



**HAL**  
open science

# Réseaux de capteurs sans fil enfouis ultra large bande : antenne et liens radios

Hamadache Zemmour

► **To cite this version:**

Hamadache Zemmour. Réseaux de capteurs sans fil enfouis ultra large bande : antenne et liens radios. Electronique. Université Paris-Est, 2016. Français. NNT : 2016PESC1076 . tel-01557527

**HAL Id: tel-01557527**

**<https://theses.hal.science/tel-01557527v1>**

Submitted on 6 Jul 2017

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# UNIVERSITÉ PARIS-EST

ÉCOLE DOCTORALE Mathématiques, Sciences et Technologies de  
l'Information et de la Communication

## Thèse

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR de l'Université Paris-Est**  
**Spécialité : Electronique, Optronique et Système**

Présentée et soutenue par :

**Hamadache ZEMMOUR**

le 16 Septembre 2016

<p><b>Réseaux de capteurs sans fil enfouis</b> <b>Ultra Large Bande :</b> <b>Antenne et liens radios</b></p>
--

**Thèse dirigée par Geneviève BAUDOIN**

**Co-encadrée par Antoine DIET**

### Membres du jury :

Président	Atika Rivenq	Professeur, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambésis
Rapporteur :	Xavier Begaud	Professeur, TELECOM ParisTech
Rapporteur :	Fouzia Boukour	Directrice de recherche, IFSTTAR, Université Lille Nord de France
Examineur :	Pierre Delage	Professeur, Ecole des Ponts ParisTech
Examineur :	Marc Biancheri-Astier	Maître de conférences, Université Paris Saclay
Directeur de thèse :	Geneviève Baudoïn	Professeur, ESIEE-Paris, Université Paris Est
Co-Encadrant :	Antoine Diet	Maître de conférences, Université Paris Saclay



باسم الله الرحمن الرحيم  
الحمد لله رب العالمين

*Cette thèse a été préparée au sein du laboratoire ESYCOM de l'Université Paris-Est, à l'ESIEE-Paris, sous la direction de Geneviève Baudoin et Antoine Diet.*

*J'adresse mes plus sincères remerciements au Professeur Atika Rivenq de l'Université de Valenciennes pour avoir accepté de présider le jury.*

*J'exprime toute ma gratitude au Professeur Xavier Begaud de Telecom ParisTech et à Mme Fouzia Boukour, directrice de recherche à l'IFSTTAR-Villeneuve d'Ascq, pour l'intérêt qu'ils ont porté pour mes travaux et l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'en être les rapporteurs.*

*Je remercie également Monsieur Pierre Delage, professeur à l'Université Paris Est, d'avoir accepté de juger ce travail, ainsi que Monsieur Marc Biancheri-Astier, maître de conférences à l'Université Paris Saclay, surtout pour l'aide qu'il m'a apporté au cours de cette thèse.*

*Je remercie tous mes collègues et amis doctorants, notamment Réda, Amadou, Chérif, Oscar, Carlos, Zerihun, Pape, Abdenour,... etc, et toutes les personnes de l'ESIEE-Paris qui m'ont facilité la tâche.*

*J'exprime ma reconnaissance à Antoine Diet, maître de conférences à l'Université Paris Saclay, que j'ai eu le privilège d'avoir comme co-encadrant de ma thèse et dont l'expertise m'a beaucoup apporté.*

*Je ne remercierai jamais assez Geneviève Baudoin, Professeur à l'ESIEE-Paris, la directrice de ma thèse, pour sa gentillesse infinie, sa disponibilité infaillible, ses orientations et conseils précieux sans lesquels cette thèse n'aurait jamais vu le jour.*

*Merci à ma mère et à mon père qui ont tout fait pour ma réussite depuis mon jeune âge et qui ont fait de moi l'homme que je suis.*

*Enfin, tout ceci n'aurait jamais pu être possible sans le soutien et les encouragements de mon épouse et ma petite princesse SARA. Un grand merci à toutes les deux pour leur compréhension et patience le long de ces trois années.*



# Table des matières

<b>TABLE DES MATIERES .....</b>	<b>3</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>6</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>11</b>
<b>LISTE DES ABREVIATIONS.....</b>	<b>13</b>
<b>LISTE DES PUBLICATIONS .....</b>	<b>14</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>15</b>
<b>CHAPITRE 1 .....</b>	<b>18</b>
<b>GENERALITES SUR LES RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL ENFOUIS ET LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE .....</b>	<b>18</b>
1.1 RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL ENFOUIS .....	18
1.1.1 Introduction .....	18
1.1.2 Domaines applicatifs des RCSFE .....	20
1.1.3 Contraintes de conception des RCSFE.....	22
1.1.4 Canal de propagation sans fil enfoui.....	24
1.1.5 Réseaux de capteurs sans fil enfouis ultra large bande .....	26
1.2 TECHNIQUE DE COMMUNICATION ULTRA LARGE BANDE (ULB).....	26
1.2.1 Définition .....	26
1.2.2 Types de Transmissions en ULB .....	27
1.2.3 La réglementation ULB.....	30
1.3 ANTENNES ULB.....	31
1.3.1 Caractéristiques classiques des antennes.....	31
1.3.2 Caractéristiques spécifiques des antennes ULB.....	34
1.4 ETAT DE L'ART SUR LES RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL ENFOUIS OU SOUTERRAINS .....	35
1.5 CONTEXTE DE LA THESE.....	37
1.6 CONCLUSION.....	39
<b>REFERENCES .....</b>	<b>40</b>
<b>CHAPITRE 2 .....</b>	<b>44</b>
<b>CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE.....</b>	<b>44</b>
2.1 INTRODUCTION .....	44
2.2 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES ENFOUIES .....	45
2.3 ETUDE THEORIQUE DE L'INFLUENCE DU SOL.....	46
2.4 CHOIX DE CONCEPTION.....	48
2.4.1 Choix du type d'antenne .....	48
2.4.2 Choix du substrat.....	48
2.4.3 Choix de l'outil de simulation.....	49
2.5 ANTENNE MONOPOLE CARREE À FENTE (AMCAF) .....	49
2.5.1 Structure de l'antenne.....	50

2.5.2	Etude paramétrique .....	51
2.5.3	Structure Finale .....	55
2.5.4	Etudes fréquentielle et temporelle.....	58
2.6	ANTENNE MONOPOLE CIRCULAIRE A FENTES (AMCiF).....	62
2.6.1	Structure de l'antenne.....	62
2.6.2	Etude paramétrique .....	62
2.6.3	Structure Finale .....	67
2.6.4	Etudes fréquentielle et temporelle.....	70
2.7	ANTENNE VIVALDI ANTIPODALE A FENTE LATERALE ELLIPTIQUE (AVA-FLE) .....	72
2.7.1	Structure de l'antenne.....	72
2.7.2	Etude paramétrique .....	73
2.7.3	Structure finale .....	77
2.7.4	Etudes fréquentielle et temporelle.....	79
2.8	CONCLUSION.....	81
<b>REFERENCES .....</b>		<b>82</b>
<b>CHAPITRE 3.....</b>		<b>85</b>
<b>EFFETS DU SOL SUR LES PERFORMANCES DES ANTENNES ULB ENFOUIES.</b>		<b>85</b>
3.1	INTRODUCTION .....	85
3.2	ETAT DE L'ART CONCERNANT L'EFFET DU SOL SUR UNE ANTENNE ENFOUIE .....	86
3.3	CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES DU MILIEU DE PROPAGATION ...	86
3.3.1	Permittivités du sable et des granulats .....	87
3.3.2	Permittivité du sol ordinaire.....	87
3.4	SIMULATION DE L'EFFET DU SOL SUR LES PERFORMANCES DES ANTENNES ULB ENFOUIES .....	89
3.4.1	Antenne AMCaF .....	89
3.4.2	Antenne AMCiF.....	105
3.5	MESURE DE L'EFFET DU SOL SUR LES PERFORMANCES DES ANTENNES ULB ENFOUIES .....	109
3.5.1	Effet de la profondeur .....	110
3.5.2	Effet de la teneur en eau .....	112
3.6	SYNTHESE DE L'ETUDE .....	117
3.6.1	Comparaison simulations – mesures .....	117
3.6.2	Effets du sol sur les performances des antennes enfouies.....	118
3.7	CONCLUSION.....	119
<b>REFERENCES .....</b>		<b>120</b>
<b>CHAPITRE 4.....</b>		<b>122</b>
<b>EFFETS DU SOL SUR LES LIENS RADIOS DES RCSFE ULB.....</b>		<b>122</b>
4.1	INTRODUCTION .....	122
4.2	ÉTAT DE L'ART SUR LA PROPAGATION DANS LES RCSFE .....	123

4.3	PERTES DE PROPAGATION DANS LE SOL .....	124
4.4	MODELE DU CANAL DE PROPAGATION POUR LES RCSFE .....	126
4.4.1	Canal Enfoui-Enfoui (UGUG) .....	126
4.4.2	Canal Enfoui-Air (UGAG).....	127
4.4.3	Canal Air-Enfoui (AGUG).....	127
4.5	ÉTUDE PAR SIMULATION DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB	128
4.5.1	Effet de l'orientation de l'antenne enfouie.....	128
4.5.2	Effet de la profondeur d'enfouissement .....	129
4.5.3	Effet de la teneur en eau du sol .....	131
4.6	ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB :	
	DOMAINE FREQUENTIEL.....	132
4.6.1	Propagation Enfoui-Enfoui .....	132
4.6.2	Propagation Enfoui-Air .....	134
4.7	ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB :	
	DOMAINE TEMPOREL.....	148
4.7.1	Dispositif de mesures .....	148
4.7.2	Analyse de l'effet du sol.....	152
4.8	BILAN DE LIAISON .....	157
4.8.1	Bilan de liaison de la propagation Enfoui-Enfoui.....	158
4.8.2	Bilan de liaison de la propagation Enfoui-Air .....	159
4.8.3	Bilan de liaison suivant la portée de transmission .....	160
4.9	EFFET DU SOL SUR LA PRECISION DE LOCALISATION .....	164
4.10	CONCLUSION.....	165
	<b>REFERENCES .....</b>	<b>167</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>170</b>





# Liste des Figures

## Chapitre 1

### Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil enfouis et la technologie ultra large bande

Figure 1.1: Types de communications en RCSFE. ....	24
Figure 1.2 : Impulsion gaussienne, sa première dérivée et sa seconde dérivée : .....	28
Figure 1.3: Répartition de la bande en OFDM.....	29
Figure 1.4: Masques d'émission des systèmes ULB : FCC (rouge) et ETSI (bleu).....	30
Figure 1.5: Antenne en transmission.....	31
Figure 1.6: Bande passante d'une antenne.....	32
Figure 1.7: Diagramme de rayonnement : a) quasi-omnidirectionnel b) directif.....	33

## Chapitre 2

### Conception d'antennes ULB

Figure 2.1: Structures d'antennes ULB, a) antenne à fente carrée, b) antenne à fente circulaire , c) antenne proposée.....	50
Figure 2.2: Structure de l'antenne ULB proposée,.....	51
Figure 2.3: Effets du paramètre « $w_1$ » sur l'impédance d'entrée,.....	52
Figure 2.4: Effets du paramètre « $w_1$ » sur l'adaptation. ....	52
Figure 2.5: Effets du paramètre « $R_{b3}$ » sur l'impédance d'entrée,.....	53
Figure 2.6: Effets du paramètre « $R_{b3}$ » sur l'adaptation. ....	53
Figure 2.7: Schéma explicatif de l'AMCaF. ....	54
Figure 2.8: Effets des paramètres $L_f$ et $R_{b4}$ sur l'impédance d'entrée,.....	54
Figure 2.9: Effet des paramètres $R_{b4}$ et $L_f$ sur l'adaptation.....	54
Figure 2.10 : Effets du paramètre « $L_r$ » sur l'adaptation. ....	55
Figure 2.11 : Effets du paramètre « $W_r$ » sur l'adaptation. ....	55
Figure 2.12 : Prototypes réalisés de l'AMCaF.....	55
Figure 2.13 : Coefficient de réflexion de l'antenne AMCaF. ....	56
Figure 2.14: Diagramme de rayonnement de l'antenne, .....	57
Figure 2.15 : Efficacité de l'antenne. ....	57
Figure 2.16 : Gain de l'antenne.....	58
Figure 2.17: Fonction de transfert dans le plan azimutal, a) du système, b) de l'antenne. ....	59
Figure 2.18: Impulsion Gaussienne décalée, a) émise, b) reçue. ....	60
Figure 2.19: Structure de l'antenne ULB Circulaire proposée, a) vue de face, b) vue latérale, c) plan de masse. ....	62
Figure 2.20: Effets du paramètre $R_1$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.....	63
Figure 2.21: Effets du paramètre $R_2$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.....	64
Figure 2.22: Effets du paramètre $D_1$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.....	65
Figure 2.23: Effets du paramètre $W$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.....	65
Figure 2.24: Effets du paramètre $L$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.....	66

Figure 2.25: Effets des paramètres a) $L_f$ et b) $L_s$ et $W_s$ sur l'adaptation.....	67
Figure 2.26: Dimensions de l'antenne a) vue de face, b) vue latérale,.....	67
Figure 2.27: Coefficient de reflexion de l'antenne.....	68
Figure 2.28: Diagramme de rayonnement de l'antenne, .....	69
Figure 2.29 : Efficacité de l'antenne. ....	69
Figure 2.30 : Gain de l'antenne.....	70
Figure 2.31: Fonction de transfert dans le plan azimutal, a) du système, b) de l'antenne. ....	71
Figure 2.32: Facteurs de Fidélité (F) et Etalement (SR) de l'antenne AMCiF. ....	72
Figure 2. 33 : Structure de l'antenne AVA-FLE.....	73
Figure 2. 34 : Effets du paramètre $a_1$ sur l'adaptation. ....	74
Figure 2. 35 : Effet du paramètre $a_1$ sur l'impédance d'entrée,.....	74
Figure 2. 36 : Effets du paramètre $a_3$ sur l'adaptation. ....	75
Figure 2. 37 : Effet du paramètre $a_3$ sur l'impédance d'entrée,.....	75
Figure 2. 38 : Effets des paramètres, a) $a_2$ et b) $b_2$ , sur l'adaptation. ....	76
Figure 2. 39 : Variations de l'impédance d'entrée en fonction des paramètres a.1 et b.1) parties réelles, a.2 et b.2) parties imaginaires. ....	76
Figure 2.40: Prototypes réalisés de l'AVA-FLE. ....	77
Figure 2.41: Coefficient de reflexion de l'antenne.....	78
Figure 2.42: Diagramme de rayonnement de l'antenne, a)plan H, b) plan E.....	78
Figure 2.43 : Efficacité de l'antenne AVA-FLE. ....	79
Figure 2.44 : Gain de l'antenne AVA-FLE.....	79
Figure 2.45 : Amplitude de la fonction de transfert du système. ....	80
Figure 2.46 : Amplitude de la fonction de transfert de l'antenne.....	80
Figure 2.47 : Impulsions émise et reçue.....	81

## Chapitre 3

### Effet du sol sur les performances des antennes ULB enfouies

Figure 3.1 : Schéma de principe de la simulation (disposition parallèle). ....	90
Figure 3.2 : Effet de la taille du cube (sable) sur le coefficient de réflexion. ....	90
Figure 3.3: Effet de la distance antenne-sol sur l'adaptation (disposition parallèle). ....	91
Figure 3.4: Disposition perpendiculaire. ....	92
Figure 3.5: Effet de la distance antenne-sol sur l'adaptation, en disposition perpendiculaire. ...	92
Figure 3.6: Schéma de principe de la simulation de l'antenne enfouie entourée d'un vide de forme sphérique.....	93
Figure 3.7: Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne enfouie, entourée d'un conteneur vide sphérique. ....	93
Figure 3.8: Schéma de principe de la simulation de l'antenne enfouie, entourée d'un conteneur vide de forme parallélépipédique. ....	94
Figure 3.9 : Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne entourée d'un conteneur vide parallélépipédique. ....	94
Figure 3.10: Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition parallèle).....	95
Figure 3.11: Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition perpendiculaires). ....	95
Figure 3.12: Effet de la distance antenne-sol (granit) sur l'adaptation (disposition parallèle). ..	96
Figure 3.13: Effet de la distance antenne-sol (granit) sur l'adaptation (disposition perpendiculaire).....	96
Figure 3.14: Effet du sol (granit) sur l'adaptation de l'antenne entourée de vide sphérique. ....	97
Figure 3.15: Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne entourée d'un vide parallélépipédique..	98

Figure 3.16: Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition parallèle).....	98
Figure 3.17: Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition perpendiculaire). .....	99
Figure 3.18: Effet de la teneur en eau sur l'adaptation de l'antenne enfouie.....	99
Figure 3.19: Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne enfouie (VWC = 5%).....	100
Figure 3.20: Effet de l'enfouissement sur le rayonnement ( $d_{ug} = 10$ cm).....	102
Figure 3.21: Schéma de principe de la simulation avec la disposition des sondes de champs..	103
Figure 3.22: Pulse gaussien, à l'entrée de l'antenne, et sa première dérivée, rayonnée par l'antenne.....	103
Figure 3.23: Propagation de l'impulsion temporelle dans des sols à différents VWC.....	104
Figure 3.24: Configuration de simulation.....	105
Figure 3.25: Effet de l'humidité du sol sur l'adaptation de l'antenne, a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée, c) coefficient de réflexion.....	106
Figure 3.26: Coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la profondeur dans le sol (VWC=5%).....	107
Figure 3.27: Effet de l'enfouissement sur le rayonnement ( $d_{ug} = 10$ cm).....	108
Figure 3.28: Types de sols utilisés, a) sable fin, b) granulats (ballast).....	109
Figure 3.29: Dispositif de mesures, a et b) photos du dispositif, c) Schéma explicatif.....	109
Figure 3.30: Antenne PulsON.....	110
Figure 3.31: Effet de la profondeur d'enfouissement sur l'adaptation (le sable, VWC = 5%).	111
Figure 3.32: Effet de la profondeur d'enfouissement sur l'adaptation (granulats, VWC = 0%). .....	112
Figure 3.33: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCaF (sable, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.....	114
Figure 3.34: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCiF (sable, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.....	114
Figure 3.35: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'antenne PulsOn (sable, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.	115
Figure 3.36: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AVA-FLE (sable, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.....	115
Figure 3.37: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCaF (ballast, $d_{ug} = 10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.....	116
Figure 3.38: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCiF (ballast, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.....	116
Figure 3.39: Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'antenne PulsOn (ballast, $d_{ug}=10$ cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.	117

