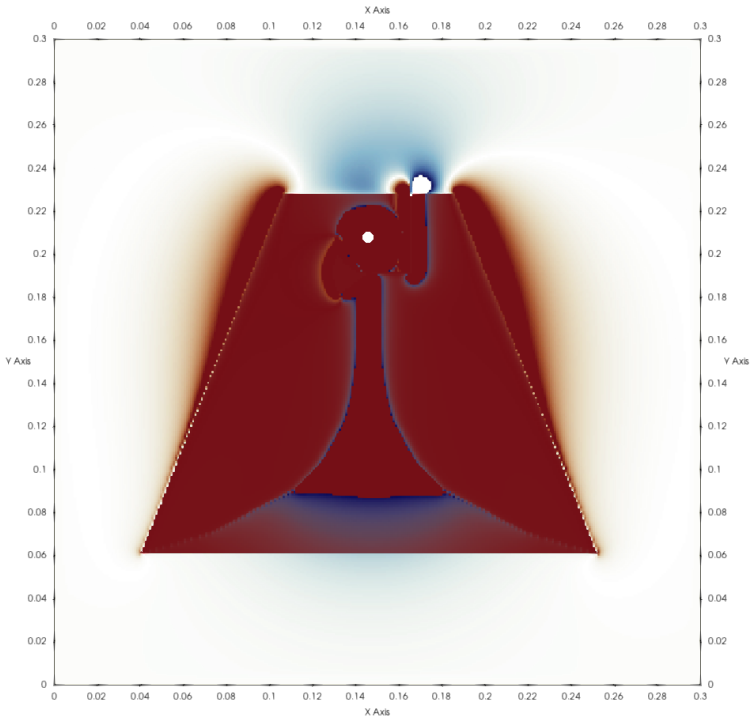
Sorbonne Université - Laboratoire METIS UMR 7619

Master Sciences de la Terre et des Planètes, Environnement
Mention Géophysique - Géotechnique

Développement d'un modèle numérique d'antenne Vivaldi avec gprMax : reproduction de la réponse expérimentale en vue de la caractérisation des sols.

Garance (Félicie) Adloff



Stage de fin d'études (février - août 2026) - Soutenance le 10 septembre 2026

Encadrants de stage
Sarah Thuillier | METIS
Fayçal Rejiba | METIS
Cécile Finco | Cerema

Tuteurs académiques
Christian Camerlynck
Cyril Schamper

Remerciements

Commençons par saluer Sarah Thuillier, ma tutrice de stage, qui m'a accompagnée tout au long de cette première expérience en laboratoire de recherche. Merci Sarah pour ton encadrement, ta disponibilité, tes conseils toujours très justes et ta bonne humeur, quelles que soient les circonstances. Je suis fière d'avoir été ta première stagiaire et je te souhaite le meilleur pour la suite de ta thèse.

J'adresse également mes sincères remerciements à mes deux superviseurs, Fayçal Rejiba et Cécile Finco pour leur aide précieuse ainsi que pour les nombreux échanges qui m'ont guidée tout au long de ce stage.

Un grand merci bien sûr au laboratoire METIS pour son accueil ainsi qu'au Cerema lors de la semaine de mesures sur le site test de Rouen.

Mes remerciements vont encore à l'ensemble du corps professoral du master et plus particulièrement à mes deux tuteurs de stage : Cyril Schamper pour son accompagnement et sa disponibilité et Christian Camerlynck, pour les projets aussi enrichissants que farfelus qu'il nous a proposés.

Je n'oublie pas Camille, Bénédicte, Héloïse, Téoman, Nicolas, Pinel ainsi que tous les autres membres du bureau qui ont contribué à rendre ces six mois particulièrement agréables. Merci pour les tournois de fléchettes, la guerre des ventilateurs, la disparition mystérieuse des glaçons et la machine à café cachée au fond du bureau, autant de souvenirs qui auront marqué mon expérience.

Mes remerciements s'adressent enfin à l'ensemble des personnes qui, de près ou de loin, ont contribué au bon déroulement de ce stage.

Une pensée toute particulière pour mes parents que je remercie pour les nombreuses heures consacrées à la relecture de ce rapport, mais aussi pour leur écoute et leur soutien lors des périodes de doute et de questionnement.

Résumé

Le projet porte sur l'embarquement d'un géoradar sur un drone afin d'évaluer et de surveiller à distance les installations de stockage de résidus miniers et ainsi limiter les risques liés aux interventions sur le terrain.
L'objectif de ce stage est de modéliser une antenne Vivaldi, antenne directrice à large bande adaptée aux mesures électromagnétiques, en reproduisant sa géométrie dans le logiciel gprMax, une alternative open-source aux logiciels propriétaires. Les simulations reposent sur la méthode FDTD (*Finite-Difference Dime Domain*). Les résultats sont ensuite comparés aux mesures expérimentales réalisées sur un site test artificiel.
Les mesures expérimentales montrent que la réponse de l'antenne varie en fonction de la hauteur d'acquisition et de la nature du milieu. Les simulations reproduisent les principales tendances observées expérimentalement. Elles mettent également en évidence une sensibilité plus marquée du coefficient de réflexion aux variations de permittivité qu'à celles de conductivité du sol, pour la gamme de paramètres étudiée.
Les résultats obtenus avec gprMax sont comparables à ceux rapportés dans la littérature avec des logiciels commerciaux, soulignant le potentiel des logiciels libres et gratuits pour ce type d'application. Le modèle pourrait être amélioré par de nouvelles campagnes de mesures, notamment en considérant de nouvelles hauteurs d'acquisition et d'autres types de sols. Une optimisation de la géométrie de l'antenne semble également pertinente afin d'abaisser sa bande de fréquence vers la gamme visée.

Abstract

The project focuses on integrating a Ground Penetrating Radar (GPR) onto a drone to remotely assess and monitor mine tailings storage facilities, thereby reducing the risks associated with field operations.
The objective of this internship is to model a Vivaldi antenna, a wideband directional antenna suitable for electromagnetic measurements, by reproducing its geometry in the gprMax software, an open-source alternative to commercial software. The simulations are based on the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method. The simulation results are then compared with experimental measurements carried out on an artificial test site.
The experimental measurements show that the antenna response varies with both the acquisition height and the properties of the investigated medium. The simulations successfully reproduce the main trends observed experimentally. They also highlight a greater sensitivity of the reflection coefficient to variations in the soil permittivity than to variations in its electrical conductivity, within the range of parameters considered.
The results obtained with gprMax are comparable to those reported in the literature using commercial software, highlighting the potential of free and open-source software for this type of application. The model could be further improved through additional measurement campaigns, particularly by considering new acquisition heights and different soil types. Further optimization of the antenna geometry also appears relevant in order to shift its operating frequency band toward the targeted frequency range.

Table des matières

1 Introduction **5**

2 Matériel & méthodes **7**

2.1 Antenne Vivaldi 7
2.1.1 Spécification des antennes Vivaldi 7
2.1.2 Courbe type d'un S_{11} 10

2.2 Simulations avec gprMax 11
2.2.1 Méthode FDTD 11
2.2.2 Dessin et implémentation de l'antenne 12
2.2.3 Construction de la modélisation 14

2.3 Mesures expérimentales sur terrain 16
2.3.1 Site test du Cerema et instrumentation (TDR Soilvue Campbell Scientific) 16
2.3.2 Campagne de mesures, dispositif expérimental et paramètres d'acquisition 17
2.3.3 Traitement des données 18

3 Résultats **20**

3.1 Mesures expérimentales 20
3.1.1 Campagne de mesure sur le site test du Cerema à Rouen 20

3.2 Mesures simulées et comparaisons avec les données expérimentales 23

3.3 Étude du comportement de l'antenne 26
3.3.1 Variation des propriétés électromagnétiques du sol 26
3.3.2 Application de coefficients faisant varier la taille de l'antenne 27

4 Discussion **30**

4.1 Mesures expérimentales et comparaison avec les simulations 30

4.2 Simulations avec variation de la permittivité 31

4.3 Simulations avec variation de la taille de l'antenne 32

4.4 Avantages et limites du choix de gprMax dans cette étude 32

5 Conclusion **34**

5.1 Conclusion scientifique 34

5.2 Conclusion personnelle 35

Bibliographie **36**

Annexes **38**

Table des figures

1 Antenne Vivaldi : côté fente à ouverture exponentielle 8
2 Antenne Vivaldi : côté alimentation et adaptation de l'impédance 8
3 Évolution de l'impédance en fonction de la longueur de l'antenne 9
4 Courbe type d'un S_{11} 10
5 Schéma | Dessin de la fente de l'antenne Vivaldi 13
6 Position de la ligne de transmission dans l'antenne Vivaldi 14
7 Création d'un parallélépipède conducteur parfait (PEC) dans gprMax 15
8 Création d'un sol modélisé dans gprMax 15
9 Représentation de l'antenne à différentes hauteurs au-dessus d'un sol et d'un PEC 16
10 Schéma du site test du Cerema 17
11 Schéma des mesures réalisées sur le site test du Cerema 17
12 Photographie du système d'accroche de l'antenne 18
13 Schéma du système d'accroche de l'antenne 18
14 S_{11}, mesures expérimentales sur sol 20
15 S_{11}, mesures expérimentales sur sol (zoom) 21
16 S_{11}, mesures expérimentales sur PEC (zoom) 21
17 S_{11}, mesures expérimentales sur sol et PEC (Zoom) 22
18 Signal en domaine temporel, mesures expérimentales sur sol et PEC 22
19 Détection de la bande passante à -10 dB, mesures expérimentales sur sol et PEC 23
20 S_{11}, simulation sur PEC 24
21 Détection de la bande passante à -10 dB, simulations sur sol et PEC 24
22 Signal réfléchi en tension, mesure expérimentale et simulation sur sol et dans l'air 25
23 S_{11}, mesure expérimentale et simulation sur PEC 25
24 Signal réfléchi en fonction de la permittivité relative 26
25 S_{11} en fonction de la permittivité relative 27
26 S_{11} en fonction la taille de l'antenne Vivaldi 28
27 Signal réfléchi en fonction de la taille de l'antenne Vivaldi 29
28 Module du S_{11} obtenu avec différentes stratégies de modélisation 33
29 Convention de l'orientation de l'antenne (chambre anéchoïque) 38
30 Positionnement de l'antenne dans le plan horizontal (a) et vertical (b). 39
31 Photographie de la sonde électrique dans la chambre anéchoïque. 39
32 Mesure du S_{11} 40
33 Diagramme de réflexion - Plan vertical 40
34 Diagramme de réflexion - Plan horizontal 41
35 Erreur de la position de rx/tx avec un sous-maillage (*subgrid*). 42
36 Taille de rx et tx avec et sans sous-maillage (*subgrid*). 42

Liste des tableaux

1 Récapitulatif des caractéristiques des différentes acquisitions sur le site test . . . 19
2 Analyse des données TDR, sondes 3 et 4 23
3 Analyse du S_{11} en fonction de la permittivité relative du sol 27
4 Analyse du S_{11} en fonction de la taille de l'antenne. 28

1 Introduction

La caractérisation des sols constitue un enjeu majeur dans de nombreux domaines tels que le génie civil, la surveillance d'ouvrages ou encore l'exploitation minière. Dans ces domaines, il est souvent nécessaire d'obtenir des informations sur les propriétés du sous-sol sans pour autant perturber le milieu étudié. Les méthodes géophysiques, et notamment l'utilisation du géoradar, permettent de répondre à ce besoin. Le radar peut être utilisé pour détecter des structures enfouies comme d'anciennes fondations archéologiques. Dans le cadre de ce travail il est employé pour caractériser le sol.

Le radar émet une impulsion d'onde électromagnétique à l'aide d'une antenne émettrice qui se propage dans le sol. Au cours de sa propagation, l'onde est réfléchie, transmise ou atténuée lorsqu'elle rencontre des interfaces entre des milieux présentant des propriétés électromagnétiques différentes. Une partie de l'énergie est renvoyée vers le récepteur qui peut être confondu ou non avec l'antenne émettrice selon la configuration du radar. Le signal reçu dépend alors des caractéristiques des milieux traversés, de la profondeur des interfaces mais également des contrastes de propriétés électromagnétiques. Ce signal est ensuite analysé afin d'estimer les propriétés physiques apparentes du sol, telles que la permittivité diélectrique relative et la conductivité électrique.

Les approches actuellement utilisées pour évaluer et surveiller les installations de stockage de résidus miniers reposent principalement sur des prélèvements physiques, des capteurs invasifs ou encore des essais en laboratoire. Ces méthodes sont coûteuses, chronophages et souvent dangereuses, nécessitant des interventions dans des environnements présentant des risques. C'est notamment le cas des mines et des carrières à ciel ouvert dont les pentes de gravier souvent instables présentent des risques importants pour la sécurité des opérateurs. L'étude Tsachouridis et al., 2025 rappelle que les glissements de terrain imprévus dans les mines en exploitation sont depuis longtemps reconnus comme l'un des évènements les plus dangereux de l'industrie minière. L'excavation de grands volumes de roches entraîne la formation de talus parfois très abrupts susceptibles de devenir instables.

Afin de pallier ces contraintes, une solution consiste à embarquer le radar sur un drone. Cette approche permet de réaliser des acquisitions à distance et de limiter ainsi les risques liés aux interventions sur le terrain.

C'est dans ce contexte qu'a été réalisé ce stage de fin d'études de Master Géophysique-Géotechnique (G2) de Sorbonne Université au sein du laboratoire METIS. Il a été co-encadré par Sarah Thuillier, doctorante travaillant sur les méthodes de radars sol, Fayçal Rejiba, professeur des universités à Sorbonne Université et Cécile Finco, chargée de recherche au Cerema de Rouen.

L'objectif de ce projet est de développer de nouveaux outils géophysiques permettant de quantifier différents paramètres et variables d'état à partir de données géophysiques acquises par drone, notamment des mesures électromagnétiques multifréquences à large bande. À long terme, le projet vise la mise en place d'une surveillance en 4D (espace et temps) des propriétés physiques du sous-sol.

Le radar mesure un signal qui dépend des propriétés du sol, des caractéristiques de l'antenne et du système d'acquisition. Il est donc impossible d'interpréter directement les mesures. Il est nécessaire de disposer de modèles et de simulations fiables qui permettent de procéder à la

calibration et puis à l'inversion des données, afin d'obtenir une modélisation représentative du sol étudié.

Le projet impose l'utilisation d'une antenne Vivaldi choisie pour son fonctionnement large bande particulièrement adapté aux mesures électromagnétiques ainsi que pour sa configuration monostatique où l'émission et la réception sont confondues. Aujourd'hui, la modélisation de ce type d'antenne est en majorité réalisée à l'aide de logiciels commerciaux. Dans ce travail, le choix s'est porté sur gprMax, une alternative open-source offrant une grande flexibilité en raison de sa structure et de ses bibliothèques modulables. Cette approche constitue un avantage par rapport aux logiciels propriétaires, souvent moins adaptatifs, tout en facilitant le partage des développements et les échanges avec la communauté scientifique.

Nous pouvons ainsi nous demander dans quelle mesure le logiciel gprMax permet de reproduire la réponse expérimentale d'une antenne Vivaldi et de préparer les étapes nécessaires à la caractérisation des sols.

L'objectif de ce stage était, dans un premier temps, de modéliser l'antenne Vivaldi en reproduisant sa géométrie dans le logiciel gprMax. Il s'agissait ensuite d'étudier, par simulation, l'influence des paramètres du sol ainsi que de la taille de l'antenne sur son signal. Enfin, des mesures expérimentales ont été réalisées afin de confronter les résultats des simulations aux observations obtenues sur le terrain.

Ce mémoire de stage s'articule autour de trois grandes parties. La première est consacrée au matériel et aux méthodes. Après une brève présentation de l'antenne Vivaldi et de ses spécifications, le protocole des simulations ainsi que les mesures expérimentales de terrain sont détaillées. La deuxième partie présente les résultats obtenus en comparant les mesures expérimentales aux simulations. Enfin, la troisième partie est consacrée à la discussion des méthodes mises en œuvre, des protocoles adoptés et des résultats obtenus.

2 Matériel & méthodes

Cette partie expose les méthodes et outils utilisés dans le cadre de cette étude. Elle présente successivement l'antenne Vivaldi étudiée, les simulations réalisées avec la librairie Python gprMax-devel et les mesures effectuées sur le terrain. Les travaux de calibration et d'inversion associés sont ensuite détaillés.

2.1 Antenne Vivaldi

2.1.1 Spécification des antennes Vivaldi

L'antenne utilisée dans cette étude est une antenne Vivaldi. Cette antenne à ouverture exponentielle (*Tapered Slot Antenna*, TSA) a été introduite par P. Gibson en 1978 au Royaume-Uni. Elle est décrite pour la première fois dans l'article de conférence intitulé *The Vivaldi Aerial* (Gibson, 1979).

Le choix de l'antenne s'est porté sur la Vivaldi en raison de sa large bande, sa directivité et sa capacité à transmettre des impulsions courtes.

La géométrie d'une antenne Vivaldi peut varier mais présente toujours une structure plane, imprimée et constituée de trois couches : deux plaques conductrices métalliques entourant un substrat diélectrique absorbant. Un matériau diélectrique est un matériau qui ne conduit pas le courant électrique mais qui peut être polarisé par un champ électrique.
Les deux couches métalliques situées de part et d'autre du substrat (*ground*) ne sont pas identiques. L'antenne Vivaldi présente d'un coté une fente avec une ouverture exponentielle symétrique selon l'axe vertical (Figure 1). De l'autre coté se trouvent l'alimentation de l'antenne (*feed*), la zone de transition entre la ligne de l'alimentation et la fente (*coupler*), ainsi qu'une structure en éventail destinée à améliorer l'adaptation de l'impédance (*stub*) (Figure 2).

Selon les antennes produites et l'application visée, ces éléments peuvent varier en taille, en position ou en forme, ce qui modifie les caractéristiques du signal rayonné. Par exemple, dans l'article Abbas et al., 2025, la largeur initiale W_f est fixée à $W_f = 3,1$ mm permettant d'obtenir une impédance caractéristique de $z_0 = 50\ \Omega$.

L'étude de la littérature montre également que les dimensions de l'antenne influencent directement la bande de fréquence. Une antenne de dimension 50×50 mm opère entre une fréquence de $3,1$ à $10,6$ GHz (Warathe et al., 2019). Une autre antenne de taille similaire, également présentée dans Warathe et al., 2019 opère entre $2,9$ et 11 GHz. De même, l'antenne proposée par Yuan et al., 2023 rayonne entre $2,7$ et 12 GHz.
A l'inverse, des antennes de plus grandes dimensions, comme celle de Huang et al., 2021 mesurant 220×256 mm, présentent une bande passante décalée vers les basses fréquences, comprise entre $0,8$ et 6 GHz. Une tendance similaire est observée pour une antenne de dimension 94×64 mm, dont la bande passante s'étend de $0,5$ à 12 GHz (Warathe et al., 2019).

