l’exploitation céréalière intensive que l’on voit actuellement (pâturage pour l’exploitation auparavant).

Contexte géophysique

Des mesures géophysiques sur le site de l’Orgeval sont réalisées depuis plusieurs années et ont pour but de caractériser la géométrie des différents aquifères afin de mieux contraindre les modèles hydrogéologiques ainsi que de caractériser les échanges nappes-rivière.

En ce sens, un certain nombre de campagnes de mesures TDEM (*time domain electromagnetic*) et ERT (*electrical resistivity tomography*) a été réalisé depuis 2009 ainsi que des mesures sismiques plus récemment. C’est lors de ces campagnes de mesures que se sont

déroulés nos tests d'antennes *in situ* sur le site du bassin versant des Avenelles. Nous avons donc réalisé en juillet 2012 et en mars 2013 des mesures de *time domain reflectometry* (TDR), de radar fréquentiel ainsi que quelques sondages électriques le long d'un profil perpendiculaire au ru des Avenelles. Ces deux campagnes de mesure ont été réalisées dans le but d'avoir des mesures avec les deux prototypes d'antennes et sous deux régimes hydriques différents.

Dans les sections suivantes, nous présentons les différents résultats obtenus lors de ces deux campagnes de mesures.

IV.B.2 Mesures géophysiques réalisées *in situ*

Trois types de mesures géophysiques de surface ont été réalisées le long d'un profil d'environ 25 m de long perpendiculaire au ru des Avenelles. Ainsi, des sondages électriques ont été réalisés à différents endroits du profil (perpendiculairement au profil, dans le sens de la berge) et des mesures TDR et radar ont été prises tous les 50 cm le long du profil.

En surface, ce profil peut se découper d'ouest en est en quatre unités (« terrains ») distinctes : un champ de blé, une berge recouverte d'herbe (le ru des Avenelles), une autre berge recouverte également d'herbe et enfin un champ de maïs (Figure IV.17.A).

Bien qu'entre juillet 2012 et mars 2013, la couverture de surface de ces terrains ait changée (le champ de blé était en labour en mars 2013 et celui de maïs en semis), nous garderons par la suite la même dénomination entre les deux périodes par facilité d'usage.

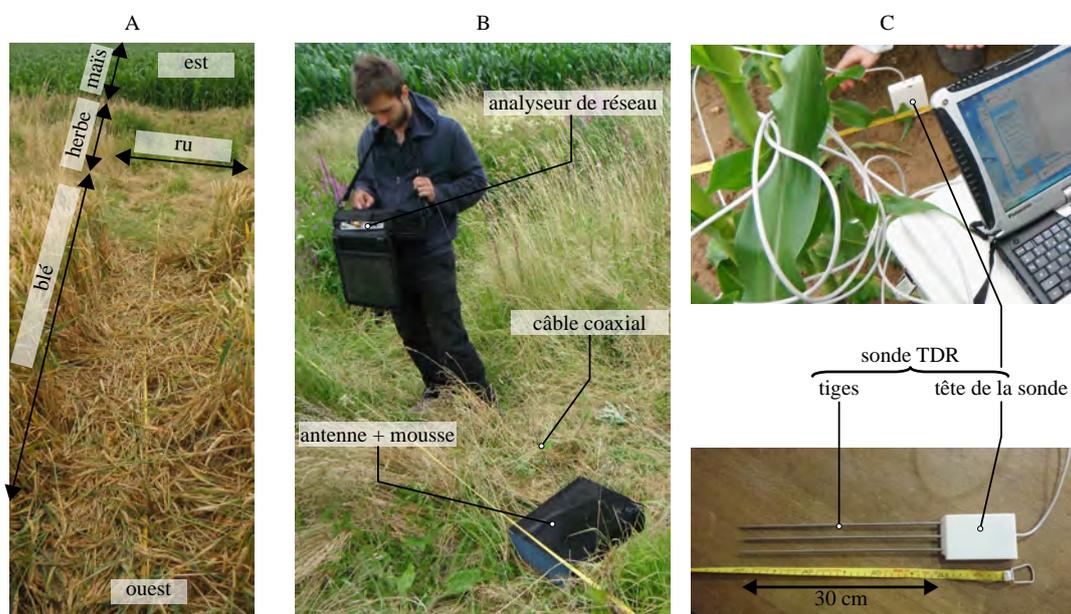


FIGURE IV.17 – A : état de surface des le long du profil de mesure. B : dispositif radar expérimental. C : dispositif de mesure TDR.

Mesure TDR (*time domain reflectometry*)

Les mesures TDR ont été réalisées à l'aide d'un TDR100 de chez Campbell Scientific et d'une sonde de 30 cm de long (Figure IV.17.C). Cette méthode permet d'estimer une valeur de permittivité diélectrique relative intégrée sur les 30 premiers centimètres du sol (ce qui correspond à la longueur de la sonde) ainsi que de la conductivité électrique grâce à l'étude du coefficient de réflexion TDR aux temps longs (voir annexe B).

Étant donné la taille de la sonde et les fréquences mises en jeu dans les mesures TDR, il est raisonnable de considérer que le volume d'investigation et les valeurs des propriétés électriques estimées par cette méthode seront comparables à celles estimées par radar.

En plus de l'interprétation « classique » du signal TDR, nous avons réalisé une interprétation fréquentielle, qui permet grâce à une modélisation analytique dans le domaine fréquentiel (procédé similaire au modèle utilisé pour modéliser nos antennes en champ lointain), d'estimer la variation fréquentielle de la permittivité diélectrique relative en supposant un modèle de relaxation de type Debye. Les résultats trouvés par la méthode classique d'interprétation TDR ont été utilisés comme modèles initiaux pour l'inversion des traces TDR.

L'analyse du signal TDR par les deux techniques utilisées (domaine temporel et fréquentiel) est décrite en détail dans l'annexe B.

Analyse classique du signal TDR : Le résultat de l'analyse du temps de propagation de l'onde EM le long de la tige de la sonde TDR et du coefficient de réflexion aux temps longs sur les mesures TDR est présenté Figure IV.18.

On peut voir sur cette figure que les contrastes de permittivité diélectrique relative pour les mesures de juillet 2012, ne sont pas flagrants le long du profil et qu'il est donc difficile de faire la distinction entre les différents terrains de surface sur cette seule base. Par exemple, si on regarde la répartition spatiale de la permittivité diélectrique relative le long du champ de blé sur la rive ouest du ru des Avenelles, on constate que les valeurs sont relativement dispersées (écart-type s égale à 1,37) autour d'une valeur moyenne $\bar{\epsilon}$ de 18,2 et que celles le long de la berge ouest sont regroupées (écart-type de seulement 0,79) autour d'une valeur moyenne de 23,1 (lorsque l'on ne prend pas en compte les deux premières mesures qui d'un point de vue valeur semblent plutôt appartenir au champ de blé). De la même manière, si l'on regarde les valeurs de permittivité diélectrique de la rive est du ru des Avenelles, elles sont dispersées (écart-type de 1,57) autour d'une valeur moyenne de 22,1 le long de la berge et autour d'une valeur moyenne de 23,3 le long du champ de maïs (écart-type de 1,66). Ainsi, d'une part la variation relative de la permittivité diélectrique relative le long du profil est relativement faible et d'autre part les valeurs de permittivité diélectrique relative sont relativement fortes (supérieures à 15). On s'attend donc à avoir peu de différence entre les S_{11} collectés lors des mesures radars.

Lorsque l'on regarde les contrastes de permittivité diélectrique relative pour les mesures de mars 2013, on peut faire *grosso modo* les mêmes constats, sauf que la gamme de

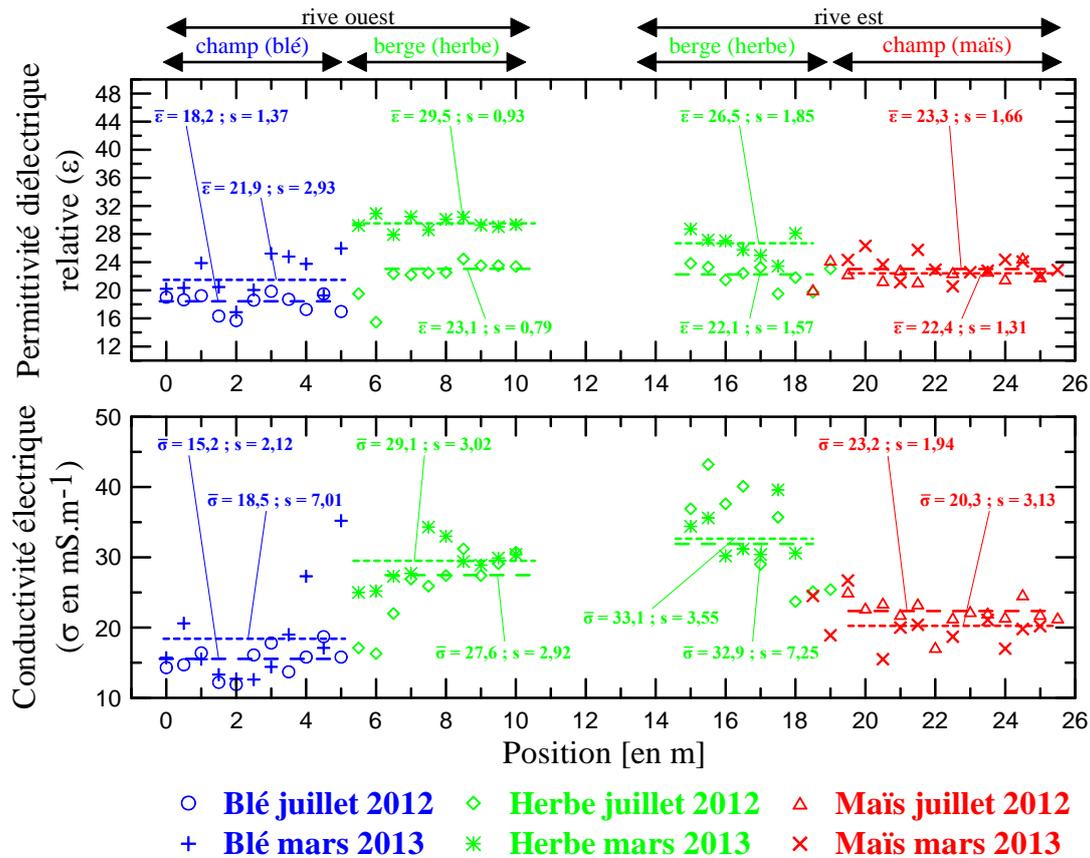


FIGURE IV.18 – En haut : profil de permittivité diélectrique relative apparente obtenue par analyse du temps de propagation d’une onde EM le long de la tige TDR ($\bar{\varepsilon}$ représente la valeur moyenne et s l’écart type). En bas : profil de conductivité électrique obtenue par analyse du coefficient de réflexion aux temps longs ($\bar{\sigma}$ représente la valeur moyenne et s l’écart-type).

variation des permittivités diélectriques relatives est plus grande. On passe en effet d’une permittivité diélectrique moyenne pour le champ de blé de 21,9 (écart-type égal à 2,93) à une valeur moyenne de 29,5 pour celle de la berge ouest (écart-type égal à 0,93). De l’autre côté du ru des Avenelles, la permittivité diélectrique relative moyenne est égale à 26,5 pour la berge est (écart-type égal à 1,85) et à 22,4 pour le champ de maïs (écart-type égal à 1,31). Ainsi, les valeurs moyennes de permittivité diélectrique relative sont plus élevées que lors de la campagne de juillet 2012 et les contrastes légèrement plus prononcés, ce qui semble normal si l’on considère les régimes hydriques différents entre les mois de juillet (plus sec) et mars (plus humide). Tout comme les premières mesures TDR, c’est dans la berge ouest que les mesures sont les moins dispersées.

En ce qui concerne la conductivité électrique estimée par TDR, on constate que les contrastes entre les différents terrains sont relativement bien marqués même si la dispersion des mesures est elle bien plus importante. On passe en effet, pour la campagne de juillet 2012, d’une valeur moyenne de conductivité électrique de 15,2 mS.m⁻¹ pour le

champ de blé (écart-type égal à 2,12) à 27,6 mS.m⁻¹ (écart-type égal à 2,92) pour la berge ouest. De même, de l'autre côté du ru des Avenelles, on passe d'une conductivité électrique moyenne de 32,9 mS.m⁻¹ (écart-type égal à 7,25) pour la berge est à une valeur moyenne de 23,1 mS.m⁻¹ (écart-type égal à 1,94) pour le champ de maïs.

Pour la campagne de mars 2013, on constate également que les conductivités électriques moyennes des différents terrains sont légèrement supérieures à celles de juillet 2012 (sauf pour le champ de maïs), mais la différence entre les deux campagnes reste très faible.

Il convient également de noter que les conductivités estimées lors des deux campagnes de mesures s'étalent entre 10 et 50 mS.m⁻¹ (soit 100 et 50 Ω.m), ce qui peut être considéré comme relativement conducteur, et on peut donc s'attendre à ce que l'effet de la conductivité électrique sur les mesures radar ne soit pas négligeable. De plus, étant donné que les variations de conductivité électrique s'étalent sur moins d'une décade, la représentation en échelle logarithmique généralement utilisée ne nous a pas paru pertinente ici et nous ne l'emploierons donc pas.

Analyse fréquentielle du signal TDR : En se servant des résultats obtenus par l'analyse TDR classique comme modèles initiaux, nous avons réalisé une estimation de la variation fréquentielle de la permittivité diélectrique relative en supposant un comportement du sol de type Debye (voir annexe B).

Un exemple de traces TDR reconstruites par cette méthode pour le point de mesure situé à 4,5 m le long du profil des Avenelles est présenté à la Figure IV.19.

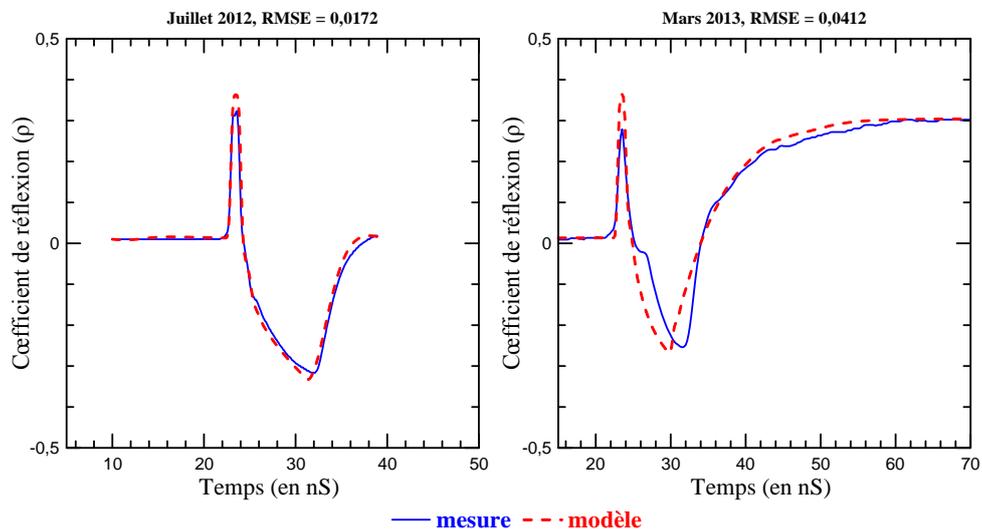


FIGURE IV.19 – Comparaison entre les traces TDR mesurées et modélisées à 4,5 m le long du profil des Avenelles pour juillet 2012 et mars 2013.

On voit sur cette figure que l'accord entre mesure et simulation est très bon pour la mesure de juillet 2012 (RMSE égale à 0,0172) alors qu'il l'est moins pour la trace de mars 2013 (RMSE égale à 0,0412). On remarque notamment qu'en mars 2013 la réflexion

modélisée pour l'extrémité des tiges (aux alentours de 30 nS) arrive plus tôt que celle mesurée (aux alentours de 31 nS). Ce léger décalage est en réalité visible sur toutes les traces modélisées pour mars 2013. On s'attend donc à ce que la permittivité diélectrique soit légèrement sous-estimée par l'analyse fréquentielle pour cette période.

Les résultats de l'analyse fréquentielle pour quatre points de mesures situés (à peu près) au milieu de chaque terrain de surface sont présentés à la Figure IV.20.

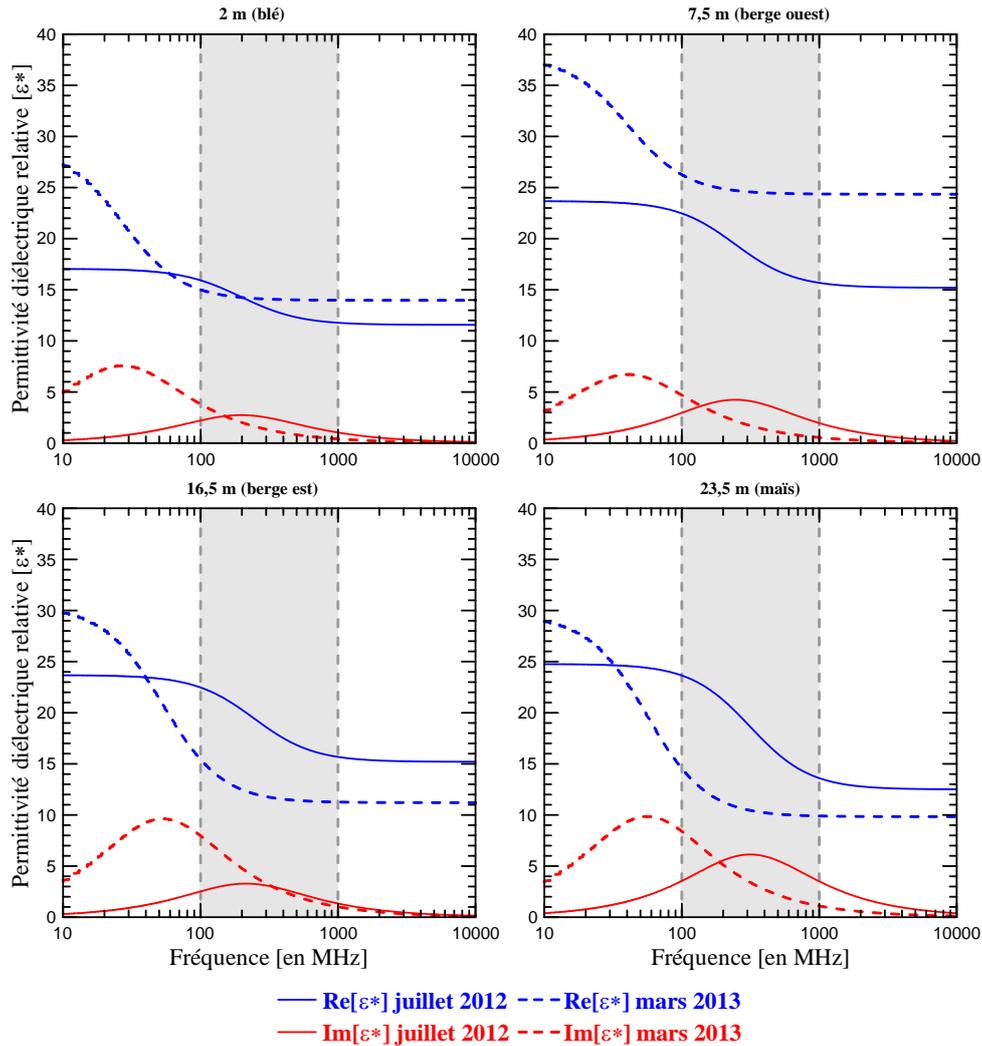


FIGURE IV.20 – Modèles de permittivité diélectrique effective (Debye) correspondant aux traces TDR mesurées en quatre points situés (à peu près) au milieu de chaque terrain de surface. Le bandeau grisé représente le contenu fréquentiel approximatif (100 MHz - 1 GHz) d'une trace TDR, ce qui est à peu près à la largeur de bande des antennes radar.