## Chapitre 4

### Effet du sol sur le canal de propagation des RCSFE ULB

Figure 4.1: Types de communications dans les RCSFE.....	126
Figure 4.2: Schéma de principe de la simulation.....	128
Figure 4.3: Variation de l'atténuation en fonction de l'orientation (AMCaF, $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%).....	129
Figure 4.4: Variation de l'atténuation en fonction de l'orientation (AMCiF, $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%).....	129

Figure 4.5: Variation de l'atténuation en fonction de la profondeur d'enfouissement (AMCaF, $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%).....	130
Figure 4.6: Variation de l'atténuation en fonction de la profondeur d'enfouissement (AMCiF, $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%).....	130
Figure 4.7: Variation de l'atténuation en fonction de VWC (AMCaF, $\theta = 0^\circ$ , $d_{ug} = 10$ cm).....	131
Figure 4.8: Variation de l'atténuation en fonction de VWC (AMCiF, $\theta = 0^\circ$ , $d_{ug} = 10$ cm).....	131
Figure 4.9: Dispositif de mesure de l'effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui (Sable, $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%), a) photo du dispositif, b) schéma explicatif.....	133
Figure 4.10: Effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui, Antenne AMCiF ( $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%), a) atténuation, b) retard de groupe.....	133
Figure 4.11: Effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui, Antenne PulsOn ( $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%), a) atténuation, b) retard de groupe.....	133
Figure 4.12: Dispositif de mesure de l'effet du sol sur la propagation enfoui-air,.....	135
Figure 4.13: Effet de l'orientation de l'antenne enfouie sur la propagation, (sable, $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 5%), a1) $ S_{21} $ et a2) retard de groupe AMCaF, b1) $ S_{21} $ et b2) retard de groupe AMCiF, c1) $ S_{21} $ et c2) retard de groupe Ant. PulsOn.....	136
Figure 4.14: Effet de la profondeur sur la propagation, (sable, $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%), a1) $ S_{21} $ et a2) retard de groupe AMCaF, b1) $ S_{21} $ et b2) retard de groupe AMCiF, c1) $ S_{21} $ et c2) retard de groupe Ant. PulsON, d1) $ S_{21} $ et d2) retard de groupe AVA-FLE. ....	138
Figure 4.15: Effet de la profondeur sur la propagation, (ballast, $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%), a1) $ S_{21} $ et a2) retard de groupe AMCaF, b1) $ S_{21} $ et b2) retard de groupe AMCiF, c1) $ S_{21} $ et c2) retard de groupe Ant. PulsON, d1) $ S_{21} $ et d2) retard de groupe AVA-FLE. ....	139
Figure 4.16: Effet de la teneur en eau du sol sur la propagation, (sable, $\theta = 0^\circ$ , $d_{ug} = 10$ cm), a1) $ S_{21} $ et a2) retard de groupe AMCaF, b1) $ S_{21} $ et b2) retard de groupe AMCiF, c1) $ S_{21} $ et c2) retard de groupe Ant. PulsOn, d1) $ S_{21} $ et d2) retard de groupe AVA-FLE. .	143
Figure 4.17: Effet de la teneur en eau du sol sur la propagation, (ballast, $\theta = 0^\circ$ , $d_{ug} = 10$ cm), a1) $ S_{21} $ et a2) retard de groupe AMCaF, b1) $ S_{21} $ et b2) retard de groupe AMCiF, c1) $ S_{21} $ et c2) retard de groupe Ant. PulsOn. ....	144
Figure 4.18: Modèle d'atténuation dans le sol, a) VWC = 5% et $d_{ag} = 1$ m, b) $d_{ug} = 10$ cm et $d_{ag} = 1$ m. ....	148
Figure 4.19: Dispositif expérimental de l'analyse temporelle, a) photo de face, b) photo de haut, c) schéma explicatif.....	150
Figure 4.20: Impulsions : a) émission (générateur) et b) reçue (antenne PulsON, $d_{ug} = 0$ cm, $d_{ag} = 1$ m). ....	151
Figure 4.21: Spectres des impulsions émission et reçue (antenne PulsON, $d_{ug} = 0$ cm).....	151
Figure 4.22: Effet de la profondeur d'enfouissement sur les signaux transmis .....	152
Figure 4.23: Effet de la profondeur d'enfouissement sur les signaux transmis .....	153
Figure 4.24: Fidélité en fonction de la profondeur, a) AMCiF, b) antenne PulsON.....	154
Figure 4.25: Etalement temporel en fonction de la profondeur, a) AMCiF, b) antenne PulsON. ....	154
Figure 4.26: Effet de la teneur en eau du sol sur les signaux transmis.....	155
Figure 4.27: Effet de la teneur en eau du sol sur les signaux transmis.....	156
Figure 4.28: Fidélité en fonction de la teneur en eau, a) AMCiF, b) antenne PulsON. ....	156
Figure 4.29: Etalement temporel en fonction de la teneur en eau, a) AMCiF, b) antenne PulsON. ....	157
Figure 4.30: Dispositif de mesure de l'effet de la distance de séparation, a) photo du dispositif, b) schéma explicatif. ....	161

Figure 4.31: Effet de la distance de séparation sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe de l'AMCiF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe de l'antenne PulsON. .... 162

Figure 4.32: Effet de la distance de séparation sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 20%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe de l'AMCiF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe de l'antenne PulsON. .... 162



# Liste des Tableaux

## Chapitre 2

### Conception d'antennes ULB

Tableau 2.1: Variations des paramètres Rb4 et Lf. ....	53
Tableau 2.2: Paramètres optimaux de l'antenne (en mm). ....	55
Tableau 2.3: Facteur de Fidélité de l'antenne. ....	61
Tableau 2.4: Facteur d'éirement de l'antenne. ....	61
Tableau 2.5: Paramètres géométriques optimaux de l'antenne (en mm). ....	77

## Chapitre 3

### Effet du sol sur les performances des antennes ULB enfouies

Tableau 3.1: Echantillons de sols utilisés dans l'étude de [17][18]. ....	88
Tableau 3.2: Permittivité complexe du sol en fonction de sa teneur en eau et de la fréquence. .	89
Tableau 3.3: Effet du volume du cube (sable) sur la courbe de $ S_{11} $ .....	91
Tableau 3.4 : Evolution du pic de résonance de la partie réelle de $Z_e$ . ....	105
Tableau 3.5 : Décalage de la bande passante de l'antenne enfouie. ....	112
Tableau 3.6 : Impédance d'entrée de l'antenne enfouie. ....	113
Tableau 3.7 : Décalage de la bande passante de l'antenne enfouie en fonction de VWC. ....	117

## Chapitre 4

### Effet du sol sur le canal de propagation des RCSFE ULB

Tableau 4.1: Droites d'approximation de l'atténuation (en dB) en fonction de la profondeur d'enfouissement (VWC = 5%, f en GHz). ....	130
Tableau 4.2: Droites d'approximation de l'atténuation (en dB) en fonction de la profondeur d'enfouissement (VWC = 5%, f en GHz). ....	132
Tableau 4.3: Droites d'approximation de l'atténuation (en dB) (propagation enfouie-enfouie, VWC = 5%, $d_{ug} = 10$ cm, f en GHz). ....	134
Tableau 4.4: Atténuations supplémentaires en fonction de $d_{ug}$ , dans le sable. ....	140
Tableau 4.5: Atténuations supplémentaires en fonction de $d_{ug}$ , dans le ballast. ....	140
Tableau 4.6: Paramètres $a_0$ et $a_1$ , dans le sable, en fonction de $d_{ug}$ . ....	141
Tableau 4.7: Paramètres $a_0$ et $a_1$ , dans le ballast, en fonction de $d_{ug}$ . ....	141
Tableau 4.8: Valeurs moyennes de $a_0$ et $a_1$ , dans le sable, en fonction de $d_{ug}$ . ....	141
Tableau 4.9: Valeurs moyennes de $a_0$ et $a_1$ , dans le ballast, en fonction de $d_{ug}$ . ....	141
Tableau 4.10: Atténuations supplémentaires en fonction de VWC, dans le sable. ....	144
Tableau 4.11: Atténuations supplémentaires moyennes dans le sable en variant VWC, (référence à VWC = 0%, $d_{ug} = 10$ cm). ....	145
Tableau 4.12: Paramètres $b_0$ et $b_1$ , dans le sable, en fonction de VWC. ....	146
Tableau 4.13: Valeurs moyennes de $b_0$ et $b_1$ , dans le sable fin, en fonction de VWC. ....	146
Tableau 4.14: Pentés moyennes des courbes d'atténuation : mesure, modèle et simulation. ...	148
Tableau 4.15: Amplitudes normalisées des impulsions (impulsion référence à $d_{ug} = 0$ cm). ....	153



Tableau 4.16: Amplitudes normalisées des impulsions ( Impulsion de références : $d_{ug}=0\text{cm}$ ).	156
Tableau 4.17: Bilan de liaison, propagation enfoui-enfoui, $d = 40 \text{ cm}$ , $d_{ug} = 10 \text{ cm}$ , $VWC = 5\%$ .	159
Tableau 4.18: Bilan de liaison, propagation enfoui-air, $d_{ug} = 30\text{cm}$ , $VWC = 5\%$ .	159
Tableau 4.19: Bilan de liaison, propagation enfoui-air, $d_{ug} = 10\text{cm}$ , $VWC = 20\%$ .	160
Tableau 4.20: Bilan de liaison, liaison enfoui-air, $d_{ug} = 10 \text{ cm}$ , $VWC = 5\%$ , $d = 5 \text{ m}$ .	163
Tableau 4.21: Bilan de liaison, liaison enfoui-air, $d_{ug} = 10 \text{ cm}$ , $VWC = 20\%$ , $d = 2 \text{ m}$ .	163

# Liste des Abréviations

**RCSF:** Réseau de Capteurs Sans Fils  
**RCSFE:** Réseau de Capteurs Sans Fils Enterré  
**ULB:** Ultra Large Bande  
**EM:** Electromagnétique  
**UGUG:** UnderGround to UnderGround  
**UGAG:** UnderGround to AboveGround  
**AGUG:** AboveGround to UnderGround  
**VWC:** Volumetric Water Content  
**FCC:** Federal Communication Commission  
**OOK:** On-Off Keying  
**PPM:** Pulse Position Modulation  
**BPSK:** Binary Phase Shift Keying  
**OFDM:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
**ETSI:** European Telecommunications Standards Institute  
**EIRP:** Equivalent Isotropically Radiated Power  
**RF:** Radiofréquence  
**PAPR:** Peak to Average Power Ratio  
**IEEE:** Institute of Electrical and Electronics Engineers  
**ROS:** Rapport d'Onde Stationnaire  
**VSWR:** Voltage Standing Wave Ratio  
**Hz:** Hertz  
**MHz:** Mégahertz  
**GHz:** Gigahertz  
**CST MWS:** Computer Simulation Technology Microwave Studio  
**FDTD:** Finite Difference Time Domain  
**AMCaF:** Antenne Microbande Carrée à Fente  
**AMCiF:** Antenne Microbande Circulaire à Fente  
**AVA-FLE :** Antenne Vivaldi Antipodale à Fente Latérale Elliptique  
**SMA:** SubMiniature version A  
**PTFE:** PolyTétraFluoroEthylène  
**VLF:** Very Low Frequency  
**LF:** Low Frequency  
**UHF:** Ultra High Frequency  
**UWB:** Ultra WideBand  
**GPR:** Ground Penetrating Radar  
**dB:** décibel  
**dBm:** décibel par milliwatt



# Liste des Publications

Cette thèse a donné lieu à des publications dans des revues et conférences internationales et nationale :

❖ Publications en revues internationales :

1. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, “**Soil effects on the underground to aboveground communication link in ultra wideband wireless underground sensor networks,**” *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, (décision du 14/05/2016: accepté).
2. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, “**Effect of depth and soil moisture on buried ultra wideband antenna,**” *Electronics Letters*, Volume 52, N°. 10, pp.792-794, 12 May 2016.

❖ Communications en conférences internationales :

3. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, M. Biancheri-Astier, C. Hamouda, “**Impact of soil on UWB buried antenna and communication link in IR-UWB WUSN applications,**” *European Microwave Conference (EuMC2015)*, pp.1375-1378, Paris, France, 6-11 September 2015.
4. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, “**Small F-gain printed slot antenna for IR-UWB wireless sensor networks applications,**” *European Microwave Conference (EuMC2014)*, pp.1675-1678, Rome, Italy, 5-10 October 2014.
5. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, J. Fiorina, “**Figures of merit of a small antenna in cluttered IR-UWB wireless sensor networks applications,**” *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2014)*, pp.141-146, Paris, France, 1-3 September 2014.

❖ Communication en conférence nationale :

6. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, M. Biancheri-Astier, “**Antenne ULB pour réseaux de capteurs sans fils enterrés,**” *19<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes (JNM2015)*, pp.89-92, Bordeaux, France, 3-5 Juin 2015.

❖ Publications en préparation pour une revue :

7. H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, “**Signal temporal analysis in ultra wideband wireless underground sensor networks,**” à soumettre en juin 2016.



## Introduction générale

Les Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF) sont présents dans de nombreux domaines de la vie quotidienne incluant la surveillance et la localisation d'objets et de personnes, le contrôle d'accès, l'automatisation des processus, le suivi des changements de l'environnement, etc. Depuis quelques années, un nouveau domaine applicatif des RCSF, à savoir les Réseaux de Capteurs Sans Fil Enfouis (RCSFE) dans le sol ou autres matériaux, suscite un grand intérêt dans les communautés scientifiques et industrielles en raison de ses nombreuses applications potentielles.

Un RCSFE est un ensemble de capteurs dont une partie au moins est enfouie, par exemple dans le sol. Par conséquent, la différence avec les RCSF classiques, ou même souterrains (dans un tunnel), est le milieu de propagation. Dans le cas des RCSF classiques ou souterrains, l'antenne du capteur est dans l'air et la propagation se fait en espace libre ou quasi-libre. Par contre, dans le cas des RCSFE, le capteur et son antenne sont enfouis dans le sol et la propagation se fait soit complètement à travers le sol, soit en partie dans le sol et en partie en espace libre. Parmi les applications potentielles des RCSFE, on peut citer la géologie, l'agriculture, la navigation, la sécurité et l'instrumentation scientifique. Elles tirent profit des capacités de ces réseaux à surveiller les conditions et caractéristiques du sol ou du milieu dans lequel les capteurs sont enfouis. Par exemple, des capteurs enterrés sont utilisés en agriculture pour surveiller l'humidité du sol et sa teneur en minéraux, ce qui permet de rationaliser l'irrigation et l'ajout de minéraux. Dans le domaine de l'instrumentation scientifique, des capteurs enfouis dans des matériaux spécifiques sont utilisés pour analyser divers phénomènes liés à ces milieux comme la propagation de l'humidité et de la chaleur, ainsi que les contraintes mécaniques.

Les travaux de recherche entrepris jusqu'à présent dans ce domaine utilisent pour la plupart des capteurs fonctionnant en bande étroite à des fréquences inférieures à 1 GHz et dans un petit nombre de cas à 2,4 GHz. Ceci est dû à l'augmentation de l'atténuation du signal avec la fréquence. Le principal intérêt de l'utilisation de fréquences basses (typiquement sub-GHz) est la portée importante du signal radio correspondant. Cependant, l'utilisation de ces systèmes bande étroite travaillant en basses fréquences présente plusieurs limitations ou inconvénients. On peut citer en particulier :

- La taille des antennes : l'utilisation de ces basses fréquences implique l'utilisation d'antennes, généralement quart d'onde, de grandes tailles et onéreuses. Ce fait se répercute sur le capteur lui-même qui devient cher et difficile à déployer.
- La consommation d'énergie des émetteurs/récepteurs radios : cette consommation d'énergie ajoutée à celle du capteur conditionne la durée de vie du module enfoui.

Mais les émetteurs associés aux systèmes sub-GHz à bande étroite ont un rendement énergétique souvent médiocre à cause de la consommation des oscillateurs et des amplificateurs de puissance qui génèrent des signaux continus (CW).

- La capacité de localisation : pour certaines applications, la localisation des capteurs est importante et il est peut être intéressant de profiter du lien radio pour effectuer cette localisation. Mais la précision des estimations de distance est d'autant meilleure que la largeur de bande du signal radio est grande.

Ces limitations représentent un frein à l'usage à grande échelle des RCSFE, d'où l'intérêt d'étudier une approche alternative.