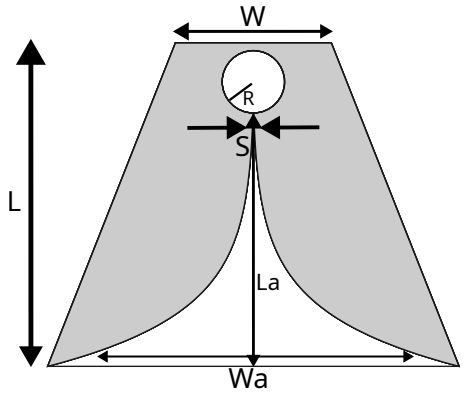


Figure 1 – Antenne Vivaldi : côté fente à ouverture exponentielle

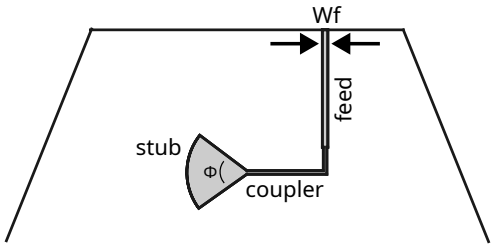


Figure 2 – Antenne Vivaldi : côté alimentation et adaptation de l'impédance

Les antennes présentées précédemment dans différents travaux de la littérature montrent que la taille de l'antenne diminue lorsque la fréquence de fonctionnement augmente. Cependant, d'autres paramètres peuvent être ajustés afin de réduire la taille de l'antenne tout en conservant une zone fréquence cible.
Il est par exemple possible de jouer sur l'emplacement et la taille de l'ouverture circulaire située au-dessus de la fente. Celle-ci a un impact sur la fréquence centrale ainsi que sur le gain de l'antenne.
Certains chercheurs ont étudié l'utilisation d'une antenne présentant une ouverture droite afin de modifier son comportement global. C'est le cas de Abbas et al., 2025 qui conclut que les pics de S_{11} sont nettement plus marqués, atteignant jusqu'à -30 dB contre -15 dB avec une ouverture exponentielle. Le S_{11} correspond au rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente, directement lié au rayonnement de l'antenne (voir la partie 2.1.2 pour plus de détails). Dans le cas de notre antenne Vivaldi, l'ouverture retenue est une ouverture exponentielle classique :

$$y(t) = Ae^{rt} \tag{1}$$

avec $A = \frac{S}{2}$ et $r = \frac{1}{La} \ln \frac{Wa}{S}$.

La variable $y(t)$ représente la demi-largeur de l'ouverture de l'antenne (m), t la coordonnée suivant l'axe longitudinal de l'ouverture (m), S la largeur de la gorge à l'origine (m), r le coefficient de croissance exponentielle (m^{-1}), La la longueur de l'ouverture exponentielle (m) et Wa la largeur de l'ouverture à son extrémité (m) (se référer à la Figure 1).

Toutes les équations présentées dans cette section sont issues de Guruswamy et al., 2019.

La largeur de l'ouverture a un impact sur l'impédance. Une ouverture étroite entraîne une impédance plus faible, tandis qu'une ouverture large conduit à une impédance plus élevée. L'impédance augmente ainsi avec la largeur de l'ouverture suivant une évolution exponentielle. La longueur de cette ouverture doit donc être suffisante pour assurer une transition progressive. Plus l'antenne est longue, plus elle présentera une bande passante basse fréquence.

Cette variation d'impédance peut être représentée par la Figure 3 qui illustre la courbe :

$$Z(z) \;=\; Z_0 e^{az} \tag{2}$$

pour $0 < z < L$.

Avec $Z(z)$ l'impédance caractéristique au point d'abscisse z le long de l'ouverture (Ω), Z_0 l'impédance caractéristique à l'entrée de l'ouverture, pour $z = 0$ (Ω), z la position le long de l'ouverture exponentielle (m), L la longueur de l'ouverture exponentielle (m), a le coefficient de variation exponentielle de l'impédance (m^{-1}) et Z_L l'impédance caractéristique à l'extrémité de l'ouverture, pour $z = L$ (Ω).

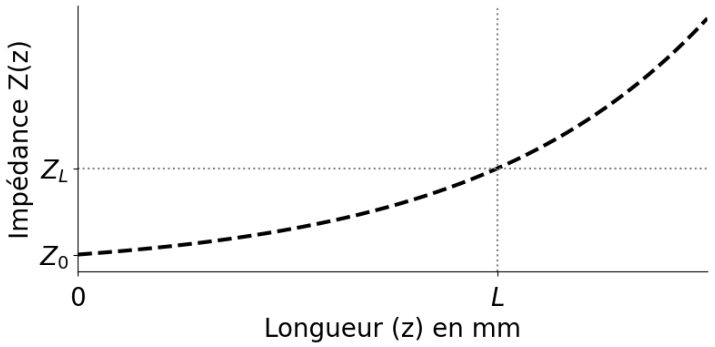


Figure 3 – Évolution de l'impédance (Ω) en fonction de la longueur de l'antenne (mm) (figure modifiée d'après Guruswamy et al., 2019).

À $z = 0$ on a $Z(z) = Z_0$ tandis qu'à $z = L$ on obtient $Z(z) = Z_L = Z_0 e^{aL}$.

Les valeurs optimales de Wa et L (Figure 1) peuvent ensuite être estimées à l'aide des relations suivantes :

$$W_a = \frac{C}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot f_l} \tag{3}$$

et

$$s = \frac{C}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot f_h}. \tag{4}$$

Où ε_r est la permittivité relative, f_l la fréquence basse (Hz), f_h la fréquence haute (Hz), et C la vitesse de propagation dans le vide ($m \cdot s^{-1}$).

L'ouverture circulaire joue également le rôle de circuit ouvert afin de limiter les réflexions vers le haut au niveau de la transition entre la ligne d'alimentation (*microstrip line* ou *feeder*) et la fente (Guruswamy et al., 2019).

Il est également possible de s'intéresser à la ligne d'alimentation qui permet d'ajuster l'impédance et d'influencer la fréquence centrale de l'antenne. C'est le cas par exemple de l'article Warathe et al., 2019 dans lequel les chercheurs se sont intéressés à la région active, c'est-à-dire la zone où l'énergie est injectée dans l'antenne et plus particulièrement la variation de longueur de la ligne d'alimentation. Comme indiqué précédemment, une antenne destinée aux basses fréquences doit généralement être de grande taille. Les auteurs ont donc cherché à diminuer ses dimensions sans pour autant augmenter sa fréquence centrale en ajoutant des structures repliées ainsi qu'un patch circulaire en extrémité afin d'augmenter la longueur électrique sans accroître les dimensions physiques de l'antenne.

Plusieurs configurations ont été testées avec différents nombres de plis (0, 1 et 2). Les résultats montrent que l'ajout de deux plis permet effectivement de conserver la fréquence centrale tout en réduisant la taille de l'antenne. Cette amélioration s'accompagne toutefois d'une diminution notable du gain. Le gain en compacité se fait donc au détriment de l'efficacité de rayonnement : il s'agit d'un compromis classique dans la conception d'antennes.
La fréquence a également un impact important sur la profondeur de pénétration et la résolution. Une fréquence élevée permet d'obtenir une meilleure résolution mais une profondeur de pénétration plus faible dans le sol, tandis qu'une fréquence plus basse produit l'effet inverse.

Les caractéristiques de l'antenne Vivaldi utilisée pour les mesures dans cette recherche sont détaillées dans la partie 2.2.2 : Dessin et implémentation des antennes.

2.1.2 Courbe type d'un S_{11}

Le coefficient de réflexion (Γ) correspond au rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente au port de l'antenne. Il s'agit d'une grandeur complexe, généralement représentée par son module, sans unité. En pratique, on utilise fréquemment le paramètre S_{11}, qui exprime ce coefficient en décibels selon la relation :

$$S_{11} = 20 \log_{10} (|\Gamma|) . \tag{5}$$

Cette représentation logarithmique facilite l'analyse de l'adaptation de l'antenne, les valeurs les plus négatives correspondant à une réflexion plus faible, ce qui signifie une meilleure adaptation. Nous pouvons voir Figure 4 une courbe type d'un S_{11}.

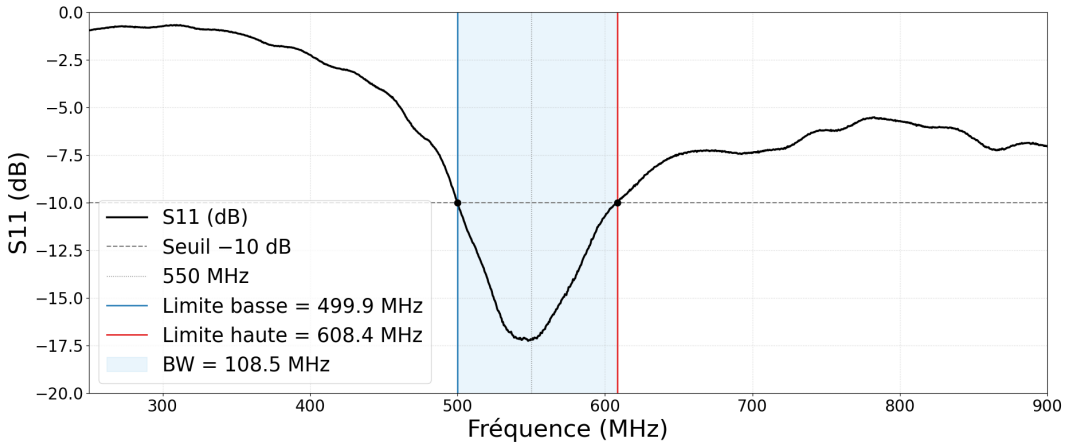


Figure 4 – Courbe type d'un S_{11} | Exemple de détection de la bande passante (BW)

La courbe représente la variation du S_{11} (dB) en fonction de la fréquence (MHz) et donne des renseignements sur l'adaptation de l'antenne.

Plus le S_{11} est faible (grande valeur négative) et moins l'énergie est réfléchie à l'entrée de l'antenne, cela induit que davantage d'énergie est rayonnée. Nous pouvons voir Figure 4 une atténuation importante entre 500 et 600 MHz environ que l'on appelle « pic de transmission ». Ce pic de transmission fait référence à un minimum, fréquence où l'antenne est la mieux adaptée.
À certaines fréquences, l'impédance de l'antenne est proche de l'impédance caractéristique du système d'alimentation (généralement 50 Ω). Il y a alors peu de réflexion et davantage d'énergie

est transmise. Dans notre cas nous nous intéressons à une zone où l'on descend en-dessous de -10 dB plutôt qu'un pic. Cette zone correspond à la bande de fréquence, aussi appelée largeur de bande ou bande passante. C'est ensuite au centre de cette bande passante que l'on observe : fréquence où l'antenne est la mieux adaptée.
Le S_{11} indique uniquement une qualité d'adaptation et ne renseigne pas directement sur le diagramme de rayonnement, le gain, ou encore la directivité.

Le seuil de -10 dB est un critère conventionnel utilisé en conception d'antenne. Un signal à -10 dB est égal à une réflexion inférieure de 10% de la puissance incidente et permet de définir la bande passante utile. S'intéresser à la fréquence centrale permet de comparer plusieurs antennes, suivre un décalage de la bande ou simplement caractériser le comportement de l'antenne étudiée.
Dans ce mémoire, les variations de la bande passante et de sa fréquence centrale seront utilisées pour étudier l'influence des paramètres de modélisation sur le comportement de l'antenne.

2.2 Simulations avec gprMax

Le dessin, la construction et les simulations de l'antenne Vivaldi ont été programmés en Python (version 3.14) à l'aide de la librairie gprMax, version *devel*.

GprMax est une librairie Python open-source qui permet la simulation de la propagation d'un signal électromagnétique. C'est un logiciel piloté en ligne de commande, développé en Python, dont certaines parties nécessitant plus de performances sont implémentées en Cython. Il ne dispose pas d'interface graphique, ce qui lui permet une grande flexibilité, ainsi que son exécution dans des environnements de calcul haute performance.

GprMax est originellement développé en 1996 par A. Giannopoulos, aux balbutiements de la modélisation numérique utilisant la FDTD (Yee, 1966). Cette version n'existe plus et a été remplacée par la V3, publiée en 2016 par C. Warren, A. Giannopoulos et I. Giannakis (Warren et al., 2016).
La librairie est conçue pour simuler du GPR (Ground Penetrating Radar) dans le cadre de modélisations de sols avec des propriétés géométriques et diélectriques réalistes. Elle permet également la construction d'objets hétérogènes à surface rugueuse et l'utilisation de différents modèles d'antennes. Plusieurs antennes sont accessibles via gprMax, mais dans notre cas nous utilisons notre propre antenne représentant une antenne Vivaldi.

2.2.1 Méthode FDTD

GprMax utilise l'algorithme de Yee pour résoudre les équations de Maxwell en 3D. Il propose en 1966 la méthode de calcul de différences finies dans le domaine temporel (FTDT, *Finite Difference Time Domain*), permettant de résoudre les équations de Maxwell, équations différentielles dépendantes du temps (Yee, 1966).

La méthode FDTD fonctionne en discrétisant à la fois le temps et l'espace ce qui permet de simuler comment le champ électromagnétique (EM) évolue et interagit avec différent matériaux :

$$\Delta \cdot E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}, \qquad \Delta \cdot H = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}, \tag{6}$$

avec E le champ électrique ($\mathrm{V} \cdot \mathrm{m}^{-1}$), H le champ magnétique ($\mathrm{A} \cdot \mathrm{m}^{-1}$), μ la perméabilité magnétique ($\mathrm{H} \cdot \mathrm{m}^{-1}$) et ε_r la permittivité relative. Le domaine de calcul est divisé en grille

appelé réseau de Yee dans laquelle les composantes des champs électrique et magnétique sont calculés (Taflove, 1995).

Durant ce stage, les calculs de dessin et de construction ont été effectués sur un ordinateur portable Dell Latitude 7 414 appartenant au laboratoire METIS (SCT-17-056B). La machine est équipée de deux processeurs graphiques : une carte AMD Radeon™ R7 M360 (2 Go mémoire dédiée) et un contrôleur graphique Intel® HD Graphics 520 (16 Go de mémoire partagée). Elle dispose également de 32 Go (RAM) de mémoire vive et d'un processeur Intel® Core™ i7-6600U cadencé à 2,60 GHz.
Les calculs de simulation ont été réalisés via le supercalculateur de la plateforme MeSU appelé MCMeSU. Il est constitué de matériels conçus pour la performance afin d'effectuer des tâches de simulation numérique ou de calcul intensif. Il n'y a cependant pas eu d'utilisation de GPU, cette option n'étant pas existante pour l'implémentation d'une ligne de transmission (voir paragraphe 2.2.2) Il faut compter environ 2 heures pour une simulation sur sol d'une durée de 120 ns.

Contrairement au CPU, qui est adapté aux calculs nécessitant une logique complexe ou des opérations différentes les unes des autres, le GPU est idéal pour exécuter un grand nombre de calculs identiques en parallèle. C'est le cas des simulations FDTD : l'espace est discrétisé en un ensemble de voxels, chacun étant caractérisé par des champs électrique et magnétique. À chaque pas de temps, les champs de l'ensemble des cellules sont mis à jour selon les mêmes équations. Toutes les cellules effectuent un calcul similaire pouvant être répartis entre des milliers de cœurs GPU.

Cependant, une ligne de transmission introduit un modèle électrique supplémentaire qui nécessite le calcul et le suivi temporel des tensions et courants d'alimentation. Contrairement aux mises à jour des cellules du maillage, ce modèle repose sur des variables d'état qui évoluent au cours du temps et interagissent avec le solveur FDTD.

Cette fonctionnalité n'est actuellement pas prise en charge par le solveur GPU de gprMax. Les simulations utilisant une *transmission line* doivent donc nécessairement être exécutées avec un solveur CPU.

2.2.2 Dessin et implémentation de l'antenne

Le but de cette modélisation est de reproduire l'antenne au plus proche de l'identique. Toutes les parties de l'antenne n'ont pas été construites de la même manière. Pour le substrat, couche centrale de l'antenne, nous avons utilisé le fichier CAO (Conception Assistée par Ordinateur) original fourni par l'ingénierie au format STEP (*STandard for the Exchange of Product model data*). Ce format permet d'utiliser la fonctionnalité STLtoVoxel de gprMax qui, comme son nom l'indique, convertit un fichier vectoriel en une structure voxelisée (pixels 3D).
Le substrat de notre antenne présente une épaisseur de 1 mm, une discrétisation plus grossière ne permettrait donc pas de le représenter correctement. Le pas spatial a ainsi été fixé à $dl = 1$ mm. Les deux couches métalliques situées de part et d'autre du substrat présentent quant à elles une épaisseur de 0,004 mm, ce qui est impossible à discrétiser sur gprMax avec la puissance de calcul disponible au laboratoire. Nous utilisons donc la fonctionnalité *plate* de gprMax qui permet d'intégrer des objets 2D dans une structure $3D$. STLtoVoxel ne permettant pas d'obtenir des objets 2D, il a donc fallu les dessiner manuellement.

· **Dessin du coté de la fente à ouverture exponentielle**
La construction de la géométrie repose sur une discrétisation ligne par ligne suivant l'axe des y. Pour chaque coordonnée y, les limites gauche et droite de la forme métallique sont calculées. En raison de la symétrie de la structure, seule la moitié gauche a été construite puis reproduite par symétrie par rapport à l'axe central de l'antenne.
Le contour extérieur suit directement la forme du substrat. Le contour intérieur est quant à lui défini par plusieurs éléments géométriques successifs : une portion verticale située au dessus de l'ouverture circulaire, un arc de cercle de même rayon que cette ouverture puis une succession de segments de droites permettant d'approcher la forme exponentielle observée sur l'antenne réelle. La loi exacte de cette ouverture n'étant pas encore connue lors de cette étape du travail, une approximation géométrique a été retenue. La moitié droite est ensuite obtenue par symétrie de la moitié gauche, complétée par quelques ajustements manuels destinés à assurer la continuité de la géométrie (Figure 5).