Lorsque l'on regarde les résultats correspondants à la campagne de juillet 2012 (traits pleins), on constate que la fréquence de relaxation que l'on peut associer aux données est en moyenne centrée autour de 300 MHz, ce qui se situe dans la largeur de bande théorique

de nos antennes.

Les permittivités diélectriques relatives moyennes sur la gamme de fréquences 100 MHz - 1 GHz sont égales à 14,8, 19,3, 19,2 et 18,8 pour respectivement 2, 7,5, 16,5 et 23,5 m, ce qui est du même ordre de grandeur que celles obtenues par analyse classique (respectivement 15,7, 22,5, 22,4 et 22,8, soit un écart moyen de 3).

Les conductivités électriques estimées (figure non montrée) sont également du même ordre de grandeur avec une légère surestimation ($13,9 \text{ mS.m}^{-1}$ en moyenne) par l'analyse fréquentielle puisqu'on obtient 21,4, 41,1, 53,5 et 39,8 mS.m^{-1} pour respectivement 2, 7,5, 16,5 et 23,5 m contre 11,9, 25,9, 40,1 et 22,1 mS.m^{-1} avec l'analyse classique.

Lorsque l'on regarde les résultats correspondants à la campagne de mars 2013, on voit une diminution drastique de la fréquence de relaxation des modèles de Debye puisque l'on passe de 300 MHz à 40 MHz en moyenne.

Lorsque l'on calcule la permittivité diélectrique moyenne sur la gamme de fréquences 100 MHz - 1 GHz, on tombe sur 14,6, 25,4, 13,3 et 12,3 pour 2, 7,5, 16,5 et 23,5 m respectivement contre 16,9, 28,6, 25,8 et 22,8 avec l'analyse classique. Là encore, l'ordre de grandeur est similaire même s'il y a une légère sous-estimation avec l'analyse fréquentielle (environ 7 en moyenne) comme on pouvait s'y attendre.

La conductivité électrique estimée avec l'analyse fréquentielle est en revanche très proche de celle estimée avec l'analyse classique puisque l'on obtient 13,2, 34,1, 30,9 et 19,8 mS.m^{-1} pour respectivement 2, 7,5, 16,5 et 23,5 m contre 12,7, 34,3, 31,2 et 21,1 mS.m^{-1} avec l'analyse classique, soit un écart moyen de seulement $0,575 \text{ mS.m}^{-1}$.

Ainsi, l'analyse fréquentielle donne des résultats comparables à ceux obtenus avec l'analyse classique. La sensibilité à la fréquence de relaxation du pôle de Debye semble relativement faible puisque malgré la diminution en fréquence d'environ 100 MHz par rapport à juillet, les résultats semblent peu affectés.

Les mêmes constats faits précédemment pour l'analyse classique (relativement faible variation de la permittivité diélectrique le long du profil, une forte conductivité électrique etc.) peuvent donc être faits ici.

Sondages électriques

Les différentes interprétations des sondages électriques réalisés en juillet 2012 sont présentées sur la Figure IV.21 et sur la Figure IV.22 pour ceux réalisés en mars 2013. On s'aperçoit que pour bon nombre d'entre eux, il existe une grosse variation de résistivité apparente entre le premier point de mesure (écartement de 10 cm) et le deuxième (écartement de 20 cm), comme par exemple sur les sondages n°2 (Figure IV.21) et n°4 (Figure IV.22). D'un point de vue interprétation, une variation aussi brusque entre deux mesures aussi proches correspond plus à une erreur de mesure qu'à un réel contraste de propriétés électriques du sol. Il est en effet peu probable que l'on soit en présence d'une couche fine aux propriétés électriques très contrastées par rapport au terrain sous-jacent, et ce d'autant plus que nous sommes en contexte agricole ce qui implique que les premiers 30 cm du sol sont souvent remaniés et donc relativement bien homogénéisés.

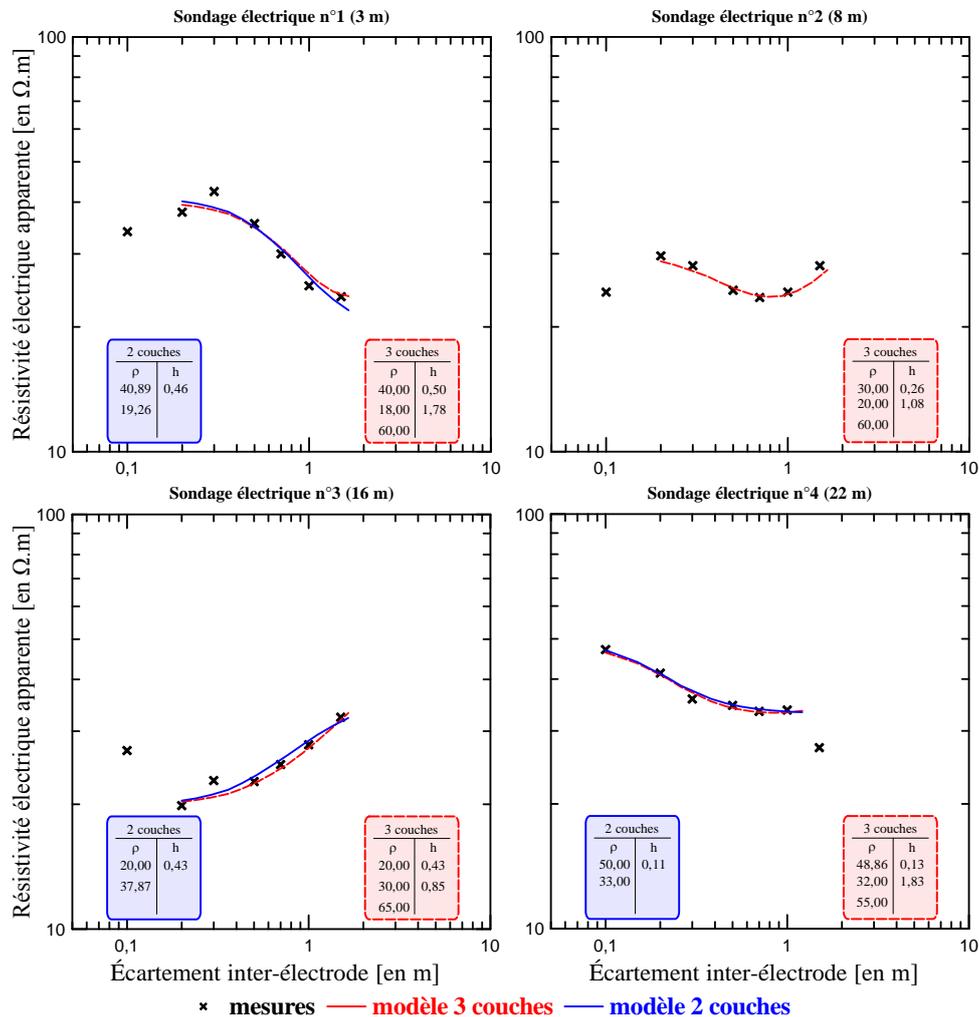


FIGURE IV.21 – Sondages électriques réalisés en juillet 2012.

De plus, pour que l'interprétation de la mesure en sondage électrique soit la plus fiable possible, il faut respecter l'hypothèse selon laquelle le potentiel mesuré est dû à une source ponctuelle (Van Nostrand et Cook, 1966). Or les électrodes utilisées sur le terrain sont des tiges métalliques (source linéaire). Pour que cette hypothèse reste valide malgré tout, il ne faut pas enfoncer trop les électrodes dans le sol (de l'ordre de 10 % de l'écartement inter-électrode). On peut appliquer un critère du même ordre pour ce qui est de l'erreur sur le positionnement horizontal des électrodes (Zohdy, 1968). Ainsi, pour notre premier point de mesure, les erreurs cumulées sur le positionnement, l'enfoncement de l'électrode, le bon contact avec le sol, les fuites de courant etc. font que la qualité de cette première mesure est loin d'être optimale.

Nous avons donc décidé de ne pas prendre en compte le premier point de mesure dans l'inversion des sondages de manière quasi systématique (laisser ce premier point de mesure ne change pas les résultats de l'inversion des sondages, mais dégrade la valeur de l'erreur

entre modèle et mesure).

Les résultats de l'interprétation 1D de chaque sondage électrique sont présentés dans les encadrés rouges (interprétation en 3 couches) et bleus (interprétation en 2 couches) à la Figure IV.21 pour les sondages de juillet 2012 et à la Figure IV.22 pour les sondages de mars 2013.

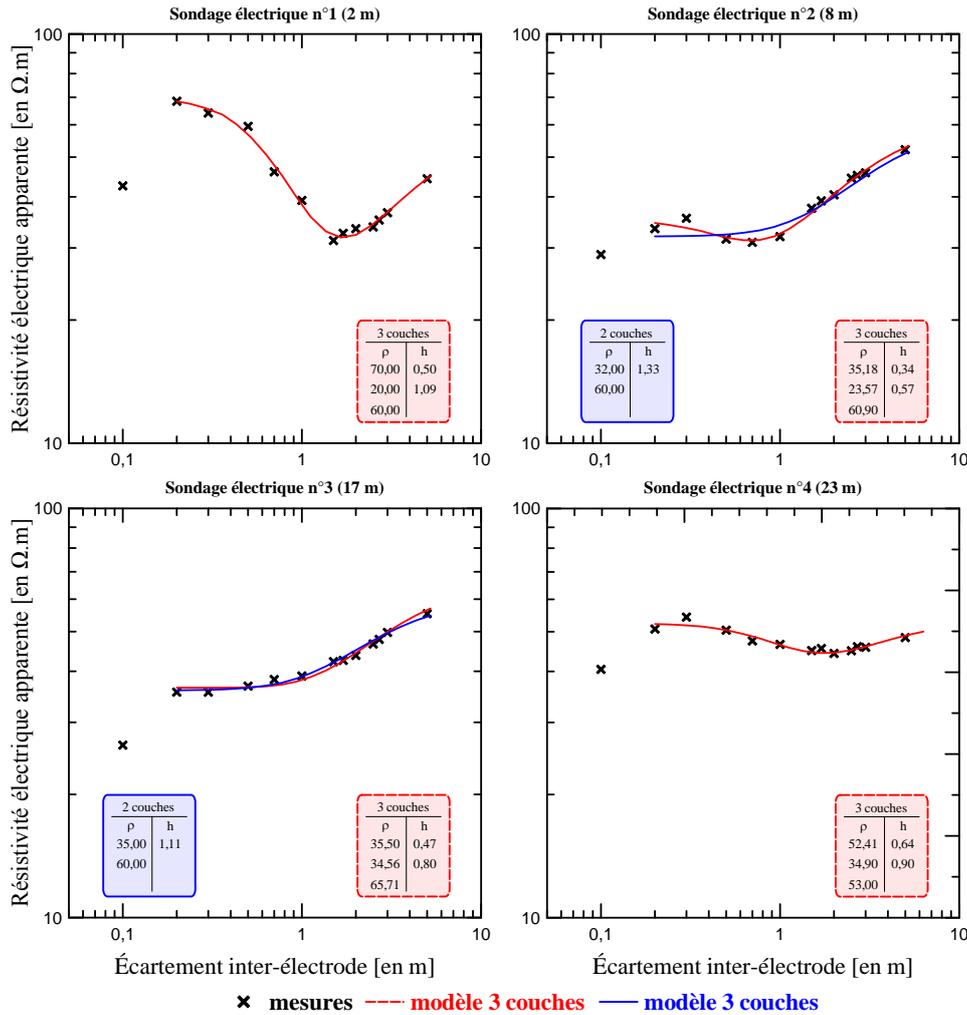


FIGURE IV.22 – Sondages électriques réalisés en mars 2013.

Pour les sondages réalisés en juillet 2012 (Figure IV.21), nous n'avons pas fait de mesure à des écartements supérieurs à 1 m car nous ne nous sommes intéressés qu'à la caractérisation de l'état électrique de surface. Du fait que ces sondages ne sont que très superficiels, le substratum n'est pas atteint et il est difficile de caractériser de manière non équivoque le nombre de terrains (couches) réellement présents. Pour chacun des sondages à 3, 16 et 22 m par exemple, les courbes de sondages théoriques pour 2 ou 3 terrains (rouges et bleues) sont très similaires entre elles. Ceci est dû au fait que les sondages

n'atteignent pas réellement le dernier terrain (s'il est présent). Ainsi, lors de l'inversion, les propriétés de celui-ci n'affectent que très peu la courbe de sondage théorique dans la gamme des écartements à laquelle on la regarde. Si l'on se base seulement sur les sondages de juillet 2012, l'interprétation la plus plausible est celle d'un milieu tabulaire globalement bicouche.

Cependant, avec les sondages réalisés en mars 2013 nous avons fait des mesures jusqu'à un écartement inter-électrode de 5 m afin de pouvoir caractériser avec plus de certitude les terrains plus profonds. Ainsi les sondages à 2, 8 et 23 m montrent sans équivoques les rebonds caractéristiques d'une courbe de sondages 3 terrains (Figure IV.22). L'interprétation en 3 couches de ces sondages montre que la couche commune à tous les sondages la plus profonde atteinte (*substratum*) est à une profondeur supérieure à 1,30 m en moyenne et possède une résistivité d'environ 60 Ω .m. Il est tout à fait cohérent de supposer que ce « *substratum* » varie peu localement et avec le temps (*i.e.* avec les variations saisonnières, journalières etc.). Ainsi pour deux sondages réalisés à une même position (juillet 2012 et mars 2013), on peut supposer que les variations les plus importantes de propriétés électriques seront en surface, et que le *substratum* restera constant. Les interprétations en 3 couches des sondages de juillet 2012 ont ainsi été réalisées *a posteriori*, en forçant un troisième terrain avec une résistivité d'une soixantaine d'ohm.mètre.

La Figure IV.23 récapitule l'interprétation des différents sondages électriques réalisés. Tout d'abord, on observe dans cette figure le relativement bon accord entre les mesures de résistivité de surface (graphique du haut) issues des sondages électriques (C1 pour la première couche, losanges et cercles creux) et issues de la sonde TDR (croix). On peut donc considérer pour la suite que les mesures de conductivité électrique issues de la sonde TDR sont fiables. En ce qui concerne les couches plus profondes (C2 et C3 pour les couches sous-jacentes), on observe une relative constance entre juillet 2012 et mars 2013 d'une part, et le long du profil d'autre part. Les mesures de surface en revanche, montrent légèrement plus de variations entre juillet 2012 et mars 2013, et surtout une variation le long du profil. D'une manière générale, on constate que les rives sont de plus en plus conductrices lorsque l'on se rapproche de la rivière.

Ainsi, conformément à ce que l'on pouvait attendre, la plus grande variabilité se situe dans les 50 premiers centimètres de sol. Si on rapproche la diminution de la résistivité électrique des berges de la (très) légère augmentation de la permittivité diélectrique qu'on y observe en TDR, on peut supposer qu'une teneur en eau plus forte dans les berges est en partie à l'origine de ces observations. Cependant, la variation de la permittivité diélectrique entre les berges et les champs étant relativement faible par rapport à celle de la résistivité électrique, on peut supposer que le fort contraste de résistivité électrique soit plutôt dû à une plus grande argilosité du sol au niveau des berges du fait du drainage du ru par exemple.

Enfin, vu les faibles valeurs de résistivité électrique des terrains présents (entre 20 Ω .m et 60 Ω .m environ), on peut supposer que la profondeur d'investigation de notre dispositif radar ne dépassera pas la trentaine de centimètres.