Dans cette thèse, il est proposé d'associer la technique Ultra Large Bande (ULB) impulsionnelle aux RCSFE. Les principales motivations pour l'utilisation de la technologie ULB dans les réseaux de capteurs sans fil enfouis sont les suivantes :

- Réduction de la taille des antennes : cette technique permettra de réduire les dimensions des antennes utilisées et ainsi de diminuer la taille des modules, de réduire leurs coûts et de simplifier leur déploiement.
- Limitation de la consommation : les puissances d'émission autorisées en ULB sont très faibles, ce qui favorisera une plus grande durée de vie des capteurs enfouis. De plus les émetteurs/récepteurs ULB sont faciles à intégrer en technologie CMOS faible consommation.
- Capacité de localisation : la technique ULB impulsionnelle, grâce à sa très grande largeur de bande, devrait offrir à ces systèmes une bonne précision de localisation, ce qui élargira le champ applicatif des RCSFE.
- Augmentation des débits de communication possibles, puisque la capacité des canaux de communication augmente avec leur largeur de bande.

La principale limitation prévisible de l'utilisation de la technique ULB impulsionnelle dans les RCSFE est la faible profondeur d'enfouissement envisageable pour les antennes. En effet l'atténuation des signaux radios dans la matière augmente rapidement avec la fréquence. Cependant il existe plusieurs applications pour lesquelles il est possible de déployer les capteurs à de faibles profondeurs d'enfouissement.

L'objectif de cette thèse est d'analyser les potentialités et les limitations de la technique ULB impulsionnelle pour les applications de réseaux de capteurs sans fil enfouis en se centrant plus particulièrement sur les antennes et les liens radios. Dans un premier temps, des antennes ULB dédiées aux RCSFE ULB ont été conçues, réalisées et caractérisées en espace libre. Puis, l'influence de l'enfouissement dans le sol sur les performances de ces antennes a été analysée. Dans un deuxième temps, l'impact du sol sur le canal de propagation des RCSFE ULB a été étudié dans le domaine fréquentiel et temporel. Des bilans de liaison et des limites de déploiement peuvent alors être déduits.

L'organisation de ce manuscrit est la suivante :

Le premier chapitre introduit des notions générales sur les réseaux de capteurs sans fil enfouis et la technique ULB impulsionnelle. Ainsi, nous présentons les RCSFE, leurs avantages et inconvénients, et leurs domaines applicatifs potentiels. Ensuite, nous analysons leurs contraintes de conception et les propriétés de leur canal de propagation, à partir d'une étude bibliographique. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes focalisés sur les RCSFE fonctionnant en ULB impulsionnel. Par conséquent, nous présentons des généralités sur la technique ULB, en précisant les signaux et les types de transmissions utilisés, ainsi que les différents standards et régulations. Le chapitre se termine par des généralités sur les antennes et les spécificités des antennes ULB.

Le deuxième chapitre présente les antennes ULB conçues durant cette thèse et leurs performances en espace libre. Deux antennes omnidirectionnelles et une antenne directive ont été conçues, réalisées et mesurées. Les structures des antennes proposées sont illustrées et leurs caractéristiques en adaptation, bande passante, gain et rayonnement sont données. Puis, des études fréquentielles et temporelles sont réalisées pour chaque antenne afin de déterminer leur fonction de transfert et leur comportement temporel en termes de distorsion et de dispersion.

Le troisième chapitre présente l'étude de l'influence du sol sur les performances des antennes ULB enfouies utilisées. Les trois antennes conçues dans cette thèse et une antenne ULB commerciale ont été utilisées dans l'analyse. Les mesures ont été réalisées dans deux types de sol, le sable fin et le ballast de chemin de fer. Ainsi, l'effet du sol sur les caractéristiques d'adaptation, de rayonnement et de propagation des impulsions est analysé. Cette analyse est faite en fonction des propriétés diélectriques du sol, qui varient, en fonction de sa composition et de son humidité, et en fonction de la profondeur d'enfouissement.

Le dernier chapitre est consacré à l'analyse de l'impact du sol sur la propagation dans le cadre des RCSFE ULB, dans le domaine fréquentiel et temporel. Un état de l'art des travaux réalisés dans le domaine est présenté et un modèle de propagation issu de la littérature et couvrant la bande fréquentielle [0,3 – 1,3 GHz] est décrit. Le chapitre présente ensuite notre étude des effets de l'orientation de l'antenne ULB enfouie, de la profondeur d'enfouissement et de la teneur en eau du sol sur la propagation ; étude qui s'est appuyée sur des simulations et des mesures. Les mesures ont été réalisées dans deux types de sol, le sable fin et le ballast de chemin de fer. Les résultats obtenus sont comparés au modèle de canal cité ci-dessus. Enfin, un bilan de liaison est réalisée pour plusieurs scénarii de déploiement, en prenant en compte les contraintes imposées par les normes ULB et les résultats de mesures obtenus dans ce travail. À partir des résultats ainsi obtenus, des limites de déploiement, en terme de profondeur d'enfouissement et teneur en eau du sol, sont préconisées afin d'assurer une liaison fiable pour les RCSFE ULB.

Le document se termine par des conclusions générales sur les travaux réalisés et les résultats obtenus, et donne des perspectives pour de futurs travaux.



---

# Chapitre 1

## Généralités sur les réseaux de capteurs sans fil enfouis et la technologie Ultra Large Bande

### 1.1 RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL ENFOUIS

#### 1.1.1 Introduction

Les Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF) terrestres (propagation dans l'air) sont devenus incontournables dans divers domaines de la vie courante. La diversité et les potentialités des applications possibles ont stimulé, depuis plusieurs décennies, l'intérêt porté à ces systèmes. Plus récemment sont apparus de nouveaux types de réseaux de capteurs sans fil : les réseaux souterrains et les réseaux enfouis (RCSFE). Ces trois types de RCSF se distinguent par le milieu de propagation. Pour les RCSF terrestres, la propagation se fait dans l'air. Pour les RCSF souterrains (par exemple dans un tunnel), qui sont un cas particulier des RCSF, la propagation se fait dans l'air, mais canalisée par le tunnel où est déployé le réseau. Par contre, dans le cas des RCSFE, la propagation s'effectue à travers le sol en partie ou en totalité.

Dans cette thèse on s'intéresse aux Réseaux de Capteurs Sans Fil Enfouis (RCSFE). Etant donné la capacité des capteurs à détecter les caractéristiques du sol, plusieurs domaines d'applications sont visés par ces systèmes, comme l'agriculture de précision, le contrôle d'infrastructures, la sécurité et la navigation.

Plusieurs systèmes sont actuellement fonctionnels. Par exemple, en agriculture intelligente, on utilise des capteurs enfouis pour surveiller les caractéristiques du sol, telles que la teneur en eau et en minéraux [1]. Les réseaux de capteurs sont également utilisés avec succès pour la surveillance des infrastructures souterraines telles que la plomberie [2], ou encore pour étudier les risques de glissements de terrain ou de tremblements de terre [3].

Les premières applications de détection dans le sol consistaient à installer un capteur enfoui, câblé à un enregistreur mis en surface pour stocker les données pour une récupération des données et un traitement ultérieurs [4]. Cette configuration est fonctionnelle mais présente des inconvénients comme : la visibilité, la difficulté de déploiement, l'accès différé aux données (pas en temps réel), ainsi qu'une faible densité de couverture.

Les réseaux de capteurs sans fil enfouis qui utilisent des capteurs autonomes, entièrement enterrés et communicants à travers le sol, peuvent supprimer certains de ces inconvénients comme l'indique la discussion qui suit :

- *Capteurs enfouis*

Les composants en surface du système de détection sont vulnérables aux machines agricoles et machines d'aménagement qui peuvent les endommager. Sur les terrains de sport, ceux-ci peuvent constituer des obstacles pour les joueurs. Dans les jardins, leur visibilité est inacceptable pour des raisons esthétiques.

Dans le cas des RCSFE, tous les équipements de détection et de transmission sont entièrement enfouis, hors de vue et protégés.

- *Facilité de déploiement*

Dans le cas des réseaux classiques, le déploiement nécessite plus de temps et de moyens car il nécessite l'installation de nouveaux enregistreurs de données câblés aux nouveaux capteurs enfouis. Par contre, dans le cas des RCSFE, le déploiement se fait par simple ajout de capteurs aux emplacements désirés.

- *Accès aux données en temps réel*

Les enregistreurs stockent souvent les données des capteurs pour une récupération et un traitement ultérieurs. Par contre, dans les RCSFE, les capteurs peuvent transférer les données à une base centrale de traitement en temps réel.

- *Fiabilité*

Un enregistreur peut être câblé à plusieurs capteurs qui couvrent un grand secteur, et en cas de panne de l'enregistreur, tout le système de détection de la zone considérée est interrompu et toutes les données peuvent alors être perdues, à moins que les capteurs ne disposent d'une mémoire tampon.

Dans le cas des RCSFE, le capteur envoie lui-même et de façon indépendante ses données à la station de traitement, sans avoir besoin d'un enregistreur. En cas de panne de l'un des capteurs, l'opérateur est alerté en temps réel pour prendre en charge l'anomalie. Le transfert des données des autres capteurs n'est alors pas altéré par l'élément défaillant.

- *Densité de couverture*

Les capteurs filaires enfouis sont généralement déployés à proximité de l'enregistreur afin de minimiser les longueurs de câbles, les obstacles et les coûts. La densité de couverture peut donc être élevée au voisinage de l'enregistreur, mais plus faible à grande distance de ce dernier.

Dans les RCSFE, les capteurs sont déployés indépendamment de l'emplacement de la station de traitement, en tenant compte uniquement de l'atténuation du signal reçu, ce qui permet d'envisager une densité de couverture homogène et contrôlée.

- *Coût*

Le système classique qui utilise un capteur, un câble et un enregistreur est assez coûteux, ce qui limite son expansion. Par contre, les capteurs des RCSFE sont à faible coût, ce qu'encourage leur utilisation à grande échelle.

Les avantages des réseaux de capteurs sans fil enfouis, mentionnés ci-dessus, montrent le grand potentiel de cette technologie dans divers domaines d'activité.

### **1.1.2 Domaines applicatifs des RCSFE**

Les réseaux de capteurs sans fil enfouis peuvent être utilisés dans diverses applications, comme : le contrôle de l'environnement, le contrôle des infrastructures, la localisation d'objets et de personnes, le contrôle des frontières et la surveillance sécuritaire [5], ainsi que l'instrumentation scientifique destinée à l'analyse des matériaux (matériaux granulaires, ballasts, etc).

#### **a) Contrôle de l'environnement**

Des réseaux de capteurs filaires sont utilisés dans l'agriculture pour contrôler l'état du sol, tel que les teneurs en eau et en minéraux [6]. Ces données sont utilisées ultérieurement pour apporter l'irrigation et la fertilisation appropriée. Cette approche filaire peut être remplacée par un réseau de capteurs sans fil enfouis [7]. Grâce au faible coût des capteurs sans fil et à leur facilité de mise en œuvre, un déploiement dense des capteurs est possible, ce qui permettra une gestion plus ciblée et plus efficace du sol en temps réel.

La dissimulation des capteurs enfouis rend les RCSFE plus attrayants que les réseaux de capteurs terrestres agricoles actuels qui sont visibles et imposants. Il en est de même pour les pelouses et terrains de sports. De plus, l'utilisation de capteurs enfouis protège ceux-ci des machines de traitement du sol, comme les tracteurs et tondeuses à gazon.

La surveillance de la présence et de la concentration de substances toxiques à proximité des usines polluantes est une autre application pour les RCSFE.

En plus du contrôle des propriétés du sol, les RCSFE peuvent également être utilisés pour la prédiction des glissements de terrain [8] et des tremblements de terre. Le faible coût et la facilité d'installation de ces systèmes permet un déploiement plus dense dans les zones à risques, et ainsi une meilleure prédiction de ces phénomènes ce qui permettrait éventuellement l'évacuation à temps des populations.

#### **b) Contrôle des infrastructures**

Les RCSFE peuvent être utilisés pour surveiller les infrastructures ferroviaires, pour s'assurer de l'état du chemin de fer en continu et détecter les anomalies en temps réel et ainsi éviter les incidents. Ils peuvent aussi surveiller des infrastructures souterraines, comme les canalisations de pétrole/gaz et les réservoirs de stockage de carburant des stations-service, dans le but de détecter d'éventuelles fuites.

Les capteurs peuvent également être déployés pour la surveillance de l'état des structures souterraines des bâtiments, ponts ou barrages [9], par le contrôle de l'état de contraintes mécaniques et autres paramètres des structures de ces ouvrages.

Les RCSFE peuvent être utiles pour des applications militaires, comme dans les champs de mines [10]. L'utilisation de capteurs communicants sur les mines enterrées, permettrait aux forces amies, munies d'un lecteur de capteurs, d'éviter de commettre des erreurs même si elles ne sont pas informées de l'emplacement exact des mines.

### **c) Localisation**

Les capteurs enfouis peuvent être utilisés comme balises pour la localisation d'objets ou de personnes. Un réseau de capteurs enfouis peut être déployé sous la surface d'une route et communiquer avec les voitures qui passent pour transmettre des informations sur la chaussée, la signalisation, ainsi que la localisation.

Les informations de localisation pourraient aussi servir comme système d'aide à la navigation pour les systèmes autonomes. Par exemple, une machine agricole de fertilisation autonome utiliserait les capteurs enfouis pour recevoir les informations concernant l'état du sol et localiser la zone exacte qu'il faut traiter.

Les RCSFE peuvent également être utilisés pour localiser des personnes dans le cas de l'effondrement d'un bâtiment. Bien que dans cette application, le réseau ne soit pas strictement enfoui dans le sol, la nature dense des décombres d'un effondrement pose des défis semblables concernant la communication radio.

### **d) Contrôle des frontières et surveillance sécuritaire**

Les RCSFE peuvent être utilisés pour la détection de présence et de mouvements de personnes ou d'objets sur la surface du sol. La détection de présence et la localisation se font par des capteurs de pression et des capteurs acoustiques ou magnétiques. Cette application pourra être utilisée pour assurer la sécurité des maisons et des commerces, les capteurs pouvant être enterrés autour du périmètre de l'édifice pour la détection d'intrus et l'activation d'un signal d'alarme.

A plus grande échelle, les RCSFE peuvent être utiles pour la surveillance des frontières. Le déploiement de capteurs de pression sans fil, enterrés à faible profondeur le long de la frontière, pourrait être utilisé pour alerter les autorités des intrusions illégales de personnes, de véhicules ou d'objets.

### **e) Instrumentation scientifique pour l'étude des matériaux**

L'instrumentation scientifique actuelle destinée à l'étude des matériaux granulaires et des granulats, tels que ceux utilisés dans les réseaux d'infrastructures de transports, s'appuie sur des capteurs filaires enfouis dans les matériaux. Ces capteurs permettent d'étudier la propagation des ondes acoustiques, de l'humidité et de la chaleur dans les matériaux pour analyser leurs propriétés mécaniques et physiques.

Le remplacement des capteurs filaires par des capteurs enfouis sans fil permettrait de simplifier cette instrumentation scientifique et d'en améliorer les performances. Un aspect intéressant serait de pouvoir localiser précisément le déplacement des granulats capteurs (capteur mis dans un granulat) lors d'une mise sous pression du matériau par exemple.

Ainsi le RCSFE permettrait de fournir des informations internes au milieu et variable dans le temps ; Les variations des caractéristiques physiques du milieu peuvent être représentées par des cartes 3D, pour aider à la compréhension de phénomènes mal

modélisés, voire mal connus par manque de données d'observation. Dans le béton, par exemple, l'insertion d'un RCSFE pour la mesure de l'humidité et la température permettra de comprendre le processus de séchage dans le temps en fonction de la composition du mélange. Cette information peut être utilisée afin d'améliorer les propriétés de ce matériau.

Les potentiels champs applicatifs des réseaux de capteurs sans fil enfouis, mentionnés ci-dessus, montrent le grand intérêt de cette technologie dans plusieurs domaines. Cependant, la mise en œuvre d'un tel système comporte de nombreux défis technologiques. Le sol est en effet un milieu de propagation très contraignant pour les communications sans fil.

### **1.1.3 Contraintes de conception des RCSFE**

Les RCSFE sont confrontés aux caractéristiques contraignantes du milieu de propagation sur les ondes électromagnétiques qui transportent les données collectées par les capteurs vers l'unité de traitement. De ce fait, la configuration des réseaux de capteurs classiques doit être réétudiée pour prendre en considération ces caractéristiques : environnement extrême, consommation énergétique, topologie du réseau et antenne enfouie.

#### **a) Environnement extrême :**

Le sol est loin d'être le milieu idéal pour les communications radioélectriques sans fil et les équipements électroniques associés. Ces équipements sont affectés par plusieurs facteurs, comme la nature du sol et sa composition, sa teneur en eau, sa température et la pression. Ces facteurs peuvent endommager les capteurs, d'où la nécessité d'une protection adéquate. Cela doit se faire en gardant une taille réduite des capteurs pour permettre un faible coût de conception et de déploiement. Ces facteurs altèrent aussi la qualité des transmissions, en accentuant l'atténuation des signaux se propageant dans le sol.

#### **b) Consommation d'énergie :**

Les capteurs autonomes enfouis doivent avoir une durée de vie importante pour des raisons de rentabilité, d'où la nécessité de réduire leur consommation en énergie. Cette contrainte est davantage accentuée par les fortes atténuations du canal de propagation, ce qui oblige le capteur à émettre à des niveaux de puissance permettant d'assurer une liaison fiable. Par conséquent, l'optimisation de la consommation d'énergie doit être un des objectifs principaux lors de la conception d'un RCSFE.