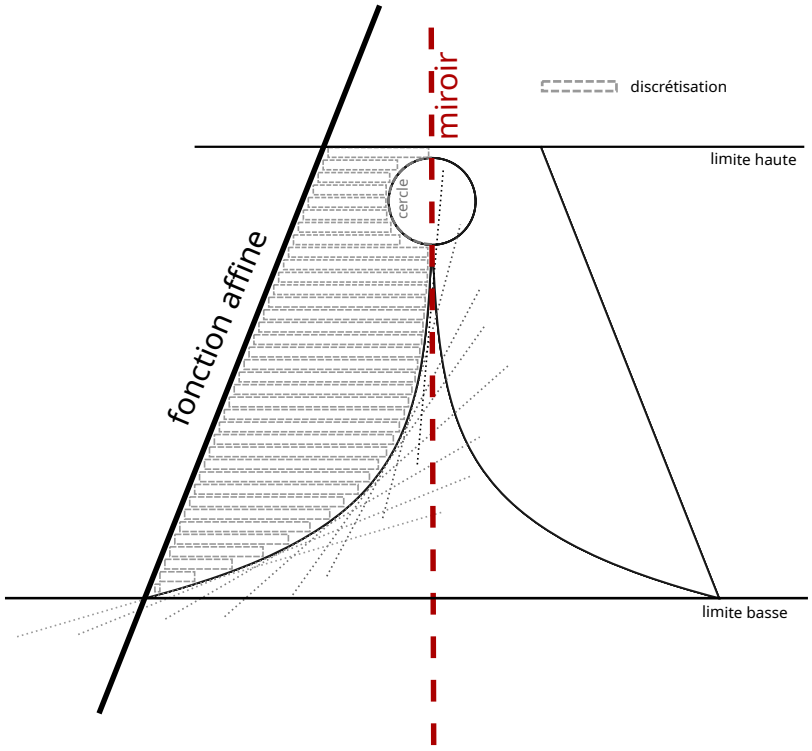


Figure 5 – Schéma illustrant le dessin de la face comprenant la fente à ouverture exponentielle de l'antenne Vivaldi.

· **Dessin du coté de l'alimentation et de l'adaptation d'impédance**
Cette partie a été construite à partir de trois rectangles permettant de représenter la ligne d'alimentation (*feed*) et la zone de transition (*coupler*). La structure en éventail (*stub*) a ensuite été générée suivant le même principe que le coté de l'ouverture exponentielle, par discrétisation ligne par ligne selon l'axe des y. Ses frontières sont définies par un arc de cercle du côté gauche et par deux fonctions affines (positives et négatives) du côté droit.

· **Matières**
Dans gprMax, les matériaux sont définis dans un fichier texte contenant une ligne par matériau, dans l'ordre où ils sont déclarés dans le modèle. Chaque matériau est caractérisé par quatre paramètres : la permittivité relative ε_r (sans unité), la conductivité électrique σ ($\mathrm{S} \cdot \mathrm{m}^{-1}$), la

perméabilité magnétique relative μ_r (sans unité) et la conductivité magnétique σ^* (pertes magnétiques, en $\Omega^{-1} \cdot \mathrm{m}^{-1}$). Pour les deux plaques métalliques de part et d'autre du substrat, le matériau utilisé est le PEC (*Perfect Electric Conductor*). Le PEC est un matériau prédéfini dans gprMax, défini par une permittivité relative $\varepsilon_r = 1$ et une conductivité $\sigma = \infty$. Il représente ainsi un conducteur parfait.
Le substrat, qui constitue la couche centrale de l'antenne, est modélisé en FR4. Nous nous appuyons sur l'article de Abbas et al., 2025, dans lequel le FR4 est simulé avec une permittivité relative $\varepsilon_r = 4,35$ à 500 MHz et une conductivité $\sigma = 0,002$ $(\mathrm{S} \cdot \mathrm{m}^{-1})$.
Le PEC et le FR4 étant des matériaux non magnétiques, ils sont modélisés avec une perméabilité magnétique relative $\mu_r = 1$ et une conductivité magnétique $\sigma_* = 0\ \Omega^{-1} \cdot \mathrm{m}^{-1}$.

· **Excitation de l'antenne**
L'antenne est excitée à l'aide d'une *transmission line* placée dans l'absorbant, au niveau du début de l'alimentation (*feeder*) (Figure 6). La zone correspondante est préalablement remplacée par du *free space*, c'est-à-dire du vide. La source utilisée est une *waveform* de type *gaussiandot* (première dérivée d'une onde gaussienne), d'amplitude égale à 1 et centrée sur une fréquence de 550 MHz (0,55 GHz). La *transmission line* est polarisée selon l'axe z et possède une impédance caractéristique de 50 Ω, correspondant à celle d'un connecteur SMA standard.
Le port SMA n'est pas modélisé, notamment en raison des contraintes liées à sa géométrie et à la discrétisation du maillage (cf. Annexe B). [1]

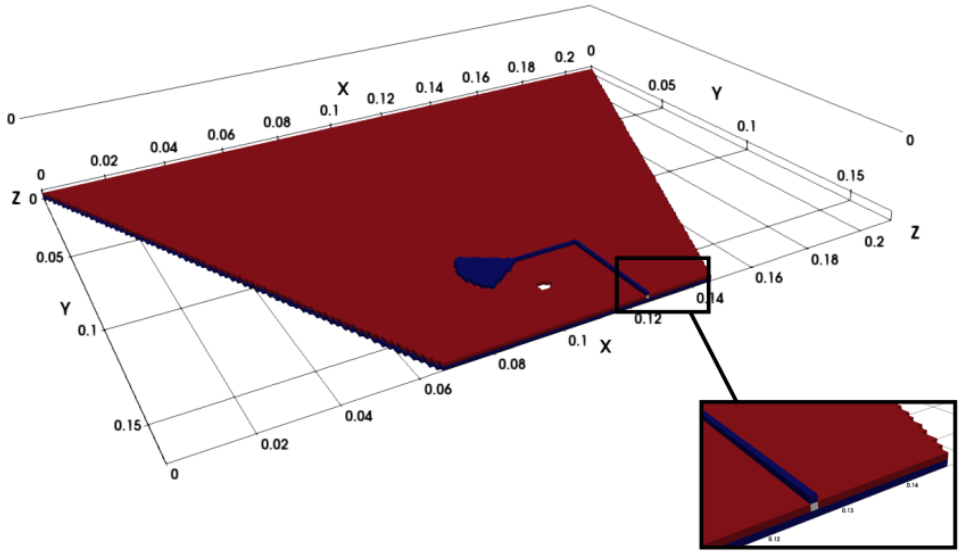


Figure 6 – Position de la ligne de transmission placée dans le matériau absorbant au niveau de l'alimentation de l'antenne (petit carré blanc).

2.2.3 Construction de la modélisation

Toutes les simulations sont réalisées avec une discrétisation spatiale (dl) de 1 mm (0,001 m). L'antenne est positionnée aux huit hauteurs utilisées lors des mesures effectuées sur le site test du Cerema (Rouen) : 30, 40, 50, 60, 80, 100, 120 et 150 cm. Une première série de simulations est réalisée au-dessus d'un PEC (Figure 7), tandis qu'une seconde est réalisée au-dessus d'un sol modélisé (Figure 8).

1. Voir l'issue #602 du dépôt GitHub gprMax : https ://github.com/gprMax/gprMax/issues/602.

· **Simulations sur PEC**
Une plaque de PEC d'une épaisseur de 1 dl (1 mm) est placée hors des PML (*Perfeclty Matched Layer*). Cette plaque s'étend sur l'ensemble du domaine selon les axes x et y, y compris dans les zones PML. L'antenne est ensuite positionnée à la hauteur souhaitée au-dessus de cette plaque (Figure 9).
Les PML (en français *couches absorbantes parfaitement adaptées*), constituent les limites extérieures du domaine de la simulation. Il s'agit de couches absorbantes artificielles utilisées ici pour tronquer le domaine de calcul tout en simulant un milieu semi-infini. Elles sont conçues pour absorber les ondes électromagnétiques incidentes avec le minimum de réflexion possible. Cela reproduit le comportement d'un domaine de propagation infini.

```
pec = gprMax.Box(p1=(0, 10*dl, 0), p2=(x, 11*dl, z), material_id="pec")
scene.add(pec)
```

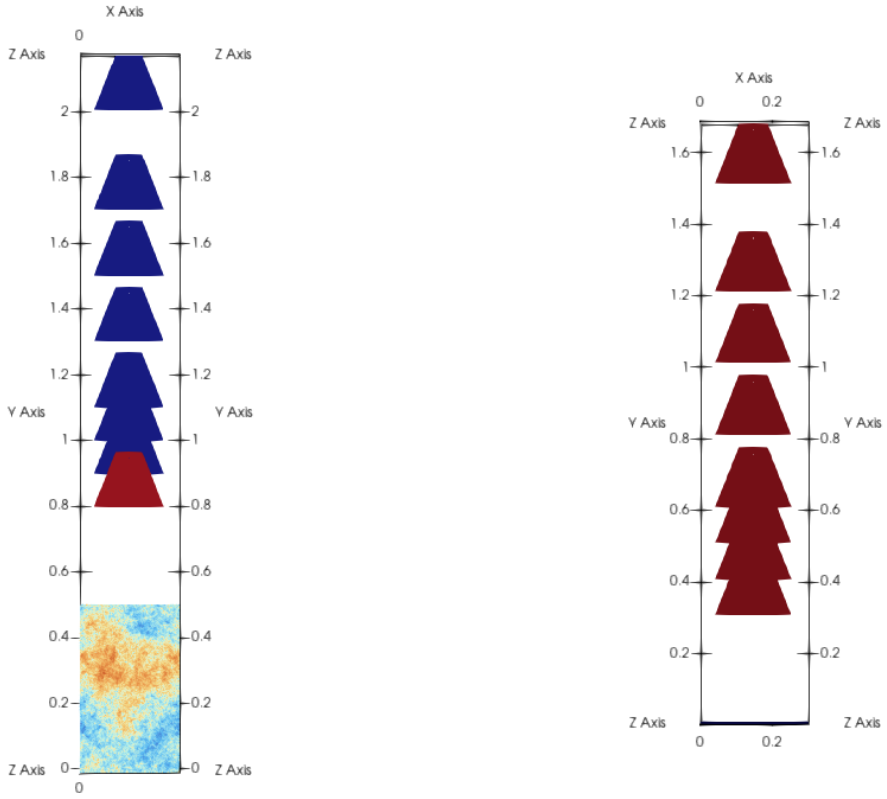
Figure 7 – Création d'un parallélépipède conducteur parfait (PEC) dans gprMax

· **Simulations sur sol**
Le positionnement de l'antenne suit le même principe que pour les simulations sur PEC. Le sol est modélisé à l'aide de la fonction *SoilPeplinski*, qui permet de calculer automatiquement la permittivité relative et la conductivité à partir des propriétés du sol (texture, compacité et humidité). Cette fonction est valide dans la gamme de fréquence comprise entre 0,3 et 1,3 GHz, ce qui correspond à la bande de fréquences étudiée ici (Peplinski et al., 1995).

Le sol est ensuite généré à l'aide de la fonction *FractalBox* qui permet de créer un milieu hétérogène présentant des variations spatiales aléatoires de ses propriétés. Une description détaillée de la modélisation des sols et des surfaces rugueuses est proposée par les auteurs de gprMax dans Giannakis et al., 2016.

```
sol = gprMax.SoilPeplinski(sand_fraction=0.2, clay_fraction=0.17,
↪ bulk_density=1.85,
sand_density=2.66, water_fraction_lower=0.1571, water_fraction_upper=0.1843,
↪ id="soil")
scene.add(sol)
sol_sim = gprMax.FractalBox(p1=(0, 0, 0), p2=(x, 0.5, z), frac_dim=1.5,
↪ weighting=(1,1,1),
n_materials=50, mixing_model_id="soil", id="s1", seed=1)
scene.add(sol_sim)*
```

Figure 8 – Création d'un sol modélisé dans gprMax



(a) Sol **(b)** PEC

Figure 9 – Représentation de l'antenne à différentes hauteurs au-dessus d'un sol (a) et d'un PEC (b).

2.3 Mesures expérimentales sur terrain

2.3.1 Site test du Cerema et instrumentation (TDR Soilvue Campbell Scientific)

Afin de valider les simulations réalisées avec gprMax et d'évaluer leur capacité à reproduire le comportement de l'antenne en conditions réelles, une campagne de mesures a été menée sur le site test du Cerema à Rouen, précisément au Grand-Quevilly (76).

Le Cerema (Centre d'études et d'expertise sur les risques, l'environnement, la mobilité et l'aménagement) dispose d'un site test artificiel dont les propriétés géotechniques et géophysiques sont connues et suivies dans le temps. Ce type d'infrastructure permet de réaliser des mesures sur un terrain caractérisé, facilitant ainsi la comparaison entre les données expérimentales et les données simulées.

Construit en 2019, le site mesure 29 m de long pour 5 m de large. Il est constitué de trois zones présentant des propriétés différentes, notamment en termes de compaction. Ces trois terrains sont séparés par des zones de transition, représentées par les zones hachurées sur la Figure 10. Le matériau utilisé est un limon argilo-sableux de type A1 selon la norme française NF P11-300 (Wang et al., 2024).

La réalisation d'une campagne de mesure sur un site test permet de disposer de données acquises sur un sol dont les propriétés sont connues. Ces propriétés peuvent ensuite être intégrées dans les modèles numériques afin de reproduire au mieux les conditions réelles lors des simulations.

Afin de caractériser les différentes zones du site, celui-ci est équipé de quatre sondes de profil type TDR (*Time Domain Reflectometry*) de la marque SoilVue. Ces capteurs, développés à partir de la technologie TrueWave™ TDR de Campbell Scientific, permettent de mesurer la conductivité électrique σ, la permittivité diélectrique ε_r, la teneur en eau volumique (VWC, *Volumetric Water Content*) ainsi que la température du sol.
Chaque sonde réalise des mesures à 9 profondeurs différentes (5, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 75 et 100 cm). Une acquisition est effectuée toutes les 15 minutes. Les sondes correspondent aux triangles verts visibles sur les Figures 10 et 11.

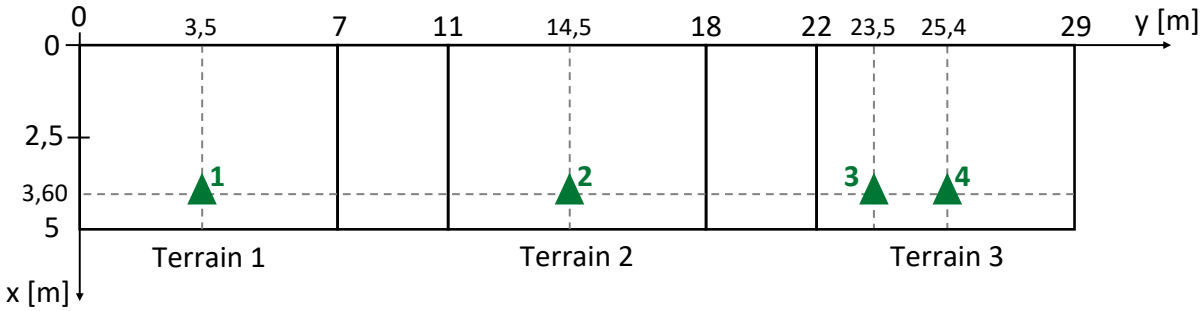


Figure 10 – Schéma du site test du Cerema

2.3.2 Campagne de mesures, dispositif expérimental et paramètres d'acquisition

Plusieurs mesures ont été réalisées entre le 23 et le 26 mars 2026 (Figure 11). Les acquisitions ont été effectuées selon deux configurations : un sol direct (sans objet intermédiaire) et une approximation de PEC à l'aide d'une plaque métallique fournie par le Cerema (Figure 12). Des mesures avec l'antenne orientée vers le ciel ont également été réalisées.

Les mesures effectuées aux positions $y = 24,5$ m et $y = 28$ m sont décalées de 62 cm selon l'axe x par rapport au centre du terrain. Ce décalage est liée à la géométrie du système de fixation de l'antenne. L'orientation de l'antenne varie également selon les points de mesure.

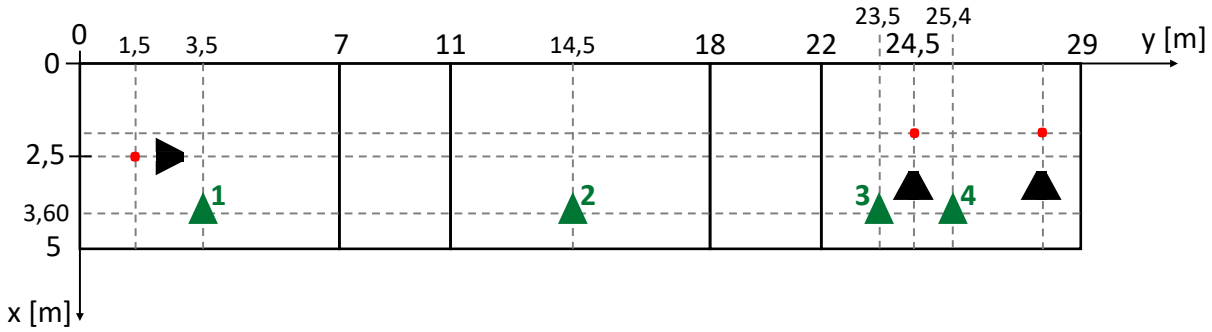


Figure 11 – Schéma des mesures réalisées sur le site test du Cerema

Les acquisitions ont été réalisées à huit hauteurs successives : 30, 40, 50, 60, 80, 100, 120, 150 cm. Ces valeurs ont été choisies de manière à se rapprocher d'une répartition logarithmique des distances. L'antenne est fixée sur un support rigidifié expérimental composé de plastique et de fibre de verre afin de minimiser les perturbations EM. La hauteur de l'antenne est ensuite réglable (Figure 13).



Figure 12 – Photographie du système d'accroche de l'antenne

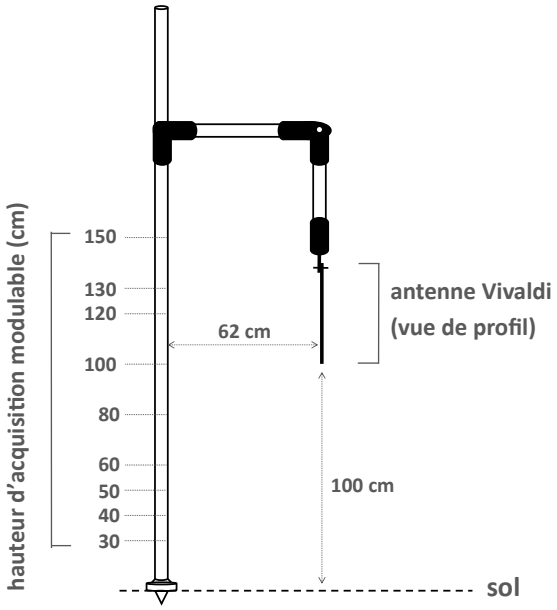


Figure 13 – Schéma du système d'accroche de l'antenne

La même antenne a été utilisée pour l'ensemble des mesures. Elle a été excitée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) Anritsu (MS2026C). Cet instrument permet de mesurer les paramètres S d'un dispositif électrique. Contrairement à un analyseur scalaire, un analyseur vectoriel fournit à la fois l'amplitude et la phase du signal.
Nous mesurons ici le paramètre S_{11} qui représente le coefficient de réflexion logarithmique au port de l'antenne. L'antenne utilisée étant monostatique, les fonctions d'émission et de réception sont assurées par le même élément rayonnant, comme présenté dans la partie 2.1.