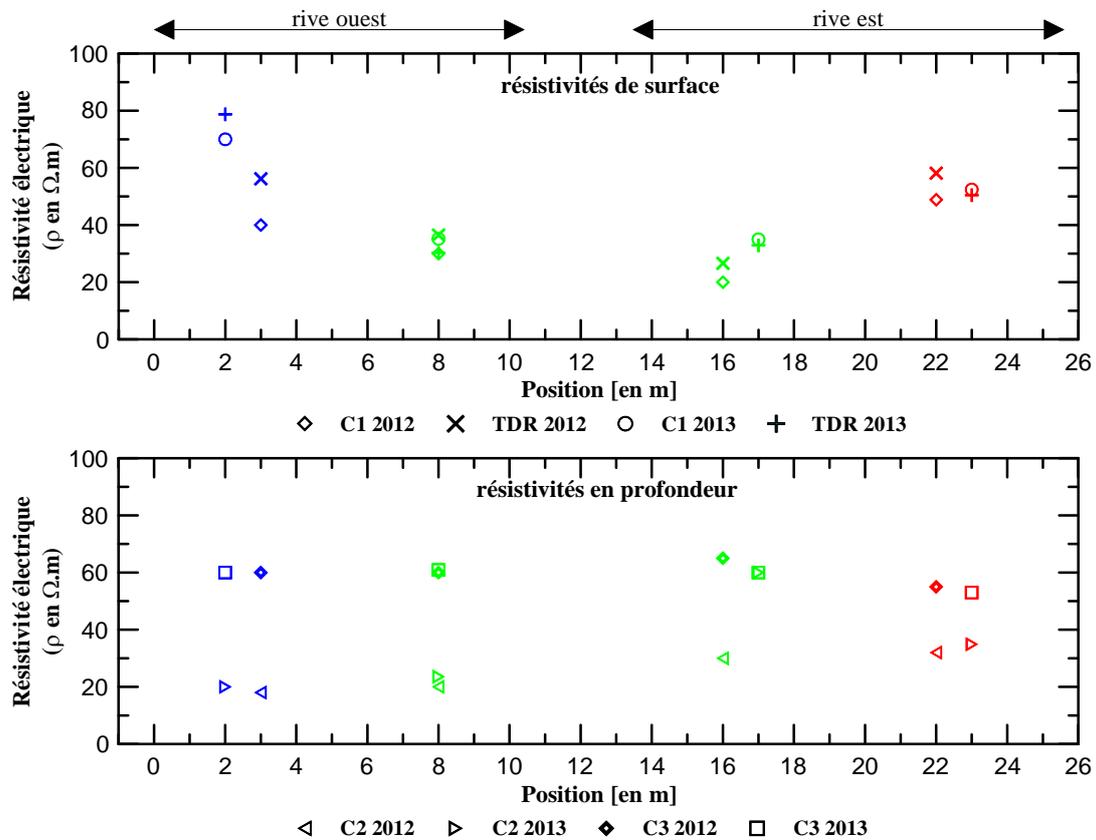


FIGURE IV.23 – Comparaison de la résistivité de surface obtenue par TDR et par sondages électriques pour juillet 2012 et mars 2013. En haut : couche de surface (C1). En bas : couches plus profondes (C2 et C3).

Mesures radars dans le domaine fréquentiel

Les deux prototypes d’antennes ont été utilisés pour réaliser les mesures de S_{11} pendant les campagnes de juillet 2012 et de mars 2013. Le prototype de type *bow-tie* a été utilisé pour les mesures de juillet 2012 et celui de type dipôle elliptique pour les mesures de mars 2013. À chaque fois les antennes étaient utilisées en configuration monostatique et reliées à un analyseur de réseau (un VNA MasterTM MS2026C, Anristu) par des câbles coaxiaux non blindés de 3 m de long (d’environ 2 mm de diamètres au total).

Sur le terrain, afin de limiter le rayonnement en face arrière, les antennes ont été recouvertes par une mousse absorbante de 11 cm d’épaisseur. Cette mousse (modèle FL-4500CL, ETS-Lindgren) absorbe les ondes EM de manière efficace à partir d’une fréquence de 455 MHz. Les fréquences plus basses sont également atténuées, mais dans une moindre mesure (Figure IV.17.B).

Enfin, chaque session de mesure est précédée d’une procédure de calibration minutieuse de l’analyseur de réseau qui permet de soustraire l’effet du câble coaxial (atténuation et rayonnement) de la mesure du S_{11} . Ainsi, le S_{11} mesuré correspond uniquement à celui du système *antenne / sol*.

En réalité, cette calibration ne permet pas de prendre en compte un petit câble coaxial (environ 12 cm de long) qui traverse les couches de mousse absorbante et permet de connecter la prise SMA de l'antenne au câble coaxial de 3 m de long. De plus, de par sa nature, le câble coaxial utilisé ne permet pas de transmettre fidèlement un signal pour des fréquences supérieures à environ 1,5 - 2 GHz. Ainsi, malgré la calibration de l'analyseur de réseau et la mousse absorbante, le câble coaxial rayonne à ces fréquences et son atténuation n'est pas négligeable. Ceci se traduit notamment sur les S_{11} mesurés par une augmentation du bruit de mesure à haute fréquence comme illustré sur la Figure IV.24. Sur cette figure, on voit clairement que pour les mesures de juillet 2012, le bruit sur le S_{11} augmente significativement à partir de 2 GHz et dès 1 GHz sur les mesures de mars 2013.

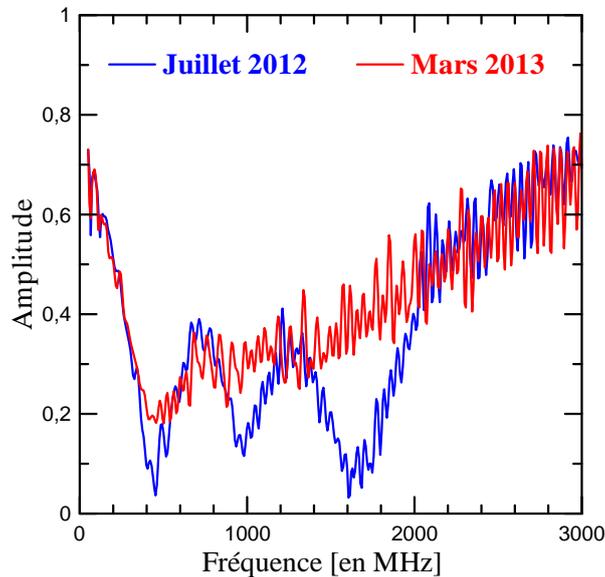


FIGURE IV.24 – Effet du câble coaxial sur les mesures du S_{11} de juillet 2012 et de mars 2013.

Afin de prendre en compte le plus possible cet effet du câble coaxial, les simulations FDTD qui servent à la fois à interpréter les mesures et à calibrer les antennes en champ proche (voir IV.A.5) tiennent compte de la mousse absorbante et du petit câble coaxial d'alimentation.

La rugosité naturelle du sol (labours) et la présence de végétation (herbes) associées au faible poids de l'antenne font que le contact entre l'antenne et le sol n'est pas parfait. La Figure IV.25 compare les enveloppes des S_{11} simulés par FDTD (antennes posées au sol) et mesurés de manière similaire à ce qui a été fait pour l'estimation de la permittivité diélectrique en laboratoire pour un cas simple (voir IV.A.6). Ainsi, les enveloppes correspondent aux S_{11} simulés pour les deux prototypes d'antennes posées sur des demi-espaces infinis dont les propriétés électriques varient entre $1 \leq \epsilon \leq 30$ et $0,1 \leq \sigma \leq 100 \text{ mS.m}^{-1}$.

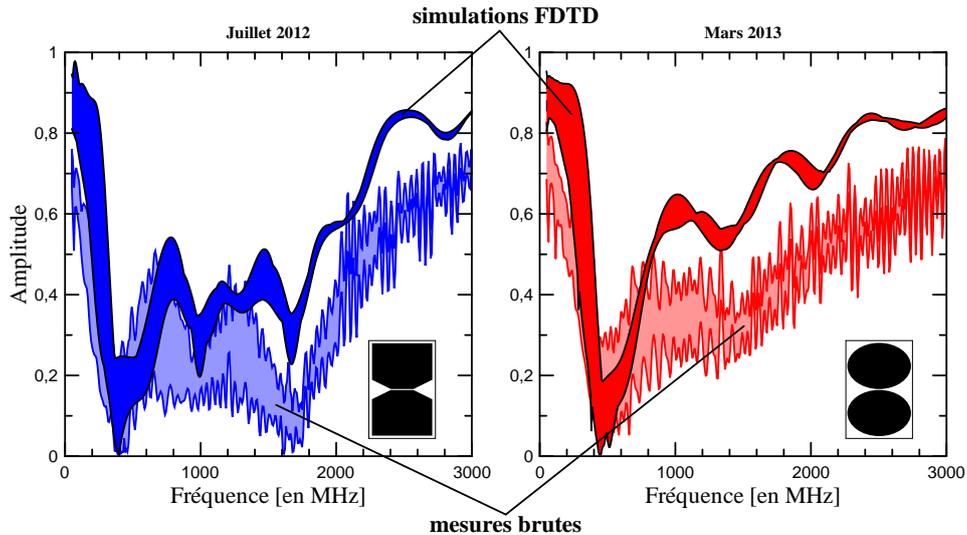


FIGURE IV.25 – Enveloppes des S_{11} mesurés et simulés en FDTD pour les deux campagnes de mesures. Les simulations FDTD considèrent des antennes parfaitement posées sur le sol (demi-espace infini) dont les propriétés électriques ont été balayées entre $1 \leq \epsilon \leq 30$ et $0,1 \leq \sigma \leq 100 \text{ mS.m}^{-1}$.

Sur cette figure on constate pour les deux campagnes de mesures que l’enveloppe des simulations (en rouge) est décalée vers les fortes amplitudes par rapport aux mesures, ce qui signifie qu’il y a plus de signal transmis au milieu que prévu. Ce décalage en amplitude augmente avec la fréquence. Nous avons supposé que ce décalage en amplitude est dû en grande partie aux pertes dues au câble coaxial.

À part l’amplitude qui est surestimée, il semble que la forme générale des enveloppes soit assez bien reproduite par les modélisations FDTD puisque l’on y retrouve les différents pics et plateaux pour les deux types d’antennes.

Cependant, aucun des S_{11} simulés par FDTD sur la gamme des propriétés électriques décrite précédemment n’arrive à reproduire de manière satisfaisante l’amplitude des mesures de terrain lorsque l’on considère des antennes parfaitement posées au sol.

Il serait intéressant de tester différentes élévations d’antennes ainsi qu’une rugosité du sol, cependant la précision de la description des antennes dans les simulations FDTD (connecteur SMA, câble coaxial, mousse absorbante etc.) nécessite une discrétisation très fine qui rend les calculs rédhibitoires à très court terme (ces calculs sont prévus pour être calibrés et exécutés dans un avenir proche).

Ainsi, dans le cadre de ces travaux nous avons privilégié le modèle en champ proche décrit en IV.A.5 pour interpréter nos mesures.

De plus, seule la calibration en champ proche pour l’antenne de type *bow-tie* ayant été réalisée pour le moment nous n’interpréterons dans la suite de ce mémoire que les données radar issues de la campagne de juillet 2012.

Enfin, comme l’effet du câble augmente avec la fréquence, nous avons limité notre étude à une fréquence maximale de 1 GHz. Nous considérerons également que le sol peut être

assimilable à un demi-espace infini.

La Figure IV.26 présente le profil de permittivité diélectrique relative et de conductivité électrique obtenu par inversion des mesures S_{11} sur la base du modèle en champ proche. Pour chaque mesure, le modèle initial qui a été utilisé est issu des résultats de l'analyse TDR classique. Les trois paramètres inversés sont la permittivité diélectrique (relative), la conductivité électrique et la hauteur de l'antenne. D'une manière générale, tous les modèles convergent vers une élévation de l'antenne de 1,5 cm de l'antenne, ce qui s'explique sûrement par l'effet de la rugosité du sol discuté précédemment.

Nous avons également représenté sur cette figure le profil des propriétés électriques obtenu par l'analyse TDR précédente à des fins de comparaison (rappelons la proximité des volumes d'investigation et des fréquences mises en jeu fait que les mesures TDR et celles de nos antennes sont comparables).

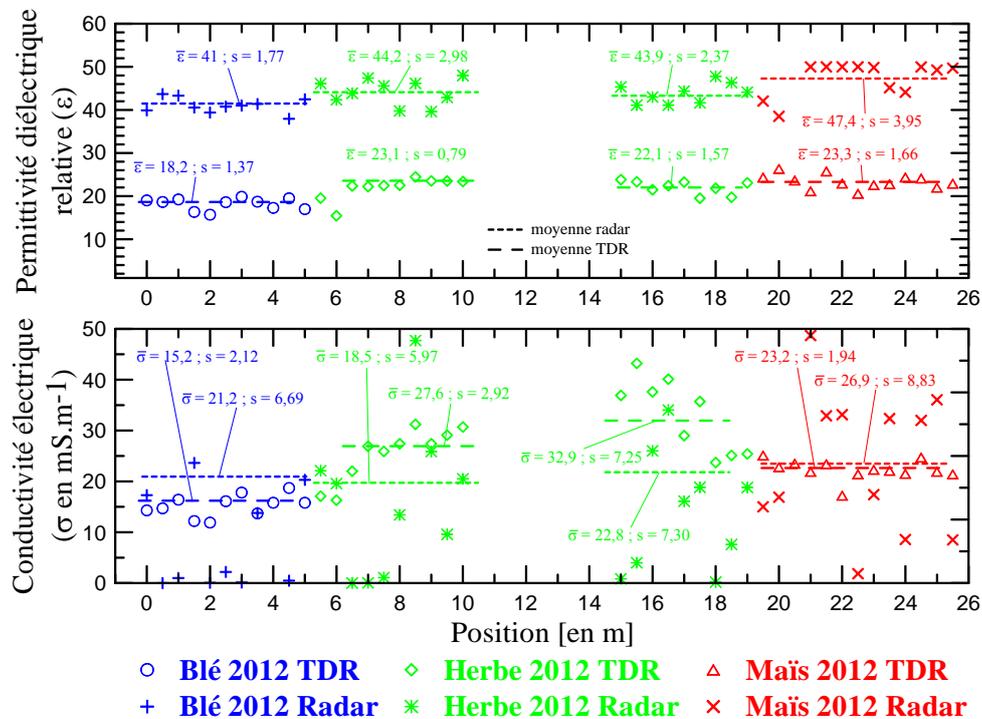


FIGURE IV.26 – Interprétation des données de terrain par le modèle en champ proche. Profil de permittivités diélectriques relatives et de conductivités électriques estimées à partir des S_{11} mesurés, comparées à celles estimées par TDR pour la campagne de juillet 2012. $\bar{\epsilon}$ et $\bar{\sigma}$ représentent les valeurs moyennes de permittivité diélectriques relatives et de conductivités électriques pour chaque terrain de surface et s leurs écart-types.

Lorsque l'on regarde le profil de permittivité diélectrique, la première observation qui peut être faite est qu'il y a un grand décalage entre les valeurs TDR (considérées comme fiables) et les valeurs radar (près du double).

En revanche, les contrastes relatifs (mêmes faibles) de permittivité diélectrique sont eux

bien identifiés, puisque l'on peut voir en radar et en TDR une augmentation de la permittivité diélectrique des berges du ru des Avennelles par rapport à celle du champ de blé, et de celle du champ de maïs par rapport à celle de la berge est.

En ce qui concerne la conductivité électrique, on s'aperçoit que les valeurs estimées par radar sont très dispersées au sein même de chaque terrain (fort écart-type), beaucoup plus que celles estimées par TDR. Il semble donc qu'en radar, à l'instar de ce qui avait été observé pour les mesures en laboratoire, la sensibilité à la conductivité électrique soit pour l'instant inadaptée à l'estimation fiable de la conductivité électrique.

La surestimation de la permittivité diélectrique par le radar semble être de type systématique, ce qui veut dire que l'essentiel des effets non linéaires inhérents à l'acquisition radar est bien modélisé. Seul persiste un décalage systématique sur la valeur de permittivité diélectrique estimée. L'origine de ce coefficient multiplicatif est encore sujette à étude à l'heure de la rédaction de ce mémoire.

Afin de quantifier ce coefficient correctif, nous avons estimé pour chaque terrain de surface le rapport moyen entre les permittivités diélectriques estimées par TDR et par radar. On trouve ainsi des rapports de 2,26, 2,04, 1,99 et 2,05 pour respectivement le champ de blé, la berge ouest, la berge est et le champ de maïs, soit un rapport moyen proche de 2 (2,09) entre l'estimation de permittivité diélectrique par radar et par TDR.

L'origine de ce coefficient de proportionnalité n'a pas encore été identifiée de manière précise, mais il est raisonnable de penser que cela vient essentiellement de l'effet des câbles non suffisamment blindés. Nous cherchons actuellement un moyen de résoudre ce problème à travers notamment la modification de l'ergonomie du système et l'utilisation de câbles coaxiaux suffisamment blindés.

En appliquant ce facteur correctif moyen aux permittivités diélectriques estimées par radar, on obtient le profil présenté sur la Figure IV.27.

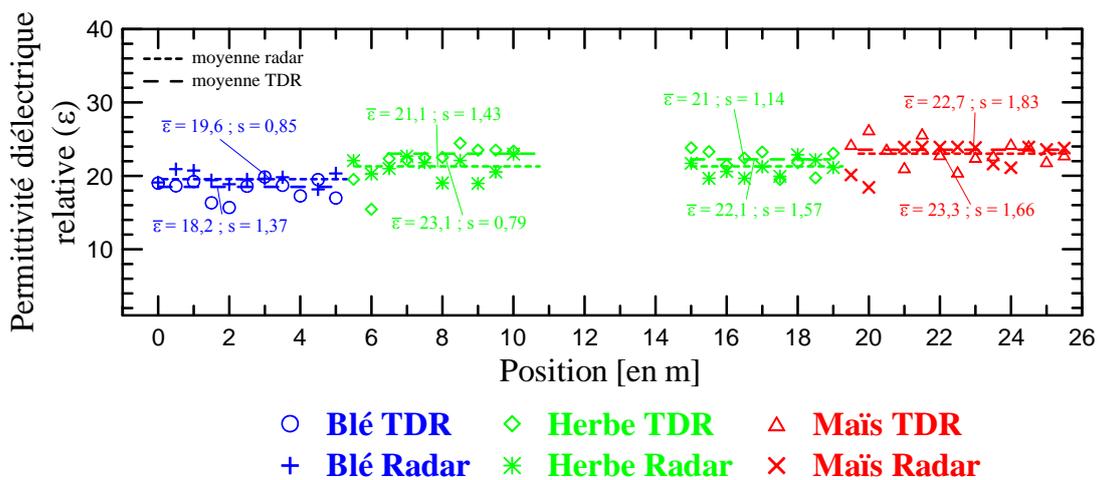


FIGURE IV.27 – Profil de permittivité diélectrique obtenue par TDR et radar après correction pour les mesures de S_{11} de juillet 2012.