La télé-alimentation par les lecteurs en surface peut être envisagée pour augmenter la durée de vie des capteurs enfouis mais cette technique se confronte encore à d'importants verrous technologiques. On voit aussi apparaître des dispositifs à récupération d'énergie (chaleur, vibrations, émissions RF) qui pourraient contribuer à l'augmentation de la durée de vie des RCSFE dans certains environnements favorables.

**c) Topologie du réseau :**

Le choix de la topologie à adopter dans le déploiement d'un RCSFE est un critère important pour assurer le bon fonctionnement et la fiabilité du système. La topologie dépend de l'application prévue, l'optimisation de la consommation d'énergie et le coût de déploiement. Ainsi, deux types de topologies sont possibles : la topologie enfouie et la topologie hybride.

La topologie enfouie implique que tous les capteurs du réseau, ainsi que l'unité de traitement, soient enfouis dans le sol. La topologie hybride est constituée d'une combinaison entre des capteurs enfouis et des capteurs dans l'air, avec une unité de traitement dans l'air ou en surface.

**d) Antenne enfouie :**

La conception d'une antenne adaptée aux capteurs enfouis doit répondre à plusieurs critères contraignants pour assurer une qualité de transmission acceptable. Parmi ces critères, on peut citer :

○ *Petite taille :*

Une transmission à une distance de plusieurs mètres nécessite l'utilisation d'un système opérant en basses fréquences. Cependant, un tel système nécessite l'utilisation d'antennes de grandes dimensions pour assurer une transmission fiable. A des fréquences de travail de l'ordre de 200 – 900 MHz, correspond une antenne quart d'onde de l'ordre de 0,4 à 0,1 m.

La réduction de l'encombrement implique l'utilisation de hautes fréquences afin de réduire les dimensions de l'antenne. Cependant, monter en fréquence présente l'inconvénient de réduire la portée de la transmission à cause de l'accentuation des pertes de trajet. Donc, un compromis doit être réalisé selon les objectifs de l'application envisagée.

○ *Faible coût :*

En général, les RCSFE sont destinés à des applications à déploiement dense pour assurer un contrôle d'un secteur relativement large. Par conséquent, le faible coût des équipements est primordial pour permettre une telle utilisation à grande échelle. La conception d'antennes microbande à faible coût est possible grâce à l'utilisation de substrat généralement faible coût et à des techniques de réalisation rapides par micro-graveuses, d'où l'intérêt de ce genre d'antennes.

○ *Rayonnement omnidirectionnel :*

Le déploiement dense, rapide et faible coût des réseaux de capteurs sans fils enfouis implique, en général, un déploiement non-manuel des capteurs. De ce fait, l'orientation de l'antenne associée peut se faire dans toutes les directions. D'où la nécessité de concevoir des antennes quasi-omnidirectionnelles pour assurer une transmission fiable quelle que soit la position de l'antenne dans le sol.

Pour les applications non denses, des antennes directives peuvent être utilisées puisque l'orientation des capteurs enfouis peut être contrôlée manuellement au moment de l'enfouissement.

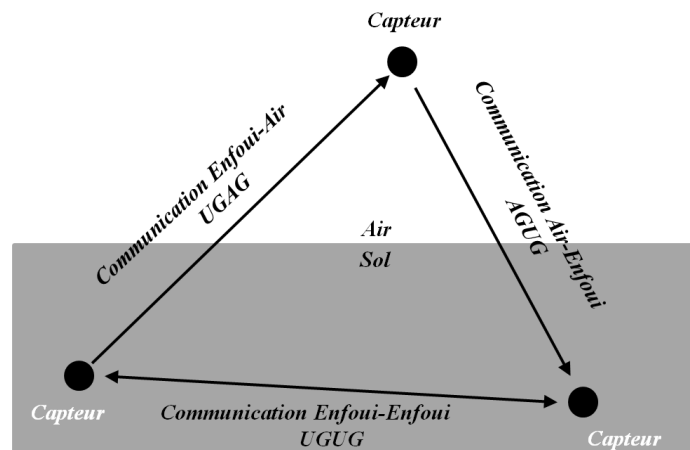
Toutes ces contraintes doivent être prises en compte lors de la conception des différentes composantes du réseau et lors de son déploiement. La connaissance de l'effet du sol sur le canal de propagation sans fils enfoui est un élément clé pour y parvenir.

### 1.1.4 Canal de propagation sans fil enfoui

Les caractéristiques extrêmes du canal de communication sans fils dans le sol est le facteur principal qui fait de la mise en œuvre du RCSFE un défi. Les caractéristiques du milieu de propagation (sol) et leurs dynamiques variables dans le temps ont un grand impact sur le canal de propagation. La composition du sol, sa teneur en eau et la profondeur d'enfouissement des capteurs influent de manière significative sur la qualité de la communication dans le sol. Ces facteurs influent directement sur les phénomènes physiques qui altèrent les signaux transmis. L'importance de ces altérations dépend aussi de l'emplacement des capteurs, donc de la topologie de déploiement du RCSFE.

#### 1.1.4.1 Classification topologique des RCSFE

Bien que son déploiement soit basé sur les capteurs enfouis, le RCSFE peut nécessiter un équipement en surface ou dans l'air pour le traitement de données et la gestion de tout le réseau. De ce fait, il existe trois scénarii de communications possibles, suivant l'emplacement de l'émetteur et du récepteur [11][12], comme illustré dans la Figure 1.1 suivante :



**Figure 1.1:** Types de communications en RCSFE.

- a) Communication enfoui-enfoui (underground to underground - UGUG):  
L'émetteur et le récepteur sont tous les deux enfouis et communiquent à travers le sol.



b) *Communication enfoui-air (underground to aboveground UGAG):*

L'émetteur est enfoui dans le sol alors que le récepteur est à l'air libre. Ainsi, une partie du trajet de propagation se fait dans le sol et l'autre en espace libre.

c) *Communication air-enfoui (aboveground to underground AGUG):*

L'émetteur est à l'air libre et le récepteur est enfoui dans le sol. Une partie du trajet de propagation est alors en espace libre et l'autre dans le sol.

#### 1.1.4.2 Propriétés du canal de propagation sans fil enfoui

Le sol est un milieu de propagation difficile pour les ondes électromagnétiques par comparaison à l'espace libre. Plusieurs phénomènes physiques influent sur le canal de propagation enfoui, les plus importants sont [5]:

- a) **Pertes de trajet :** Les pertes de trajet sont accentuées dans le cas des communications dans le sol à cause du phénomène d'absorption. Ces pertes dépendent de la fréquence de fonctionnement, de la distance de séparation, de la teneur en eau du sol (Volumetric Water Content - VWC) et des propriétés physiques du sol dans lequel se fait la propagation des ondes électromagnétiques [11]-[15]. L'atténuation est plus importante en hautes fréquences qu'en basses fréquences, et augmente avec la distance de propagation et/ou l'humidité du sol.

Même en basse fréquences, inférieures à 1 GHz, l'atténuation peut atteindre 100 dB/m dans certaines conditions du sol [5][13]. Les pertes de trajet sont fortement affectées par le type du sol et sa teneur en eau. Le sol est une mixture de sable, limon et argile [16][17]. La propagation est moins atténuée dans le sable que dans le limon et elle est plus atténuée dans l'argile que dans le sable ou le limon [13]. Dans le cas du ballast, les vides inter-granulaires peuvent favoriser la propagation des ondes EM. Néanmoins, la densité élevée des granulats conduit à une permittivité importante et à des atténuations importantes même dans ce type de sol.

b) **Réflexion et réfraction :**

Les ondes électromagnétiques qui se propagent entre deux milieux à indices de réfraction différents subissent les phénomènes de réflexion et/ou réfraction. Dans le cas des réseaux de capteurs sans fil enfouis, les ondes se propagent de l'air vers le sol et vice-versa. Ainsi, les ondes incidentes sur l'interface air-sol sont en partie réfléchies et en partie transmises, et cela dans les deux sens de la propagation. Ces phénomènes engendrent des pertes supplémentaires.

c) **Evanouissement par trajets multiples :**

Le sol est un milieu inhomogène. Il est composé de particules de différentes tailles, et on y trouve aussi des galets, des racines de plantes, des animaux, etc. Toutes ces inhomogénéités provoquent des réflexions et des diffractions des ondes EM, et ainsi engendrent la propagation par trajets multiples qui peuvent générer des évanouissements du signal reçu lorsque ces trajets se recombinent en opposition de phase.

**d) Vitesse de propagation :**

La propagation des ondes EM à travers un milieu diélectrique s'effectue à une vitesse réduite par rapport à la vitesse de propagation en espace libre. Ainsi, comme la constante diélectrique de la majorité des types de sols est supérieure à 2 [16][17], cette vitesse subit une réduction de 10%, au minimum, par rapport à la vitesse de la lumière [5].

**1.1.5 Réseaux de capteurs sans fil enfouis ultra large bande**

Les recherches actuelles en RCSFE sont centrées sur les communications en bande étroite dans la gamme de fréquences 200 – 900 MHz [11]-[15][18] et il n'y a que quelques travaux qui ont été réalisés à 2,4 GHz [5][19][20]. Cette limitation est due à l'augmentation des pertes de trajets avec l'augmentation de la fréquence. Cependant, l'utilisation de ces basses fréquences et d'une bande étroite engendre plusieurs contraintes et inconvénients qui ont été détaillés précédemment : taille importante des antennes, limitation des débits de communication, mauvaise précision de localisation, consommation assez importante limitant la durée de vie des capteurs (sachant qu'un capteur enfoui n'est, généralement, jamais déterré).

Dans notre travail, la technique ultra large bande (ULB) dans la bande de fréquences 3,1 – 10,6 GHz correspondant aux principales normalisations internationales est associée au RCSFE pour apporter des solutions aux limites mentionnées précédemment. Le principal inconvénient du RCSFE ULB est l'atténuation importante due au milieu. Cependant, l'adoption de faibles profondeurs d'enfouissement et l'optimisation des topologies de déploiement permettront de dépasser cette limite ou du moins de la minimiser. Un bref aperçu de la technique de communication ULB est donné dans la section suivante.

**1.2 TECHNIQUE DE COMMUNICATION ULTRA LARGE BANDE (ULB)**

Cette section est un aperçu général sur les communications Ultra Large Bande. Elle présente les points fondamentaux suivants : la définition de la technique ULB, les types de transmission et les réglementations en vigueur.

**1.2.1 Définition**

La technologie Ultra Large Bande (*Ultra Wide Band - UWB*) est une technique de transmission radio utilisant des signaux à très large spectre. À ses débuts, cette technologie était réservée aux applications radar, puis elle a été élargie aux applications de communications.

En 2002, la FCC (*Federal Communication Commission*), l'organisme américain de régulation des communications, a réglementé l'ULB. Elle donne une définition précise et fixe les niveaux de densité de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute). La définition de l'ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante [21][22] :

Un signal est dit ultra large bande si

- sa bande passante est au minimum de 500 MHz,
- ou
- sa bande passante relative est supérieure à 20% :

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0,2 \quad (1)$$

Où  $f_h$  et  $f_l$  désignent respectivement les fréquences limites haute et basse du spectre du signal.

Par rapport aux systèmes de transmission classiques, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables :

- Une grande largeur de bande, qui permet des transmissions de données à très haut débit.
- Une très bonne résolution temporelle, qui permet de grandes précisions de localisation et qui convient aux applications radar.
- Une courte durée d'impulsions qui permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense.
- De faibles interférences avec les systèmes existants étant donné la faible densité spectrale de puissance du signal ULB.
- Une transmission discrète, faiblement détectable étant donné la faible densité spectrale de puissance proche de celle du bruit.
- La possibilité de concevoir des émetteurs-récepteurs de faible complexité étant donné que l'ULB permet la transmission directe d'impulsions en bande de base sans porteuse.

## 1.2.2 Types de Transmissions en ULB

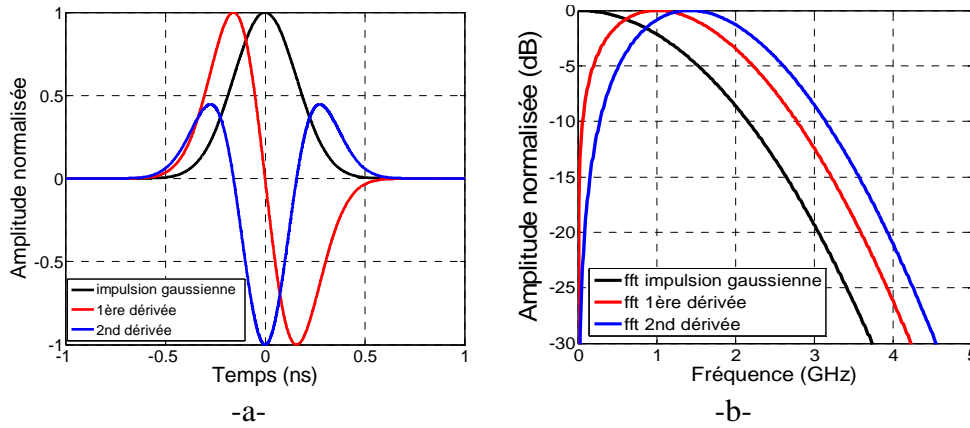
Il existe deux familles principales de transmission en ultra large bande : la transmission radio impulsionnelle et la transmission multi-bandes OFDM (MB-OFDM) [22][23].

### 1.2.2.1 Transmission Radio Impulsionnelle

Le concept de radio impulsionnelle, utilisé à ses débuts pour les applications radar, repose sur l'émission d'impulsions de très courte durée, de l'ordre de la nanoseconde ou moins [22]-[24]. Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large, de l'ordre de un à quelques GHz. Plusieurs formes d'impulsions peuvent être utilisées. Parmi elles, on peut citer la gaussienne et ses dérivées successives [24], représentées par les formules suivantes :

$$v(t) = ke^{-\left(\frac{t-t_m}{\tau}\right)^2} \quad \text{et} \quad v_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left( ke^{-\left(\frac{t-t_m}{\tau}\right)^2} \right)$$

où  $k$  désigne l'amplitude maximum du signal,  $t_m$  son instant central et  $\tau$  le paramètre caractérisant la largeur temporelle de l'impulsion. Le spectre de l'impulsion gaussienne étant centré sur la fréquence nulle, on utilise plutôt la première ou la seconde dérivée de l'impulsion gaussienne. L'impulsion gaussienne, ses première et seconde dérivées sont présentées en Figure 1.2, dans les domaines temporel et fréquentiel.



**Figure 1.2 :** Impulsion gaussienne, sa première dérivée et sa seconde dérivée :  
a) domaine temporel, b) domaine fréquentiel.

D'autres formes d'impulsions existent, comme : le monocycle de Manchester, le monocycle rectangle, les impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite, etc.

L'avantage de la technique ULB impulsionnelle est que le signal est transmis directement en bande de base, d'où la relative simplicité des systèmes d'émission/réception qui ne nécessitent ni transposition de fréquence ni synchronisation.

Les modulations utilisées pour la transmission du signal sont typiquement l'OOK (*On-Off Keying*) ou le PPM (*Pulse Position Modulation*) [24]. Ces modulations reposent sur une information d'amplitude ou de position du signal à un instant donné. La modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) est aussi utilisée, mais elle repose sur une information de la phase du signal, ce qui nécessite une démodulation cohérente et un récepteur plus complexe que pour les modulations OOK ou PPM.

### 1.2.2.2 Transmission Multi-Bandes OFDM

L'approche multi-bandes est préférée pour les applications à très hauts débits et à courte portée. Elle consiste en la subdivision du spectre défini par la FCC en 14 sous-bandes de 528 MHz, deux ou trois sous-bandes contiguës étant rassemblées pour former un groupe, comme illustré en Figure 1.3. Dans chaque sous-bande, la technique de modulation OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est utilisée. Le principe de cette technique consiste à effectuer des sauts en fréquence (frequency-hopping) au cours du temps, les séquences de sauts étant constituées de 6 sauts au sein d'un même groupe de sous-bandes. La principale différence entre les techniques MB-OFDM et OFDM classique est l'utilisation d'un code temps-fréquence qui alloue à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Ainsi, chaque symbole occupe une sous-bande différente du symbole précédent.

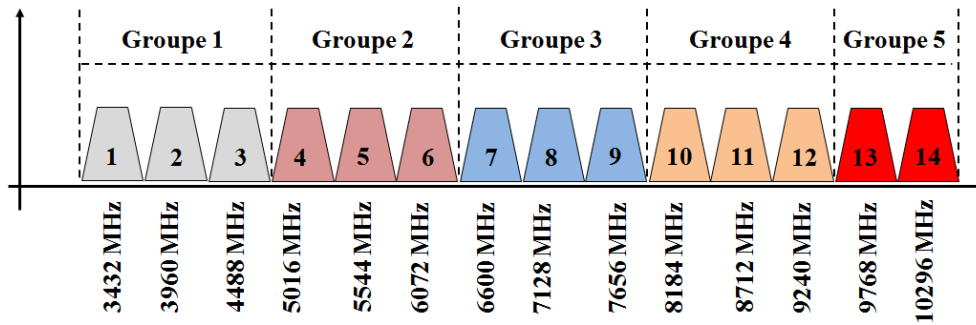


Figure 1.3: Répartition de la bande en OFDM.

### 1.2.2.3 Comparaison entre les deux approches

Le choix de l'utilisation d'un système ULB impulsionnel ou multi bandes dépend de l'application visée et de ses contraintes en portée et débit. Chaque approche présente des avantages et des limites.