Toutes les mesures ont été réalisées avec un câble coaxial de 3 m de longueur. Une calibration de l'analyseur a été effectuée avant chaque session de mesure à l'aide d'un kit de calibration adapté. Une première série d'acquisition a été réalisée avec 1000 points entre 5 MHz et 1 GHz. Une seconde série (voir Tableau 1) a été réalisée avec 4001 points, allant de 5 MHz à 2 GHz, le câble utilisé ne supportant pas de fréquences plus élevées. L'augmentation du nombre de points vise à améliorer l'échantillonnage fréquentiel et par conséquent la résolution du signal après transformation dans le domaine temporel.

Le premier jour, le support de l'antenne était tenu à la main, ce qui plaçait un opérateur à proximité immédiate de l'antenne. Les jours suivants, le support a été fixé à l'aide de piquets afin de limiter les perturbations induites par la présence humaine (Figure 12).

Pour l'ensemble des mesures, la largeur de bande du filtre intermédiaire (IFBW) a été fixée à 100 kHz. Un IFBW plus faible permet généralement de réduire le bruit de mesure au prix d'un temps d'acquisition plus important.

2.3.3 Traitement des données

Les données sont récupérées directement depuis le VNA puis traitées à l'aide de scripts Python développés au cours du stage. Les mesures sont enregistrées sous forme de paramètres S_{11} complexes, contenant à la fois l'amplitude et la phase du signal en fonction de la fréquence.

TABLEAU 1 – Récapitulatif des caractéristiques des différentes acquisitions sur le site test

Date	**Météo**	**Points mesurés**	**Bande de fréquence**	**Nb. de pts**
23/03	soleil, 10°C, 75% humidité	x = 2,5 m | y = 1,5 m	5 MHz - 1 GHz	1000 pts
24/03	soleil, 12°C, 70% humidité	x = 1,88 m | y = 24,5 m		
		x = 1,88 m | y = 28 m		
26/03	soleil, 8°C, 80% humidité (pluie la veille, sol humide)	x = 1,88 m | y = 28 m	5 MHz - 2 GHz	4001 pts

Une fenêtre de Hamming est appliquée aux données avant la transformation vers le domaine temporel afin de réduire les effets de bord et les oscillations parasites. Les transformées de Fourier sont ensuite réalisées à l'aide de la fonction FFT de la bibliothèque NumPy.

Les données traitées sont finalement utilisées pour comparer les réponses mesurées et simulées de l'antenne, notamment en termes de S_{11} et de comportement temporel.

3 Résultats

Cette partie présente les principaux résultats obtenus tout au long de ce stage. Les différentes étapes de l'étude sont illustrées à partir des mesures expérimentales et des simulations numériques.

3.1 Mesures expérimentales

3.1.1 Campagne de mesure sur le site test du Cerema à Rouen

Plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées sur le site test du Cerema lors de la semaine de terrain. Dans cette section, seules les données acquises le jeudi 26 mars sont présentées. Ce jeu de données a été retenu car il couvre la plus large bande de fréquences et comporte le plus grand nombre de points d'acquisition, offrant ainsi le meilleur compromis pour l'analyse et l'interprétation des résultats. Les mesures acquises les autres jours ne sont donc pas détaillées dans ce mémoire.
Cette partie présente également les résultats de l'analyse statistique des données provenant des sondes TDR 3 et 4 (Figure 11).

La figure 14 présente le module du S_{11} mesuré à différentes hauteurs au-dessus du sol. Les résultats sont représentés dans le domaine fréquentiel sur la bande de fréquences comprise entre 0 et 2 GHz. Un agrandissement de la bande de fréquences autour de la fréquence centrale de l'antenne est présenté sur la Figure 15.

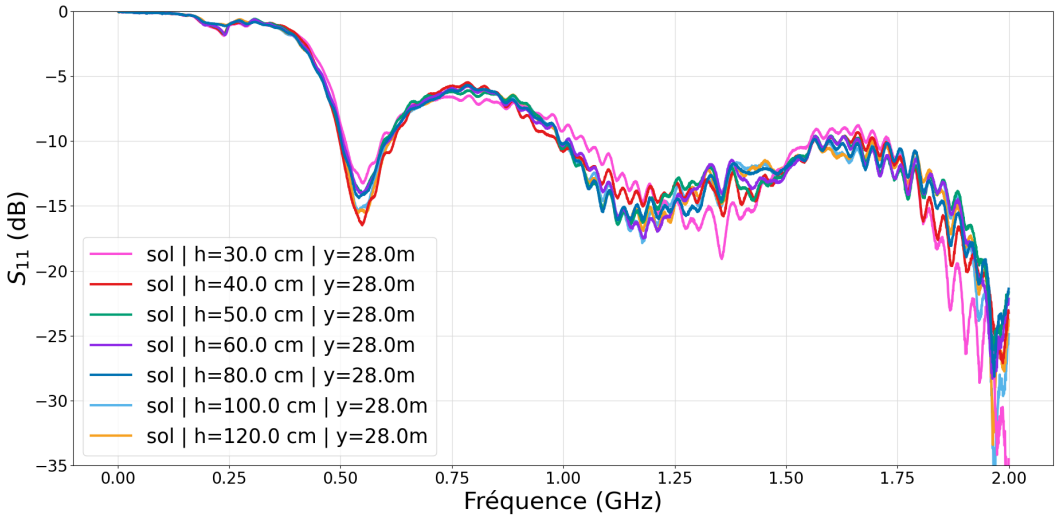


Figure 14 – S_{11}, mesures expérimentales sur sol

Nous pouvons observer un signal caractéristique d'une antenne large bande, avec une fréquence centrale située autour de 550 MHz variant que très peu avec la hauteur d'acquisition. Le signal est peu perturbé jusqu'à 750 MHz puis devient moins lisible jusqu'à 2 GHz. L'agrandissement du signal présenté Figure 15 met en évidence une légère variation de l'amplitude en fonction de la hauteur d'amplitude comprise entre 0,22 et 0,15.

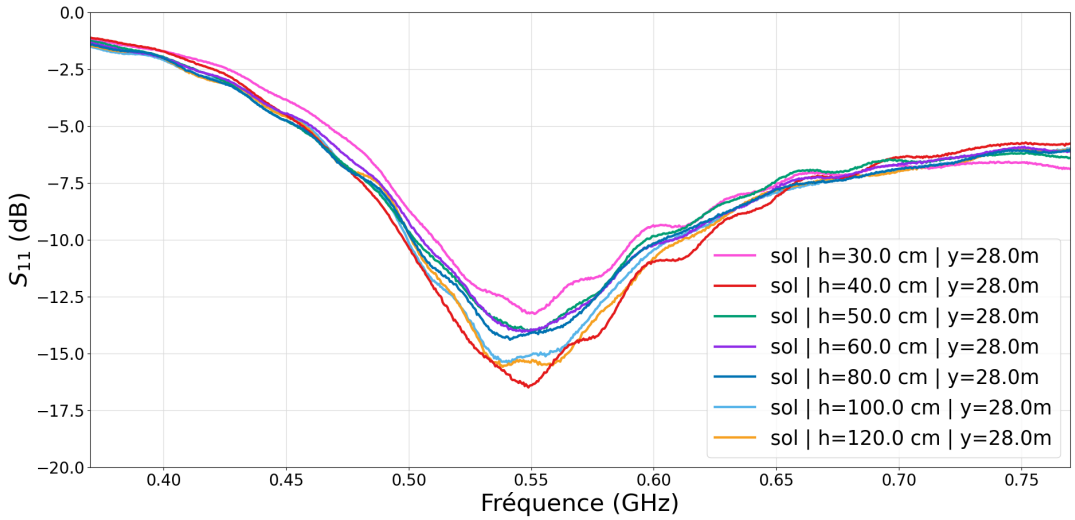


Figure 15 – S_{11}, mesures expérimentales sur sol (zoom)

La Figure 16 présente un agrandissement du module du S_{11} autour de la fréquence centrale de l'antenne, pour différentes hauteurs au-dessus d'un plan PEC. Les résultats sont représentés dans le domaine fréquentiel sur la bande de fréquences comprise entre 0 et 2 GHz.

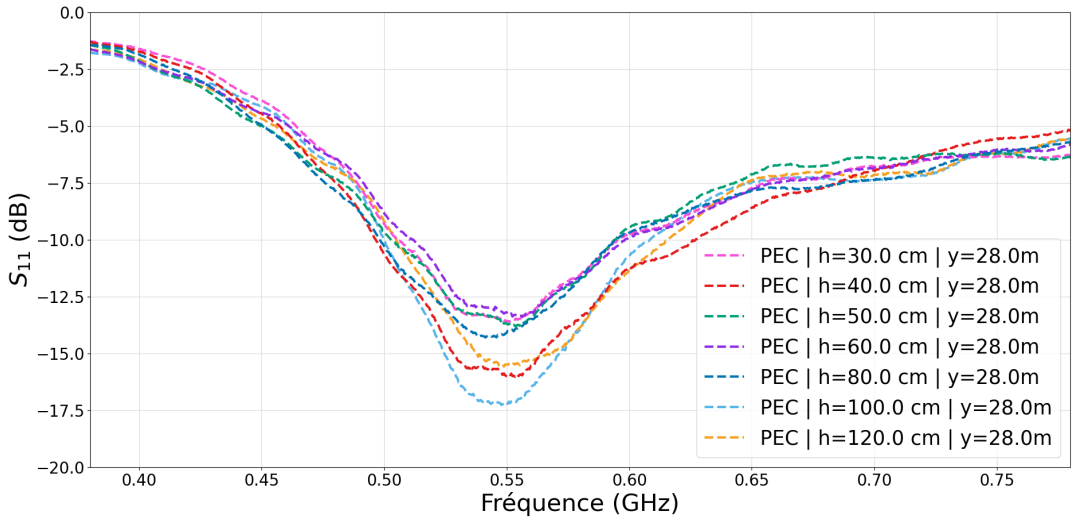


Figure 16 – S_{11}, mesures expérimentales sur PEC (zoom)

De la même façon que les mesures réalisées au-dessus du sol (Figure 15), les mesures expérimentales au-dessus du PEC présentent un signal similaire. Le signal est caractéristique d'une antenne large bande, avec une fréquence centrale située autour de 550 MHz. L'amplitude du coefficient de réflexion descend légèrement en dessous de 0,15. En revanche, l'évolution de cette amplitude en fonction de la hauteur ne suit pas le même ordre que celui observé pour les mesures au-dessus du sol.

Les deux figures ci-dessous superposent les mesures réalisées au-dessus du sol et du PEC pour plusieurs hauteurs d'acquisition afin de mettre en évidence les différences entre les deux configurations. La Figure 17 montre le S_{11} (domaine fréquentiel) tandis que la Figure 18 présente le signal en domaine temporel.

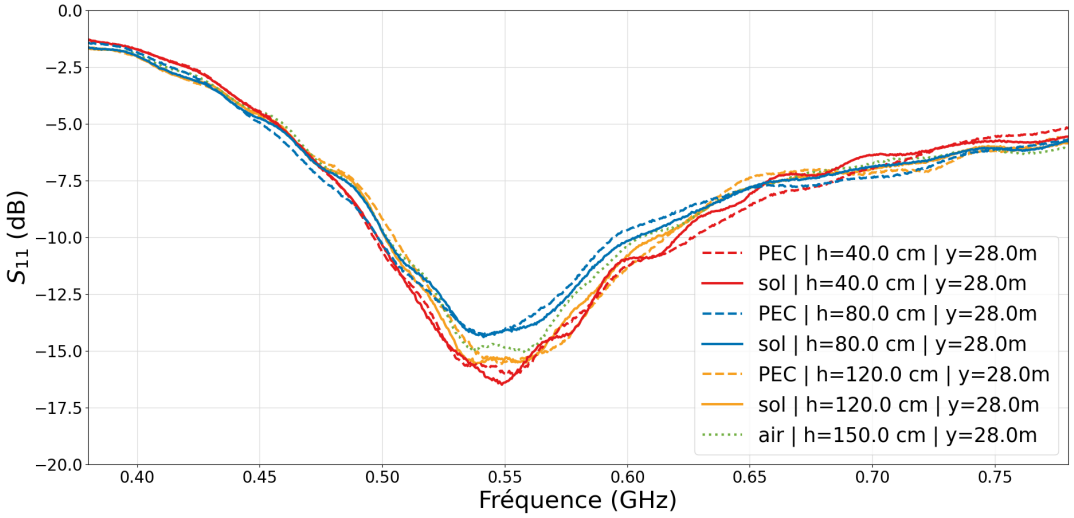


Figure 17 – S_{11}, mesures expérimentales sur sol et PEC (Zoom)

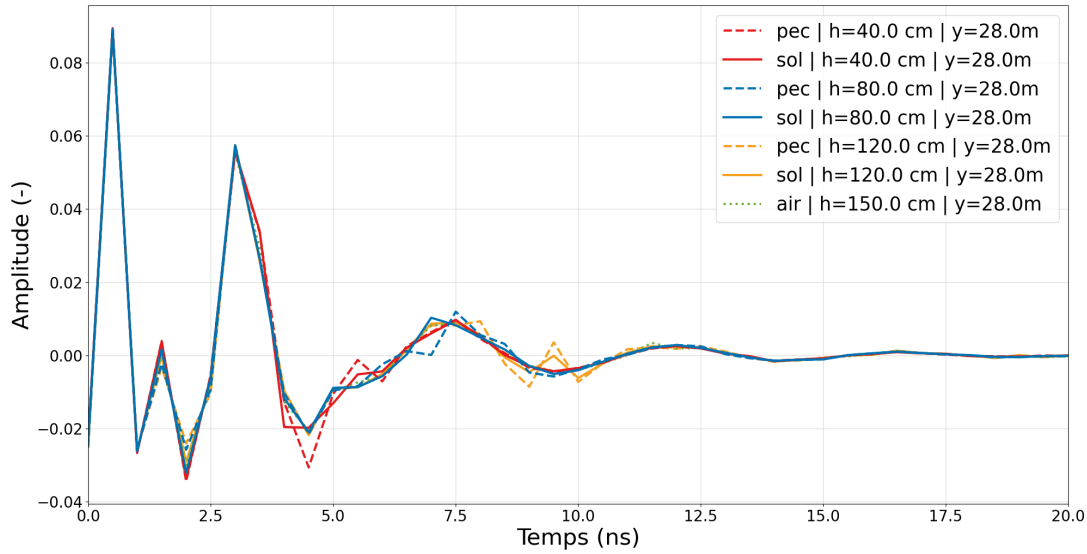


Figure 18 – Signal en domaine temporel, mesures expérimentales sur sol et PEC

La Figure 19 présente une synthèse de la bande passante à -10 dB des mesures expérimentales réalisées au-dessus du sol et du PEC en fonction de la hauteur de l'antenne au-dessus du sol. On observe une anomalie pour les mesures effectuées à 40 cm, aussi bien au-dessus du sol que du PEC qui s'écartent de la tendance générale observée pour les autres hauteurs.

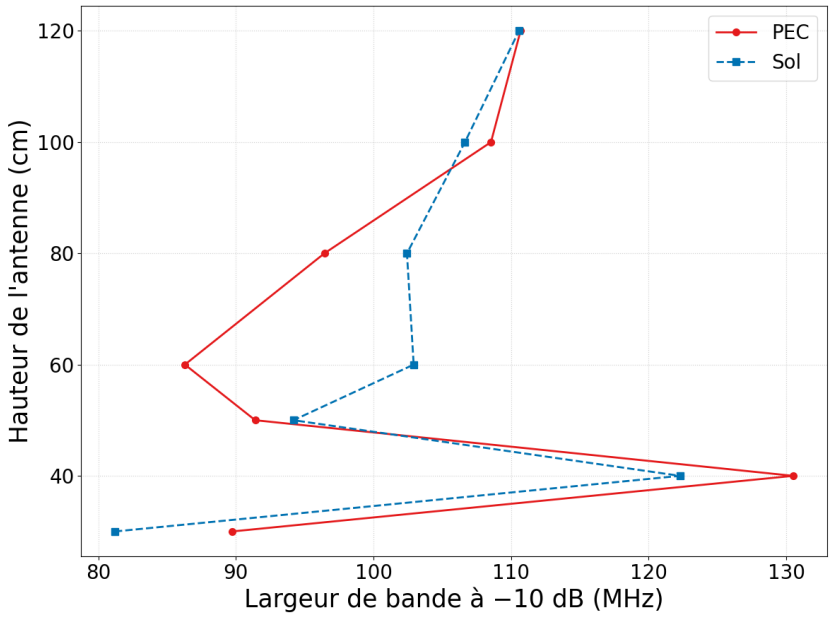


Figure 19 – Détection de la bande passante à -10 dB, mesures expérimentales sur sol et PEC

Le Tableau 2 présente une analyse statistique des données mesurées par les sondes 3 et 4 du site test du Cerema, en présentant la moyenne des données et leur écart-type.

Tableau 2 – Analyse des données TDR, sondes 3 et 4 de 0 à -30 cm en profondeur dans le sol

Sonde	**Conductivité**	**Permittivité**
3	7.36 ± 2.72 mS/m	14.56 ± 2.06
4	12.49 ± 4.85 mS/m	17.13 ± 3.40

3.2 Mesures simulées et comparaisons avec les données expérimentales

Cette section présente les résultats des simulations réalisées avec l'antenne Vivaldi. Les réponses simulées sont ensuite comparées aux mesures expérimentales afin d'évaluer la capacité du modèle à reproduire le comportement observé sur le terrain.

La Figure 20 présente le module du S_{11} simulé à différentes hauteurs au-dessus du PEC. Les résultats sont représentés dans le domaine fréquentiel sur la bande de fréquences comprise entre 0 et 2 GHz.

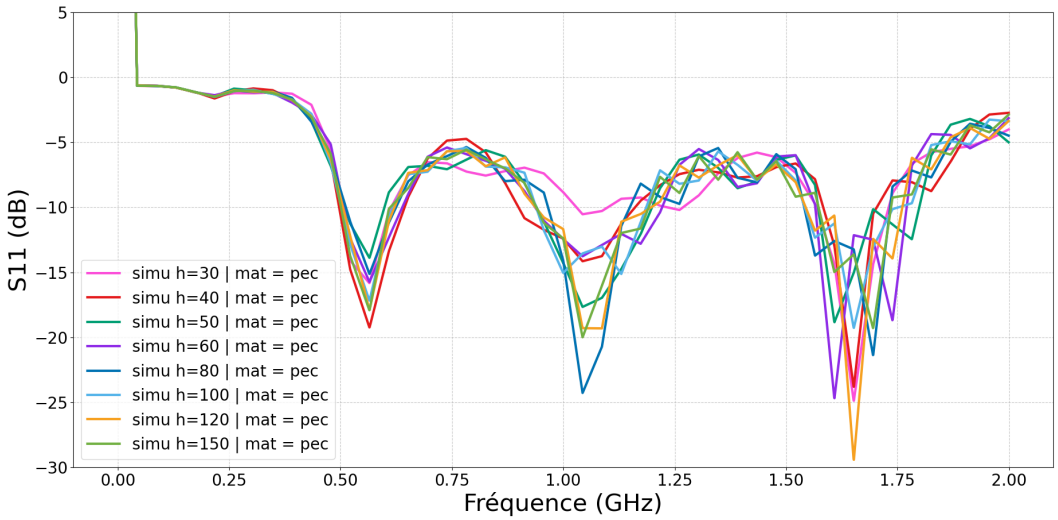


Figure 20 – S_{11}, simulation sur PEC

Nous pouvons observer un signal caractéristique d'une antenne large bande, assez similaire dans l'ensemble comparé aux données expérimentales, avec une fréquence centrale située autour de 550 MHz. Le signal est également peu perturbé jusqu'à 750 MHz puis devient moins lisible jusqu'à 2 GHz.