La correction faite en utilisant un coefficient constant sur les estimations radar confirme que malgré des contrastes de permittivité diélectrique relativement faibles entre les différents terrains, ils sont suffisamment significatifs pour être visibles sur le signal radar et correctement reproduits par le modèle utilisé.

En moyenne les variations de permittivité diélectrique des terrains de surface estimées par radar suivent celles estimées par TDR et on a bien une augmentation de la permittivité diélectrique entre le champ de blé et la berge ouest (19,6 en moyenne pour le champ de blé contre 21,1 pour la berge ouest) et une plus légère lorsque l'on passe de la berge est (21 en moyenne) au champ de maïs (22,7).

Il semble donc que le dispositif monostatique développé permette une estimation des contrastes de permittivité diélectrique semblable à celle réalisée par la sonde TDR (nécessitant un coefficient correctif pour l'amplitude), avec l'avantage d'être plus rapide à mettre en œuvre puisqu'il ne nécessite pas d'être enfoncé dans le sol. En revanche, il ne permet pas à l'heure actuelle d'effectuer une estimation de la conductivité électrique satisfaisante.

IV.B.3 Conclusions sur les premiers tests sur le terrain

Les premières mesures avec les prototypes d'antennes sur le terrain ont été réalisées sur le bassin versant de l'Orgeval.

En se basant sur les mesures TDR et les sondages électriques réalisés, le profil étudié peut être caractérisé d'un point de vue géophysique par une faible résistivité électrique (entre 20 et 60 $\Omega.m$ en moyenne) et de fortes permittivités diélectriques relatives (entre 18 et 23 en moyenne). De plus, si on se base sur les estimations issues des mesures TDR, les contrastes de permittivité diélectrique le long du profil sont relativement faibles.

Les simulations FDTD considérant une antenne parfaitement posée sur le sol, même si elles permettent de reproduire la forme des S_{11} mesurés, ne permettent pas de reproduire la variation de leur amplitude et n'ont donc pas été utilisées pour interpréter les mesures radar pour le moment. C'est le modèle en champ proche qui a donc été privilégié.

Le système radar développé tel qu'il a été mis en œuvre sur le terrain (prototype d'antenne associé à un analyseur de réseau) associé au modèle en champ proche permet de reproduire de manière assez fidèle les variations de permittivité diélectrique.

Les effets des câbles coaxiaux non suffisamment blindés et de la rugosité du sol ne sont pas à l'heure actuelle pris en compte et conduisent à une surestimation systématique de la permittivité diélectrique qui peut être compensée par l'application d'un facteur correctif constant (environ x2).

Ainsi, l'importance du bruit produit engendré par l'utilisation de câbles coaxiaux non suffisamment blindés nous pousse pour le futur à changer l'ergonomie du dispositif avec notamment l'utilisation de câbles plus adaptés aux applications hautes fréquences.

Enfin, l'interprétation des mesures de terrain confirme que la sensibilité du dispositif à la conductivité électrique est inadaptée ce qui ne permet pas de l'estimer à l'heure actuelle de manière fiable.

Conclusions et perspectives

Le travail de recherche présenté ici s'inscrit dans le cadre du développement d'un outil radar (GPR) pour la cartographie de la teneur en eau des sols (agricoles), et cette thèse se consacre plus particulièrement au développement de prototypes d'antennes large bande permettant de répondre à cette problématique.

La volonté sous-jacente à ce travail de recherche, à travers le développement d'antennes radar large bande, était notamment de participer à l'acquisition d'un savoir faire en matière de développement GPR pour pouvoir adapter cet outil à nos problématiques spécifiques de recherche.

Durant ce travail, nous avons donc abordé les différentes étapes nécessaires au développement d'antennes et étudié leur comportement en présence de sols à travers la simulation numérique. Enfin, deux prototypes d'antennes ont été construits et testés en laboratoire et sur le terrain.

L'utilisation d'un code en FDTD 3D a permis le développement de deux prototypes (antennes dipolaires de type *bow-tie* et de type dipôle elliptique) dont les propriétés d'émission / réception en terme de coefficient de réflexion dans le domaine fréquentiel (S_{11}) sont satisfaisantes (amplitude inférieure à -10 dB) sur une gamme de fréquences d'environ 400 MHz à 2 GHz. Ces caractéristiques sont à pondérer par le fait que dans cette première approche, nous avons considéré des antennes dans l'air directement connectées à une ligne d'alimentation idéale d'impédance 50Ω . Leurs capacités réelles (présence d'un sol, alimentation par un câble coaxial) sont donc différentes.

Dans le but d'étudier le comportement de ces prototypes en présence de sol, nous avons analysé en simulation leurs S_{11} lorsque les prototypes sont placés sur des demi-espaces infinis dont l'évolution des propriétés électriques est représentative de celles observables dans des sols naturels. Pour simplifier notre approche et tenter de relier directement l'évolution des propriétés électriques des sols à celle du S_{11} , nous avons adopté une analyse de certains points caractéristiques des S_{11} comme les pics d'émission. Cette étude montre que, du fait de l'évolution de l'impédance du sol, le S_{11} se décale vers les basses fréquences lorsque la permittivité diélectrique augmente en suivant une loi de type puissance. L'application de cette méthode d'analyse pour estimer *in situ* les propriétés électriques du sol semble néanmoins très limitée puisque nos simulations montrent qu'elle n'est applicable de manière satisfaisante que dans le cas d'un contact quasi parfait entre l'antenne et le sol (élévation inférieure à 3 mm) pour des sols relativement peu conducteurs (résistivité supérieure à $50 \Omega.m$) et de faible permittivité diélectrique relative (inférieure à 15). En dehors de ces conditions, l'évolution du S_{11} est en réalité trop complexe (disparition et ré-

apparition des points remarquables, changement radical de forme etc.) pour que les points remarquables soient clairement distinguables et que l'évolution selon une loi précise puisse être établie.

Nous nous sommes de plus intéressés rapidement à l'effet de la rugosité du sol sur le S_{11} de nos prototypes. Cette étude non exhaustive a montré que pour une rugosité de type « tôle ondulée » ou « boîte d'œufs », l'évolution du S_{11} est trop complexe pour utiliser l'approche par points remarquables, mais comme le contact entre l'antenne et le sol n'est pas parfait (défaut de contact dû à la rugosité), l'effet de cette rugosité est *grosso modo* assimilable à celle de l'élévation de l'antenne.

Sur la base de cette étude numérique, deux prototypes d'antennes ont été construits avec une alimentation par câble coaxial connecté directement aux antennes par une prise de type SMA. Cette connexion directe n'est pas sans incidence puisque l'on constate que la puissance délivrée réellement par nos antennes est en réalité inférieure d'environ 5 dB à celle estimée en simulation. Cependant, lorsque l'on prend en compte la connexion « réelle » en utilisant un modèle finement maillé du connecteur SMA et du câble coaxial, on peut reproduire en simulation de manière fidèle les S_{11} mesurés au prix d'une augmentation sensible du temps de calcul.

Ces défauts de connexion nous ont amenés à nous poser la question de l'utilisation d'un circuit d'adaptation d'impédance, circuit que nous avons initialement négligé. Nous avons donc procédé à la conception numérique d'un circuit d'adaptation d'impédance adapté à nos deux prototypes d'antennes en se basant sur un circuit de type *double sided transmission line* respectant un profil d'impédance de type Hecken. Un circuit de même type, mais avec une transition d'impédance plus simple (linéaire) a également été optimisé (au sens numérique) de manière à correspondre à nos antennes.

Ce circuit est destiné à être placé perpendiculairement au plan des antennes. Cependant, un des désavantages de cette approche est qu'en plus de donner un caractère 3D à nos antennes (augmentation de l'encombrement), la connexion entre le circuit et les antennes est mécaniquement faible ce qui rend ces antennes avec circuit délicates à utiliser sur le terrain. Les mesures de terrain réalisées par la suite ont d'ailleurs été réalisées sans circuit d'adaptation.

Les tests de nos prototypes réalisés en laboratoire ont permis deux choses principales. Tout d'abord la calibration en champ lointain et en champ proche d'un des prototypes d'antennes qui permet d'utiliser, en plus du code FDTD 3D, un modèle analytique pour simuler son comportement. De plus, nous avons pu estimer la permittivité diélectrique d'un échantillon de sol simple (sable) en environnement contrôlé en utilisant la modélisation FDTD et la modélisation analytique. Enfin, cette estimation des propriétés d'un échantillon simple a montré que le dispositif développé est très peu sensible à la conductivité électrique.

Les premiers tests réalisés ont eu pour but de comparer mesures radar et mesures TDR *in situ* afin de fiabiliser l'estimation de la permittivité diélectrique faite par notre dispositif de mesure. Ces tests sur le terrain ont montré que l'association des antennes et du modèle analytique en champ proche conduit à une surestimation systématique de la

permittivité diélectrique par radar (coefficient $\times 2$) par rapport à celle estimée par TDR. L'origine précise de ce coefficient n'a pas encore été identifiée, mais il semble raisonnable de penser que sa principale cause est l'utilisation de câbles coaxiaux non suffisamment blindés qui entraîne un fort bruit sur la mesure radar notamment à hautes fréquences. Ainsi, pour l'avenir, l'utilisation de câbles suffisamment blindés est envisagée. Malgré les faibles contrastes de permittivités diélectriques présents sur le terrain, le dispositif utilisé permet de reproduire relativement fidèlement les variations relatives de permittivités diélectriques, puisque les mêmes tendances entre les différents terrains de surface sont observables sur les estimations radar et TDR. Enfin, les tests sur le terrain confirment que la sensibilité du dispositif actuel à la conductivité électrique est trop faible pour l'estimer de manière satisfaisante. Il convient donc de pousser plus loin nos investigations de manière à résoudre les différents problèmes d'ergonomie mis au jour par les tests de terrain de manière à pouvoir utiliser et exploiter de manière encore plus fiable le dispositif sur le terrain.

Sur la base des différentes observations faites et des problèmes rencontrés (sur le terrain notamment), nous recommandons de prendre en compte l'adaptation d'impédance dès le début du développement des antennes puisque même si cela est possible en théorie, il reste assez difficile en pratique de corriger le tir *a posteriori*, or cet aspect est fondamental pour la qualité des mesures. De même, l'utilisation de câbles coaxiaux adaptés aux applications hautes fréquences est indispensable.

En ce sens, nous avons développé récemment un prototype d'antenne possédant un circuit d'adaptation d'impédance de type guide d'onde coplanaire directement compris dans le schéma d'antenne ce qui lui donne d'excellentes caractéristiques simulées et mesurées (amplitude moyenne du S_{11} de l'ordre de -15 dB depuis 450 MHz à plus de 6 GHz dans l'air).

De plus, le développement récent d'un générateur d'impulsion au laboratoire ouvre la voie du développement complet d'une chaîne d'acquisition radar dans le domaine temporel, donc de l'utilisation de ce générateur pour des acquisitions multi-antennes à moindre coût. Le générateur développé opère sur des fréquences plus basses que nos prototypes d'antennes actuels (*pulse* centré sur 80 MHz) et le développement d'antennes adaptées à des fréquences plus basses est donc une voie de recherche envisagée dans un futur proche. Enfin, nous avons initialement conçu nos prototypes d'antennes pour des supports flexibles afin de maximiser le contact entre sol et antenne. Cette voie avait rapidement été abandonnée pour deux raisons : (i) la première est qu'il faut limiter la déformation de l'antenne afin que son comportement ne change pas du tout au cours d'une même prospection, (ii) la seconde et la principale est que le blindage utilisé pour nos prototypes est une mousse rigide, ce qui annule tout simplement toute flexibilité mécanique de nos prototypes. Il serait donc intéressant de reprendre l'idée d'antennes flexibles en les couplant avec des gels absorbants (plutôt que des mousses) dont le développement est assez récent et qui permettrait de garder le caractère flexible des antennes et d'améliorer le contact entre les antennes et le sol.

Bibliographie

- Al-fares, W., Bakalowicz, M., Guérin, R., Dukhan, M., 2002. [Analysis of the karst aquifer structure of the Lamalou area \(Hérault, France\) with ground penetrating radar](#). *Journal of Applied Geophysics*, Vol. **51**(2-4), p 97–106. (Cité en page 48)
- Allen, B., Dohler, M., Okon, E., Malik, W., Brown, A., Edwards, D., 2007. [Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging](#). Wiley, Chichester. (Cité en pages 29, 32 et 37)
- Allred, B. J., Daniels, J. J., Ehsani, M. R., 2008. [Handbook of Agricultural Geophysics](#). CRC Press, Boca Raton. (Cité en page 48)
- Annan, A., 2003. [Ground penetrating radar: Principles, procedures & applications](#). Rap. tech., Sensors & Software Inc. (Cité en page 6)
- Annan, A., 2009. [Chapter 1 - electromagnetic principles of ground penetrating radar](#). Dans : *Harry M. Jol (Ed.), Ground Penetrating Radar Theory and Applications*. Elsevier, Amsterdam, p 1–40. (Cité en pages 19, 20 et 179)
- Arcone, S., Spikes, V., Hamilton, G., Mayewski, P., 2005. [Stratigraphic continuity in 400 MHz short-pulse radar profiles of firn in West Antarctica](#). *Annals of Glaciology*, Vol. **39**(1), p 195–200. (Cité en page 48)
- Bahl, I., Trivedi, D., 1977. A designer's guide to microstrip line. *Microwaves*, p 174–182. (Cité en page 87)
- Balanis, C. A., 2005. [Antenna theory analysis and design](#), 3^e Édition. John Wiley & Sons, Inc. (Cité en pages 29, 30, 31, 32, 33, 34, 37, 38, 41 et 179)
- Bano, M., 2006. [Effects of the transition zone above a water table on the reflection of GPR waves](#). *Geophysical Research Letters*, Vol. **33**(13), p L13309. (Cité en page 25)
- Bano, M., Loeffler, O., Girard, J.-F., 2009. [Ground penetrating radar imaging and time-domain modelling of the infiltration of diesel fuel in a sandbox experiment](#). *Comptes Rendus Geoscience*, Vol. **341**(10-11), p 846–858. (Cité en page 22)
- Bassam, S. B., Rashed-Mohassel, J. A., 2006. [A Chebyshev tapered TEM horn antenna](#). *PIERS Online*, Vol. **2**(6), p 706–709. (Cité en page 37)

- Bossuet, G., Dabas, M., Camerlynck, C., 1998. *Premiers résultats des prospections radar-sol (GPR) effectués sur les habitats littoraux lacustres de la station 19 et de la station 20 du lac de Chalain (Jura)*. Besançon. (Cité en page 48)
- Bourqui, J., Okoniewski, M., Fear, E., 2007. [Balanced antipodal Vivaldi antenna for breast cancer detection](#). Dans : *The Second European Conference on Antennas and Propagation. EuCAP 2007*. p 1–5. (Cité en page 40)
- Bourqui, J., Okoniewski, M., Fear, E., 2010. [Balanced antipodal Vivaldi antenna with dielectric director for near-field microwave imaging](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **58**(7), p 2318–2326. (Cité en page 40)
- Busch, S., Weihermüller, L., Huisman, J. A., Steelman, C. M., Endres, A. L., Vereecken, H., van der Kruk, J., 2013. [Coupled hydrogeophysical inversion of time-lapse surface GPR data to estimate hydraulic properties of a layered subsurface](#). *Water Resources Research*, Vol. **49**(12), p 8480–8494. (Cité en page 2)
- Carrel, R., 1958. [The characteristic impedance of two infinite cones of arbitrary cross section](#). *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **6**(2), p 197–201. (Cité en page 41)
- Carro, P., De Mingo, J., 2010. [Analysis and synthesis of double-sided parallel-strip transitions](#). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. **58**(2), p 372–380. (Cité en pages 89, 90, 91 et 182)
- Carro, P., De Mingo, J., Garcia-Ducar, P., Sanchez, C., 2011. [Synthesis of Hecken-tapered microstrip to parallel-strip baluns for UHF frequency band](#). Dans : *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*. p 1–4. (Cité en pages 91, 93, 94 et 95)
- Cassidy, N. J., 2009. [Chapter 2 - electrical and magnetic properties of rocks, soils and fluids](#). Dans : *Harry M. Jol (Ed.), Ground Penetrating Radar Theory and Applications*. Elsevier, Amsterdam, p 41–72. (Cité en pages 6, 7, 11, 14, 59, 124, 179 et 187)
- Castiglione, P., Shouse, P. J., 2003. [The effect of ohmic cable losses on time-domain reflectometry measurements of electrical conductivity](#). *Soil Science Society of America Journal*, Vol. **67**(2), p 414–424. (Cité en page 173)
- Choi, H., Lee, S., 2004. [Design of an exponentially-tapered TEM horn antenna for the wide broadband communication](#). *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. **40**(6), p 531–534. (Cité en page 37)
- Chung, K., Pyun, S., Choi, J., 2005. [Design of an ultrawide-band TEM horn antenna with a microstrip-type balun](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **53**(10), p 3410–3413. (Cité en page 37)