#### ❖ Approche Impulsionnelle

- L'absence de porteuse permet une moindre complexité pour les émetteurs/récepteurs radiofréquences, ce qui permet de réduire le coût et la consommation surtout dans le cas de récepteurs non-cohérents à détection d'énergie.
- La fine résolution temporelle lui procure une grande précision de localisation et une bonne robustesse aux trajets multiples.
- Cette technique est généralement destinée à des applications de communication à moyen débit et d'assez grande portée associé à de la localisation.

#### ❖ Approche Multi-Bandes OFDM

- L'approche à bandes multiples est particulièrement adaptée à éviter les interférences à l'émission et à la réception, étant donné que les fréquences de porteuses peuvent être convenablement choisies afin d'éviter les interférences avec les systèmes à bande étroite, d'où une meilleure coexistence.
- La flexibilité de cette méthode permet une adaptation aisée aux différentes réglementations existantes et à leurs éventuels changements.
- L'implémentation d'un système ULB selon l'approche à bandes multiples peut poser un problème, en raison de la grande dynamique d'amplitude (*Peak to Average Power Ratio - PAPR*) des signaux, ce qui augmente les contraintes de linéarité des émetteurs.
- Cette méthode est plus complexe à mettre en œuvre et plus consommatrice en énergie que la technique impulsionnelle.
- Cette technique est destinée à des applications à très haut débit et à courte ou moyenne portée.

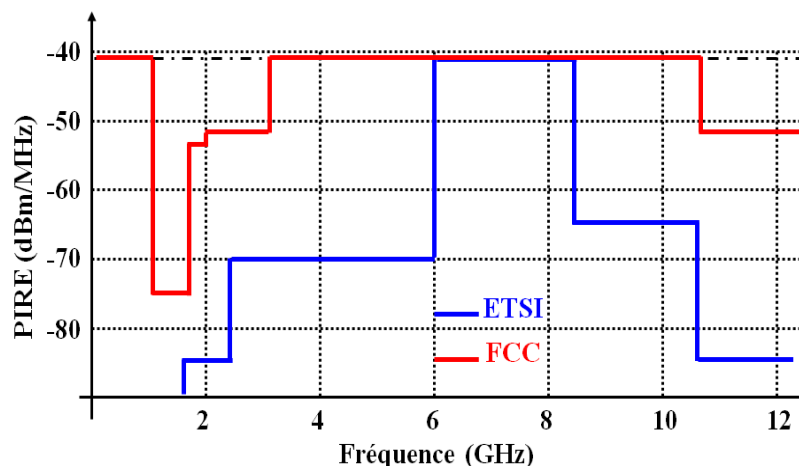
## 1.2.3 La réglementation ULB

### 1.2.3.1 Réglementation US

En février 2002, la FCC a publié les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB [21]. Elle a limité les niveaux d'émission des signaux ULB (EIRP = -41,3 dBm/MHz) pour un spectre allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz. Les limitations sur le rayonnement, mises en place pour les applications de transmission de données, sont présentées en Figure 1.5.

### 1.2.3.2 Réglementation européenne

L'Europe a commencé à établir les spécifications de son propre spectre d'émission pour les systèmes ULB dès 2001. L'ETSI, l'institut européen des normes de télécommunications, a proposé des limites similaires à celle de la FCC, avec un spectre d'émission plus restrictif. En 2007, l'ETSI a adopté un standard pour les niveaux d'émissions des signaux ULB avec une moyenne maximale de puissance isotrope rayonnée de -41,3 dBm/MHz pour un spectre de fréquences allant de 6 à 8,5 GHz [25]. Le masque est présenté en Figure 1.4. L'utilisation des bandes basses (3,1 à 4,8 GHz) est possible mais avec des contraintes de mise en place de mécanismes de réduction d'interférences (DAA/LDC : detect and avoid/Low duty cycle).



**Figure 1.4:** Masques d'émission des systèmes ULB : FCC (rouge) et ETSI (bleu).

L'adoption de la technique ULB pour les applications des RCSFE nécessite l'adaptation de tous les composants intervenant dans la chaîne de communication. L'élément clé dans cette chaîne est l'antenne. Par conséquent, un aperçu sur les antennes en général et sur les antennes ULB en particulier est présenté dans la section suivante.

### 1.3 ANTENNES ULB

L'antenne est une composante très importante dans un système de communication. Par définition, une antenne est un dispositif utilisé pour transformer un signal radiofréquence (RF) se propageant en une onde électromagnétique rayonnée dans l'espace et réciproquement.

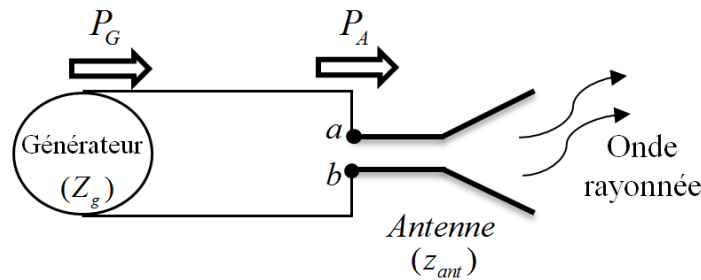
#### 1.3.1 Caractéristiques classiques des antennes

##### 1.3.1.1 Caractéristiques d'adaptation

###### a) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme étant l'impédance présentée par l'antenne à ses extrémités, ou encore, le rapport tension à courant à ses deux extrémités [26]. La Figure 1.5 montre une antenne en émission avec ses deux extrémités  $a$  et  $b$ , alimentées par un générateur, d'impédance  $Z_g$  et générant une puissance  $P_G$ , via une ligne d'impédance caractéristique  $Z_c$ .  $P_A$  est la puissance délivrée à l'antenne. On note  $Z_{ant}$  l'impédance d'entrée de cette antenne, sans charge, à ses extrémités  $a$  et  $b$ :

$$Z_{ant} = R_{ant}(f) + jX_{ant}(f) = R_{rad}(f) + R_L(f) + jX_{ant}(f) \quad (2)$$



**Figure 1.5:** Antenne en transmission.

La partie réelle de l'impédance ( $R_{ant}(f)$ : résistance de l'antenne) comporte deux parties :  $R_{rad}(f)$  est la résistance de rayonnement liée à l'énergie utile rayonnée par l'antenne dans l'espace qui l'entoure, tandis que  $R_L(f)$  est la résistance de pertes, liée aux pertes par effet Joule dans l'antenne. La partie imaginaire de l'impédance,  $X_{ant}(f)$ , représente la réactance de l'antenne. Les fréquences pour lesquelles cette réactance est nulle représentent les fréquences de résonance de l'antenne.

###### b) Coefficient de réflexion et rapport d'ondes stationnaires

L'antenne est reliée au générateur par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  (en général,  $Z_c = 50 \Omega$ ). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre le générateur et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne.

Le coefficient de réflexion  $\Gamma_{in}$  (ou  $S_{11}$ ) est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique [26]:

$$P_A = P_G (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (3)$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (4)$$

L'adaptation est parfaite si  $\Gamma_{in} = 0$ , c'est-à-dire si  $Z_{ant} = Z_c$ .

En pratique, l'adaptation de l'antenne est souvent étudiée par le rapport d'ondes stationnaires (ROS), en anglais : Voltage Standing Wave Ratio (VSWR). Il est déterminé par le rapport entre la tension maximale et la tension minimale, obtenues par l'interférence des ondes incidente et réfléchie. Il est donné comme suit:

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (5)$$

Donc

$$|S_{11}| = |\Gamma_{in}| = \frac{ROS - 1}{ROS + 1} \quad (6)$$

### c) Bande passante

La bande passante d'une antenne est la bande de fréquence où le transfert d'énergie entre le générateur et l'antenne est maximal. Elle peut être déterminée à partir du coefficient de réflexion. Par convention, la bande passante d'une antenne est la bande de fréquence où le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB, comme indiqué sur la Figure 1.6.

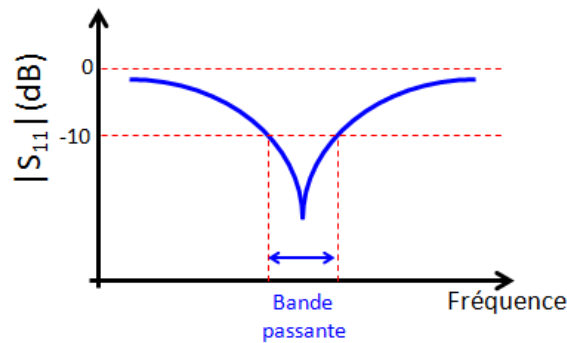


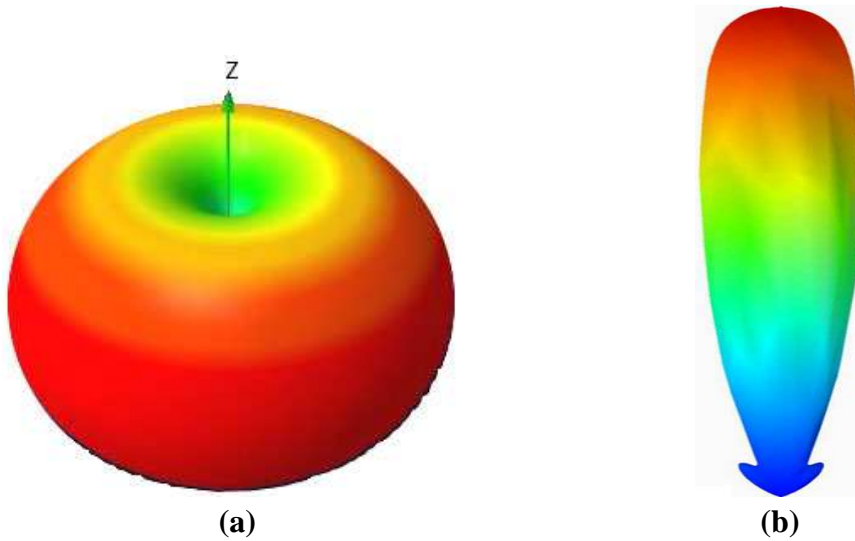
Figure 1.6: Bande passante d'une antenne.



### 1.3.1.2 Caractéristiques de rayonnement

#### a) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme étant une fonction mathématique ou représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Il représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace [26]. Généralement, il est donné en échelle logarithmique et normalisé à sa valeur maximale. Le diagramme de rayonnement d'une antenne peut être omnidirectionnel ou directif, comme illustré en Figure I.7.



**Figure 1.7:** Diagramme de rayonnement : a) quasi-omnidirectionnel b) directif.

#### b) Directivité

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans la direction donnée  $P(\theta, \varphi)$  et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope [26] (L'antenne isotrope est une antenne fictive qui rayonnerait uniformément dans toutes les directions dans un milieu homogène et isotrope):

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (7)$$

avec  $P_{rad}$  la puissance totale rayonnée par l'antenne.

#### c) Efficacité

L'efficacité d'une antenne est une grandeur qui tient compte des pertes aux extrémités et dans la structure de l'antenne. Ces pertes sont dues aux réflexions à l'entrée de l'antenne ainsi qu'aux pertes diélectriques et de conduction [26]. Elle est donnée par :

$$e = e_c e_d e_r = e_{cd} e_r = e_{cd} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (8)$$

- $e$  : efficacité total de l'antenne,
- $e_c$  : efficacité de conduction,
- $e_d$  : efficacité diélectrique,
- $e_r$  : efficacité de désadaptation,
- $\Gamma_{in}$  : coefficient de réflexion de l'antenne,
- $e_{cd}$  : efficacité de rayonnement de l'antenne.

#### d) Gain

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta, \varphi)$  sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes [26]:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (9)$$

Si l'antenne est isotrope et sans pertes, son gain vaut 1 (soit 0 dB). Le gain est généralement exprimé en dB ou en dBi (quand une antenne isotrope est utilisée comme référence).

D'autre part, on a  $P_{rad} = e_{cd} P_A$ , donc le gain peut s'exprimer en fonction de l'efficacité de rayonnement de l'antenne et de sa directivité, comme suit :

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd} 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = e_{cd} D(\theta, \varphi) \quad (10)$$

### 1.3.2 Caractéristiques spécifiques des antennes ULB

Les caractéristiques des antennes ULB dépendent fortement de la fréquence. La très large bande passante est la caractéristique principale qui distingue une antenne ULB des antennes usuelles [22][27][28]. Dans le cas des antennes à bande étroite, la caractérisation se limite à mesurer les caractéristiques en une seule fréquence de la bande, la fréquence centrale généralement, ou sur une petite bande autour de cette fréquence. Par contre, dans le cas d'antennes ULB, où la bande passante de travail est de l'ordre de quelque GHz, les caractéristiques d'impédance d'entrée, coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement et gain ne sont pas constantes en fonction de la fréquence, mais varient significativement. Par conséquent, la caractérisation doit se faire sur toute la bande opérationnelle, l'antenne devant être performante dans toute sa bande passante d'utilisation.

La dépendance en fréquence de ces caractéristiques influe directement sur le signal transmis ou reçu, ce qui cause les phénomènes de distorsion et de dispersion de l'impulsion transmise [22][27][28]. Donc, une caractérisation complète de l'antenne

tiendra compte de ces phénomènes. Cette caractérisation est réalisée dans les domaines fréquentiel et temporel. Ainsi, la détermination de la fonction de transfert de l'antenne ULB est primordiale pour comprendre à priori son effet sur le signal transmis ou reçu. Dans le domaine temporel, des paramètres spécifiques sont utilisés pour évaluer et quantifier les effets de distorsion et de dispersion provoqués par l'antenne sur les signaux. Ces facteurs sont: *le facteur de fidélité* et *le facteur d'étalement*. Ces éléments vont être définis ultérieurement.

#### **1.4 ETAT DE L'ART SUR LES RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL ENFOUIS OU SOUTERRAINS**

Durant les dernières années, un grand intérêt a été porté aux RCSFE et de nombreux travaux expérimentaux ont été entrepris.

Dans [29], La faisabilité d'un RCSFE déployé à faible profondeur (25 – 30 cm) pour prédire les glissements de terrains est étudiée expérimentalement et par simulation. Ainsi, 65 capteurs de pressions et trois stations de base sont déployés pour couvrir une surface réduite en laboratoire. La communication radio entre les capteurs enfouis et les stations de traitement, réalisée à 2,4 GHz, se fait dans l'air. Un glissement de terrain est détecté lorsque la pression enregistrée par un certain nombre de capteurs dépasse un certain seuil. Les résultats obtenus en laboratoire montrent la fiabilité du système.

Le déploiement d'un RCSF pour la détection d'activités volcaniques est rapporté dans [30]. Ainsi, 16 capteurs sismiques, opérants à 2,4 GHz, sont enfouis à quelques centimètres de profondeur. Chaque capteur est associé par câble à une antenne omnidirectionnelle déployée à quelques centimètres au-dessus du sol. La collecte de données se fait initialement des capteurs vers une station locale. Cette dernière, grâce à l'utilisation d'une antenne directionnelle à 9 dBi de gain, renvoie les données vers une station de base, située à 4 Km, pour le traitement. De même que précédemment, la propagation se fait dans l'air.

La surveillance et le contrôle dans les mines est un autre champ d'application des RCSF. Ainsi, dans [31] et [32], des RCSF sont étudiés pour assurer le contrôle des conditions de l'environnement dans les mines afin de réduire les risques encourus par les mineurs. Les communications souterraines entre les capteurs se font dans l'air à l'intérieur du tunnel. Dans [32], la transmission radio est réalisée à 2,4 GHz. Les résultats obtenus montrent qu'en visibilité directe la portée de la transmission est supérieure à 180 m. Cette portée est inférieure à 18 m dans le cas de non-visibilité.

La compagnie allemande *Emschergenossenschaft* a planifié le système d'égouts de l'*Emscher*, un des plus grands projets de gestion des eaux résidentielles en Europe [33]. Les canalisations, d'un diamètre de 1,4 à 2,8 m, sont à une profondeur de 5 à 40 m. La distance entre deux trous d'égouts est de 600 m. Le but était de développer des systèmes de contrôle, d'inspection et de nettoyage automatiques. En partenariat avec le *Fraunhofer Institute IFF*, la compagnie a développé des systèmes mobiles flottants, capables de se déplacer dans les canalisations souterraines, embarquant des capteurs d'aide à la navigation, de contrôle et d'inspection, et permettant d'inspecter sur l'eau et

sous l'eau. Le système mobile d'inspection, opérant entre deux trous d'égouts, est relié par câble à une unité de gestion à l'extérieur. Par conséquent, pour inspecter une autre région, il faut déplacer tout le système. L'utilisation de RCSFE permettrait une meilleure automatisation du processus et le traitement de toutes les canalisations en continu et en temps réel.

Dans [34], une étude de contrôle et de surveillance des débordements des égouts en utilisant un RCSFE est présentée. La communication est réalisée à 916 MHz entre une station de base dans l'air et un capteur enfoui. Le capteur enfoui utilise le couvercle du trou d'égout comme antenne d'émission. Ainsi, lorsque le capteur enfoui détecte que la pression d'eau dans les canalisations est importante, il transmet l'information à la station de base qui lance l'alerte et active la commande d'ouverture de valves supplémentaires.

En Norvège, un RCSFE a été déployé dans un glacier en mouvement afin de suivre ses variations en position, température, pression et conductivité [35]. Le système comprend quatre éléments principaux : des capteurs (ou sondes) enfouis dans le glacier jusqu'à 100 m de profondeur, une station de base placée sur la surface du glacier au-dessus des sondes, une station de référence située dans la vallée à 2,5 km de distance, un serveur distant connecté à la station de référence et accessible par le web. Pour faciliter la communication entre la station de base et les capteurs, un émetteur/récepteur (relais) relié par câble à la station de base, a été enfoui à 30 m de profondeur dans la glace. La communication entre les capteurs et ce relais se fait à travers la glace par liaison radio à 433 MHz et avec une puissance de 100 mW. La liaison longue distance entre la station de base et la station de référence se fait dans l'air à 468 MHz et avec une puissance de 500 mW. Les résultats présentés dans cette étude concernent les paramètres physiques du glacier et non les caractéristiques du canal de propagation.