La Figure 21 présente une synthèse de la bande passante à −10 dB des mesures simulées réalisées au-dessus du sol et du PEC en fonction de la hauteur de l'antenne. On observe une anomalie pour les mesures effectuées à 40 cm, aussi bien au-dessus du sol que du PEC qui s'écartent de la tendance générale observée pour les autres hauteurs.

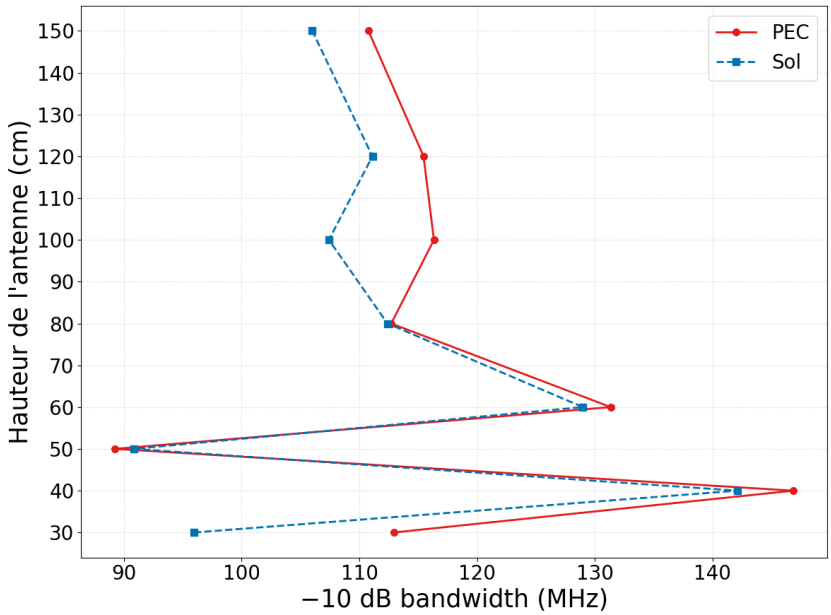


Figure 21 – Détection de la bande passante à -10 dB, simulations sur sol et PEC

Les deux figures ci-dessous mettent en œuvre les mesures expérimentales sur terrain et les mesures simulées, à 100 cm au-dessus d'un PEC.

Nous pouvons voir Figure 22 une comparaison entre le signal réfléchi en tension mesuré et simulé chacun dans le sol et dans l'air. Une mesure dans l'air signifie que l'antenne pointe vers le ciel tandis qu'une simulation dans l'air signifie qu'il n'y a pas de sol, l'antenne rayonne directement vers les PML. Figure 23, nous pouvons voir le S_{11}. Les deux signaux (mesuré et simulé) sont superposés sur le même graphique.

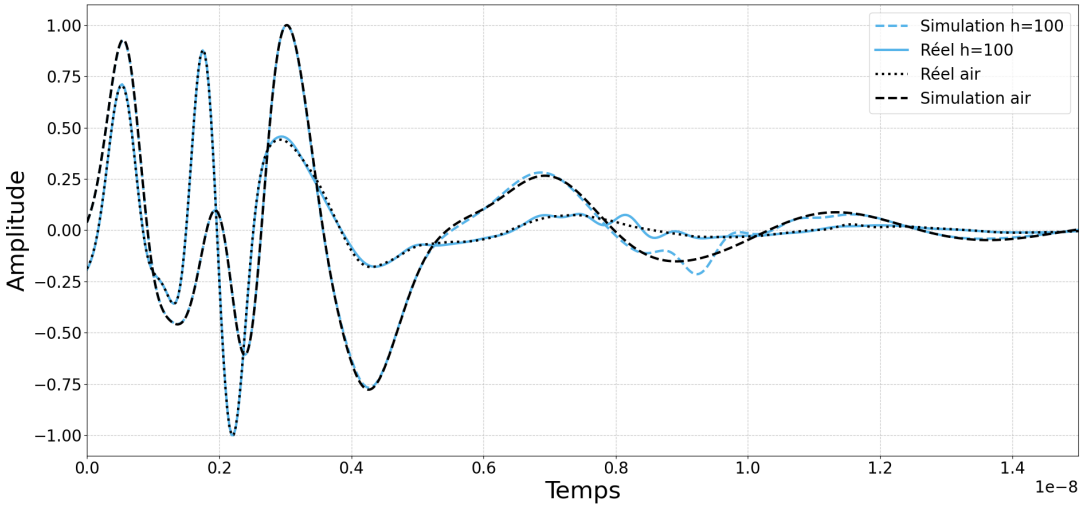


Figure 22 – Signal réfléchi en tension, mesure expérimentale et simulation sur sol et dans l'air

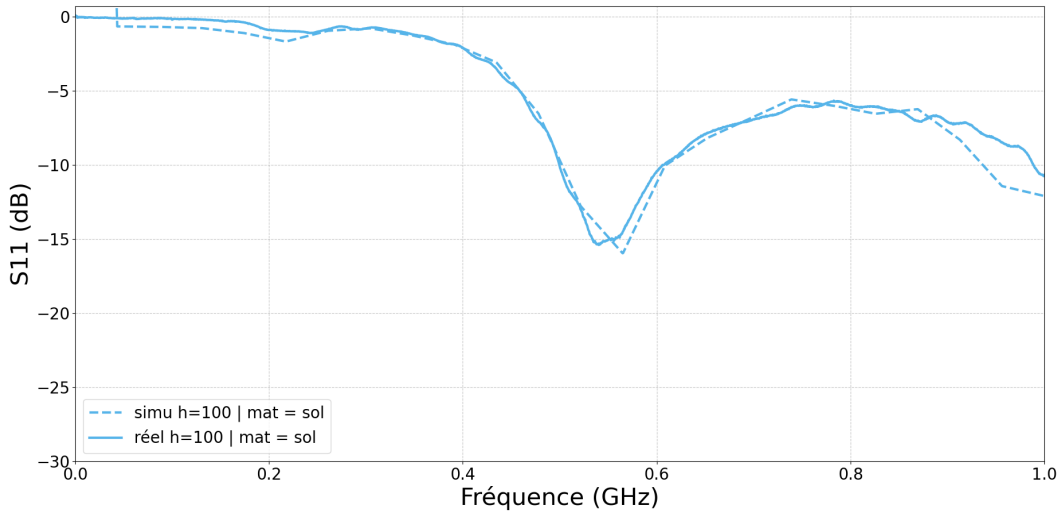


Figure 23 – S_{11}, mesure expérimentale et simulation sur PEC

Les résultats montrent une bonne concordance entre les signaux simulés et expérimentaux. Dans le domaine fréquentiel (23), on retrouve un minimum du S_{11} autour de 550 MHz ainsi que le décalage observé pour une hauteur de 40 cm. Dans le domaine temporel (22), le signal simulé présente une forme proche de celle du signal expérimental, avec légèrement plus d'amplitude. Si l'on se concentre sur les deux signaux de mesures expérimentales (air et sol) nous pouvons voir que le signal est très proche jusqu'à environ 7 ns. A partir de ce moment nous pouvons observer une perturbation pour le signal mesuré dans le sol. C'est le même cas si l'on compare les deux signaux calculés (air et sol).

3.3 Étude du comportement de l'antenne

Cette section présente les résultats obtenus en faisant varier différents paramètres de modélisation. Les premiers résultats présentent l'influence des propriétés électromagnétiques du sol. Les résultats suivants présentent la variation de la taille de l'antenne Vivaldi par l'application d'un coefficient d'échelle sur la hauteur et la largeur de l'antenne (hors épaisseur). L'ensemble des simulations de cette section est réalisée dans une configuration où l'antenne se trouve à 60 cm au-dessus du sol.

3.3.1 Variation des propriétés électromagnétiques du sol

Deux séries de simulations ont été réalisées avec l'antenne de taille originale : une première faisant varier uniquement la conductivité électrique, la permittivité étant fixée à ($\varepsilon_r = 15$), et une seconde faisant varier uniquement la permittivité, la conductivité étant fixée à ($\sigma = 0{,}01\ \mathrm{S \cdot m^{-1}}$). La source utilisée est une *waveform* de type *gaussiandot* (première dérivée d'une onde gaussienne), d'amplitude égale à 1 et centrée sur une fréquence de 550 MHz (0,55 GHz). La *transmission line* est polarisée selon l'axe z et possède une impédance caractéristique de 50 Ω, correspondant à celle d'un connecteur SMA standard.

Seuls les résultats obtenus lors des variations de la permittivité sont présentés (Figures 24 et 25), les variations de la conductivité (0,001 à 0,030 $\mathrm{mS \cdot m^{-1}}$) n'ayant pas entraîné de modification significative.

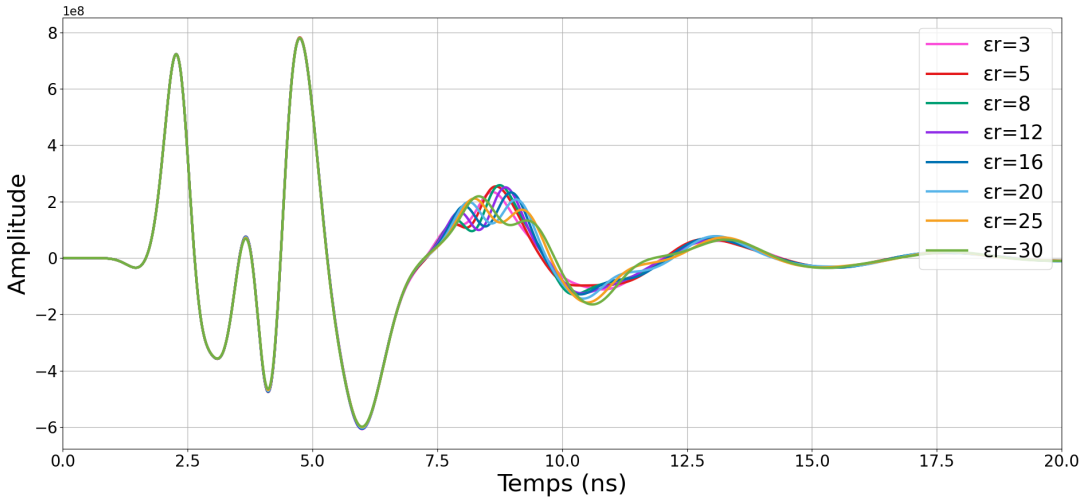


Figure 24 – Signal réfléchi (V) en fonction de la permittivité relative (conductivité fixe $\sigma = 0{,}01\ \mathrm{S \cdot m^{-1}}$), hauteur = 60 cm

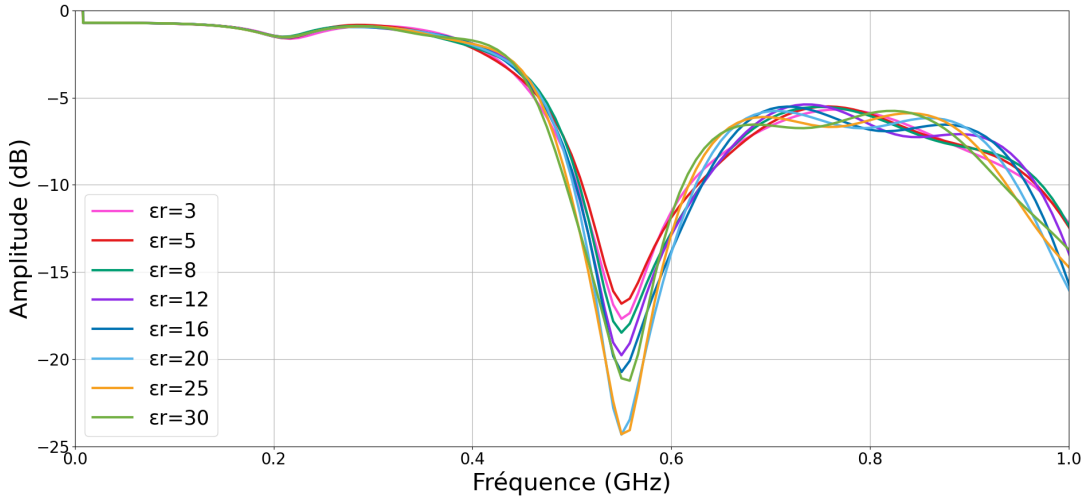


Figure 25 – S_{11} en fonction de la permittivité relative ($\sigma = 0{,}01$ S $\cdot$ m^{-1}), hauteur = 60 cm

Le Tableau 3 présente une analyse statistique des simulations illustrées aux Figures 24 et 25. Il regroupe pour chaque valeur de permittivité relative l'atténuation maximum (dB) du S_{11} sur la bande de fréquence comprise entre 0 et 1 GHz, la variation relative par rapport à la première mesure ($\varepsilon_r = 3$), ainsi que la largeur et le centre de la bande passante à -10 dB.

Tableau 3 – Analyse statistique du S_{11} en fonction de la permittivité relative du sol.

ε_r	**Atténuation max (dB)**	**Variation (%)**	**Centre BP à -10 dB (MHz)**	**BP à -10 dB (MHz)**
3,0	-17,68	0,00	561,8	112,7
5,0	-16,81	4,92	568,6	115,9
8,0	-18,48	4,49	569,2	123,1
12,0	-19,77	11,81	567,4	127,6
16,0	-20,74	17,26	567,6	126,9
20,0	-24,32	37,54	563,0	123,3
25,0	-24,30	37,43	557,1	121,2
30,0	-21,23	20,06	553,0	117,8

Les simulations mettent en évidence une évolution de la réponse de l'antenne en fonction de la permittivité relative, aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel. Une augmentation de la largeur de bande et de l'atténuation du S_{11} sont observées lorsque la permittivité relative augmente. Une inversion est toutefois observée entre les cas $\varepsilon = 3$ et $\varepsilon = 4$. De plus, le cas $\varepsilon = 30$ présente un décalage par rapport à la tendance générale avec une atténuation plus faible que celle attendue. La largeur de la bande passante à -10 dB suit la même tendance que l'évolution de l'atténuation du S_{11}.

3.3.2 Application de coefficients faisant varier la taille de l'antenne

Plusieurs simulations ont été réalisées sur la même antenne Vivaldi à laquelle des coefficients de proportions ont été appliqués : 0,75, 1,25, 1,5, 1,75 et 2,0. Les simulations ont été faites sur un

sol homogène identique, la permittivité étant fixée à ($\varepsilon_r = 15$) et la conductivité étant fixée à ($\sigma = 0{,}01$ S/m).
La Figure 26 présente le S_{11} tandis que la Figure 27 présente ces mêmes résultats avec le signal réfléchi (V). La source utilisée est une *waveform* de type *gaussiandot* (première dérivée d'une onde gaussienne), d'amplitude égale à 1 et centrée sur une fréquence de 550 MHz (0,55 GHz). La *transmission line* est polarisée selon l'axe z et possède une impédance caractéristique de 50 Ω, correspondant à celle d'un connecteur SMA standard.

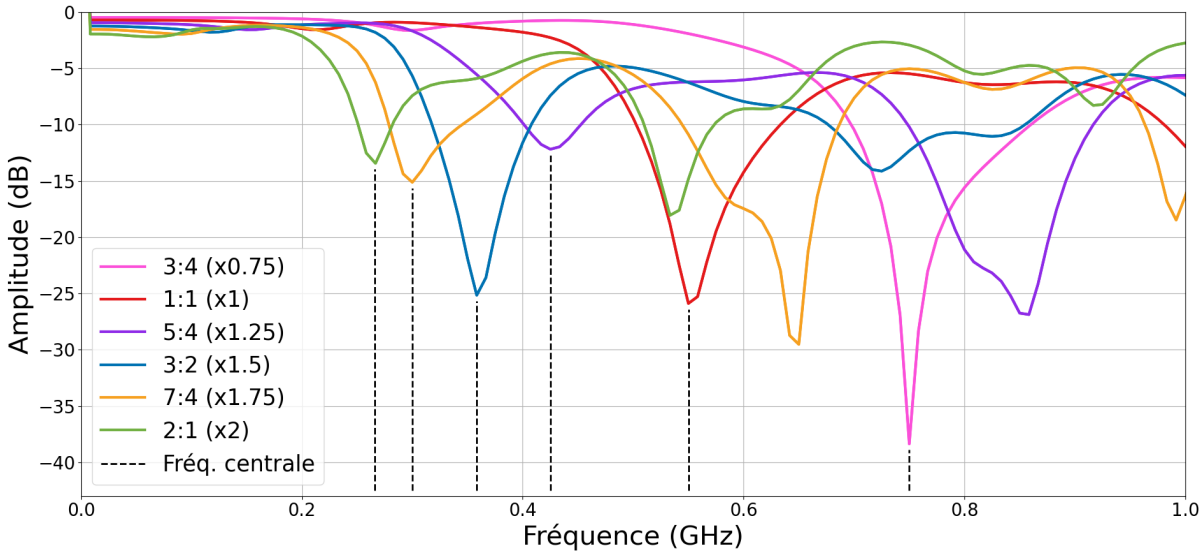


Figure 26 – S_{11} en fonction du coefficient de proportionnalité appliqué à la taille de l'antenne Vivaldi (hauteur = 60 cm) | Zoom entre 0 et 1 GHz.

Nous pouvons voir que le comportement de l'antenne varie en fonction de sa taille : la fréquence centrale de l'antenne baisse lorsque la taille de l'antenne augmente. Le Tableau 4 présente une analyse du S_{11} : la largeur de bande à -10 dB et la fréquence centrale correspondante.

Tableau 4 – Analyse du S_{11} en fonction de la taille de l'antenne.

Échelle	**Taille de l'antenne (cm)**	**Centre BP (MHz)**	**Bande passante à -10 dB**
× 0,75	15,9 x 12,5	778,7	162,7
× 1,00	21,2 x 16,7	568,0	130,6
× 1,25	26,5 x 20,9	426,9	51,4
× 1,50	31,8 x 25,1	362,8	89,9
× 1,75	37,1 x 29,2	312,0	66,3
× 2,00	42,4 x 33,4	266,5	31,1

Le Tableau 4 confirme les observations de la Figure 26. Nous observons bien une augmentation de la fréquence centrale de l'antenne lorsque la taille diminue.