- Cole, K. S., Cole, R. H., 1941. [Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics](#). *The Journal of Chemical Physics*, Vol. **9**(4), p 341–351. (Cité en page 15)
- Collin, R., 1956. [The optimum tapered transmission line matching section](#). *Proceedings of the IRE*, Vol. **44**(4), p 539–548. (Cité en page 93)
- Cosenza, P., Ghorbani, A., Camerlynck, C., Rejiba, F., Guérin, R., Tabbagh, A., 2009. [Effective medium theories for modelling the relationships between electromagnetic properties and hydrological variables in geomaterials: a review](#). *Near Surface Geophysics*, Vol. **7**(5-6), p 563–578. (Cité en page 16)
- Daniels, D., Gunton, D., Scott, H., 1988. Introduction to subsurface radar. *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, Vol. **135**(4), p 278–320. (Cité en page 49)
- Daniels, D. J., 2004. *Ground Penetrating Radar*, 2^e Édition. IET. (Cité en pages 6, 11, 14, 18, 37 et 59)
- Daniels, D. J., 2006. [A review of GPR for landmine detection](#). *Sensing and Imaging: An International Journal*, Vol. **7**(3), p 90–123. (Cité en page 48)
- Daniels, D. J., 2009. [Chapter 4 - antennas](#). Dans : *Harry M. Jol (Ed.), Ground Penetrating Radar Theory and Applications*. Elsevier, Amsterdam, p 99–139. (Cité en pages 28, 37 et 49)
- Davidson, D. W., Cole, R. H., 1951. [Dielectric relaxaion in glycerol, propylene glycol and n-propanol](#). *The Journal of Chemical Physics*, Vol. **19**(12), p 1484–1490. (Cité en page 15)
- Davis, J. L., Annan, A. P., 1989. [Ground-penetrating radar for high-resolution mapping of soil and rock stratigraphy](#). *Geophysical Prospecting*, Vol. **37**(5), p 531–551. (Cité en pages 21 et 179)
- De Noia, V., Alves, A., Diaz, M., Barroso, R., 2012. [Input impedance behavior of a planar elliptical ring dipole antenna](#). Dans : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*. p 1–2. (Cité en page 54)
- Dhemaied, A., Rejiba, F., Camerlynck, C., Bodet, L., Guérin, R., 2011. [Seismic-wave propagation modeling in viscoelastic media using the auxiliary differential equation method](#). *Bulletin of the Seismological Society of America*, Vol. **101**(1), p 413–420. (Cité en page 46)
- Dix, C., 1955. [Seismic velocities from surface measurments](#). *Geophysics*, Vol. **20**(1), p 68–86. (Cité en page 25)
- Dobriyal, P., Qureshi, A., Badola, R., Hussain, S. A., 2012. [A review of the methods available for estimating soil moisture and its implications for water resource management](#). *Journal of Hydrology*, Vol. **458-459**, p 110–117. (Cité en page 1)

- Feng, W., Lin, C. P., Deschamps, R. J., Drnevich, V. P., 1999. [Theoretical model of a multisection time domain reflectometry measurement system](#). *Water Resources Research*, Vol. **35**(8), p 2321–2331. (Cité en page 175)
- Feng, X., Sato, M., Zhang, Y., Liu, C., Shi, F., Zhao, Y., 2009. [CMP antenna array GPR and signal-to-clutter ratio improvement](#). *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, Vol. **6**(1), p 23–27. (Cité en pages 25, 40 et 48)
- Friel, R., Or, D., 1999. [Frequency analysis of time-domain reflectometry \(TDR\) with application to dielectric spectroscopy of soil constituents](#). *Geophysics*, Vol. **64**(3), p 707–718. (Cité en pages 174 et 176)
- Gazit, E., 1988. [Improved design of the Vivaldi antenna](#). *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, Vol. **135**(2), p 89–92. (Cité en page 40)
- Gibson, P. J., 1979. [The Vivaldi aerial](#). Dans : *9th European Microwave Conference*. p 101–105. (Cité en page 39)
- Giese, K., Tiemann, R., 1975. [Determination of the complex permittivity from thin-sample time domain reflectometry improved analysis of the step response waveform](#). *Advances in Molecular Relaxation Processes*, Vol. **7**(1), p 45–59. (Cité en page 171)
- Golebiowski, T., 2010. [Velocity analysis in the GPR method for loose-zones detection in the river embankments](#). Dans : *2010 13th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*. p 1–6. (Cité en page 25)
- Gondet, S., Dhemaied, A., Mohammadkhani, K., Rejiba, F., 2009. [Geophysical investigations in the vicinity of the Persepolis Royal Terrace \(Fars province, Iran\)](#). *ArchéoSciences. Revue d'archéométrie*(33 (suppl.)), p 69–72. (Cité en page 48)
- Gonzalez, J., Babij, T., Siwiak, K., 2009. [Diamond dipole antenna optimization using a genetic algorithm/finite difference time domain hybrid technique](#). Dans : *Wireless and Microwave Technology Conference. WAMICON '09. IEEE 10th Annual*. p 1–2. (Cité en page 42)
- Grote, K., Crist, T., Nickel, C., 2010. [Experimental estimation of the GPR groundwave sampling depth](#). *Water Resources Research*, Vol. **46**(10), p W10520. (Cité en page 23)
- Grote, K., Hubbard, S., Rubin, Y., 2002. [GPR monitoring of volumetric water content in soils applied to highway construction and maintenance](#). *The Leading Edge*, Vol. **21**(5), p 482–485. (Cité en page 22)
- Gupta, K. C., Carg, R., Bahl, I., Bhartia, P., 1996. *Microstrip lines and slotlines*. Artech House, Boston. (Cité en pages 87 et 88)
- Hammerstad, E., 1975. [Equations for microstrip circuit design](#). Dans : *5th European Microwave Conference*. p 268–272. (Cité en page 87)

- Havriliak, S., Negami, S., 1966. [A complex plane analysis of \$\alpha\$ -dispersions in some polymer systems](#). *Journal of Polymer Science Part C: Polymer Symposia*, Vol. **14**(1), p 99–117. (Cité en page 15)
- Hecken, R., 1972. [A near-optimum matching section without discontinuities](#). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. **20**(11), p 734–739. (Cité en pages 91, 93, 94 et 169)
- Heimovaara, T. J., 1994. [Frequency domain analysis of time domain reflectometry waveforms: 1. measurement of the complex dielectric permittivity of soils](#). *Water Resources Research*, Vol. **30**(2), p 189–199. (Cité en page 176)
- Heimovaara, T. J., 2001. [Frequency domain modeling of TDR waveforms in order to obtain frequency dependent dielectric properties of soil samples: a theoretical approach](#). Dans : *Proceedings of the Second International Symposium and Workshop on Time Domain Reflectometry for Innovative Geotechnical Applications: September 5-7*. Infrastructure Technology Institute, Northwestern University. (Cité en page 175)
- Heimovaara, T. J., Bouten, W., Verstraten, J. M., 1994. [Frequency domain analysis of time domain reflectometry waveforms: 2. a four-component complex dielectric mixing model for soils](#). *Water Resources Research*, Vol. **30**(2), p 201–209. (Cité en page 176)
- Heimovaara, T. J., de Winter, E. J. G., van Loon, W. K. P., Esveld, D. C., 1996. [Frequency-dependent dielectric permittivity from 0 to 1 GHz: time domain reflectometry measurements compared with frequency domain network analyzer measurements](#). *Water Resources Research*, Vol. **32**(12), p 3603–3610. (Cité en page 176)
- Heimovaara, T. J., Huisman, J. A., Vrugt, J. A., Bouten, W., 2004. [Obtaining the spatial distribution of water content along a TDR probe using the SCEM-UA bayesian inverse modeling scheme](#). *Vadose Zone Journal*, Vol. **3**(4), p 1128–1145. (Cité en pages 174, 176, 177 et 185)
- Huisman, J. A., Hubbard, S. S., Redman, J. D., Annan, A. P., 2003. [Measuring soil water content with ground penetrating radar: A review](#). *Vadose Zone Journal*, Vol. **2**(4), p 476–491. (Cité en pages 22, 23, 24 et 179)
- Huisman, J. A., Weerts, A. H., Heimovaara, T. J., Bouten, W., 2002. [Comparison of travel time analysis and inverse modeling for soil water content determination with time domain reflectometry](#). *Water Resources Research*, Vol. **38**(6), p 13–1–13–8. (Cité en page 176)
- Jones, S. B., Or, D., 2004. [Frequency domain analysis for extending time domain reflectometry water content measurement in highly saline soils](#). *Soil Science Society of America Journal*, Vol. **68**(5), p 1568–1577. (Cité en page 176)
- Jordan, T. E., Baker, G. S., Henn, K., Messier, J.-P., 2004. [Using amplitude variation with offset and normalized residual polarization analysis of ground penetrating radar](#)

- data to differentiate an NAPL release from stratigraphic changes. *Journal of Applied Geophysics*, Vol. **56**(1), p 41–58. (Cité en page 48)
- Karacolak, T., Topsakal, E., 2006. A double-sided rounded bow-tie antenna (DSRBA) for UWB communication. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. **5**(1), p 446–449. (Cité en page 42)
- Klopfenstein, R., 1956. A transmission line taper of improved design. *Proceedings of the IRE*, Vol. **44**(1), p 31–35. (Cité en page 93)
- Knoll, M. D., 1996. *A petrophysical basis for ground penetrating radar and very early time electromagnetics : electrical properties of sand-clay mixtures*. Thèse de doctorat, University of British Columbia. (Cité en page 13)
- Lagarias, J. C., Reeds, J. A., Wright, M. H., Wright, P. E., 1998. Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions. *SIAM Journal of Optimization*, Vol. **9**(1), p 112–147. (Cité en page 99)
- Lambot, S., André, F., 2014. Full-wave modeling of near-field radar data for planar layered media reconstruction. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. **52**(5), p 2295–2303. (Cité en pages 118, 119 et 132)
- Lambot, S., André, F., Slob, E., Vereecken, H., 2012. Effect of antenna-medium coupling in the analysis of ground-penetrating radar data. *Near Surface Geophysics*, Vol. **10**(6), p 631– 639. (Cité en pages 116, 117, 132 et 183)
- Lambot, S., Antoine, M., Vanclooster, M., Slob, E. C., 2006. Effect of soil roughness on the inversion of off-ground monostatic GPR signal for noninvasive quantification of soil properties. *Water Resources Research*, Vol. **42**(3), p W03403. (Cité en pages 106, 108 et 132)
- Lambot, S., Bosch, I. v. d., Slob, E. C., 2004a. Frequency domain GPR signal forward and inverse modeling for identifying the subsurface dielectric properties. *Dans : EARSel eProceedings*. Vol. 3. p 398–404. (Cité en page 27)
- Lambot, S., Rhebergen, J., Bosch, I. v. d., Slob, E. C., Vanclooster, M., 2004b. Measuring the soil water content profile of a sandy soil with an off-ground monostatic ground penetrating radar. *Vadose Zone Journal*, Vol. **3**(4), p 1063–1071. (Cité en pages 27, 38, 104, 105 et 132)
- Lambot, S., Slob, E., van den Bosch, I., Stockbroeckx, B., Vanclooster, M., 2004c. Modeling of ground-penetrating radar for accurate characterization of subsurface electric properties. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. **42**(11), p 2555–2568. (Cité en pages 103, 104, 105, 132 et 183)
- Lambot, S., Slob, E., Vereecken, H., 2007. Fast evaluation of zero-offset green’s function for layered media with application to ground-penetrating radar. *Geophysical Research Letters*, Vol. **34**(21), p L21405. (Cité en pages 106, 107, 113 et 132)

- Langley, J., Hall, P., Newham, P., 1993. [Novel ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low crosspolarisation](#). *Electronics Letters*, Vol. **29**(23), p 2004–2005. (Cité en page 40)
- Langley, J. D. S., Hall, P., Newham, P., 1996. [Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays](#). *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, Vol. **143**(2), p 97–102. (Cité en page 40)
- Langman, A., Inggs, M., 2001. [Pulse versus stepped frequency continuous wave modulation for ground penetrating radar](#). Dans : *Geoscience and Remote Sensing Symposium. IGARSS '01. IEEE International*. Vol. 3. p 1533–1535. (Cité en page 28)
- Lestari, A., Bharata, E., Suksmono, A., Kurniawan, A., Yarovoy, A., Ligthart, L., 2010. [A modified bow-tie antenna for improved pulse radiation](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **58**(7), p 2184–2192. (Cité en page 41)
- Lestari, A., Yarovoy, A., Ligthart, L., 2004. [RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **52**(10), p 2555–2563. (Cité en page 41)
- Li, D., Mao, J.-F., 2012. [A Koch-like sided fractal bow-tie dipole antenna](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **60**(5), p 2242–2251. (Cité en page 42)
- Li, X., Hagness, S., Choi, M., van der Weide, D., 2003. [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**(1), p 259–262. (Cité en page 38)
- Lin, Z., Yong-gang, C., Xing-qi, Z., Xuan-li, W., Run-nan, C., Hong-mei, L., 2012. [A double-ridged horn antenna applied to ultra-wideband radar for human being detection](#). Dans : *5th Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM)*. p 74–78. (Cité en page 38)
- Liu, H., Sato, M., 2011. [Robust estimation of dielectric constant by GPR using an antenna array](#). Dans : *Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2011 IEEE International*. p 178–181. (Cité en pages 25 et 40)
- Loeffler, O., Bano, M., 2004. [Ground penetrating radar measurements in a controlled vadose zone influence of the water content](#). *Vadose Zone Journal*, Vol. **3**(4), p 1082–1092. (Cité en page 22)
- Lunt, Hubbard, S., Rubin, Y., 2005. [Soil moisture content estimation using ground-penetrating radar reflection data](#). *Journal of Hydrology*, Vol. **307**(1-4), p 254–269. (Cité en pages 22, 23 et 179)
- Mahmoudzadeh, A. M. R., 2013. [Off- and on-ground GPR techniques for field-scale soil moisture mapping](#). *Geoderma*, Vol. **200-201**, p 55–66. (Cité en pages 2 et 24)
- Maierhofer, C., 2003. [Nondestructive evaluation of concrete infrastructure with ground penetrating radar](#). *Journal of Materials in Civil Engineering*, Vol. **15**(3), p 287–297. (Cité en page 48)

- Mehdipour, A., Mohammadpour-Aghdam, K., Faraji-Dana, R., Sebak, A.-R., 2008. [Modified slot bow-tie antenna for UWB applications](#). *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. **50**(2), p 429–432. (Cité en page 41)
- Minet, J., Lambot, S., Delaide, G., Huisman, J., Vereecken, H., Vanclooster, M., 2010. [A generalized frequency domain reflectometry modeling technique for soil electrical properties determination](#). *Vadose Zone Journal*, Vol. **9**(4), p 1063. (Cité en page 176)
- Minet, J., Wahyudi, A., Bogaert, P., Vanclooster, M., Lambot, S., 2011. [Mapping shallow soil moisture profiles at the field scale using full-waveform inversion of ground penetrating radar data](#). *Geoderma*, Vol. **161**(3-4), p 225–237. (Cité en page 2)
- Monnier, S., Camerlynck, C., Rejiba, F., 2009. [Ground-penetrating radar surveys on rock glaciers in the vanoise massif \(northern french alps\): methodological issues](#). *G omorphologie : relief, processus, environnement*(2), p 129–140. (Cité en page 48)
- Monnier, S., Camerlynck, C., Rejiba, F., Kinnard, C., Feuillet, T., Dhemaied, A., 2011. [Structure and genesis of the Thabor rock glacier \(Northern French Alps\) determined from morphological and ground-penetrating radar surveys](#). *Geomorphology*, Vol. **134**(3-4), p 269–279. (Cité en page 48)
- Moorman, B. J., Michel, F. A., 1997. [Bathymetric mapping and sub-bottom profiling through lake ice with ground-penetrating radar](#). *Journal of Paleolimnology*, Vol. **18**(1), p 61–73. (Cité en page 48)
- Mouhri, A., Flipo, N., Rejiba, F., de Fouquet, C., Bodet, L., Kurtulus, B., Tallec, G., Durand, V., Jost, A., Ansart, P., Goblet, P., 2013. [Designing a multi-scale sampling system of stream-aquifer interfaces in a sedimentary basin](#). *Journal of Hydrology*, Vol. **504**, p 194–206. (Cité en pages 134 et 184)
- Nolan, M., Motyka, R. J., Echelmeyer, K., Trabant, D. C., 1995. [Ice-thickness measurements of Taku Glacier, Alaska, U.S.A., and their relevance to its recent behavior](#). *Journal of Glaciology*, Vol. **41**(139), p 541–553. (Cité en page 48)
- Panzner, B., Jostingmeier, A., Omar, A., 2013. A tiny double-ridged horn antenna for subsurface radar applications. *Dans : 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. p 1322–1325. (Cité en page 38)
- Piro, S., Goodman, D., Nishimura, Y., 2003. [The study and characterization of Emperor Traiano’s Villa \(Altopiani di Arcinazzo, Roma\) using high-resolution integrated geophysical surveys](#). *Archaeological Prospection*, Vol. **10**(1), p 1–25. (Cité en page 48)
- Pozar, D. M., 2009. *Microwave Engineering*, 3^e  dition. Wiley India Pvt. Limited. (Cité en pages 86, 87, 88, 90, 91 et 182)
- Qu, S., Ruan, C.-L., 2006. [Effect of round corners on bow-tie antennas](#). *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. **57**, p 179–195. (Cité en page 42)

- Ramírez, E., Francou, B., Ribstein, P., Descloitres, M., Guérin, R., Mendoza, J., Gallaire, R., Pouyaud, B., Jordan, E., 2001. [Small glaciers disappearing in the tropical Andes: a case-study in Bolivia: Glaciar Chacaltaya \(16°S\)](#). *Journal of Glaciology*, Vol. **47**(157), p 187–194. (Cité en page 48)
- Rejiba, F., Bobée, C., Maugis, P., Camerlynck, C., 2012. [GPR imaging of a sand dune aquifer: A case study in the niayes ecoregion of Tanma, Senegal](#). *Journal of Applied Geophysics*, Vol. **81**, p 16–20. (Cité en page 48)
- Rejiba, F., Camerlynck, C., Mechler, P., 2003. [FDTD-SUPML-ADE simulation for ground-penetrating radar modeling](#). *Radio Science*, Vol. **38**(1), p 5–1–5–13. (Cité en page 46)
- Rejiba, F., Sagnard, F., Schamper, C., 2011a. [Full-wave modeling of the time domain reflectometry signal in wetted sandy soils using a random microstructure discretization: Comparison with experiments](#). *Water Resources Research*, Vol. **47**(7), p W07512. (Cité en page 46)
- Rejiba, F., Sagnard, F., Schamper, C., Froumentin, M., Guérin, R., 2011b. [Zero-offset profiling using frequency cross-hole radar in a layered embankment test site: antenna design, simulation and experimental results](#). *Near Surface Geophysics*, Vol. **9**(1), p 67–76. (Cité en page 42)
- Robinson, D. A., Jones, S. B., Wraith, J. M., Or, D., Friedman, S. P., 2003. [A review of advances in dielectric and electrical conductivity measurement in soils using time domain reflectometry](#). *Vadose Zone Journal*, Vol. **2**(4), p 444–475. (Cité en pages 1, 9 et 179)
- Sadura, S., Martini, I., Endres, A., Wolf, K., 2006. [Morphology and GPR stratigraphy of a frontal part of an end moraine of the Laurentide Ice Sheet: Paris Moraine near Guelph, ON, canada](#). *Geomorphology*, Vol. **75**(1-2), p 212–225. (Cité en page 48)
- Sagnard, F., Guilbert, V., Fauchard, C., 2009. [In-situ characterization of soil moisture content using a monopole probe](#). *Journal of Applied Geophysics*, Vol. **68**(2), p 182–193. (Cité en pages 64, 66 et 83)
- Sato, M., Hamada, Y., Feng, X., Kong, F.-N., Zeng, Z., Fang, G., 2004. [GPR using an array antenna for landmine detection](#). *Near Surface Geophysics*, Vol. **2**(1), p 7–13. (Cité en pages 40 et 48)
- Schantz, H., 2002. [Planar elliptical element ultra-wideband dipole antennas](#). *Dans : IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Vol. 3. p 44–47. (Cité en page 54)
- Schantz, H., 2004. [A brief history of UWB antennas](#). *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol. **19**(4), p 22–26. (Cité en pages 37 et 40)