Une étude expérimentale, en milieu enneigé, portant sur la possibilité d'utiliser la technique ULB pour localiser des victimes d'avalanche est présentée dans [36][37]. Un modèle de propagation en environnement enneigé est proposé puis validé expérimentalement, dans la bande de 3,1 à 4,5 GHz, en estimant la permittivité de la neige. Puis une étude théorique basée sur le modèle proposé a été réalisée pour estimer l'atténuation en fonction de la distance, aux fréquences de 0,5 GHz et 3,8 GHz. Les teneurs en eau considérées sont de  $VWC = 2\%$ ,  $6\%$  et  $12\%$ . La profondeur d'enfouissement de l'antenne émettrice et la hauteur de l'antenne réceptrice sont toutes les deux considérées égales à 1 m. Les deux antennes sont supposées isotropes. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de la fréquence et de la teneur en eau de la neige engendre de grandes atténuations. A 3,8 GHz, l'atténuation est de -130 dB à 10 m de séparation pour  $VWC = 6\%$ , et 90 dB à 20 m de séparation pour  $VWC = 2\%$ . Alors qu'à 0,5 GHz, l'atténuation est de 65 dB à 30 m de séparation pour le pire cas d'humidité  $VWC = 12\%$ .

Un autre domaine d'application pour lequel est étudié la propagation des ondes EM dans le sol est le radar à pénétration de sol (*Ground Penetrating Radar - GPR*) [38]-[40]. Ces dernières années, un grand intérêt a été porté au GPR ULB pour la détection et la localisation d'objets enfouis. En infrastructures, ce radar est utilisé pour la

localisation de canalisations enfouies [41], analyser la qualité du béton et y localiser les barres de renforcement [42], et contrôler l'état de la chaussée [43]. Ils sont également utilisés pour la détection de puits de mines et de cavités en industrie minière [44], la localisation de victimes d'avalanches ou d'effondrements [45], [46] et des armes dans le cadre des enquêtes judiciaires. Ils sont aussi utilisés pour la détection et classification d'objets enfouis en se basant sur leurs caractéristiques diélectriques [47].

Un autre champ applicatif potentiel pour les RCSFE est l'aide à la conduite. Dans [48]-[50], un système d'aide à la conduite fonctionnant à 868,3 MHz et 915 MHz, développé au laboratoire de physique et d'étude de matériaux (*LP EM*), est présenté. Ce système est basé sur la mise en place sur la surface de la bordure blanche de la chaussée de transpondeurs qui reçoivent un signal d'un émetteur-récepteur embarqué sur la voiture, puis le réfléchissent. L'exploitation du signal réfléchi permet à la voiture de se positionner. Le principal inconvénient de ce système est l'usure et la détérioration du transpondeur au passage des véhicules. Le remplacement de ces transpondeurs surfaciques par des capteurs enfouis permettrait certainement de résoudre ce problème et augmentera la durée de vie des capteurs.

## 1.5 CONTEXTE DE LA THESE

Les RCSFE représentent un champ applicatif prometteur des RCSF. Auparavant, des réseaux de capteurs câblés étaient utilisés pour assurer le suivi et le contrôle du sol, ce qui rendait leur déploiement difficile et coûteux, et ce qui représentait un frein à leur exploitation à grande échelle. Les RCSFE devraient permettre d'éliminer ce problème et ainsi d'élargir davantage leur champ applicatif.

Actuellement, trois grands projets, dans lesquels les RCSFE peuvent prendre place, sont en cours.

Le premier est « Sense-city » [51], dont l'objectif est de rendre la ville plus « intelligente », capable de s'adapter en permanence aux circonstances, aux usages et aux souhaits de ceux qui y vivent. Dans ce but, la ville est rendue sensible à son propre état, en utilisant des capteurs conçus pour l'instrumenter et la piloter. Ce projet repose sur un consortium d'acteurs de la recherche composé de l'*Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux* (Ifsttar), du *Centre Scientifique et Technique du Bâtiment* (CSTB), du *Laboratoire de Physique des Interfaces et des Couches Minces* (LPICM) et d'ESIEE-Paris.

Le deuxième projet est « R5G route de 5<sup>ème</sup> génération » [52]. La route du futur se veut automatisée, sûre, durable et adaptée aux besoins grandissants de circulation. Pour se faire, différents axes de recherches ont été ciblés (communication et échange d'énergie entre l'infrastructure, le véhicule et le gestionnaire du réseau ; matériaux recyclables capables de s'auto-diagnostiquer et de s'auto-réparer ; état de surface optimal en permanence malgré les variations climatiques). Les études sont assez avancées. Les transferts industriels à grande échelle sont prévus pour 2016-2018. Plusieurs équipes de chercheurs se mobilisent autour de ce projet phare de l'*Ifsttar*, partie prenante du projet européen « *Forever Open Road* ».

Le troisième projet est « Railenium » [53]. Son objectif principal est d'augmenter le cycle de vie de l'infrastructure ferroviaire (gain de 30% sur la durée de vie des voies et de 20% sur les capacités de trafic). Ainsi, une partie du projet concerne des essais sur des structures de génie civil réalisées en grandeur nature sous train réel, en analysant le comportement du ballast, des dalles en béton et des structures mixtes ballast-bitume. La deuxième partie du projet est centrée autour des interactions intelligentes entre infrastructures et véhicules en mettant au point des outils et des méthodes permettant d'améliorer l'exploitation et la gestion ferroviaire, de développer des systèmes de contrôle-commande, localisation, communication et de signalisation ferroviaire innovants. Le projet Railenium est porté par un large consortium d'industriels et d'organismes de recherche dont l'Ifsttar, l'Université Lille 1, l'Université de Technologie de Compiègne, l'Université de Valenciennes, ...

Les RCSFE ULB ont leur place dans les trois projets cités au-dessus. Ils peuvent ainsi être utilisés, dans une ville intelligente, pour automatiser la gestion d'égouts, l'irrigation des pelouses, la surveillance d'édifices, etc, dans une route de 5<sup>ème</sup> génération, comme partie intégrante d'un système d'aide à la conduite robuste et fiable, ou dans les voies ferroviaires, pour assurer le contrôle et la surveillance de l'état des voies et ainsi assurer la sécurité des usagers.

Cette thèse se veut une étude de faisabilité et de caractérisation des réseaux de capteurs sans fil enfouis ultra large bande déployés dans le sol. À notre connaissance, les différents travaux déjà effectués dans ce domaine ont été réalisés en bande étroite à des fréquences inférieures à 2,4GHz, et n'ont jamais utilisé la technique ULB (exceptée l'étude de capteurs enfouis dans la neige [36][37]), sans doute à cause de l'atténuation importante en fréquence. Cependant, l'utilisation de cette technique permettra de miniaturiser les capteurs, d'augmenter leurs durées de vie, de réduire leurs coûts, de faciliter leur déploiement et d'obtenir des débits de communication plus importants. Une limite sur la portée est inévitable mais l'utilisation de capteurs enfouis à faibles profondeurs et communicant avec des capteurs en espace libre permettra des portées acceptables suivant les applications visées.

Ainsi, les objectifs de cette thèse sont de :

- *Concevoir des petites antennes ULB faible coût destinées aux RCSFE ULB :*  
Ces antennes doivent satisfaire les contraintes de bande passante de l'ordre de quelque GHz, et de rayonnement omnidirectionnel. Elles doivent aussi présenter de bonnes performances fréquentielles et temporelles pour minimiser les effets de dispersion et distorsion des impulsions.
- *Analyser l'influence du sol sur les performances des antennes ULB enfouies:*  
Le but est d'analyser l'impact du sol, en fonction de sa teneur en eau et de la profondeur d'enfouissement, sur les performances des antennes ULB enfouies.

- *Analyser l'influence du sol sur la communication des RCSFE ULB :*

Le but de cette partie du travail est d'étudier l'effet du sol sur la liaison de communication entre un capteur enfoui et un capteur en espace libre. Cette caractérisation doit tenir compte des propriétés du sol, de l'orientation de l'antenne enfouie, de la profondeur d'enfouissement et de la teneur en eau du sol.

## **1.6 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, des notions de base sur les réseaux de capteurs sans fil enfouis ont été introduites. Les champs applicatifs potentiels des RCSFE ont été énumérés. Les avantages, les inconvénients et les contraintes de conception de ces systèmes de communication ont été discutés. Puis, une classification des RCSFE et les facteurs influant sur le canal de propagation ont été présentés.

Le choix de la technique ultra large bande pour pallier aux limites rencontrées par les RCSFE fonctionnant en bande étroite a été justifié. Des notions fondamentales sur cette technique de communication ont été exposées. Les caractéristiques fondamentales des antennes, éléments clés dans une chaîne de communication, ont été rappelées et les contraintes spécifiques de conception d'antennes ULB abordées.

Enfin nous avons dressé un état de l'art des projets concernant les réseaux de capteurs sans fil enfouis ou souterrains présentés dans la littérature. Cet état de l'art a été complété par la présentation de trois grands projets innovants en cours de développement, dirigés par des établissements membres de l'Université Paris Est, dont l'ESIEE-Paris et l'ifsttar, dans lesquels les RCSFE ULB trouveront certainement place. Enfin, le contexte général de ce travail de thèse et les différentes étapes à entreprendre ont été exposées.

**REFERENCES**

- [1] Advanced Aeration Systems, Inc. Rz-aer tech sheet. [consulté le 02 février 2015]. Disponible sur: <http://www.advancedaer.com/>.
- [2] U.S. Water News. Street spies detect water leakage, December 1998. [consulté le 02 février 2015]. Disponible sur: <http://www.uswaternews.com>.
- [3] K. Imanishi, W. Ellsworth, S.G. Prejean, "Earthquake source parameters determined by the safod pilot hole seismic array", *Geophysical Research Letters* 31 (L12S09), 2004.
- [4] R. Musaloiu, A. Terzis, K. Szlavecz, A. Szalay, J. Cogan, J. Gray, "Life under your feet: a wireless soil ecology sensor network", *The Third IEEE Conference on embedded networked sensors* (EmNetS'06), 2006.
- [5] I. F. Akyildiz and E. P. Stuntebeck, "Wireless underground sensor networks: Research challenges," *Ad Hoc Networks Journal (Elsevier)*, vol. 4, pp. 669–686, July 2006.
- [6] Campbell Scientific, Inc. [consulté le 02 février 2015]. Disponible sur: <http://www.campbellsci.com/>.
- [7] X. Dong, M. C. Vuran, S. Irmak "Autonomous precision agriculture through integration of wireless underground sensor networks with center pivot irrigation systems," *Ad Hoc Networks Journal (Elsevier)*, vol. 11, pp.1975–1987, September 2013.
- [8] A. Sheth, K. Tejaswi, P. Mehta, C. Parekh, R. Bansal, S. Merchant, T. Singh, U.B. Desai, C.A. Thekkath, K. Toyama, "Senslide: a sensor network based landslide prediction system," *The 3rd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems* (SenSys'05), 2005.
- [9] C. Park, Q. Xie, P. Chou, M. Shinozuka, "Duranode: wireless networked sensor for structural health monitoring," *IEEE Sensors* 2005, October-November 2005.
- [10] G.E. Rolader, J. Rogers, J. Batteh, "Self-healing minefield," *The International Society for Optical Engineering, Battlespace Digitization and Network- Centric Systems IV*, April 2004.
- [11] A.R. Silva, M.C. Vuran, "Empirical evaluation of wireless underground-to-underground communication in wireless underground sensor networks", *IEEE DCOSS'09*, Marina Del Rey, CA, June 2009.
- [12] A.R. Silva, M.C. Vuran, "Communication with aboveground devices in wireless underground sensor networks: an empirical study," *IEEE International Conference on Communications* (ICC'10), Cape Town, South Africa, pp. 1-6, May 2010.
- [13] L. Li, M.C. Vuran, I.F. Akyildiz, "Characteristics of underground channel for wireless underground sensor networks," *The Sixth Annual Mediterranean Ad Hoc Networking Workshop*, Corfu, Greece, June 2007.
- [14] M. C. Vuran and I. F. Akyildiz, "Channel model and analysis for wireless underground sensor networks in soil medium," *Physical Communication*, vol. 3, no. 4, pp. 245–254, December 2010.
- [15] X. Dong and M. C. Vuran, "Impact of soil moisture on cognitive radio underground networks," *First International Black Sea Conference on Communication and Networking* (BlackSeaCom), pp. 222-227, 2013.



- [16] M. Hallkainen, F.T. Ulaby, M.C. Dobson, M.A. El-Rayes, L. Wu, "Microwave dielectric behavior of wet soil-Part I: empirical models and experimental observations," *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 25-34, January 1985.
- [17] M.C. Dobson, F.T. Ulaby, M. Hallkainen, M.A. El-Rayes, "Microwave dielectric behavior of wet soil-Part II: dielectric mixing models," *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 35-46, Jan 1985.
- [18] I. F. Akyildiz, Z. Sun, M. C. Vuran, "Signal propagation techniques for wireless underground communication networks," *Physical Communication (Elsevier)*, vol. 2, no. 3, pp.167–183, 2009.
- [19] E. Stuntebeck, D. Pompili, T. Melodia, "Underground Wireless Sensor Networks using commodity terrestrial motes", *IEEE SECON 2006*, Reston, USA, September 2006.
- [20] Project Group, Institute Of Chemistry And Dynamics Of The Geosphere (ICG), Agrosphere Institute, ICG 4, SoilNet - A Zigbee based soil moisture sensor network, [consulté le 03 février 2015]. Disponible sur: <http://adsabs.harvard.edu/abs/2007AGUFM.H51N..03B>.
- [21] FCC, Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems, ET Docket 98-153, FCC 02-48, Feb. 14, 2002.
- [22] X. Begaud, "Les antennes ultra large bande," Hermes-science, Lavoisier, Mai 2010.
- [23] H. Arslan, Z.N. Chen, M.G. Di Benedetto, "Ultra wideband wireless communication," Wiley, October 2006.
- [24] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Kohno, "Ultra wideband signals and systems in communication engineering," 2<sup>nd</sup> Edition, Wiley, January 2007.
- [25] Commission of the European Communities, "Commission decision on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the Community," *Official Journal of the European Union*, February 21, 2007.
- [26] C.A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design," 3<sup>rd</sup> Edition, Wiley, May 2005.
- [27] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, C. Sturm, "Basic properties and design principles of UWB antennas," *PROCEEDING OF THE IEEE*, Vol.97, No.2, pp.372-385, February 2009.
- [28] G. Adamiuk, T. Zwick, W. Wiesbeck, "UWB antennas for communication systems," *PROCEEDING OF THE IEEE*, Vol.100, No.7, pp.2308-2321, July 2012.
- [29] A. Sheth, et autres, "Senslide: a sensor network based landslide prediction system," *International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pp. 280–281, USA, 2005.
- [30] G. Werner-Allen, et al, "Deploying a wireless sensor network on an active volcano", *IEEE Internet Computing*, vol.10, n°2, pp.18-25, 2006.
- [31] A. Chehri, P. Fortier, P.M. Tardif, "Security monitoring using wireless sensor networks," *Conference on Communication Networks and Services Research (CNSR'07)*, pp. 13-17, Canada, 2007.
- [32] G.A. Kennedy, P.J. Foster, "High resilience networks and microwave propagation in underground mines," *The 9th European Conference on Wireless Technology*, pp. 193–196, England, September 2006.

- [33] N. Elkmann, H. Althoff, S. Kutzner, T. Stuerze, J. Saenz, B. Reimann, "Development of fully automatic inspection systems for large underground concrete pipes partially filled with wastewater," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 130-135, Italy, 2007.
- [34] J.F. Mastarone, W.J. Chappell, "Urban sensor networking using thick slots in manhole covers," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 779–782, USA, July 2006.
- [35] K. Martinez, R. Ong, J. Hart, "Glacsweb: a sensor network for hostile environments," *IEEE Communications Society Conference on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks (SECON'04)*, pp.81-87, Octobre 2004.
- [36] B. Denis, "Exploitation des Capacités de Radiolocalisation des Transmissions Ultra Large Bande dans les Réseaux Sans Fil," Thèse de doctorat, INSA, Rennes, 2005.
- [37] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, "UWB measurement and propagation models for snowy environments," *IEEE International Conference on Ultra-WideBand*, pp. 118-123, 2005.
- [38] T.W. Miller, et al., "Effects of soil physical properties on GPR for landmine detection," *Fifth International Symposium on Technology and the Mine Problem*, USA, April 2002.
- [39] J. Wait, J. Fuller, "On radio propagation through earth," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.19, n°6, pp.796–798, 1971.
- [40] F. Rejiba, "Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux hétérogènes : application au radar sol," Thèse de doctorat, Université PMC, Paris VI, 2002.
- [41] G. Borgioli, L. Capineri, P. Falorni, S. Matucci, C. G. Windsor, "The detection of buried pipes from time-of-flight radar data," *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 46, no. 8, pp. 2254–2266, Aug. 2008.
- [42] T. Roackaway, J. A. Rivard, "Application of ground penetrating radar in the urban environment," *The 13th International Ground Penetrating Radar Conference*, pp. 1–4, Lecce, Italy, June 2010.
- [43] U. Spagnolini, "Permittivity measurements of multilayered media with monostatic pulse radar," *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 35, no.2, pp. 454–463, Mar. 1997.
- [44] J. Francke, "Applications of GPR in mineral resource evaluations," *The 13th International Ground Penetrating Radar Conference*, pp. 1–5, Lecce, Italy, June 2010.
- [45] L. Crocco, V. Ferrara, "A review on ground penetrating radar technology for the detection of buried or trapped victims," *International Conference on Collaboration Technologies and Systems*, pp.535-540, Minneapolis, USA, May 2014.
- [46] G. Grazzini, M. Pieraccini, F. Parrini, A. Spinetti, G. Macaluso, D. Dei, C. Atzeni, "An ultra-wideband high-dynamic range GPR for detecting buried people after collapse of building," *The 13th International Ground Penetrating Radar Conference*, pp. 1–6, Lecce, Italy, June 2010.
- [47] L. Li, A.E. Tan, K. Jhamb, K. Rambabu, "Buried object characterization using ultra-wideband ground penetrating radar," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.60, n°8, August 2012.