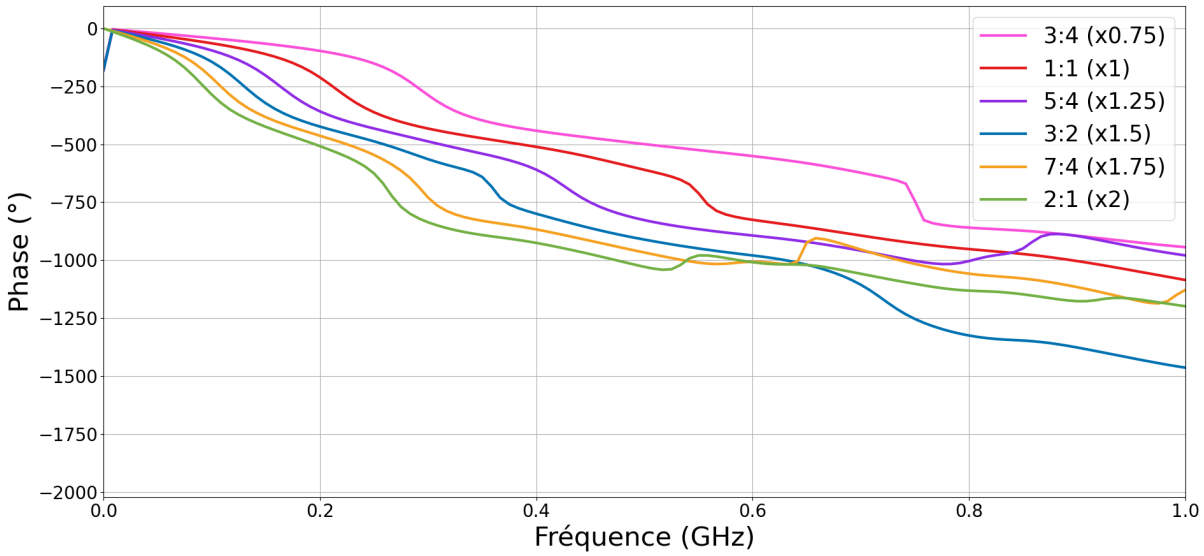


Figure 27 – Signal réfléchi (V) en fonction du coefficient de proportionnalité appliqué à la taille de l'antenne Vivaldi, (hauteur = 60 cm)

La phase d'un antenne représente le déphasage entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. Les courbes présentent globalement une décroissance linéaire en fonction de la fréquence, ce qui signifie que le retard temporel est également constant. Nous observons aussi que la phase décroît plus rapidement que la taille de l'antenne augmente. Enfin, des ruptures locales apparaissent sur certaines courbes. Elles coïncident avec les fréquences auxquelles le S_{11} présente une forte atténuation 26. Par exemple pour l'antenne à l'échelle $\times$ 0,75 la rupture de courbe de la phase est observée à 778 MHz, fréquence qui correspond au centre de la bande passante à -10 dB.

4 Discussion

Cette partie vise à interpréter les résultats présentés dans le chapitre précédent. Les mesures expérimentales sont d'abord discutées afin d'analyser l'influence du type de sol et de la hauteur d'acquisition sur le signal, et donc la réponse de l'antenne. Il y est notamment discuté le décalage évoqué précédemment lors des acquisitions à 40 cm de hauteur.
Les résultats de simulation sont ensuite comparés aux mesures expérimentales afin d'évaluer la capacité du modèle numérique à reproduire le comportement de l'antenne. Les avantages et limites de l'utilisation d'un logiciel open source en FDTD sont discutés et confrontés à plusieurs études.

4.1 Mesures expérimentales et comparaison avec les simulations

Les mesures expérimentales montrent que la réponse de l'antenne varie en fonction de la hauteur d'acquisition et de la nature du milieu. Les différences observées entre les mesures mettent en évidence la sensibilité du S_{11} aux conditions de mesure. Toutefois, certaines observations, notamment le comportement obtenu à une hauteur de 40 cm, s'écartent de la tendance générale et méritent une analyse plus approfondie.

Les mesures expérimentales montrent que le signal varie en fonction de la hauteur d'acquisition et du type de sol. Ces différences peuvent tendre vers un système sensible aux conditions expérimentales. Cependant on se doit de rester hypothétique car le S_{11} ne montre ni une augmentation de l'atténuation en fonction de la hauteur ni en fonction du type de sol, comme c'est le cas pour les simulations sur différentes valeurs de permittivité (Figures 24 et 25).
Contrairement à ce qui était attendu pour les mesures expérimentales, aucune tendance de l'atténuation du S_{11} n'est observée avec l'augmentation de la hauteur.

Nous pouvons nous pencher sur la Figure 22 qui compare les mesures et simulations sur sol et dans l'air. Nous remarquons que le signal sur sol est différent du signal dans l'air à partir de 7 ns.
Pour les mesures sur sol, l'antenne se trouve à une hauteur de 100 cm. À une fréquence de 550 MHz le signal se déplace à une vitesse d'environ 30 $\text{cm} \cdot \text{ns}^{-1}$. Cela signifie que le signal parcourt une distance de 2 m (aller-retour) en 6,67 ns. Les perturbations visibles sont donc certainement la réponse du sol. Cette variation reste cependant relativement faible, contrairement à ce qui était attendu pour ces données. Le signal simulé présente une plus grande amplitude expliquée par le fait qu'il ne rencontre aucun élément extérieur susceptible de diminuer son amplitude comme c'est le cas dans la vie réelle.

Les mesures expérimentales ont aussi pu être perturbées par la chaîne instrumentale. En effet, lors de la calibration de l'analyseur de réseau avec le kit de calibration, nous devons ajouter un adaptateur, pour des questions de taille de filetage. Cet adaptateur est ensuite retiré lors des mesures afin de pouvoir y connecter l'antenne. Cela peut entraîner une modification de la réponse mesurée, à prendre en compte lors de la lecture de ces résultats.

Certaines observations tel que le comportement obtenu à une hauteur de 40 cm qui s'écarte de la tendance générale, méritent une attention particulière. Cela pourrait être lié à la longueur d'onde de l'antenne et aux conditions de phase entre l'onde émise et celle réfléchie par le sol.

La réponse de l'antenne dépend de la phase :

$$\phi = \frac{4\pi h}{\lambda} \tag{7}$$

pour une onde réfléchie par un sol (aller-retour) avec $\lambda = \frac{c}{f}$.

La variable ϕ représente le déphasage de l'onde réfléchie (rad), h la distance entre l'antenne et le sol (m), λ la longueur d'onde (m), c la vitesse de la lumière ($\mathrm{m} \cdot \mathrm{s}^{-1}$) et f la fréquence de l'onde électromagnétique (Hz).

Pour notre antenne, avec une fréquence centrale de $f = 550$ MHz on obtient :

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{5,5 \times 10^8} = 0,545 \text{ m} \tag{8}$$

À $h = 40$ cm on obtient alors :

$$\phi = \frac{4\pi \times 0,40}{0,545} = 9,22 \text{ rad} \tag{9}$$

En retirant un tour complet (2π), on obtient $9,22 - 2\pi = 2,94$ rad soit environ 169°. À une hauteur de 40 cm, l'onde réfléchie revient donc à l'antenne presque en opposition de phase avec l'onde incidente.

Dans cette configuration, l'interférence entre les ondes incidente et réfléchie est susceptible de modifier le coefficient de réflexion mesuré. Cette interprétation reste toutefois une hypothèse qualitative, la réponse de l'antenne dépendant également de sa géométrie, de sa bande de fréquence et du couplage électromagnétique avec le sol.
Par ailleurs, les oppositions de phase suivante théoriques se situent à 68,2 cm, 95,5 cm et 122,7 cm. Or, aucun décalage comparable à celui observé à 40 cm n'est mis en évidence, notamment pour la mesure à 120 cm du sol. Cette coïncidence ne permet donc pas à elle seule d'expliquer ce phénomène.

Concernant les simulations réalisées sur sol et PEC, il est difficile d'interpréter l'atténuation maximum du signal en raison du faible nombre de points constituant le signal. Il serait intéressant de reproduire ces simulations avec une durée de calcul plus importante afin d'améliorer la résolution et d'obtenir des courbes plus détaillées, comme c'est le cas pour les simulations faisant varier la permittivité (23 ns contre 120 ns) (Figures 24 et 25).

4.2 Simulations avec variation de la permittivité

Nous pouvons ensuite nous demander pourquoi les simulations avec variation de la permittivité ont aussi bien réagi comparativement à celles avec variation de la conductivité. Nous pouvons supposer qu'à une hauteur de 60 cm au-dessus du sol, le couplage entre l'antenne et le milieu reste relativement faible. Dans ces conditions, le signal reçu dépendrait principalement du coefficient de réflexion, qui est davantage sensible à la permittivité relative du sol qu'à sa conductivité. À l'inverse, la conductivité a généralement plus d'influence lorsque l'onde pénètre plus profondément dans le milieu, ce qui ne semble pas être le cas ici.

Cette interprétation est cohérente avec les travaux numériques de Slob et Lambot, 2011 (section *Numerical Results*) dans lesquels les auteurs font varier indépendamment la permittivité et la conductivité sur 170 combinaisons différentes afin d'évaluer les performances de leur modèle. Les

résultats montrent que les données de réflexion de surface contiennent peu d'information sur la conductivité lorsque celle-ci est faible ($\sigma < 10$ mS $\cdot$ m^{-1}), alors que l'estimation de la permittivité reste cohérente sur une large gamme de paramètres.
C'est une situation qui est comparable à nos simulations, pour lesquelles la conductivité varie entre 0,1 et 3 mS $\cdot$ m^{-1}.

Les travaux de Tran et al., 2011 qui reposent sur l'utilisation d'un modèle d'antenne complet et analysent la sensibilité des paramètres électromagnétiques aboutissent à une conclusion similaire. L'analyse de la réponse du sol a montré que le modèle était davantage sensible à la permittivité qu'à la conductivité, en particulier pour les faibles valeurs de conductivité (1,5 mS $\cdot$ m^{-1}).
Les hauteurs d'antenne utilisées dans ces deux études restent cependant inférieures à celle considérée dans ce travail (24 cm pour Slob et Lambot, 2011 et entre 2 et 10 cm pour Tran et al., 2011, contre 60 cm dans notre cas), ce qui invite à rester prudent dans la comparaison.
Ces études sont réalisées à des distances plus proches du sol pouvant relever du champ proche de l'antenne alors que les mesures présentées dans ce travail sont effectuées à une hauteur correspondant au champ lointain.

Il serait également intéressant par la suite de procéder à l'inversion des résultats obtenus lors des simulations de variation de la permittivité afin de vérifier si les valeurs de permittivité imposées sont correctement estimées.

4.3 Simulations avec variation de la taille de l'antenne

Comme indiqué dans les résultats, la phase décroît plus rapidement lorsque la taille de l'antenne augmente. Cette évolution peut s'expliquer par l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne : un trajet électrique plus long induit un déphasage plus important pour une même fréquence. La mise à l'échelle de la géométrie modifie donc bien le comportement en phase de l'antenne.
Concernant les ruptures locales de la phase, elles apparaissent aux même fréquences que les minima du S_{11}. Lorsque celui-ci devient faible, la phase du S_{11} varie rapidement et devient sensible aux faibles variations du signal. Cela peut expliquer ces changements brusques. Cependant, ces phénomènes se produisent essentiellement en dehors de la bande de fonctionnement retenue pour chaque géométrie (< 1 GHz). Elles ne remettent pas en cause la tendance générale observée dans la bande utile.

4.4 Avantages et limites du choix de gprMax dans cette étude

Évoquée en introduction, une dernière question se pose à propos de l'utilisation de gprMax. L'article Temiz et Bakken, 2025 s'est penché sur cette question en cherchant à déterminer si gprMax pouvait fournir des résultats comparables à ceux obtenus avec des logiciels commerciaux tels que CST Studio Suite®. Il propose un cadre de conception et d'optimisation d'antennes destiné au machine learning (ML) s'appuyant sur des processeurs graphiques (GPU). L'étude compare les résultats de simulation obtenus avec gprMax à celui du logiciel CST Studio Suite®. Les auteurs montrent que gprMax peut fournir des résultats proches de ceux du logiciel commercial, à condition d'utiliser une résolution spatiale suffisamment fine, de l'ordre de 0,2 mm. Ces résultats laissent penser que la résolution spatiale utilisée dans nos simulations est peut-être trop grossière.

Il serait alors intéressant de chercher une solution permettant de réaliser des simulations plus fines. Cela passerait notamment par la possibilité de simuler l'antenne sans *transmission line*

afin de pouvoir utiliser des GPU. Dans le cadre actuel, diviser seulement par deux la taille des voxels augmenterait déjà considérablement le temps de calcul. Le nombre de cellules dans chaque direction serait donc multiplié par deux, donc en 3D : $2^3 = 8$. Ensuite, gprMax utilise la méthode FDTD ce qui signifie que le pas de temps est lié au spatial. En divisant par deux le domaine spatial, le pas de temps est lui aussi divisé par deux : il faut donc deux fois plus d'itérations temporelles. Le coût total est donc de $8 \times 2 = 16$. Autrement dit, une simulation de 30 minutes prendrait environ 8 heures, à ajuster en fonction des performances du processeur et de la RAM disponible.
D'autre part, la Figure 28 issue de l'article Fedeli et al., 2019a, présente un comparatif convaincant entre plusieurs modélisations, mises en oeuvre avec des logiciels commerciaux et open-source. Dans cette étude, la simulation réalisée avec gprMax utilise pourtant une discrétisation de seulement 2 mm. Ce résultat montre qu'une discrétisation relativement grossière peut néanmoins conduire à des résultats satisfaisants.

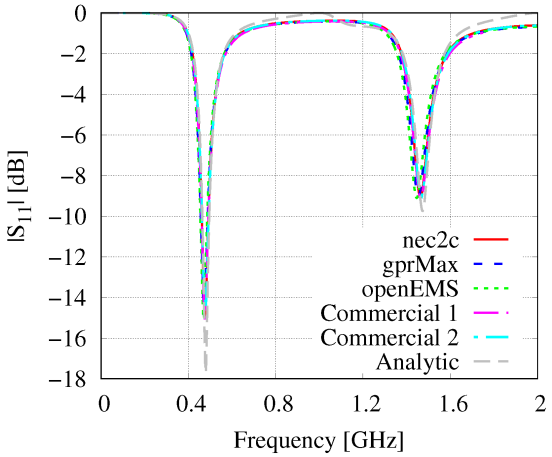


Figure 28 – Module du S_{11} obtenu avec différentes stratégies de modélisation et différents solveurs : logiciels commerciaux, open-source et une solution analytique correspondant à une distribution sinusoïdale du courant.
Alimentation (*transmission line*) orientée suivant l'axe z et adapté à une impédance de 50 Ω, une excitation gaussienne de fréquence centrale égale à 1 GHz. PML de 10 cellules, fenêtre temporelle de 100 ns. (Traduit de Fedeli et al., 2019a)

Un autre article (Fedeli et al., 2019b) s'est intéressé aux logiciels open-source destinés à la conception d'antenne. Les auteurs concluent que les logiciels commerciaux restent globalement supérieurs pour la gestion de l'ensemble du processus de conception. Ils montrent cependant que les logiciels libres sont capables d'offrir de bonnes fonctionnalités ainsi qu'une qualité de résultats comparable à celle des logiciels commerciaux. Ces derniers proposent également une grande variété d'outils de très haute qualité pour le prétraitement et post-traitement des données. Cet article est toutefois davantage centré sur le logiciel open-source OpenMS.

Les logiciels libres basés sur la méthode FDTD ne nécessitent pas l'inversion de grandes matrices de données, contrairement aux méthodes des moments (MoM) qui sont très consommatrices en mémoire et calcul. Les logiciels libres présentent ainsi des besoins en mémoire relativement faibles. De plus, une seule simulation en domaine temporel permet d'évaluer les performances d'une antenne sur une large gamme de fréquence.

Les résultats présentés dans ces études montrent que les logiciels open-source constituent aujourd'hui une alternative crédible aux logiciels commerciaux pour de nombreuses applications, tout en offrant un accès libre et gratuit à ces outils scientifiques.

5 Conclusion

5.1 Conclusion scientifique

L'objectif de ce stage était le développement d'outils de traitement et de modélisation en radar pour la caractérisation des sols, avec un intérêt pour l'antenne Vivaldi et son système large bande. Il s'agissait de modéliser une antenne Vivaldi avec le logiciel open-source gprMax pour ensuite comparer les simulations à des mesures expérimentales.

Pour mener à bien cette modélisation une étude bibliographique des travaux antérieurs portant sur l'antenne Vivaldi et la méthode FDTD a tout d'abord été menée, avant de reproduire la géométrie de l'antenne en Python à l'aide de la librairie gprMax.
Des scripts ont ensuite été développés pour générer des modèles qui importent directement la géométrie de l'antenne, pour réaliser les simulations et pour étudier l'influence de la permittivité et de la conductivité.

Les principaux résultats de cette étude montrent que les simulations reproduisent les principales caractéristiques observées expérimentalement, notamment la fréquence centrale de l'antenne ainsi que le comportement particulier mis en évidence à une hauteur de 40 cm au-dessus du sol. Elles ont également permis de souligner une sensibilité plus marquée du coefficient de réflexion aux variations de permittivité qu'aux variations de conductivité du sol, dans la gamme de paramètres étudiée.
Concernant la présence du sol visible lorsque l'on compare ce signal à un signal dans l'air, les variations sont présentes mais restent faibles. Cela reste toutefois prometteur pour la suite, même si un travail supplémentaire est encore nécessaire pour améliorer la reproduction de l'influence du sol sur le signal.
Nous pouvons également souligner l'intérêt de l'utilisation d'un logiciel open-source. Les résultats obtenus avec gprMax sont comparables à ceux rapportés dans la littérature avec des logiciels commerciaux, soulignant le potentiel des logiciels libres et gratuits pour ce type d'application.

Les principales limites pour les simulations sont la résolution spatiale encore limitée, la durée des simulations encore importante ainsi que la limitation de capacité de calcul à cause de l'incompatibilité entre la ligne d'alimentation (*transmission line*) et les GPU. Ces limitations sont principalement liées aux contraintes de calcul actuelles plutôt qu'au modèle lui-même.
Concernant les comparaisons entre les données simulées et expérimentales, elles ne sont pour l'instant que visuelles. Il pourrait être intéressant de développer des outils de comparaison statistiques.

Plusieurs perspectives se dégagent de ce travail. Le modèle pourrait encore être amélioré et de nouvelles campagnes de mesures réalisées, notamment en considérant de nouvelles hauteurs d'acquisition ou d'autres types de sols. La présence des sondes TDR sur le site expérimental constitue toutefois un réel atout pour la comparaison avec les mesures de terrain. Il serait également intéressant d'approfondir les résultats de l'antenne de taille x1,5 par rapport à l'actuelle qui présente une bande de fréquence plus basse. Celle-ci pourrait permettre de mieux voir la réponse du sol. Par ailleurs, les travaux sur la calibration et l'inversion doivent être entamés. À plus long terme, l'objectif se porte sur le développement d'une chaîne complète de simulation, calibration et inversion reposant entièrement sur gprMax.