- Schantz, H., Fullerton, L., 2001. [The diamond dipole: a gaussian impulse antenna](#). Dans : *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Vol. 4. p 100–103. (Cité en page 41)
- Shlager, K., Smith, G., Maloney, J., 1996. [Accurate analysis of TEM horn antennas for pulse radiation](#). *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38(3), p 414–423. (Cité en page 37)
- Simons, R. N., 2004. *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. John Wiley & Sons. (Cité en page 88)
- Steelman, C. M., Endres, A. L., Jones, J. P., 2012. [High-resolution ground-penetrating radar monitoring of soil moisture dynamics: Field results, interpretation, and comparison with unsaturated flow model](#). *Water Resources Research*, Vol. 48(9), p W09538. (Cité en page 2)
- Tabbagh, A., Camerlynck, C., Cosenza, P., 2000. [Numerical modeling for investigating the physical meaning of the relationship between relative dielectric permittivity and water content of soils](#). *Water Resources Research*, Vol. 36(9), p 2771–2776. (Cité en page 17)
- Tawk, Y., Kabalan, K., El-Hajj, A., Christodoulou, C., Costantine, J., 2008. [A simple multiband printed bowtie antenna](#). *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, p 557–560. (Cité en page 41)
- Thaysen, J., Jakobsen, K., Appel-Hansen, J., 2000a. [Characterisation and optimisation of a coplanar waveguide fed logarithmic spiral antenna](#). Dans : *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*. p 25–28. (Cité en pages 92, 93 et 182)
- Thaysen, J., Jakobsen, K. B., Appel-Hansen, J., 2000b. [Ultra wideband coplanar waveguide fed spiral antenna for humanitarian demining](#). Dans : *30th European Microwave Conference*. p 1–4. (Cité en pages 92, 93 et 182)
- Thaysen, J., Jakobsen, K. B., Appel-Hansen, J., 2000c. A wideband balun - how does it work? *Applied Microwave & Wireless*, Vol. 12(10), p 40–50. (Cité en pages 92, 93 et 182)
- Topp, G. C., Davis, J. L., Annan, A. P., 1980. [Electromagnetic determination of soil water content: Measurements in coaxial transmission lines](#). *Water Resources Research*, Vol. 16(3), p 574–582. (Cité en pages 12 et 171)
- Tran, 2013. [Numerical evaluation of a full-wave antenna model for near-field applications](#). *Near Surface Geophysics*, Vol. 11(2), p 155–165. (Cité en pages 119 et 132)
- Turk, A., Keskin, A., 2012. [Partially dielectric-loaded ridged horn antenna design for ultra-wideband gain and radiation performance enhancement](#). *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, p 921–924. (Cité en page 38)

- Uduwawala, D., Norgren, M., Fuks, P., Gunawardena, A., 2004. [A deep parametric study of resistor-loaded bow-tie antennas for ground-penetrating radar applications using FDTD](#). *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. **42**(4), p 732–742. (Cité en page 41)
- Van Nostrand, R. G., Cook, K. L., 1966. *Interpretation of resistivity data*. U.S. Govt. Print. Off. (Cité en page 141)
- Van Overmeeren, R. A., Sariowan, S. V., Gehrels, J. C., 1997. [Ground penetrating radar for determining volumetric soil water content; results of comparative measurements at two test sites](#). *Journal of Hydrology*, Vol. **197**(1-4), p 316–338. (Cité en page 22)
- Vinayagamoorthy, K., Coetzee, J., Jayalath, D., 2012. [Microstrip to parallel strip balun as spiral antenna feed](#). Dans : *IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. p 1–5. (Cité en page 93)
- Weiler, K. W., Steenhuis, T. S., Boll, J., Kung, K.-J. S., 1998. [Comparison of ground penetrating radar and time-domain reflectometry as soil water sensors](#). *Soil Science Society of America Journal*, Vol. **162**(5), p 1237–1239. (Cité en page 22)
- Wiesbeck, W., Adamiuk, G., Sturm, C., 2009. [Basic properties and design principles of UWB antennas](#). *Proceedings of the IEEE*, Vol. **97**(2), p 372–385. (Cité en page 34)
- Wyllie, M., Gregory, A., Gardner, L., 1956. [Elastic wave velocities in heterogeneous and porous media](#). *Geophysics*, Vol. **21**(1), p 41–70. (Cité en page 13)
- Yamini, A., Soleimani, M., 2005. [Multiband behavior of wideband Sierpinski fractal bow-tie antenna](#). Dans : *The European Conference on Wireless Technology*. p 503–506. (Cité en page 42)
- Yang, Y., Wang, Y., Fathy, A. E., 2008. [Design of compact Vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications](#). *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. **82**, p 401–418. (Cité en page 40)
- Yarovoy, A., Erbas, Y., Ligthart, L., 2002. [Adaptive bow-tie antenna with increased bandwidth](#). Dans : *32nd European Microwave Conference*. p 1–4. (Cité en page 41)
- Yazdandoost, K., Kohno, R., 2005. [Slot antenna for ultra wideband system](#). Dans : *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*. p 212–216. (Cité en page 41)
- Yee, K., 1966. [Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media](#). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **14**(3), p 302–307. (Cité en page 46)
- Yilmaz, O., 2001. *Seismic Data Analysis*. Society of Exploration Geophysicists. (Cité en pages 24 et 25)

- Yu, J., Zhou, M., Yao, Y., Guo, L., Chen, X., Liu, S., Cen, Y., Gao, Y., 2009. [Study of an ultra wideband planar elliptical dipole antenna](#). Dans : *International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics. ICMTCE*. p 49–52. (Cité en page [54](#))
- Zohdy, A. A., 1968. [The effect of current leakage and electrode spacing errors on resistivity measurments](#). *U.S. Geological Survey Professional Paper*, Vol. **600**(D), p D258–D264. (Cité en page [141](#))

Appendices

Annexe A

Calcul du profil d'impédance de type Hecken

Le profil d'impédance (Z_x) « quasi optimum » pour une ligne de transmission de longueur (L) entre une ligne d'alimentation d'impédance Z_0 et une antenne d'impédance Z_A est définie par Hecken (1972) comme :

Ä

$$\ln Z_x = \frac{1}{2} \ln Z_0 Z_A + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_A}{Z_0} \phi(B, X) \quad (\text{A.1})$$

où $X = \frac{2x}{L}$ et $\phi(B, X)$ est défini par :

$$\phi(B, X) = \frac{B}{\sinh B} \int_0^X I_0 \left(B \sqrt{1 - u^2} \right) du \quad (\text{A.2})$$

Le paramètre B est défini par :

$$\epsilon_{max} = \frac{B}{\sinh B} \cdot 0,21723 \quad (\text{A.3})$$

où ϵ_{max} est lié à l'amplitude maximale autorisée pour les rebonds du coefficient de réflexion (r_{max}) par :

$$r_{max} = \tanh(y_0 \cdot \epsilon_{max}) \quad (\text{A.4})$$

où $y_0 = \ln \sqrt{\frac{Z_A}{Z_0}}$.

En pratique, Z_0 et Z_A étant connues, on se fixe une valeur pour r_{max} (par exemple 0,01) et on résoud numériquement l'équation A.3 pour déterminer la valeur de B correspondante.

Annexe B

Time domain reflectometry (TDR)

La méthode TDR est utilisée depuis plus de trente ans pour déterminer la teneur en eau des sols par le biais de la mesure de la permittivité diélectrique et de la conductivité électrique (Giese et Tiemann, 1975 ; Topp *et al.*, 1980). Comme pour toutes les techniques de mesure de la teneur eau, ce sont les propriétés électriques qui sont réellement mesurées, et la teneur en eau est ensuite estimée par l'application de lois de mélanges.

Il existe deux techniques principales pour interpréter les signaux TDR. La première se base sur l'étude temporelle du signal TDR, notamment à travers l'analyse du temps de propagation du *pulse* EM émis par le générateur TDR le long de la sonde. La deuxième se base sur l'inversion de la trace TDR dans le domaine fréquentiel. Cette seconde approche permet entre autre par le découpage de la sonde TDR en plusieurs sections d'estimer un profil des propriétés électriques le long de la sonde TDR.

Nous allons présenter ces deux techniques d'analyse en détail dans cette annexe.

B.1 Analyse temporelle du signal TDR

B.1.a Estimation de la permittivité diélectrique relative apparente

La manière la plus simple et la plus classique de déterminer la permittivité diélectrique (relative) d'un échantillon est celle de l'analyse du temps de propagation de l'onde EM le long de la sonde TDR. Cette sonde peut être décomposée en trois parties : un câble coaxial, une tête et des tiges métalliques qui servent de guide d'onde (voir Figure B.3.C). Dans un système TDR, le *pulse* EM émis par le générateur est transmis par le câble coaxial jusqu'à la tête (où il y a une légère réflexion du signal) puis est ensuite guidé le long des tiges. Lorsque le *pulse* arrive à l'extrémité de la sonde il y a réflexion totale du *pulse* EM qui retourne vers le générateur. La distance alors parcourue par l'onde EM entre la tête et l'extrémité des tiges est parfaitement connue puisqu'il s'agit de la longueur aller-retour ($2L$) des tiges de la sonde.

Dans un tel système, une onde EM se propage avec une vitesse v dont l'expression sim-

plifiée est :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_a}} \quad (\text{B.1})$$

où ε_a est la permittivité diélectrique relative apparente de l'échantillon dans lequel la sonde TDR est plantée et c la célérité d'une onde EM dans le vide ($c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$).

Par définition, cette vitesse correspond au rapport entre le temps (Δt) mis par l'onde EM pour parcourir la longueur aller-retour de la sonde ($2L$) et la longueur parcourue par l'onde EM ($v = \Delta t/2L$). Ainsi, on peut exprimer simplement la permittivité diélectrique relative apparente de l'échantillon comme :

$$\varepsilon_a = \left(\frac{c\Delta t}{2L} \right)^2 \quad (\text{B.2})$$

À partir de là, la longueur de la sonde étant connue (30 cm dans notre cas), il ne reste plus qu'à déterminer le temps Δt de parcours effectif dans la sonde sur la trace TDR.

Ce temps de parcours est généralement défini entre la réflexion correspondant à la tête de la sonde TDR (point A Figure B.1) et celle correspondant à l'extrémité de la sonde TDR (point B Figure B.1).

Pour déterminer le point B, on peut utiliser par exemple le point d'intersection entre la tangente au minimum du coefficient de réflexion (point e Figure B.1) et la tangente au point d'inflexion d (Figure B.1).

Pour déterminer le point A, on peut réaliser un premier pointage manuel, puis « raffiner » en utilisant le point d'intersection des tangentes aux points d'inflexions situés de part et d'autre du premier pointé (Figure B.1).

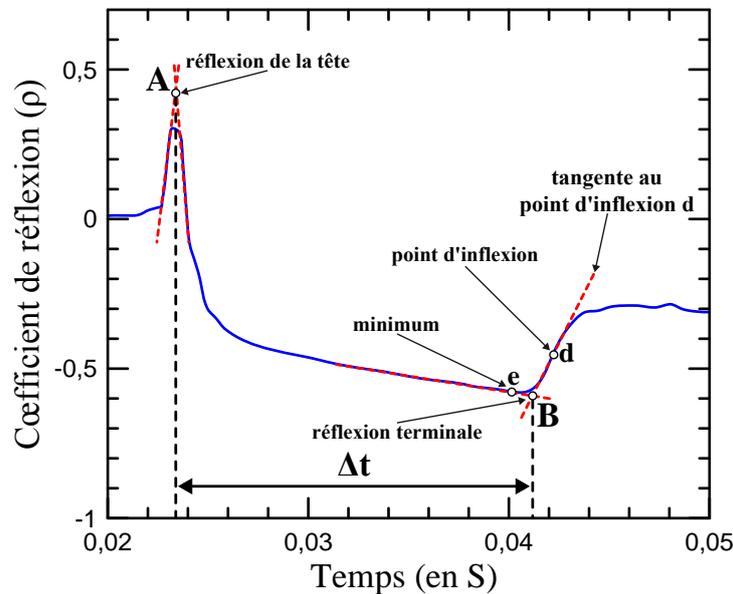


FIGURE B.1 – Détermination du temps de propagation (Δt) effectif du *pulse* EM dans la sonde TDR. A représente la réflexion sur la tête de la sonde, B celle à l'extrémité de la sonde, d est un point d'inflexion et e le minimum du coefficient de réflexion.

B.1.b Estimation de la conductivité électrique

L'estimation de la conductivité électrique par mesure TDR est basée sur l'amplitude du coefficient de réflexion aux temps longs (ρ_∞).

Pour de tels temps, on étudie la composante continue du signal TDR ($f \sim 0$) et on peut donc considérer que la conductivité électrique est la conductivité électrique statique constante (σ_{DC}).

La sonde TDR peut alors être assimilée à une résistance idéale (R_s) définie par :

$$R_s = \frac{K_p}{\sigma_{DC}} = Z_0 \frac{1 + \rho_\infty}{1 - \rho_\infty} \quad (\text{B.3})$$

où K_p est la constante de la sonde (en m^{-1}) et Z_0 l'impédance caractéristique du câble coaxial ($Z_0 \sim 50 \Omega$).

Cette constante K_p peut être déterminée en plongeant la sonde TDR dans différentes solutions de conductivités électriques connues et en calculant le produit $R_s \cdot \sigma_{DC}$ (coefficient directeur de la droite visible Figure B.2).

En réalité, les câbles utilisés sont soumis à un certain nombre de pertes électriques (atténuation) et l'expression du coefficient de réflexion mesuré aux temps longs (ρ_∞) s'écrit :

$$\rho_\infty = \frac{1}{A} \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0} \quad (\text{B.4})$$

où A est une constante rendant compte des pertes le long du câble.

Afin de prendre en compte l'effet du câble (A), [Castiglione et Shouse \(2003\)](#) proposent d'utiliser une mesure du coefficient de réflexion aux temps longs de la sonde dans l'air (ρ_{air}) et de la sonde court-circuitée (ρ_{sc}) pour corriger le coefficient de réflexion aux temps longs mesuré en présence d'un échantillon (ρ_∞) de la manière suivante :

$$\bar{\rho}_\infty = 2 \frac{\rho_\infty - \rho_{air}}{\rho_{air} - \rho_{sc}} + 1 \quad (\text{B.5})$$

où $\bar{\rho}_\infty$ est le coefficient de réflexion aux temps longs corrigé de l'effet d'atténuation du câble coaxial.

L'expression B.3 peut alors se réécrire :

$$R_s = \frac{K_p}{\sigma_{DC}} = Z_0 \frac{1 + \bar{\rho}_\infty}{1 - \bar{\rho}_\infty} \quad (\text{B.6})$$

La procédure de calibration d'une sonde TDR en vue de réaliser des mesures de conductivité électrique (σ_{DC}) peut donc se résumer ainsi :

- Réaliser une mesure du coefficient de réflexion aux temps longs lorsque la sonde TDR est dans l'air ρ_{air} et une lorsque la sonde est court-circuitée ρ_{sc} (Figure B.2). Le court-circuit doit se faire le plus loin possible de la tête de la sonde afin de changer le moins possible la distance parcourue par l'onde EM.

- Corriger les mesures de coefficients de réflexion aux temps longs grâce aux mesures de ρ_{air} et de ρ_{sc} ($\bar{\rho}_{\infty} = 2 \frac{\rho_{\infty} - \rho_{air}}{\rho_{air} - \rho_{sc}} + 1$).
- Déterminer la constante K_p de la sonde en comparant les valeurs calculées de R_s et les valeurs mesurées de σ_{DC} pour la sonde TDR plongée dans des milieux de conductivités électriques connues (Figure B.2, $R_s = Z_0 \frac{1 + \bar{\rho}_{\infty}}{1 - \bar{\rho}_{\infty}}$).
- Utiliser la constante K_p déterminée précédemment pour déterminer la conductivité électrique des mesures de terrains.

Un exemple d'une telle calibration est illustré Figure B.2 où l'on présente les résultats obtenus pour la sonde TDR de 30 cm de long utilisée sur le terrain.