- [48] E. Géron, T. Ditchi, N. Houdali, S. Holé, "Système d'aide à la conduite," Patent FR20130000136, ESPCI Georges Charpak Foundation, 22 janvier 2013.
- [49] N. Houdali, T. Ditchi, E. Géron, J. Lucas, S. Holé, "RF Infrastructure Cooperative System for in Lane Vehicle Localization", *Electronics*, vol.3, n°4, pp.598-608, 2014.
- [50] I. Mohcen, E. Géron, T. Ditchi, S. Holé, "Système coopératif radiofréquence de positionnement latéral d'un véhicule sur la chaussée," *19<sup>o</sup> Journées Nationales Microondes*, pp.155-158, Bordeaux, France, Juin 2015.
- [51] IFSTTAR, "Sens-city", [consulté le 02 juillet 2015]. Disponible sur: <http://www.ifsttar.fr/recherche-expertise/nos-grands-projets/sense-city/>
- [52] IFSTTAR, "R5G Route de 5<sup>ème</sup> génération", [consulté le 02 juillet 2015]. Disponible sur: <http://www.ifsttar.fr/recherche-expertise/nos-grands-projets/r5g-route-de-5eme-generation/>
- [53] IFSTTAR, "Railenium", [consulté le 02 juillet 2015]. Disponible sur: <http://www.ifsttar.fr/recherche-expertise/nos-grands-projets/railenium/>

# Chapitre 2

## Conception d'antennes Ultra Large Bande

### 2.1 INTRODUCTION

L'antenne est un élément clé dans une chaîne de communication. Sa conception doit répondre à un cahier de charges spécifique à l'application à laquelle elle est destinée. Ainsi, pour les applications Ultra Large Bande (ULB), la différence principale entre une antenne ULB et une antenne classique est la largeur de la bande passante.

Différentes configurations et structures peuvent être adoptées pour concevoir des antennes ULB. Différents types d'antennes ULB existent, à savoir : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes à transition progressive et les antennes élémentaires [1]-[3]. Ces structures peuvent être volumiques ou planaires, dispersives ou non-dispersives, de grandes ou de petites tailles. Plusieurs techniques de miniaturisation existent mais présentent des limites puisque la miniaturisation affecte les performances de l'antenne [3]-[6]. Ainsi, une miniaturisation importante réduit la largeur de bande, augmente la fréquence de coupure inférieure et réduit le gain. Ce constat oblige à faire des compromis entre la taille de l'antenne et ses performances.

Généralement, la caractérisation d'une antenne à bande étroite est faite dans le domaine fréquentiel et ses caractéristiques sont à peu près constantes sur cette petite bande. Par contre, une antenne ULB présente des caractéristiques dépendantes de la fréquence. De plus, les systèmes ULB fonctionnent généralement en mode impulsionnel d'où la nécessité de connaître le comportement temporel de l'antenne. Ainsi, la caractérisation d'une antenne ULB doit se faire dans les domaines fréquentiel et temporel [1][3]-[8] et, par conséquent, des indicateurs de performances spécifiques doivent être adoptés.

Dans le cas des Réseaux de Capteurs Sans Fil Enfouis (RCSFE), le capteur et son antenne sont noyés dans le sol. Les caractéristiques de l'antenne, caractérisée en espace libre généralement, sont fortement impactées par ce nouveau milieu. La prise en compte de l'effet de ce milieu ajoute des contraintes supplémentaires à la conception de ce type d'antennes.

Ce chapitre est consacré à la présentation des antennes qui ont été conçues, réalisées, caractérisées et utilisées au cours de la thèse. Un bref état de l'art sur les études expérimentales ayant analysées l'effet du sol sur les antennes enfouies est d'abord

exposé. Ensuite, nous présentons une étude théorique de l'effet du sol sur une antenne enfouie, validant les résultats rapportés dans l'état de l'art. Dans la quatrième section de ce chapitre, nous argumentons les choix effectués avant la conception des antennes, en termes de type de structure d'antenne, de substrat, ainsi que le simulateur électromagnétique à utiliser. Dans les trois dernières parties, nous présentons les trois antennes conçues et utilisées dans la suite du travail. Dans chacune de ces parties, nous présentons la structure finale de l'antenne, obtenue après une étude paramétrique, ainsi que ses caractéristiques fréquentielles et temporelles.

## 2.2 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES ENFOUIES

Des études ont déjà été réalisées, incluant l'utilisation d'antennes enfouies, pour analyser l'effet du sol sur l'antenne ou sur la propagation dans le sol. Ces études ont été généralement effectuées en bande étroite à des fréquences au-dessous de 1 GHz.

Ainsi, la conception et l'étude de performances de quatre antennes UHF enfouies dans du béton et opérant à 392,5 MHz ont été présentées par *Fitzgerrell et Haidle* [9]. Ces antennes sont : un dipôle horizontal de 16,7 cm, un anneau de 38,5 cm de diamètre, un monopole à onde progressive de 150 cm de longueur avec un plan de masse en disque de 76 cm de diamètre, et un monopole à onde progressive en « V » de 150 cm de longueur avec un plan de masse en disque de 43 cm de diamètre. Ces antennes ont été adaptées en espace libre à 1 GHz pour opérer correctement à la fréquence voulue dans un béton dont la constante diélectrique est de 6,5.

Dans [10], *Bussey et Larcen* ont étudié l'effet du sol sur des antennes résonantes à 145 MHz enfouies à faible profondeur. Les résultats obtenus montrent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences et une dégradation de l'efficacité.

Une antenne microbande rectangulaire,  $49 \times 29 \times 3 \text{ mm}^3$ , enfouie dans le sol pour un double usage : mesure de l'humidité à 1,85 GHz et communication avec un lecteur extérieur à 1,35 GHz est présentée par *Soontornpipit* [11]. Les résultats obtenus montrent un décalage de 130 MHz de la fréquence de résonance, vers les basses fréquences, lorsque l'antenne enfouie est déplacée d'un sol sec à un sol à 25% d'humidité.

Dans [12], une antenne à spirale d'Archimède imprimée sur un substrat de forme carré  $87 \times 87 \times 1,5 \text{ mm}^3$ , opérant dans la bande 1 - 3 GHz et destinée à être enfouie dans le sol pour mesurer ses propriétés diélectriques, est présentée. Les résultats obtenus avec cette antenne, enfouie dans de la glace, montrent une réduction de son impédance d'entrée, une dégradation de son efficacité et une augmentation de sa directivité.

Une antenne large bande rectangulaire,  $67 \times 42,5 \times 1,54 \text{ mm}^3$ , destinée à des transmissions dans le sol est rapportée dans [13]. En espace libre, cette antenne est adaptée dans la bande 1,32 – 3,94 GHz, ce que lui permet de fonctionner dans la bande 0,869 – 2 GHz lorsqu'elle est enfouie dans un sol sec.

Tous les travaux cités montrent la forte influence du sol sur les performances de l'antenne enfouie. L'observation la plus importante est le décalage de la bande passante vers les basses fréquences. Ce constat va permettre la conception d'antennes, destinées à être enfouies dans le sol, de petite taille.

L'adoption de la technique Ultra Large Bande, dans la bande 3,1 – 10,6 GHz, pour les RCSFE permettra certainement de réduire davantage les dimensions des antennes utilisées, ce qui facilitera leur déploiement et réduira leur coût.

### 2.3 ETUDE THEORIQUE DE L'INFLUENCE DU SOL

En plus des analyses expérimentales rapportées dans la partie précédente, des études théoriques présentées dans la littérature ont été réalisés pour caractériser l'influence d'un milieu conducteur à pertes sur les caractéristiques d'antennes qui y sont enfouies.

En 1962, *Deschamps* a étudié l'influence d'un milieu homogène conducteur à pertes, caractérisé par sa permittivité complexe  $\varepsilon$  et sa perméabilité  $\mu$ , sur l'impédance d'entrée d'une antenne noyée dans ce milieu [14]. D'après cette étude, en considérant le milieu air  $(\varepsilon_0, \mu_0)$  à la fréquence  $\omega_0$ , on obtient les champs électrique  $E_0$  et magnétique  $H_0$  résultant de l'application d'un courant de 1 A à l'entrée de l'antenne dont l'impédance dans l'air est  $Z_{air}(\omega_0, \varepsilon_0, \mu_0)$ . En enfouissant l'antenne dans le milieu diélectrique  $(\varepsilon, \mu)$  et en considérant les mêmes conditions aux limites pour les champs, on obtient les nouveaux champs électrique et magnétique et la nouvelle fréquence de résonance :

$$E_c = E_0 \left( \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon} \right)^{1/2} \quad (1)$$

$$H_c = H_0 \left( \frac{\mu_0}{\mu} \right)^{1/2} \quad (2)$$

$$\omega_c = \omega_0 \left( \frac{\mu_0 \varepsilon_0}{\mu \varepsilon} \right)^{1/2} \quad (3)$$

En définissant,  $Z_c(\omega_c, \varepsilon, \mu)$ , l'impédance de l'antenne à la fréquence  $\omega_c$  dans le milieu conducteur  $(\varepsilon, \mu)$ , on obtient :

$$Z_c(\omega_c, \varepsilon, \mu) = \frac{E_c}{H_c} = \left( \frac{\mu}{\varepsilon} \right)^{1/2} \left( \frac{\varepsilon_0}{\mu_0} \right)^{1/2} Z_{air} \left( \omega_c \left( \frac{\mu \varepsilon}{\mu_0 \varepsilon_0} \right)^{1/2}, \varepsilon_0, \mu_0 \right) \quad (4)$$

En introduisant l'indice  $n = (\mu \varepsilon / \mu_0 \varepsilon_0)^{1/2}$  du milieu, et en considérant le cas où le sol est non magnétique (ce qui est notre cas) ( $\mu = \mu_0$ ), on obtient:

$$Z_c(\omega_c, \varepsilon, \mu_0) = \frac{1}{n} Z_{air}(n\omega_c, \varepsilon_0, \mu_0) \quad (5)$$

Par conséquent, d'après le résultat de *Deschamps* donné en (5), l'impédance d'une antenne enfouie dans un milieu conducteur à pertes d'indice  $n$ , à la fréquence  $\omega_c$ , peut être déduite de son impédance dans l'air avec un décalage fréquentiel, de  $(n-1)\omega_c$ , vers les basses fréquences et une réduction de son amplitude par un facteur  $n$ . De même, d'après (3), la bande passante de l'antenne, une fois enfouie dans le milieu, subit un

décalage vers les basses fréquences. L'importance de ce décalage dépend de l'importance de l'indice du milieu d'enfouissement considéré. Dans le cas d'un sol non magnétique ( $\mu = \mu_0 \mu_r = \mu_0$ ), on a d'après (3) et (5) :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \omega_0 \quad (6)$$

$$Z_c(\omega_c, \epsilon, \mu_0) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} Z_{air}(\sqrt{\epsilon_r} \omega_c, \epsilon_0, \mu_0) \quad (7)$$

Dans le cadre de notre travail, l'antenne ULB enfouie dans le sol doit couvrir la bande fréquentielle 3,1 – 10,6 GHz. La fréquence de coupure inférieure de la bande passante de l'antenne, en espace libre, qui permettra d'atteindre la limite de 3,1 GHz, dans le sol, est de 4,5 GHz, étant donné que le sol présente une permittivité supérieure à 2,2 [15].

*Weeks* et *Fenwick* ont étudié les performances d'antennes élémentaires enfouies dans un milieu conducteur à pertes en 1962 [16][17]. Ils ont rapporté, dans cette étude, la difficulté à appliquer, au cas de ces milieux, les concepts de gain et d'efficacité, tels qu'ils sont définis pour l'espace libre et même leurs inutilités en raison des fortes dissipations. Par conséquent, ils ont proposé un nouveau critère de performances nommé *efficacité relative de communication* (Relative Communication Efficiency - RCE). Il est basé sur la comparaison entre une antenne standard connue (monopole quart d'onde dans leur étude) et l'antenne à caractériser. Ce facteur est défini comme « *le rapport des puissances d'entrée, de l'antenne standard à l'antenne sous test, qui permettront d'avoir la même intensité de champ pour la même composante du champ et à la même position* ».

En 1963, *Moore* a étudié la fiabilité des méthodes classiques, utilisées dans le cas de l'espace libre, pour analyser des antennes enfouies dans des milieux conducteurs [18]. Il a montré que la méthode de calcul, dans l'air, de la résistance de rayonnement et de la puissance totale rayonnée ne peut pas s'appliquer dans le cas d'un milieu conducteur à cause des fortes dissipations à proximité immédiate de l'antenne, phénomène qui est négligeable dans l'air. Concernant le gain, son calcul, pour une antenne enfouie dans un milieu conducteur, suivant sa définition dans le cas de l'air, résultera en un gain dépendant de la distance, alors qu'il doit en être indépendant. Aussi, pour remédier à ce problème, *Moore* a proposé une nouvelle définition pour le gain en milieu conducteur, c'est le « *rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction particulière à l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope hypothétique située à la même position et délivrant la même puissance* » [18].

*Hansen*, qui a étudié les caractéristiques des antennes enfouies et submergées, a donné une autre définition au gain qu'il a nommé : *gain relatif* (relative gain) [19]. Le gain relatif est « *le carré de l'intensité du champ électrique dans l'air (produit par l'antenne enfouie dans le milieu) divisé par le carré de l'intensité du champ produit avec la même puissance et rayonnée par une antenne isotrope dans l'air* » [19].

Malheureusement, les critères définis dans les études précédentes pour évaluer l'efficacité d'une antenne enfouie dans un milieu conducteur à pertes restent difficiles à estimer ou à mesurer.

## 2.4 CHOIX DE CONCEPTION

Avant de commencer nos travaux, il a fallu effectuer des choix sur différents aspects de la conception, à savoir des choix sur : le type d'antenne à adopter, le substrat et le calculateur électromagnétique à utiliser.

### 2.4.1 Choix du type d'antenne

Il existe plusieurs types d'antennes ULB : les antennes indépendantes de la fréquence (exemple : antenne équiangulaire, antenne log-périodique), les antennes à transitions progressives (exemple : antenne cornet, antenne Vivaldi), et les antennes élémentaires (exemple : antenne discône, antennes monopôles plans) [1]-[3]. Tous ces types d'antennes présentent une très large bande passante. Cependant, cette caractéristique seule ne suffit pas pour assurer une communication ULB impulsionnelle performante. D'autres caractéristiques de rendement, rayonnement, distorsion et dispersion sur l'ensemble de la bande, encombrement et coût doivent être prises en compte.

L'antenne doit être adaptée sur une grande largeur de bande directement à l'impédance caractéristique standard de  $50 \Omega$ , sans rajout de structure d'adaptation qui causerait des pertes et augmenterait l'encombrement. Elle doit avoir un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal, avec l'occupation d'un maximum d'espace en élévation. Les signaux transmis en communication ULB impulsionnelle occupent une grande largeur de bande et pour assurer une réception de bonne fidélité, l'antenne doit être non dispersive, donc possède un centre de phase qui ne se déplace pas avec la fréquence, et son effet inévitable de distorsion doit être minimisé. Enfin, la facilitation et la réduction des coûts de déploiement d'un réseau de capteurs sans fil enfoui nécessitent la miniaturisation des capteurs du réseau. Cette miniaturisation est obtenue grâce à la réduction des dimensions de l'antenne associée à l'électronique du capteur.

Pour répondre à l'ensemble des exigences citées ci-dessus, notre choix s'est porté sur les antennes monopôles planaires compactes. En plus des caractéristiques exigées, ce type d'antennes est facile à concevoir et fabriquer sur des substrats faibles coûts.

### 2.4.2 Choix du substrat

Les caractéristiques du substrat sur lequel est imprimée une antenne ont un effet important sur les performances de cette dernière [3].

Ainsi, l'augmentation de la permittivité du substrat engendrera le décalage de la fréquence de résonance de l'antenne, donc de sa bande passante, vers les basses fréquences et la réduction de sa bande passante et de son gain [20]-[24], ainsi que de son efficacité [25].

L'épaisseur du substrat est un autre facteur qui influe sur les performances de l'antenne. L'augmentation de cette épaisseur provoquera la réduction de la bande



passante de l'antenne [22], de son gain et de son efficacité [25], ainsi que de la fréquence de résonance [22]-[25].

Par conséquent, l'utilisation d'un substrat à permittivité et épaisseur importantes permet de réduire les dimensions de l'antenne en permettant de baisser la fréquence de coupure inférieure de la bande passante. Cependant, ces caractéristiques de substrat rendent difficile l'obtention d'une antenne large bande. Ainsi, un compromis entre miniaturisation et bande passante doit être fait lors du choix du substrat à utiliser.