Au-delà des résultats obtenus, ce travail a permis de mettre en place une base de modélisation et de simulation qui pourra être réutilisée et enrichie dans la suite du projet.

5.2 Conclusion personnelle

Ce stage a été ma première expérience en laboratoire de recherche public dans lequel j'ai pu découvrir concrètement le fonctionnement d'un projet de recherche. J'ai pu appréhender les différentes étapes nécessaires pour passer d'une problématique scientifique à une démarche concrète de modélisation, tout en gagnant progressivement en autonomie dans la conduite du travail.

J'ai apprécié continuer à progresser en traitement du signal tout en découvrant toute la dimension de modélisation et simulation de la réponse d'une antenne que j'ai moi-même reproduite et modélisée.
Ce travail m'a également permis de progresser en Python, à travers le développement et la modification de scripts mais aussi l'adaptation d'une librairie aux problèmes précis rencontrés au cours du stage. Il m'a appris à prendre en compte les limites d'un modèle et à les intégrer dans l'interprétation des résultats.
J'ai rencontré un certain nombre de difficultés au cours de ce stage qui m'ont toutes permis de progresser : la prise en main d'un logiciel que je ne connaissais pas, les problèmes liés à la discrétisation et au coût numérique ou encore les écarts entre les modèles numériques et les mesures expérimentales. Apprendre à résoudre des problèmes auxquels on ne s'attend pas, et pour lesquels on ne dispose pas nécessairement au départ de toutes les compétences requises constitue aussi une part importante de l'apprentissage de la recherche.

Cette expérience a renforcé mon intérêt pour les problématiques qui relèvent de l'instrumentation, la modélisation et le traitement des données. La réponse d'A. Giannopoulos avec la correction de certains scripts aura constitué une belle clôture de ce stage en apportant une amélioration concrète des outils que j'ai étudiés pendant des mois.

Je poursuis à la rentrée 2026 mon parcours de formation universitaire avec un second master dans un domaine connexe où je continuerai à développer de nouvelles compétences : la conception satellitaire à l'université de Paris-Saclay.

Bibliographie

Abbas, M. K., Salim, A. J., Hammed, R. T., & Sali, A. (2025). Design and optimization of a modified straight-tapered Vivaldi antenna using ANN for GPR system. *Open Engineering*, *15*(1). https://doi.org/10.1515/eng-2025-0143

Fedeli, A., Montecucco, C., & Gragnani, G. L. (2019a). Open-Source Software for Electromagnetic Scattering Simulation : The Case of Antenna Design. *Electronics*, *8*(12). https://doi.org/10.3390/electronics8121506

Fedeli, A., Montecucco, C., & Gragnani, G. L. (2019b). Free and Open Source Software Codes for Antenna Design : Preliminary Numerical Experiments. *Electrical, Control and Communication Engineering*, *15*(2), 88-95. https://doi.org/10.2478/ecce-2019-0012

Giannakis, I., Giannopoulos, A., & Warren, C. (2016). A Realistic FDTD Numerical Modeling Framework of Ground Penetrating Radar for Landmine Detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, *9*(1), 37-51. https://doi.org/10.1109/JSTARS.2015.2468597

Gibson, P. (1979). The Vivaldi Aerial. *1979 9th European Microwave Conference*, 101-105. https://doi.org/10.1109/EUMA.1979.332681

Guruswamy, S., Chinniah, R., & Thangavelu, K. (2019). A printed compact UWB Vivaldi antenna with hemi cylindrical slots and directors for microwave imaging applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, *110*, 152870. https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.152870

Huang, X., Cao, J., Zhong, W., & Jin, X. (2021). High gain antipodal Vivaldi antenna with novel V-shaped air-slot. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, *31*(11), e22818. https://doi.org/10.1002/mmce.22818

Peplinski, N., Ulaby, F., & Dobson, M. (1995). Dielectric properties of soils in the 0.3–1.3-GHz range. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, *33*(3). https://doi.org/10.1109/36.387598

Slob, E., & Lambot, S. (2011). Direct determination of electric permittivity and conductivity from air-launched GPR surface reflection data. Chapter 8. In R. Miller, J. Bradford, K. Holliger & R. Latimer (Éd.), *Advances in near-surface seismology and ground-penetrating radar* (p. 251-262). SEG. https://doi.org/10.1190/1.9781560802259

Taflove, A. (1995, juin). *Computation Electrodynamics—The Finite-Difference Time-Domain Method*.

Temiz, M., & Bakken, V. (2025). Electromagnetic Simulations of Antennas on GPUs for Machine Learning Applications. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, *33*(5), 574-593. https://doi.org/10.55730/1300-0632.4145

Tran, A. P., Warren, C., André, F., & Lambot, S. (2011). Numerical evaluation of a full-wave antenna model for near-field applications. *2011 6th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, 1-4. https://doi.org/10.1109/IWAGPR.2011.5963849

Tsachouridis, S., Pavloudakis, F., Sachpazis, C., & Tsioukas, V. (2025). Monitoring Slope Stability : A Comprehensive Review of UAV Applications in Open-Pit Mining. *Land*, *14*(6). https://doi.org/10.3390/land14061193

Wang, A., Rejiba, F., Bodet, L., Finco, C., & Fauchard, C. (2024). High-resolution surface-wave-constrained mapping of sparse dynamic cone penetrometer tests. *Near Surface Geophysics*, *22*(6), 666-680. https://doi.org/10.1002/nsg.12321

Warathe, S., Tanti, R. K., & Anveshkumar, N. (2019). Compact Vivaldi Antenna Design at 500MHz for GPR Applications. *2019 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, 1-5. https://doi.org/10.1109/InCAP47789.2019.9134522

Warren, C., Giannopoulos, A., & Giannakis, I. (2016). gprMax : Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar. *Computer Physics Communications*, *209*, 163-170. https://doi.org/10.1016/j.cpc.2016.08.020

Yee, K. (1966). Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *14*(3), 302-307. https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693

Yuan, W., Huang, J., Zhang, X., Cui, K., Wu, W., & Yuan, N. (2023). Wideband Pattern-Reconfigurable Antenna With Switchable Monopole and Vivaldi Modes. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *22*(1), 199-203. https://doi.org/10.1109/LAWP.2022.3207199

Annexes

A. Mesures de l'antenne Vivaldi en chambre anéchoïque

Nous avons eu l'opportunité de faire réaliser des mesures du S_{11} ainsi que du diagramme de rayonnement de l'antenne Vivaldi au laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris (GeePs). La caractérisation de l'antenne a été effectuée dans la chambre anéchoïque électromagnétique située sur le campus de Saint-Cyr par la chercheuse Muriel Darces.
Une chambre anéchoïque, également appelée « chambre sourde », est une salle spécialement conçue pour absorber les ondes électromagnétiques et limiter les réflexions parasites. Elle permet ainsi de reproduire des conditions proches du champ libre ou du demi-espace. Les parois sont recouvertes de matériaux absorbants qui réduisent considérablement les réflexions des ondes incidentes.

Les mesures du S_{11} ont été réalisées dans la bande de fréquence scrutée, comprise entre 400 et 700 MHz. Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans le plan horizontal (plan E) et vertical (plan Z), en considérant respectivement la composante horizontale du champ électrique (E_y) et la composante verticale (E_z). La composante principale du champ est horizontale. L'angle d'azimut ϕ varie entre -90° et 90°pour les mesures dans le plan horizontal tandis que l'angle de colatitude θ varie de 0 à 180° pour les mesures dans le plan vertical. La convention adoptée est présentée Figure 29. La disposition de l'antenne selon le plan est illustrée Figure 30.

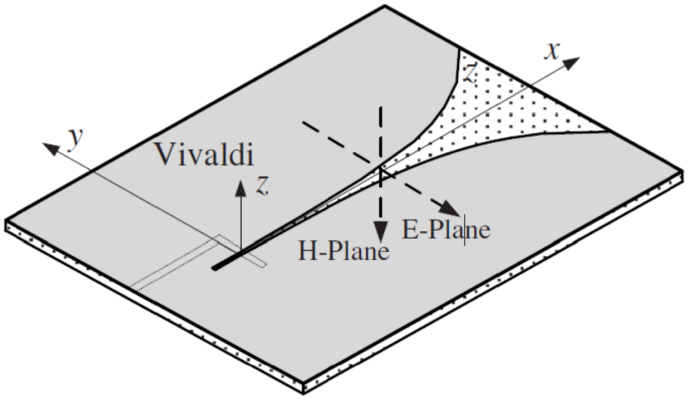
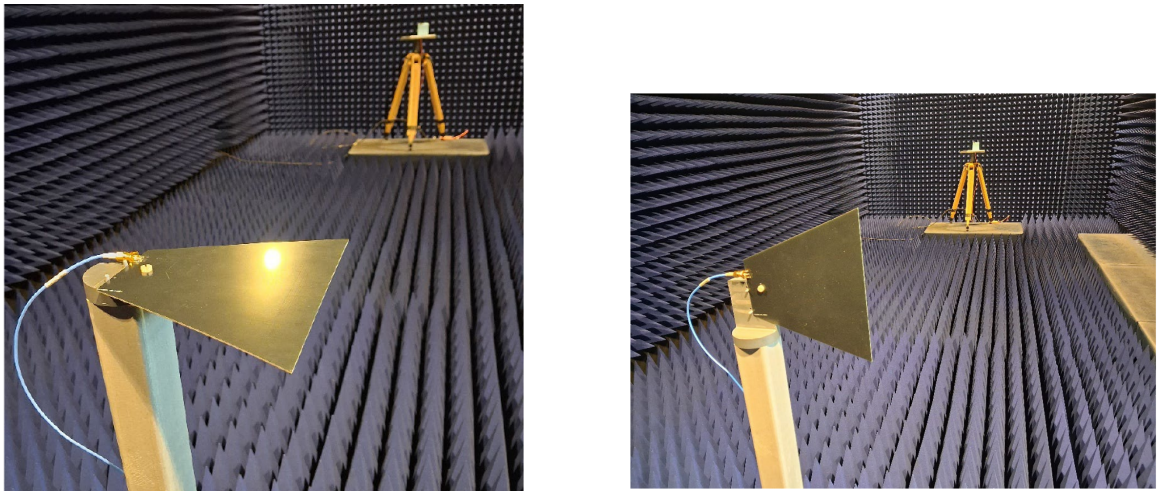


Figure 29 – Convention adoptée de l'orientation de l'antenne pour les mesures en chambre anéchoïque.



(a) plan horizontal **(b)** plan vertical

Figure 30 – Positionnement de l'antenne dans le plan horizontal (a) et vertical (b).

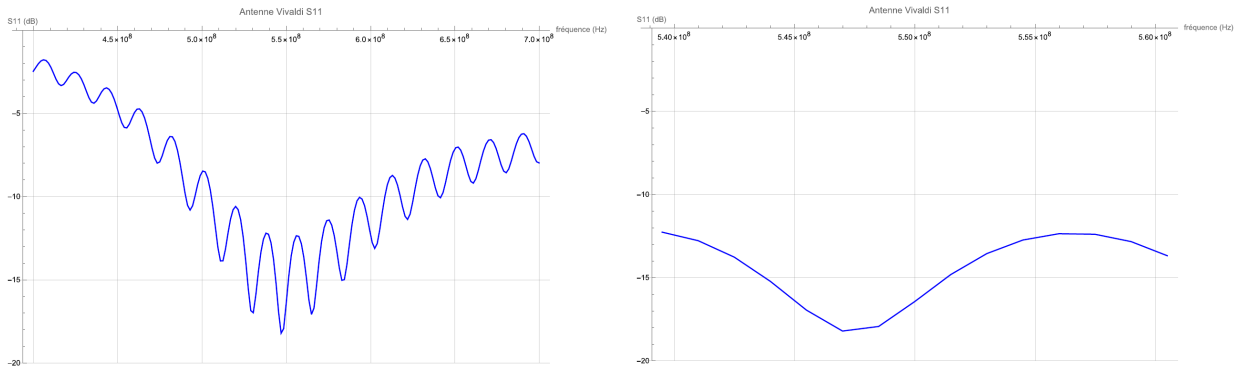
Pour chaque configuration l'antenne est orientée selon le plan choisi et son rayonnement est mesuré à 360° avec une sonde de champ électrique (Figure 31).



(a) Vue de l'arrière **(b)** Vue de dessus

Figure 31 – Photographie de la sonde électrique dans la chambre anéchoïque.

Nous pouvons voir Figure 32 les résultats des mesures du S_{11} en chambre anéchoïque.

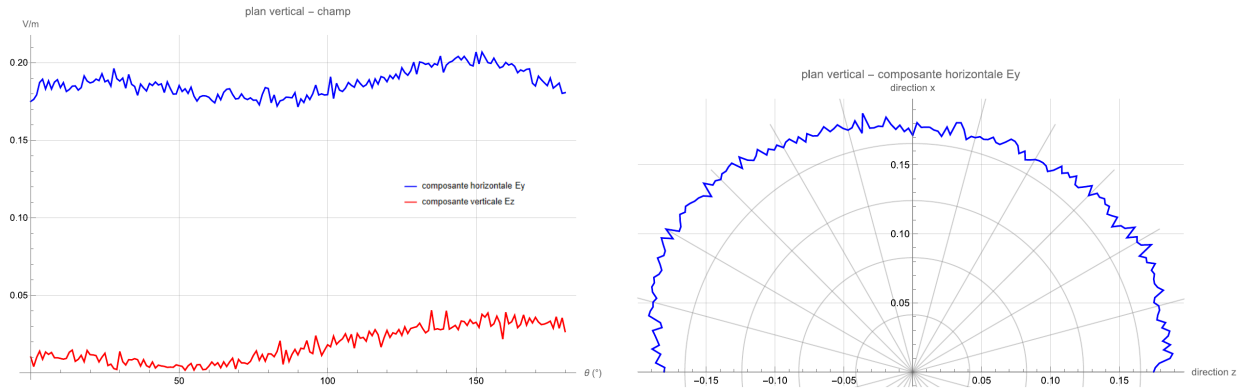


(a) Bande de fréquence 400 à 700 MHz **(b)** Bande de fréquence 539,5 à 560,5 MHz

FIGURE 32 – Mesure du S_{11} (a), avec un zoom (b).

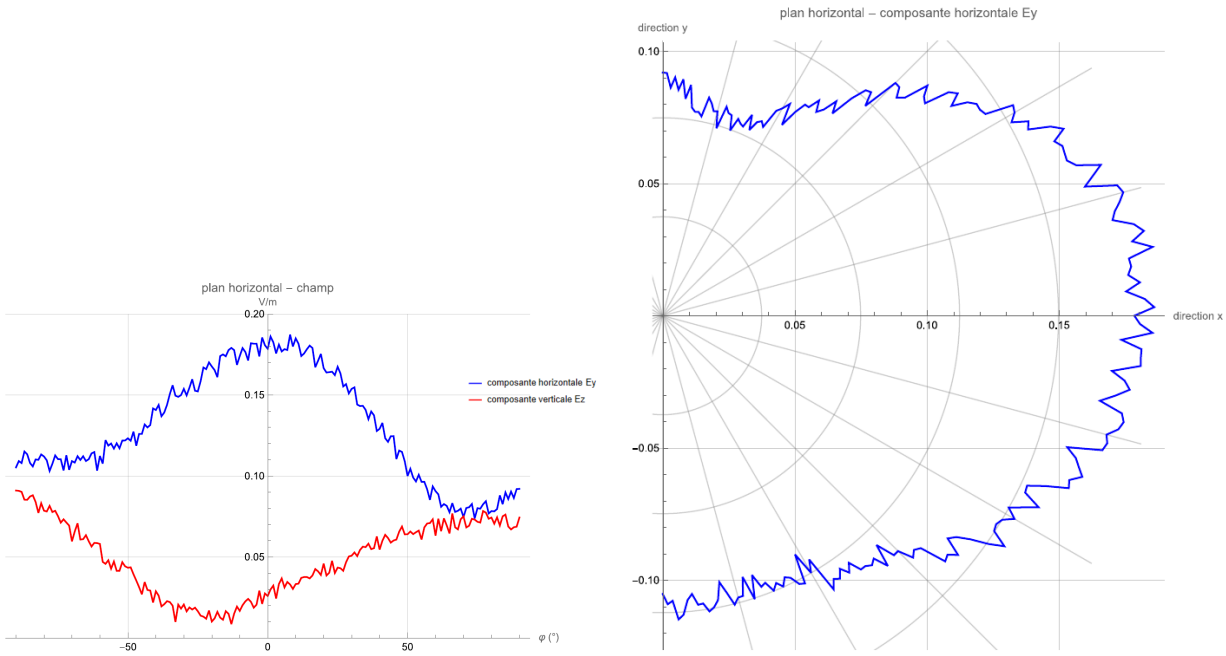
Les résultats montrent que le signal se trouve sous le seuil de -10 dB de 500 MHz à 620 MHz environ, avec une fréquence centrale à 548 MHz.

Les Figures 33 et 34 présentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans horizontal et vertical.



(a) Plan vertical - champ **(b)** Représentation polaire

FIGURE 33 – Diagramme de réflexion - Plan vertical



(a) Plan horizontal - champ

(b) Représentation polaire

Figure 34 – Diagramme de réflexion - Plan horizontal

Nous pouvons voir que dans le plan vertical le signal change très peu sur toute la variation de θ (0 à 180°). La composante horizontale E_y est comprise entre 0,17 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$ ($\theta = 75°$) et 0,21 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$ ($\theta = 150°$). La représentation polaire de la composante horizontale E_y est donc très stable, autour de 0,18 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$ dans les deux directions x et z.

Concernant le plan horizontal, le signal est cette fois très variable peu importe la composante. La composante horizontale E_y est comprise entre 0,7 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$ ($\phi = 75°$) et 0,21 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$ ($\theta = 150°$). La représentation polaire de la composante horizontale E_y montre donc un signal plus important dans la direction x : 0,18 contre 0,8 $\mathrm{V \cdot m^{-1}}$.

B. Contraintes de modélisation liée à la discrétisation du maillage

Cette annexe présente brièvement les difficultés de discrétisation du maillage rencontrées lors de la modélisation de l'antenne. La discussion originale est disponible sur le dépôt de Github de gprMax, à l'adresse suivante : https://github.com/gprMax/gprMax/issues/602.

Initialement, l'antenne devait être importée dans un sous-maillage (*subgrid*), c'est-à-dire une zone du domaine de calcul discrétisée plus finement que le maillage principal. Cependant, des difficultés sont apparues lors de l'importation de la ligne de transmission dans ce sous-maillage, en raison d'une gestion incorrecte des coordonnées locales et globales. La ligne de transmission était définie dans le système de coordonnées local de sous-maillage (où une unité correspond à un voxel du sous-maillage), mais était interprétée dans le système de coordonnées du maillage global. Par conséquent, la ligne de transmission n'était pas positionnée à l'emplacement spécifié par l'utilisateur (Figure 35).
Le problème est identique avec l'importation d'un récepteur et d'un émetteur (Rx *et* Tx) qui constitue une autre méthode d'excitation de l'antenne proposée par gprMax.