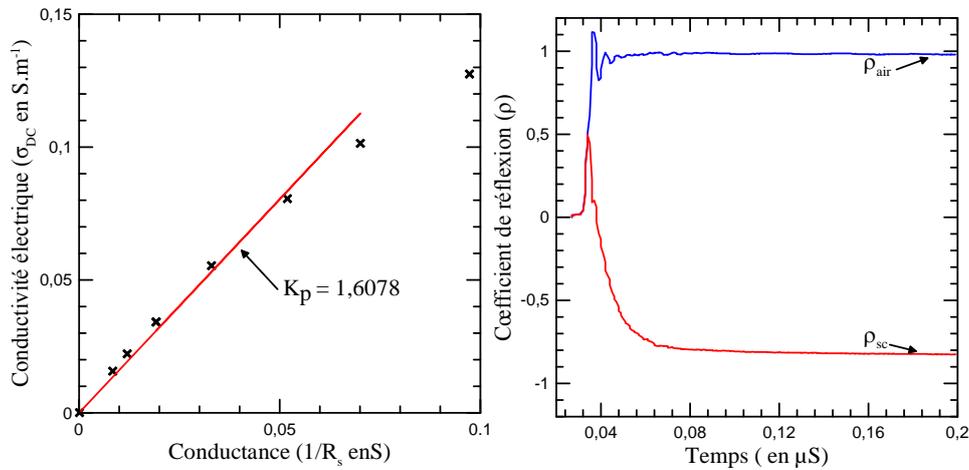


FIGURE B.2 – Détermination de la constante K_p de la sonde TDR (à gauche) et mesure de ρ_{air} et ρ_{sc} pour corriger l'effet d'atténuation du câble coaxial (à droite).

B.2 Analyse fréquentielle du signal TDR

B.2.a Modèle théorique *full-waveform* d'une trace TDR

Une trace TDR dans le domaine temporel $r(t)$ peut être modélisée en *full-waveform* dans le domaine fréquentiel en considérant qu'elle est le résultat du produit de convolution entre le signal incident $v_0(t)$ produit par le générateur TDR et une fonction $s(t)$ qui représente la manière dont le système testé (sonde TDR enfouie dans un sol) réagit à $v_0(t)$ (Friel et Or, 1999 ; Heimovaara *et al.*, 2004).

D'après le théorème de convolution, le produit de convolution temporel s'écrit dans le domaine fréquentiel comme un simple produit et on peut définir mathématiquement une trace TDR dans le domaine temporel comme :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_0(t - \tau) s(\tau) d\tau \quad (\text{B.7})$$

et dans le domaine fréquentiel comme :

$$R(f) = V_0(f) \cdot S_{11}(f) \quad (\text{B.8})$$

où $R(f)$ est la transformée de Fourier du signal TDR mesuré $r(t)$, $V_0(f)$ est la transformée de Fourier du signal incident généré par le générateur TDR $v_0(t)$, et $S_{11}(f)$ la transformée de Fourier de $s(t)$.

Ainsi, si l'on connaît $v_0(t)$ et $S_{11}(f)$, il est facile de retrouver $r(t)$ par transformation de Fourier inverse.

Le signal incident $v_0(t)$ dépend du générateur TDR utilisé et peut être mesuré directement. Alternativement, [Heimovaara \(2001\)](#) propose d'utiliser une fonction analytique pour représenter le signal incident idéal émis par un générateur TDR qu'il définit comme :

$$v_0 = \frac{1 + \operatorname{erf}[\alpha(t - t_0)]}{2} \quad (\text{B.9})$$

où erf est la fonction erreur, t est le temps, α est l'inverse du temps de montée du signal et t_0 est la position du début de la montée.

La fonction $S_{11}(f)$ représente dans le domaine fréquentiel les réflexions multiples qui ont lieu le long de la tige TDR du fait des changements de propriétés du sol.

Afin de la calculer de manière analytique, [Feng et al. \(1999\)](#) proposent de considérer la sonde TDR plongée dans le sol comme une ligne de transmission multisections, ce qui permet de définir de manière récursive le S_{11} comme :

$$S_{11}^k = \frac{\rho_s^k(f) + S_{11}^{k-1}(f) \exp(-2\gamma L)}{1 + \rho_s^k(f) S_{11}^{k-1}(f) \exp(-2\gamma L)} \quad (\text{B.10})$$

où k est le numéro de la section considérée (la section la plus loin du générateur ayant pour numéro 1) et $\rho_s^k(f)$ est le coefficient de réflexion entre les différentes sections k définis par :

$$\rho_s^k(f) = \frac{Z_{k-1}(f) - Z_k(f)}{Z_{k-1}(f) + Z_k(f)} \quad (\text{B.11})$$

avec $Z_k(f)$ l'impédance dépendant de la fréquence de la section k définie comme :

$$Z_k(f) = \frac{Z_{0,k}}{\sqrt{\varepsilon^*(f)}} \quad (\text{B.12})$$

où $Z_{0,k}$ est l'impédance caractéristique de la section k (50 Ω pour un câble coaxial classique par exemple) et $\varepsilon^*(f)$ est la permittivité diélectrique complexe de la section k .

La constante de propagation γ d'une section de longueur L dépend de la permittivité diélectrique complexe ($\varepsilon^*(f)$) de cette section et est définie comme :

$$\gamma L = \frac{i2\pi f L \sqrt{\varepsilon^*(f)}}{c} \quad (\text{B.13})$$

où c est la célérité d'une onde EM dans le vide et $\varepsilon^*(f)$ peut être définie par un modèle de relaxation de Debye :

$$\varepsilon^*(f) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\frac{f}{f_{rel}}} - i\frac{\sigma_{DC}}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (\text{B.14})$$

Lorsque le milieu dans lequel se trouve la sonde est homogène et que l'on ne considère qu'une seule section pour décrire le système *sonde TDR / sol*, les équations B.10 et B.11 peuvent se simplifier en (Heimovaara, 1994 ; Heimovaara *et al.*, 1994, 1996 ; Friel et Or, 1999 ; Huisman *et al.*, 2002 ; Jones et Or, 2004) :

$$S_{11}^k = \frac{\rho^* + \exp(-2\gamma L)}{1 + \rho^* \exp(-2\gamma L)} \quad (\text{B.15})$$

$$\rho^* = \frac{1 - z\sqrt{\varepsilon^*(f)}}{1 + z\sqrt{\varepsilon^*(f)}} \quad (\text{B.16})$$

avec

$$z = Z_c/Z_p \quad (\text{B.17})$$

où Z_c est l'impédance caractéristique du câble coaxial et Z_p celle de la sonde TDR dans l'air.

B.2.b Calibration de la sonde TDR par modélisation *full-waveform* dans le domaine fréquentiel

En utilisant les équations décrites précédemment, la calibration d'une sonde TDR pour un modèle *full-waveform* peut se découper en deux étapes : la détermination des paramètres t_0 et α de la source idéale $v_0(t)$ et la détermination des paramètres L_k , γ_k et ε_k^* pour chaque section k caractérisant la sonde TDR (Figure B.3).

La calibration de la source idéale $v_0(t)$ peut se faire tout simplement en réalisant une mesure sans que la sonde TDR (ni le câble coaxial) ne soit branchée et en optimisant les paramètres t_0 et α .

La forme de la fonction source idéale correspondant à notre générateur TDR est illustrée Figure B.3.A.

Pour calibrer les paramètres des sections définissant le reste du système *câble / sonde TDR*, il est nécessaire de réaliser des mesures TDR dans des milieux connus et d'optimiser les paramètres des différentes sections k de manière à reproduire fidèlement les mesures. Pour cela, les milieux les plus couramment utilisés sont de l'eau avec différentes conductivités électriques, la sonde TDR étant plongée plus ou moins entièrement dans de l'eau (Heimovaara *et al.*, 2004) ou encore la sonde TDR étant dans l'air court-circuitée à différentes longueurs le long des tiges (Minet *et al.*, 2010).

Une fois les différentes mesures effectuées, on utilise un algorithme d'optimisation pour trouver le jeu de paramètres L_k , γ_k et ε_k^* pour chaque section k qui minimise l'erreur entre

B.2 Analyse fréquentielle du signal TDR

les mesures et les traces TDR modélisées.

Dans notre cas, pour calibrer la sonde TDR de 30 cm de long, nous avons utilisé des mesures de la sonde dans l'air ainsi qu'entièrement plongée dans de l'eau avec différentes conductivités électriques. Le modèle utilisé pour simuler les traces TDR se compose d'une section représentant les tiges de la sonde mesurant 30 cm de long (section 1 Figure B.3.C), d'une section représentant la tête de la sonde TDR (section 2 Figure B.3.C), d'une section représentant le câble coaxial (section 3 Figure B.3.C) et de cinq sections pour représenter le générateur TDR (section 4 à 9 appelées k à N sur la Figure B.3.C).

Les traces TDR reproduites après calibration de la sonde TDR dans l'air et plongée dans de l'eau de différentes conductivités électriques sont présentées Figure B.3.B.

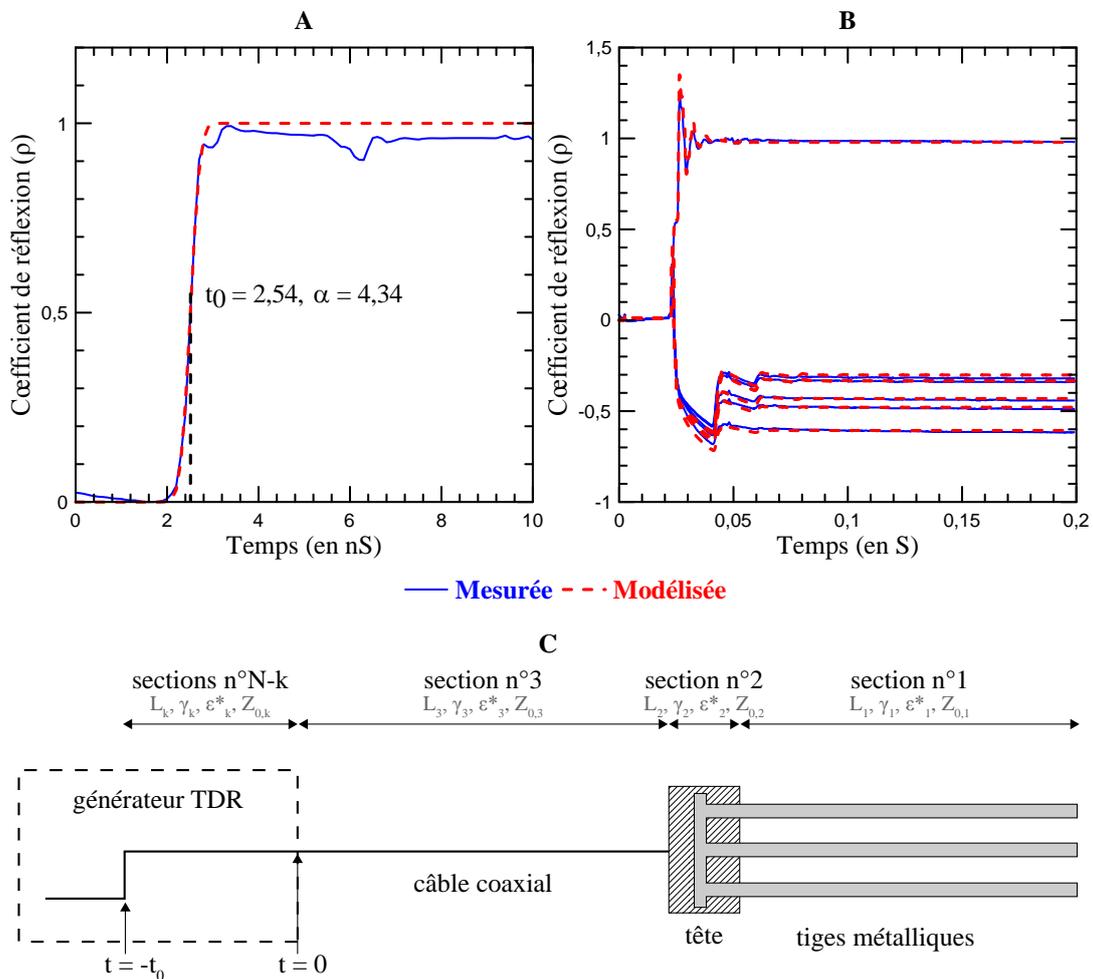


FIGURE B.3 – A : fonction source idéale correspondant au générateur TDR. B : traces TDR mesurées et modélisées pour la calibration de la sonde TDR. C : schéma du modèle multisections utilisé pour simuler les traces TDR, d'après Heimovaara *et al.* (2004).

Liste des figures

I.1	Caractère polaire de la molécule d'eau. A : moment dipolaire permanent de la molécule d'eau. B : molécules d'eau sans alignement particulier. C : molécules d'eau alignées par l'application d'un champ électrique, d'après Robinson et al. (2003) .	9
I.2	Modèle de relaxation de Debye : permittivité diélectrique relative en fonction de la fréquence (pour de l'eau libre pure à 25°C) illustrant le mécanisme de relaxation de Debye, d'après Cassidy (2009) .	11
I.3	Vitesse et atténuation d'une onde EM. A : variation avec la fréquence de la vitesse d'une onde EM. B : variation avec la fréquence de l'atténuation d'une onde EM, dans un milieu simple non dispersif, d'après Annan (2009) .	20
I.4	Acquisition GPR à <i>offset</i> constant. A : représentation schématique d'une prospection GPR à <i>offset</i> constant en présence d'un réflecteur et d'un objet diffractant. B : radargramme schématique correspondant, d'après Davis et Annan (1989) .	21
I.5	Acquisition GPR <i>multi-offset</i> . A : Représentation schématique d'une acquisition GPR en <i>common midpoint</i> (CMP). B : Représentation schématique d'une acquisition GPR en <i>wide angle reflection and refraction</i> (WARR), d'après Huisman et al. (2003) .	23
I.6	Schéma du radargramme (A) des différentes ondes EM (B) obtenu lors d'une acquisition GPR <i>multi-offset</i> , d'après Huisman et al. (2003) et Lunt et al. (2005) .	23
I.7	Schéma du principe d'un radar SFCW par rapport à un radar impulsif classique.	29
I.8	Les différentes régions du champ EM rayonné par une antenne, d'après Balanis (2005) .	30
I.9	Exemples de diagramme de rayonnement d'une antenne directive (à droite) et d'une antenne omnidirectionnelle (à gauche), d'après Balanis (2005) .	31
I.10	Polarisation d'une onde EM. A : propagation d'une onde EM. B : polarisation linéaire, C : polarisation circulaire et D : polarisation elliptique.	35
I.11	Schéma de différentes antennes de type cornet, d'après Balanis (2005) .	38
I.12	Schéma d'une antenne <i>bow-tie</i> (à droite) et de son équivalent <i>slot</i> (à gauche) où le conducteur métallique est représenté en noir.	39
I.13	Schémas de différents types d'antennes à fente à transition progressive (TSA) où le conducteur métallique est représenté en noir.	39

I.14	Schémas de différents types d'antennes Vivaldi, le conducteur métallique de la face supérieure est représenté en noir, celui de la face inférieure (ou interne) est représenté en gris.	40
I.15	Schémas de différentes implémentations d'antenne <i>bow-tie</i> . Le conducteur métallique est représenté en noir.	41
I.16	Schémas de différentes implémentations d'antennes dipolaires. Le conducteur métallique est représenté en noir.	42
II.1	Schéma de la cellule 3D FDTD dite de Yee. Les vecteurs E sont au milieu des arêtes tandis que les vecteurs H sont au centre des faces.	47
II.2	Positionnement des différentes applications GPR dans le spectre EM.	48
II.3	Schéma de l'antenne de type <i>bow-tie</i> étudié. W représente la hauteur du biseau de l'antenne et L la demi-largeur de la base. La géométrie présentée ici correspond au couple de valeurs (L = 34, W = 28).	50
II.4	S_{11} dans l'air pour trois schémas d'antennes issus de l'étude paramétrique.	51
II.5	A : effet de la diminution de Wd sur le S_{11} pour L = 34, W = 28 et Lg = 138,5. B : effet de la diminution de Lg sur le S_{11} pour L = 34, W = 28 et Wd = 90. Les valeurs de Wd et Lg sont données en mm.	52
II.6	Schéma de l'antenne de type dipôle elliptique. a représente le grand axe de l'ellipse et b son petit axe.	54
II.7	A et B : S_{11} de l'antenne dans l'air pour différentes valeurs du rapport a/b pour b = 70 mm et b = 100 mm respectivement, C : S_{11} de l'antenne dans l'air pour a/b = 1,5 pour différentes valeurs de b. D : S_{11} de l'antenne dans l'air pour différentes configurations.	55
II.8	Module de l'impédance EM d'un sol en fonction de la fréquence et de sa permittivité diélectrique relative (ϵ) pour des conductivités électriques (σ) égales à 0,1 mS.m ⁻¹ (A), 5 mS.m ⁻¹ (B), 10 mS.m ⁻¹ (C) et 50 mS.m ⁻¹ (D). Le bandeau grisé entre 360 MHz et 2,2 GHz représente la bande passante dans l'air des prototypes d'antennes conçus en II.A.	60
II.9	Schéma du type modèle antenne/demi-espace utilisé dans les simulations FDTD. Le domaine de calcul est réduit par l'application de PML (<i>perfectly matched layer</i>). Un maillage adaptatif permet d'affiner la discrétisation des parties les plus petites de l'antenne.	62
II.10	A : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type <i>bow-tie</i> posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique 0,1 mS.m ⁻¹ . B : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type <i>bow-tie</i> posée sur des demi-espaces infinis de différentes conductivités électriques (en mS.m ⁻¹) et de permittivité diélectrique relative égale à 10.	63