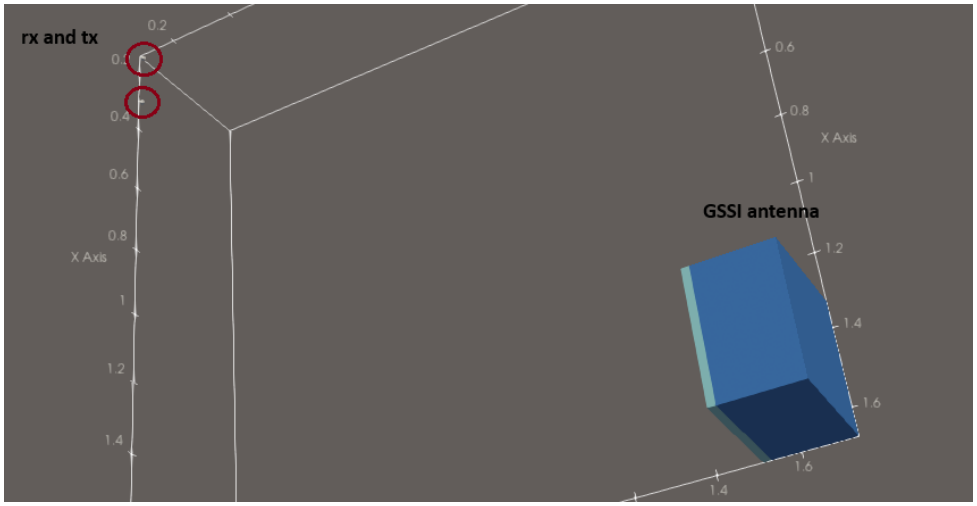


Figure 35 – Erreur de la position de rx/tx avec un sous-maillage (*subgrid*).

Placer la ligne de transmission directement dans le maillage global signifie qu'elle possède la taille d'un voxel du maillage principal, bien trop importante au regard des dimensions du port SMA (Figure 36).

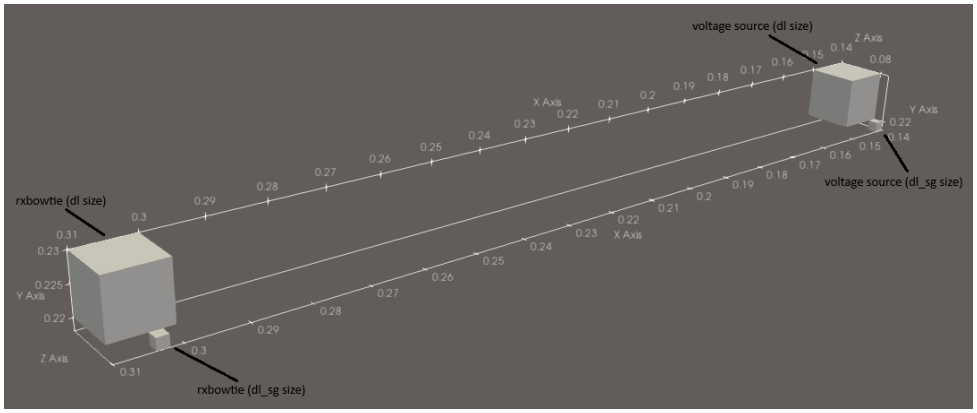


Figure 36 – Taille de rx et tx avec et sans sous-maillage (*subgrid*).

Un signalement (*issue*) a été ouvert sur Github, une plateforme collaborative permettant de stocker, partager et développer du code informatique en équipe. Une discussion avec un autre utilisateur s'est engagée, mais aucune solution n'a pu être trouvée dans un premier temps. Le choix a finalement été fait de supprimer le port SMA afin de pouvoir importer l'antenne dans un maillage plus grossier (0,001 m), sans recourir à un sous-maillage.

Alors que mon stage touchait à sa fin, A. Giannopoulos, co-créateur de gprMax a répondu à cette discussion, indiquant que le problème avait été résolu. Il a confirmé que l'origine du dysfonctionnement provenait du fait que les objets placés dans un sous-maillage étaient exprimés dans le système de coordonnées local de celui-ci, sans qu'une conversion vers le système de coordonnées de la grille principale ne soit effectuée. Le marqueur est donc rendu comme si l'indice 0 correspondait à l'origine de la grille principale, ce qui entraînait leur placement à des positions incorrectes.
La correction apportée consiste à ajouter une conversion qui inverse correctement le remplissage interne de la sous-grille (limites/PML) et son emplacement au sein de la grille principale, et en l'utilisant pour les marqueurs source/récepteur dans les vues géométriques.
La correction a ensuite été validée à partir des fichiers fournis dans la discussion ainsi qu'au moyen de cinq tests de régression, dont une vérification complète de la cohérence entre la méthode FDTD et la solution analytique.

C. Code : module de l'antenne, ensuite appelé pour réaliser une simulation

```
"""
Vivaldi antenna simulation module.
This module provides the geometric and electromagnetic description of a Vivaldi antenna used in gprMax for GPR modeling, calibration, and inversion studies.

Author: Félicie (Garance) Adloff
Institution: Métis Laboratory, Paris
Internship: Master's internship (M2), 2026
Supervisors: Sarah Thuillier, Fayçal Rejiba and Cécile Finco.

This module contains four antenna-generation functions:

1. Visualization model with SMA connector.
   PEC plates created in 3D to verify the geometry and component placement.
   /!\ Not intended for electromagnetic simulations /!\
   name : "vivaldi_antenna_visu_SMA"

2. Visualization model without SMA connector.
   PEC plates created in 3D to verify the geometry and component placement.
   /!\ Not intended for electromagnetic simulations /!\
   name : "vivaldi_antenna_visu_no_SMA"

3. Simulation-ready model with SMA connector.
   Uses 2D PEC plates, which are not visible in geometry views.
   name : "vivaldi_antenna_sim_ready_SMA"

4. Simulation-ready model without SMA connector.
   Uses 2D PEC plates, which are not visible in geometry views.
   name : "vivaldi_antenna_sim_ready_no_SMA"

Inserts a description of an antenna similar to the Vivaldi 550 MHz antenna.
Can be used with specifics spatial resolution only (0.5 mm (0.0005 m) with SMA port and 0.1 mm (0.001 m) without).
The external dimensions of the antenna (simulation-ready antenna) are 211 x 175.5 x 1 mm.

Args:
x, y, z (float): coordinates of a location in the model to insert the antenna.
Coordinates are relative to the geometric lower left front point of the antenna for all three x-y-z directions.
    Resolution (float): Spatial resolution for the antenna model.
    kwargs (dict): Optional variables, e.g. can be fed from an optimisation process.

Returns:
    scene_objects (list): All model objects that will be part of a scene.
"""

import gprMax
import numpy as np
```

[...]

```
# ----------------------------------------------------------------------------------------------------
# 4. Simulation-ready model without SMA connector. Uses 2D PEC plates, which are not visible in geometry views.

def vivaldi_antenna_sim_ready_no_SMA(x, y, z, resolution=0.001, **kwargs):
    # All model objects that will be returned by function
    scene_objects = []
    dl = resolution

    # x0, y0, z0 = x, y, z

    if resolution == 0.001:
```

```
        dx = dy = dz = 0.001
    else:
        raise ValueError(f"Unsupported spatial resolution: {resolution}. Expected 0.001 m (1 mm). This antenna module can only be used with spatial discretisation of 01 mm.")

    dl = 0.001

# Middle part properties
# Import of the STL-based geometry corresponding to the FR4 substrate (middle section of the antenna) and the SMA connector.
# STL.h5 is generated from STL files using the STLtoVoxel package. STL_materials.txt defines the material properties associated with the
# different regions contained in STL.h5.

    STL = gprMax.GeometryObjectsRead(p1=(x, y, z), geofile="module/STL_no_SMA.h5", matfile="module/STL_no_SMA_materials.txt")
    scene_objects.append(STL)

# Back part properties (2D) --- Exponentially widening slot
# Mirror-symmetric structure built line by line (one cell per step) along the y-axis from top to bottom. The left boundary is defined by a linear
# function, while the right boundary consists of a circular opening followed by a set of linear segments approximating the exponential taper of the Vivaldi slot.


    xc = 0.106 # x-coordinates of the circula opening center
    yc = 0.146 # y-coordinates of the circula opening center
    R  = 0.016 # circulat opening radius

    ymin = 0
    ymax = 0.167 # lower and upper limits of the antenna height

    pente = 2.532 # slope defining the left boundary
    pente_1 = 19.615 # first slope of the right boundary (pente_1 to pente_9)
    pente_2 = 10.546
    pente_3 = 6.463
    pente_4 = 4.247
    pente_5 = 2.943
    pente_6 = 1.626
    pente_7 = 0.940
    pente_8 = 0.522
    pente_9 = 0.306

    z1 = 0.002 # lower z-coordinate of the 3D PEC plate
    z2 = 0.003 # upper z-coordinate of the 3D PEC plate
    x_sym = xc # symmetry axis

    y_cercle_bas = 0.130 #  lower y-limit of the circular opening
    y_111 = 0.111
    x_ref_130 = xc - np.sqrt(R**2 - (y_cercle_bas - yc)**2) # coordinates of the point where the circular opening ends (circle equation solved for x)
    x_ref_111 = x_ref_130 + (y_111 - y_cercle_bas) / pente_1 # first linear segment between  y=0.130 and 0.111

    y_093 = 0.093
    x_ref_093 = x_ref_111 + (y_093 - y_111) / pente_2 # each segment starts exactly where the previous one ends
    y_082 = 0.082
    x_ref_082 = x_ref_093 + (y_082 - y_093) / pente_3
    y_072 = 0.072
    x_ref_072 = x_ref_082 + (y_072 - y_082) / pente_4
    y_061 = 0.061
    x_ref_061 = x_ref_072 + (y_061 - y_072) / pente_5
    y_041 = 0.041
    x_ref_041 = x_ref_061 + (y_041 - y_061) / pente_6
    y_030 = 0.030
    x_ref_030 = x_ref_041 + (y_030 - y_041) / pente_7
```

```
    y_010 = 0.010
    x_ref_010 = x_ref_030 + (y_010 - y_030) / pente_8
    y_000 = 0.00
    x_ref_000 = x_ref_010 + (y_000 - y_010) / pente_9
    y_values = np.arange(ymin, ymax, dl)

    for y_rad in y_values:
        x_left = 0.066 + (y_rad - ymax) / pente # left boundary (simple linear edge)
        if 0.162 <= y_rad < ymax: # right boundary above the circular opening, vetical cutoff at x =
        ↪  x_right
            x_right = 0.106
        elif 0.130 <= y_rad < 0.162: # right boundary within the circular opening = circular cutoff
            radicand = R**2 - (y_rad - yc)**2
            if radicand < 0:
                continue
            x_right = xc - np.sqrt(radicand)

        elif 0.111 <= y_rad < 0.130: x_right = x_ref_130 + (y_rad - 0.130) / pente_1 # right boundary below
        ↪  the circular opening : defined by the first linear segment
        elif 0.093 <= y_rad < 0.111: x_right = x_ref_111 + (y_rad - 0.111) / pente_2
        elif 0.082 <= y_rad < 0.093: x_right = x_ref_093 + (y_rad - 0.093) / pente_3
        elif 0.072 <= y_rad < 0.082: x_right = x_ref_082 + (y_rad - 0.082) / pente_4
        elif 0.061 <= y_rad < 0.072: x_right = x_ref_072 + (y_rad - 0.072) / pente_5
        elif 0.041 <= y_rad < 0.061: x_right = x_ref_061 + (y_rad - 0.061) / pente_6
        elif 0.030 <= y_rad < 0.041: x_right = x_ref_041 + (y_rad - 0.041) / pente_7
        elif 0.010 <= y_rad < 0.030: x_right = x_ref_030 + (y_rad - 0.030) / pente_8
        elif 0.0001 <= y_rad < 0.0100: x_right = x_ref_010 + (y_rad - 0.0100) / pente_9
        else:
            continue

# last voxel added manually
        plate = gprMax.Plate(p1=(x + x_left, y + y_rad, z + z1), p2=(x + x_right, y + y_rad + dl, z + z1),
        ↪  material_id="pec")
        scene_objects.append(plate)

# mirror
        x_left_m  = 2*x_sym - x_left
        x_right_m = 2*x_sym - x_right
        plate_mirror = gprMax.Plate(p1=(x + x_right_m, y + y_rad, z + z1), p2=(x + x_left_m, y + y_rad +
        ↪  dl, z + z1), material_id="pec")
        scene_objects.append(plate_mirror)

# last voxel added manually
    last = gprMax.Plate(p1=(x + dl, y, z + z1), p2=(x + 2*dl, y + dl, z + z1), material_id="pec")
    scene_objects.append(last)

# mirror
    last_mirror = gprMax.Plate(p1=(x + 0.211, y, z + z1), p2=(x + 0.212, y + dl, z + z1),
    ↪  material_id="pec")
    scene_objects.append(last_mirror)

# Create a gap below the circular opening to prevent the two wings from touching
    gap = gprMax.Plate(p1=(x + 0.105, y + 0.121, z + z1), p2=(x + 0.107, y + 0.131, z + z1),
    ↪  material_id="free_space")
    scene_objects.append(gap)

# Front part properties (2D) --- Feed + Coupler + Stub AKA
# Structure composed of 4 sections: feed line modeled using 3 restangular PEC regions.
# Coupler section, generated using the same approach as the butterfly structure :
# built line by line (one cell/step) along the y-axis from top to bottom.
# Left boudary defined by a circular arc. Right boundary defined by two mirrored linear functions.

    z1s = 0
    z2s = dl

# Feed line modeled using 3 rectangular PEC regions
```

```
    rect_A = gprMax.Plate(p1=(x + 0.125, y + 0.136, z + z2s), p2=(x + 0.126, y + 0.167, z + z2s),
    ↪  material_id="pec")
    rect_B = gprMax.Plate(p1=(x + 0.125, y + 0.130, z + z2s), p2=(x + 0.126, y + 0.136, z + z2s),
    ↪  material_id="pec")
    rect_C = gprMax.Plate(p1=(x + 0.105, y + 0.130, z + z2s), p2=(x + 0.126, y + 0.131, z + z2s),
    ↪  material_id="pec")

    scene_objects.append(rect_A)
    scene_objects.append(rect_B)
    scene_objects.append(rect_C)

    xcs = 0.105 # x-coordinate of the circle center
    ycs = 0.130 # y-coordinate of the circle center
    Rs  = 0.016 # circle radius

    ymins = 0.121 # lower limit of the structure
    ymaxs = 0.140 # upper limit of the structure

    m_top = -0.7851239669 # upper boundary slope
    m_bot =  0.7438016529 # lower boundary slope

    y_valuess = np.arange(ymins, ymaxs, dl)

    for y_rads in y_valuess:

        radicands = Rs**2 - (y_rads - ycs)**2
        if radicands < 0:
            continue
        x_lefts = xcs - np.sqrt(radicands)
        if y_rads > 0.130: x_rights = 0.094 + (y_rads - 0.140) / m_top
        elif y_rads < 0.130: x_rights = 0.094 + (y_rads- 0.121) / m_bot
        else: x_rights = 0.106

        plate = gprMax.Plate(p1=(x + x_lefts, y + y_rads, z + z2s), p2=(x + x_rights, y + y_rads + dl, z +
        ↪  z2s), material_id="pec")
        scene_objects.append(plate)

    return scene_objects
```

D. Code : Appel du module de l'antenne dans un code utilisateur pour effectuer une simulation

```
1
2  from pathlib import Path
3  import gprMax
4  from module.antenna_like_vivaldi_complet import vivaldi_antenna_ready_no_SMA
5
6  def run_simulation(er, se):
7
8      se_str = str(se).replace(".", "p")
9      er_str = str(er).replace(".", "p")
10
11     fn = Path(f"se_{se_str}_er_{er_str}")
12     title = gprMax.Title(name=fn.stem)
13
14     # Discretisation
15     dl = 0.001
16     dxdydz = gprMax.Discretisation(p1=(dl, dl, dl))
17
18     # Domain
19     x = 0.8
20     y = 0.8
21     z = 0.05
22     domain = gprMax.Domain(p1=(x, y, z))
23
24     tw = 23e-9
25     time_window = gprMax.TimeWindow(time=tw)
26
27 #  Création de la scène
28
29     scene = gprMax.Scene()
30
31     scene.add(title)
32     scene.add(dxdydz)
33     scene.add(domain)
34     scene.add(time_window)
35
36 #  Importation de l'antenne
37
38     ant_x = 0.1
39     ant_y = 0.1
40     ant_z = z/2
41
42     antenna = vivaldi_antenna_visu_scale(ant_x, ant_y, ant_z, resolution=dl)
43     for obj in antenna:
44         scene.add(obj)
45
46     # Sols
47     sol = gprMax.Material(er=er, se=se, mr=1, sm=0, id="sol_var")
48     scene.add(sol)
49     sol_simu = gprMax.Box(p1=(0, 0, 0), p2=(x, 0.5, z), material_id="sol_var")
50     scene.add(sol_simu)
51
52     # Source
53
54     wf = gprMax.Waveform(wave_type="gaussiandot", amp=1, freq=0.55e9, id="tl")
55     tl = gprMax.TransmissionLine(
56         polarisation="z",
57         p1=(ant_x + 0.125, ant_y + 0.166, ant_z + dl),  # sommet de la barre verticale
58         resistance=50,                                  # 50 Ohm = impédance SMA standard
59         waveform_id="tl")
60     rx = gprMax.Rx(p1=(ant_x + 0.125, ant_y + 0.166, ant_z + dl), id="rx")
61     blank = gprMax.Box(p1=(ant_x + 0.125, ant_y + 0.166, ant_z + dl), p2=(ant_x + 0.125 + dl, ant_y + 0.166
       ↪  + dl, ant_z + 2*dl), material_id="free_space")
```

```
    scene.add(blank)
    scene.add(wf)
    scene.add(tl)
    scene.add(rx)

    # GeometryView
    gv = gprMax.GeometryView(p1=(0, 0, 0), p2=(x, y, z), dl=(dl, dl, dl), output_type="n",
    ↪  filename=fn.with_suffix("").name)
    scene.add(gv)

    # Lancement
    print(f"Simulation : εr={er}   σ={se}")
    print(f"Simulation : {i}/10")

    # Run sans GPU
    gprMax.run(scenes=[scene], n=1, geometry_only=True, outputfile=fn)


# Boucle principale

se = 0.01
er_values = [3, 5, 8, 12, 16, 20, 25, 30, 35, 40]

i = 0

for er in er_values:
    i = i + 1
    run_simulation(er, se)

print("simulations terminées.")

```