II.11	Position en fréquence du premier pic d'émission (A), du second pic d'émission (B), du plateau (C) et de la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB est atteint (D), pour l'antenne de type <i>bow-tie</i> posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et conductivités électriques (en mS.m ⁻¹). Le trait en pointillés représente un ajustement d'une loi en puissance correspondant le mieux aux données (pour D, l'ajustement est fait pour σ inférieure à 20 mS.m ⁻¹).	65
II.12	Amplitude du plateau du S_{11} en fonction de la conductivité électrique (en mS.m ⁻¹) pour des milieux de différentes permittivités diélectriques relatives.	68
II.13	A : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type dipôle elliptique posé sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique 0,1 mS.m ⁻¹ . B : amplitude du S_{11} pour le schéma d'antenne de type dipôle elliptique posé sur des demi-espaces infinis de différentes conductivités électriques (en mS.m ⁻¹) et de permittivité diélectrique relative égale à 10.	69
II.14	Position en fréquence du deuxième pic d'émission (A), de la première fréquence à laquelle le seuil de -10 dB est atteint (B), valeur du coefficient directeur (C) et de l'ordonnée à l'origine (D) de la droite d'ajustement sur les hautes fréquences du S_{11} , pour l'antenne de type dipôle elliptique posée sur des demi-espaces infinis de différentes permittivités diélectriques relatives et conductivités électriques (en mS.m ⁻¹). Le trait en pointillés représente un ajustement d'une loi en puissance correspondant le mieux aux données (pour D, l'ajustement est fait pour σ inférieure à 20 mS.m ⁻¹).	71
II.15	Amplitude reçue à la surface du sol (en % de l'amplitude émise) en fonction de la profondeur du réflecteur parfait pour des milieux de différentes propriétés électriques pour une fréquence de 1 GHz. Les croix indiquent les profondeurs de peau aller-retour.	74
II.16	RMSE entre le S_{11} de référence (sans plaque) et le S_{11} simulé en fonction de la profondeur de la plaque métallique pour des permittivités diélectriques relatives de 5, 10 ou 20 et des conductivités électriques de 100 mS.m ⁻¹ (A), 10 mS.m ⁻¹ (B) et 1 mS.m ⁻¹ (C).	76
II.17	A : S_{11} de l'antenne de type <i>bow-tie</i> pour différentes élévations de l'antenne au-dessus d'un demi-espace infini. B : Position du premier pic d'émission du S_{11} de l'antenne de type <i>bow-tie</i> pour pour différentes élévations de l'antenne. C : S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique pour différentes élévations de l'antenne au-dessus d'un demi-espace infini. D : Position du deuxième pic d'émission du S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique pour différentes élévations de l'antenne. Propriétés du demi-espace infini : $\varepsilon = 15$ et $\sigma = 1$ mS.m ⁻¹	78
II.18	A : schéma du prototype d'antenne de type <i>bow-tie</i> posé sur un sol rugueux en « boîte d'œufs ». B : comparaison des S_{11} simulés pour le prototype de type <i>bow-tie</i> posé sur un sol rugueux (cercles pleins bleus), sur un sol plat (triangles creux rouges) et surélevé de 1 cm au-dessus d'un sol plat (cercles creux verts).	80

II.19	A : schéma du connecteur SMA utilisé pour brancher le câble coaxial sur le prototype d'antennes. B : comparaison des S_{11} mesuré et simulés pour l'antenne placée à 60 cm au-dessus d'une plaque métallique. La première simulation FDTD (triangles creux rouges) prend en compte une alimentation de 50Ω idéale tandis que la deuxième (cercles creux verts) prend en compte le modèle précis du connecteur SMA.	82
III.1	Schéma du principe de l'inclusion d'un circuit d'adaptation d'impédance entre une ligne d'alimentation d'impédance Z_0 et d'une antenne d'impédance Z_A , d'après Pozar (2009).	86
III.2	Schéma d'une ligne microruban ou <i>microstrip line</i> (MSL) en coupe, d'après Pozar (2009).	87
III.3	Schéma d'un guide d'onde coplanaire ou <i>coplanar waveguide</i> (CPW) en coupe, d'après Pozar (2009).	88
III.4	Schéma d'une ligne microruban double face asymétrique ou <i>double-sided transmission line</i> (DSTL) en coupe, d'après (Carro et De Mingo, 2010).	89
III.5	Schéma de l'évolution type du profil d'impédance le long d'un circuit d'adaptation de longueur L entre une ligne de transmission d'impédance Z_0 et l'antenne d'impédance Z_A , avec un changement continu (A) et par section (B) de la largeur du conducteur central, d'après Pozar (2009).	90
III.6	A : exemple de profil d'impédance de type exponentiel et de type Hecken le long d'une ligne de transmission de longueur L. B : allure du coefficient de réflexion global (Γ) correspondant.	92
III.7	Géométrie du circuit de transition d'impédance proposé par Thaysen <i>et al.</i> (2000a,b,c).	93
III.8	Géométrie schématique du circuit de transition d'impédance basée sur une ligne microruban double face dont la largeur des conducteurs varie.	94
III.9	A : profils d'impédance de type Hecken recherché et obtenu par optimisation pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_A = 100 \Omega$, $L = 100$ mm, $\varepsilon_r = 4,6$ et $h = 1,54$ mm. B : profil de la largeur du conducteur inférieur correspondant.	95
III.10	A : S_{11} du système <i>balun / antenne</i> de type <i>bow-tie</i> pour différentes impédances caractéristiques supposées de l'antenne. B : S_{11} du système <i>balun / antenne</i> de type dipôle elliptique pour différentes impédances caractéristiques supposées de l'antenne. À titre comparatif sont également représentés les S_{11} de l'antenne alimentée directement par un câble coaxial connecté par une prise SMA et par une ligne 50Ω idéale.	98
III.11	Amplitude moyenne du S_{11} sur la gamme de fréquences 50 MHz - 3 GHz en fonction de B et w_{bL} pour le balun simple.	100
IV.1	Schéma du dispositif expérimental de l'antenne placée à différentes hauteurs au-dessus du milieu.	104

IV.2	A : bloc-diagramme représentant le système <i>analyseur de réseau (VNA) / antenne / sol</i> , modélisés comme des systèmes linéaires en série et en parallèle. B : système <i>antenne / sol</i> représenté comme un point source au-dessus d'un sol tabulaire composé de N couches de propriétés EM μ_n , ε_n et σ_n et d'épaisseur z_n , d'après Lambot et al. (2004c)105
IV.3	Fonctions de transfert de l'antenne obtenues par calibrations expérimentale (cercles pleins bleus) et numérique (triangles creux rouges). La courbe en tiret avec les cercles creux verts représente les fonctions de transfert obtenues avec seulement 6 hauteurs..109
IV.4	Comparaison des fonctions de transfert de l'antenne dans l'air (H_i) obtenues par calibrations expérimentale et numérique avec le S_{11} dans l'air simulé par FDTD..110
IV.5	Comparaison du S_{11} mesuré (cercles pleins bleus), du S_{11} calculé analytiquement après calibration expérimentale (triangles creux rouges) et calibration numérique (cercles creux verts) et du S_{11} simulé par calcul FDTD (losanges pleins noirs) pour l'antenne placée à 9 et 24 cm au-dessus d'un plan d'eau ($\varepsilon = 80$, $\sigma = 693 \mu\text{S.m}^{-1}$) de 66 cm d'épaisseur terminé par une plaque métallique..112
IV.6	Comparaison de l'amplitude du S_{11} simulé par FDTD et analytiquement (calibration numérique) pour l'antenne à 15, 6, 5 et 3 cm au-dessus d'un demi-espace homogène ($\varepsilon = 5$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$)..114
IV.7	Comparaison de l'amplitude du S_{11} simulé analytiquement (en champ lointain) pour l'antenne à 6 et 5 cm au-dessus de demi-espaces homogènes de différentes permittivités diélectriques relatives et de conductivité électrique ($\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$)..116
IV.8	Schéma de la modélisation d'un couple <i>antenne réceptrice/antenne émettrice</i> par une distribution de dipôles électriques infinitésimaux, d'après Lambot et al. (2012)117
IV.9	Fonctions de transfert $T_r T_t$ et R_s de l'antenne obtenues par calibration numérique en champ proche au-dessus de milieux de différentes propriétés électriques, en considérant deux points sources et une antenne symétrique. Les conductivités sont données en mS.m^{-1}120
IV.10	S_{11} obtenus par calibration numérique en champ proche (triangles creux rouges) pour différentes hauteurs au-dessus d'un demi-espace infini ($\varepsilon = 15$, $\sigma = 1 \text{ mS.m}^{-1}$) comparés à ceux modélisés par FDTD (cercles pleins bleus) et ceux obtenus avec le modèle analytique en champ lointain (cercles creux verts). r_p représente le coefficient de corrélation entre modèle FDTD et simulation analytique..122
IV.11	Schéma descriptif de l'interprétation par balayage systématique..123

IV.12	À gauche : cartes de l'erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par les différentes méthodes (FDTD, analytique avec calibration numérique et analytique avec calibration expérimentale). — À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés pour les différentes méthodes (FDTD, analytique avec calibration numérique et analytique avec calibration expérimentale). L'antenne placée à 15 cm au-dessus de la couche de sable.125
IV.13	Cartes de l'erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par FDTD pour les gammes de fréquences 50 - 300 MHz et 1 - 3 GHz, pour l'antenne placée à 15 cm au-dessus de la couche de sable.127
IV.14	À gauche : cartes de l'erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulé par FDTD et modèle analytique en champ proche pour 5 cm et carte du coefficient de corrélation (r_p) entre mesure et simulation. À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés correspondants.129
IV.15	À gauche : cartes de l'erreur quadratique moyenne issue de la comparaison systématique entre les amplitudes des S_{11} mesuré et simulés par FDTD et modèle analytique en champ proche pour 3 cm et carte du coefficient de corrélation (r_p) entre mesures et simulations. À droite : enveloppe de la variation en amplitude des différents modèles simulés superposée aux S_{11} mesurés correspondants.131
IV.16	Schéma de localisation de la parcelle expérimentale. A : département de la Seine-et-Marne. B : bassin versant de l'Orgeval. C : bassin versant des Avenelles, modifié d'après Mouhri et al. (2013)134
IV.17	A : état de surface des le long du profil de mesure. B : dispositif radar expérimental. C : dispositif de mesure TDR.135
IV.18	En haut : profil de permittivité diélectrique relative apparente obtenue par analyse du temps de propagation d'une onde EM le long de la tige TDR ($\bar{\epsilon}$ représente la valeur moyenne et s l'écart type). En bas : profil de conductivité électrique obtenue par analyse du coefficient de réflexion aux temps longs ($\bar{\sigma}$ représente la valeur moyenne et s l'écart-type).137
IV.19	Comparaison entre les traces TDR mesurées et modélisées à 4,5 m le long du profil des Avenelles pour juillet 2012 et mars 2013.138
IV.20	Modèles de permittivité diélectrique effective (Debye) correspondant aux traces TDR mesurées en quatre points situés (à peu près) au milieu de chaque terrain de surface. Le bandeau grisé représente le contenu fréquentiel approximatif (100 MHz - 1 GHz) d'une trace TDR, ce qui est à peu près à la largeur de bande des antennes radar.139
IV.21	Sondages électriques réalisés en juillet 2012.141
IV.22	Sondages électriques réalisés en mars 2013.142

IV.23	Comparaison de la résistivité de surface obtenue par TDR et par sondages électriques pour juillet 2012 et mars 2013. En haut : couche de surface (C1). En bas : couches plus profondes (C2 et C3).144
IV.24	Effet du câble coaxial sur les mesures du S_{11} de juillet 2012 et de mars 2013.	145
IV.25	Enveloppes des S_{11} mesurés et simulés en FDTD pour les deux campagnes de mesures. Les simulations FDTD considèrent des antennes parfaitement posées sur le sol (demi-espace infini) dont les propriétés électriques ont été balayées entre $1 \leq \varepsilon \leq 30$ et $0,1 \leq \sigma \leq 100 \text{ mS.m}^{-1}$146
IV.26	Interprétation des données de terrain par le modèle en champ proche. Profil de permittivités diélectriques relatives et de conductivités électriques estimées à partir des S_{11} mesurés, comparées à celles estimées par TDR pour la campagne de juillet 2012. $\bar{\varepsilon}$ et $\bar{\sigma}$ représentent les valeurs moyennes de permittivité diélectriques relatives et de conductivités électriques pour chaque terrain de surface et s leurs écart-types.147
IV.27	Profil de permittivité diélectrique obtenue par TDR et radar après correction pour les mesures de S_{11} de juillet 2012.148
B.1	Détermination du temps de propagation (Δt) effectif du <i>pulse</i> EM dans la sonde TDR. A représente la réflexion sur la tête de la sonde, B celle à l'extrémité de la sonde, d est un point d'inflexion et e le minimum du coefficient de réflexion.172
B.2	Détermination de la constante K_p de la sonde TDR (à gauche) et mesure de ρ_{air} et ρ_{sc} pour corriger l'effet d'atténuation du câble coaxial (à droite)..	.174
B.3	A : fonction source idéale correspondant au générateur TDR. B : traces TDR mesurées et modélisées pour la calibration de la sonde TDR. C : schéma du modèle multisections utilisé pour simuler les traces TDR, d'après Heimo-vaara et al. (2004)177

Liste des tableaux

I.1	Valeurs typiques de conductivité électrique (σ) et de permittivité diélectrique relative (ε_r) de matériaux naturels à une fréquence de 100 MHz, d'après Cassidy (2009).	7
II.1	Propriétés électriques estimées par TDR de la mousse absorbante utilisée. . .	49
II.2	Fréquences minimale (f_l) et maximale (f_u) d'opération, fréquence centrale (f_c) et largeur de bande (B_w) pour les trois schémas d'antennes <i>bow-tie</i> (L = 12, W = 130), plaque (L = 4, W = 10) et intermédiaire (L = 34, W = 28).	52
II.3	Fréquences minimale (f_l) et maximale (f_u) d'opération, fréquence centrale (f_c) et largeur de bande (B_w) pour les quatre schémas d'antennes (Lg = 110, Wd = 90), (Lg = 120, Wd = 90), (Lg = 138,5, Wd = 90) et (Lg = 130, Wd = 110).	53
II.4	Paramètres de l'ajustement par une loi puissance obtenus pour les différents points remarquables du S_{11} de l'antenne de type <i>bow-tie</i> posée sur des demi-espaces de différentes permittivités diélectriques relatives.	67
II.5	Paramètres de l'ajustement linéaire obtenus entre l'amplitude du plateau et la conductivité électrique pour des valeurs fixes de permittivités diélectriques relatives.	68
II.6	Paramètres de l'ajustement par une loi puissance des points remarquables du S_{11} de l'antenne de type dipôle elliptique posée sur des demi-espaces de permittivités diélectriques relatives différentes.	72
III.1	Récapitulatif de la géométrie de la ligne d'adaptation d'impédance de type Hecken obtenue (pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_A = 100 \Omega$, L = 100 mm, $\varepsilon_r = 4,6$ et h = 1,54 mm).	96
III.2	Récapitulatif de la géométrie des modèles de balun simple utilisés pour l'optimisation.	101

Résumé

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire de thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet de développement d'un outil radar pour la cartographie de la teneur en eau des sols agricoles et se consacre plus particulièrement à la conception de deux prototypes d'antennes radar large bande.

Deux prototypes d'antennes ont ainsi été conçus de manière numérique sur la base d'un code de simulation électromagnétique en trois dimensions basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) pour la résolution des équations de Maxwell. Les prototypes ont été conçus avec comme ligne directrice un encombrement minimum (format A4) et une largeur de bande maximum sur la gamme 100 MHz - 1 GHz (dans l'air). Afin d'étudier *a priori* le comportement de ces prototypes en présence de sols, une étude numérique a été réalisée en représentant les sols par des demi-espaces infinis. Cette étude numérique se base sur l'évolution du coefficient de réflexion des prototypes dans le domaine fréquentiel (S_{11}). Pour s'approcher au mieux des conditions de terrain, l'effet d'un contact non idéal entre l'antenne et le sol (représentée par une élévation de l'antenne) ainsi que celui de la rugosité du sol (représenté par des surfaces en tôle ondulée et en boîtes d'œufs) ont été investigués.

Sur la base de cette étude numérique, deux prototypes d'antennes (une antenne de type *bow-tie* et une de type dipôle elliptique) ont été fabriqués et testés en laboratoire et sur le terrain. Les premiers tests en laboratoire ont permis : (i) de vérifier la bonne cohérence entre mesure de S_{11} en milieu contrôlé et simulation FDTD précise de l'antenne (*i.e.* prenant en compte tous ses éléments constitutifs); (ii) une calibration en champ lointain et en champ proche de l'antenne permettant l'utilisation d'un modèle analytique pour simuler le S_{11} de l'antenne en présence d'un sol, (iii) une première estimation de la permittivité diélectrique d'un sol simple (sable) par les deux types de modélisation (FDTD et analytique). Enfin, les prototypes d'antennes ont été testés sur le terrain afin de vérifier leur comportement lors de mesures *in situ*. Ces tests montrent un fort impact (bruit) des câbles coaxiaux utilisés lors des mesures (notamment à haute fréquence), ainsi qu'une bonne sensibilité du dispositif aux contrastes de permittivité diélectrique.

Mots-clés : *radar, électromagnétisme, antenne large bande, sol, teneur en eau, permittivité diélectrique*

Abstract

The research work submitted in this PhD dissertation is part of research project which aims to develop a new tool for mapping the soil water content in agricultural context with ground penetrating radar technology. The scope of this particular work is the development of two prototypes of wideband radar antennae.

Hence, two prototypes of antennae have been numerically designed based on a 3D finite-difference in time-domain (FDTD) electromagnetic solver of Maxwell's equations. The guiding principles that have been followed during the design are mainly a small size antenna (A4 format) and achieving the wider bandwidth possible in the frequency range 100 MHz - 1 GHz (in the air). In order to study the behavior of our prototypes when put in presence of soils, we conducted a numerical study representing the soils by half-spaces. This numerical study was based on the analysis of the antennae reflection coefficient in the frequency domain (or return loss coefficient S_{11}). To be as close as possible to field conditions, the effect of a non ideal contact between the antenna and the soil (represented by a small elevation of the antenna) as well as the effect of soil surface rugosity (represented by corrugated iron-like and eggbox-like surface) have been investigated.

Base on this numerical study, two prototypes of antennae (one bow-tie-like and on elliptical dipole) have been physically built and tested in both lab and field conditions. The test in lab condition enabled us to: (i) check the similarity between measured S_{11} in a controlled environment and corresponding FDTD simulation of the antenna including all antenna parts, (ii) calibrate the antenna in both far field and near field conditions which enabled the use of an analytical model to simulated the antenna S_{11} in presence of soil, (iii) estimate the dielectric permittivity of a sand sample using both FDTD and analytical simulations. Finally, the prototypes were tested in field condition in order to verify their behavior for in situ measurements. These tests show that using unshielded coaxial cable has a very important impact on the data (noise) and that the prototypes demonstrate a good sensitivity to dielectric permittivity contrasts.

Key words: *radar, electromagnetism, wideband antenna, soil, water content, dielectric permittivity*