Pour notre travail, le choix s'est fait selon un compromis de miniaturisation et de largeur de bande passante, et également selon le coût et les disponibilités au laboratoire. Ainsi notre choix s'est porté sur le substrat faible coût PTFE NH9338 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 3,38$ , de tangente de perte  $\tan \delta = 0,0025$  et d'épaisseur  $h=0,787$  mm. Avec sa permittivité et son épaisseur moyennes, ce substrat nous permettra de concevoir des antennes large bande, tout en ayant une taille et des performances acceptables.

### 2.4.3 Choix de l'outil de simulation

Deux calculateurs électromagnétiques 3D, permettant la conception et simulation d'antennes, sont disponibles au laboratoire ESYCOM, à savoir HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) et CST (*Computer Simulation Technology*). C'est sur ce dernier logiciel que s'est porté notre choix pour réaliser nos travaux.

En effet, ce simulateur électromagnétique est basé sur plusieurs techniques [26] : la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des moments (MoM) et associe les méthodes de maillage en escalier et hexaédrique pour approcher le plus possible la forme réelle de la structure à étudier. Ainsi, suivant les besoins de la simulation, la méthode la plus appropriée est utilisée [26]. La simulation temporelle avec CST permet d'obtenir différents résultats dans les domaines temporel et fréquentiel comme les signaux temporels, les paramètres S, les diagrammes de rayonnements 2D et 3D, et les champs électromagnétiques en temps et en fréquence. Ces capacités et performances sont bien adaptées pour les calculs en ultra large bande d'où notre choix.

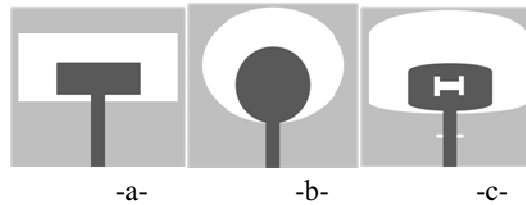
Après avoir fait les choix mentionnés ci-dessus, nous avons conçu différentes antennes que nous avons ensuite utilisées pour l'analyse de l'impact du sol sur les RCSFE ULB. Trois structures ont été proposées, dont deux antennes omnidirectionnelles et une antenne directive. La réalisation de l'antenne directive a pour objectif de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de l'adoption de ce type d'antennes pour les RCSFE ULB.

## 2.5 ANTENNE MONOPOLE CARREE À FENTE (AMCaF)

La structure proposée est une antenne planaire à large fente au plan de masse. Ce genre de structure permet d'obtenir des antennes à large bande passante et facilement intégrables. Ces antennes génèrent un champ magnétique, relativement important, qui se couple faiblement avec l'environnement proche [27][28]. Par conséquent, l'adoption de ce type d'antenne pour notre application nous permettra de minimiser l'effet du sol, qui entoure complètement l'antenne, sur les champs rayonnés.

Différentes formes de fentes peuvent être utilisées et plusieurs structures ont été déjà présentées. Deux antennes à fentes rectangulaire et triangulaire, de  $11 \times 11 \text{ cm}^2$ , sont présentées dans [29]. Les deux antennes présentent de larges bandes passantes de 120% (1,82 à 7,23 GHz) et 110% (2,42 à 8,48 GHz), respectivement. Dans [30], une antenne à fente octogonale avec une bande passante de 104% (2,89 à 9,19 GHz) est présentée. Une antenne à large fente en E, de  $85 \times 85 \text{ mm}^2$ , et présentant une bande passante de 120% (2,8 à 11,4 GHz), est rapportée dans [31]. Dans [32], une antenne à large fente circulaire, de  $70 \times 70 \text{ mm}^2$ , et réalisant une bande passante de 140% (1,7 à 10,4 GHz), est présentée.

L'Antenne Monopole Carrée à Fente (AMCaF) proposée et réalisée dans ce travail est inspirée de formes standards, comme indiqué sur la Figure 2.1.

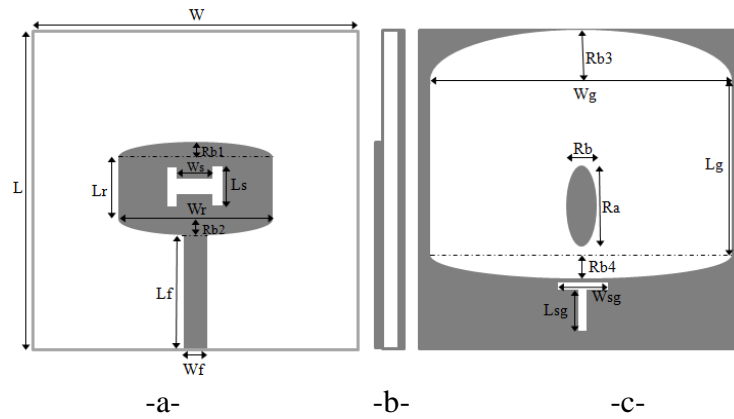


**Figure 2.1:** Structures d'antennes ULB, a) antenne à fente carrée, b) antenne à fente circulaire, c) antenne proposée.

### 2.5.1 Structure de l'antenne

La géométrie de l'antenne proposée est montrée en Figure 2.2 dans laquelle on a indiqué les notations pour les différents éléments de dimension de l'antenne. La structure est basée sur un élément rayonnant rectangulaire modifié avec deux demi-ellipses sur les côtés horizontaux. Cette modification, par rapport à la forme rectangulaire standard, permet d'avoir différentes distances entre les bords et ainsi de couvrir plusieurs longueurs d'ondes et d'augmenter la bande passante de l'antenne. Une fente centrale en 'H' est ajoutée pour avoir plus de degrés de liberté dans la conception. Le patch rayonnant est alimenté par une ligne microruban. Le plan de masse de l'antenne est un patch rectangulaire avec une grande fente, de forme similaire à l'élément rayonnant. Une fente en 'T' et un élément parasite elliptique sont rajoutés. L'utilisation des deux fentes, en H et T, et de l'élément parasite permet d'améliorer et d'affiner les performances de l'antenne [3][7]. La transmission du signal se fait par un connecteur SMA soudé à la ligne d'alimentation et au plan de masse.

Les performances de l'antenne dépendent de ses paramètres géométriques. Ainsi, vu la petite taille de l'antenne, la limite inférieure de sa bande passante est supérieure à 3,1 GHz, la limite inférieure du standard ULB [3,1 – 10,6 GHz]. Cette limite inférieure de la bande passante dépend essentiellement de la largeur latérale  $w_l = w - w_g$ , où  $w$  est la largeur de l'antenne et  $w_g$  la plus grande largeur de la fente du plan de masse. Par conséquent, une optimisation tenant compte d'un compromis entre la miniaturisation de la structure et sa bande passante est à mener.



**Figure 2.2:** Structure de l'antenne ULB proposée,  
a) vue de face, b) vue latérale, c) plan de masse.

### 2.5.2 Etude paramétrique

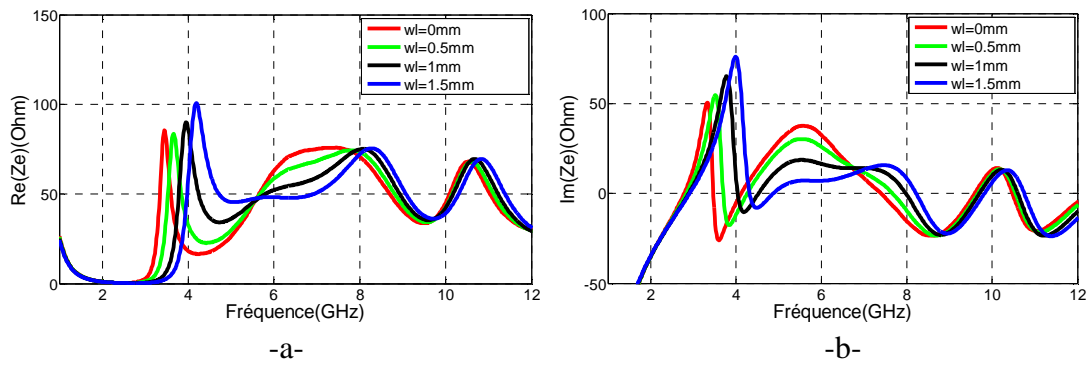
Les performances de l'antenne dépendent de ses paramètres géométriques illustrés dans la Figure 2.2. Par conséquent, il est essentiel de réaliser une étude de l'influence des principaux paramètres pour avoir une meilleure idée du comportement de l'antenne et par la suite obtenir la structure qui permet un fonctionnement optimal.

- Paramètre  $w_l = w - w_g$  :

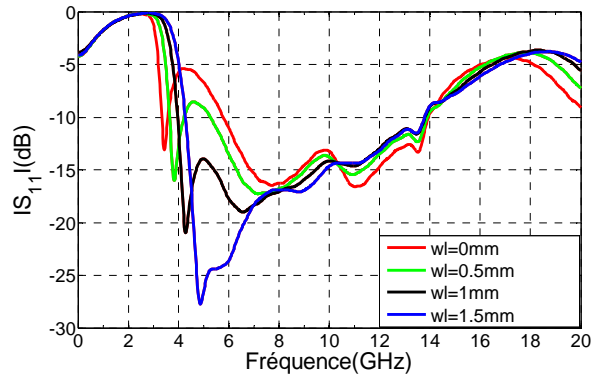
Les figures 2.3 et 2.4 montrent l'effet du paramètre  $w_l$  sur l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne. Cet effet est plus important en bande basse, inférieure à 7 GHz.

La variation de  $w_l$  de 1,5 à 0 mm décale le premier pic de résonance de la partie réelle de 4,3 à 3,4 GHz, et fait baisser son amplitude de 100 à 80  $\Omega$ . Cette variation engendre aussi une dégradation de la partie réelle, dans la bande 6 à 8 GHz, qui augmente de 50 à 75  $\Omega$  à 7 GHz. Pour la partie imaginaire, la première résonance baisse de 4,3 à 3,5 GHz, avec une dégradation dans la bande 4 à 7 GHz, ou elle augmente de 10 à 40  $\Omega$  à 7,5 GHz. À  $w_l = 1$  mm, la partie réelle varie autour de 50  $\Omega$  avec des valeurs entre 35 et 75  $\Omega$ , et la partie imaginaire autour de 0  $\Omega$  avec des valeurs entre 22 et -22  $\Omega$ , dans la bande de 4 à 12 GHz.

D'après les résultats du coefficient de réflexion (Figure 2.4), la fréquence de coupure inférieure de la bande passante passe de 4,3 à 3,5 GHz, lorsque  $w_l$  varie de 1,5 à 0 mm. Cependant, pour des valeurs  $w_l < 0,5$  mm, un effet de coupure de bande entre 4 et 6 GHz est observé. Pour  $0,5 \text{ mm} \leq w_l \leq 1 \text{ mm}$ , la bande passante de l'antenne est de l'ordre de 10 GHz, sur la bande fréquentielle de 4 à 14 GHz.



**Figure 2.3:** Effets du paramètre «  $wl$  » sur l'impédance d'entrée, a) partie réelle, b) partie imaginaire.



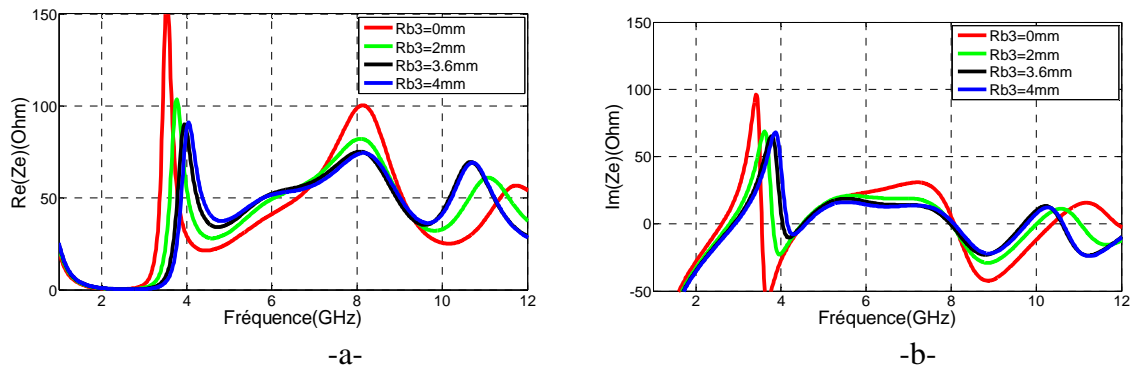
**Figure 2.4:** Effets du paramètre «  $wl$  » sur l'adaptation.

▪ *Paramètre Rb3 :*

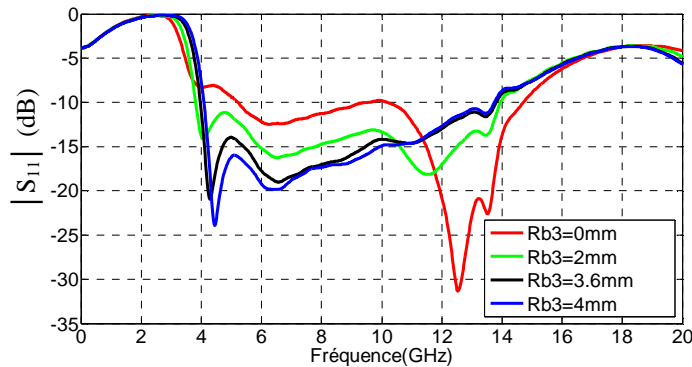
Les figures 2.5 et 2.6 montrent l'effet du paramètre Rb3, le petit rayon de la demi-ellipse supérieure de la grande fente, sur l'impédance d'entrée de l'antenne et son coefficient de réflexion.

En faisant varier Rb3 entre 0 et 4 mm, on observe que le premier pic de résonance de la partie réelle de l'impédance se déplace de 3,6 à 4,1 GHz, son amplitude baissant de 150 à 90  $\Omega$ . On observe aussi que l'amplitude du deuxième pic baisse de 100 à 75  $\Omega$ . Pour la partie imaginaire, la première fréquence de résonance augmente de 3,5 à 4,2 GHz, avec la baisse de l'amplitude du premier pic de 95 à 65  $\Omega$ . On constate aussi le rapprochement des amplitudes des parties réelle et imaginaire de 50  $\Omega$  et 0  $\Omega$ , respectivement, avec l'augmentation de Rb3 de 0 à 4 mm.

Les variations de Rb3 ont un effet important sur le coefficient de réflexion qui s'améliore de 7 dB en moyenne sur la bande 4 – 10 GHz, lorsque Rb3 varie de 0 à 4 mm.



**Figure 2.5:** Effets du paramètre «  $Rb3$  » sur l'impédance d'entrée, a) partie réelle, b) partie imaginaire.



**Figure 2.6:** Effets du paramètre «  $Rb3$  » sur l'adaptation.

▪ Paramètres  $Rb4$  et  $Lf$  :

L'effet conjoint des paramètres  $Rb4$  (petit rayon de la demi-ellipse inférieure de la grande fente) et  $Lf$  (longueur de la ligne d'alimentation) est représenté par l'effet de la distance  $d$ , qui est la distance de séparation entre le bas de l'élément rayonnant et le bas de la grande fente du plan de masse, comme indiqué en Figure 2.7. La correspondance entre ces grandeurs est donnée dans le Tableau 2.1.

La Figure 2.8 illustre l'influence de la distance  $d$  sur l'impédance d'entrée de l'antenne. La variation de cette distance entre 0 et 1 mm augmente l'amplitude du premier pic de résonance de la partie réelle de l'impédance de 65 à 115  $\Omega$ , avec un décalage fréquentiel de 4 à 3,9 GHz, et réduit l'amplitude du deuxième pic de 120 à 50  $\Omega$ , accompagné d'un décalage fréquentiel de 7,7 à 8,1 GHz, comme montré en Figure 2.8.a. Pour la partie imaginaire en Figure 2.8.b, l'augmentation de cette distance de 0 à 1 mm rapproche la partie imaginaire de 0  $\Omega$  sur toute la bande fréquentielle souhaitée sauf aux alentours de 10 GHz où elle augmente lorsque la distance  $d$  est supérieure à 0,5 mm.

La Figure 2.9 montre l'effet des paramètres  $Rb4$  et  $Lf$  sur la bande passante de l'antenne. On constate qu'en augmentant la distance  $d$  de 0 à 1 mm, on améliore progressivement l'adaptation d'impédance sur la bande 4 – 14 GHz, sauf à 10 GHz où l'adaptation se détériore progressivement.

**Tableau 2.1:** Variations des paramètres  $Rb4$  et  $Lf$ .

<b>Rb4</b>	0,55mm	1,05mm	1,05mm	1,05mm	1,55mm
<b>Lf</b>	7,62mm	7,37mm	7,62mm	7,87mm	7,62mm
<b>d</b>	0mm	0,25mm	0,5mm	0,75mm	1mm

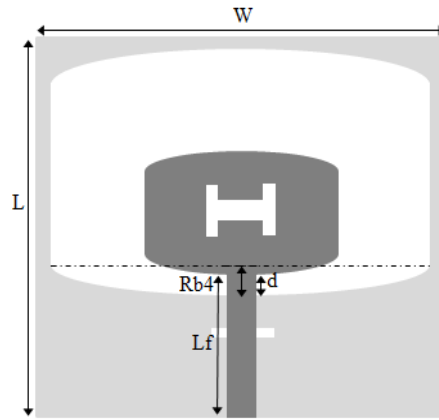


Figure 2.7: Schéma explicatif de l'AMCaF.

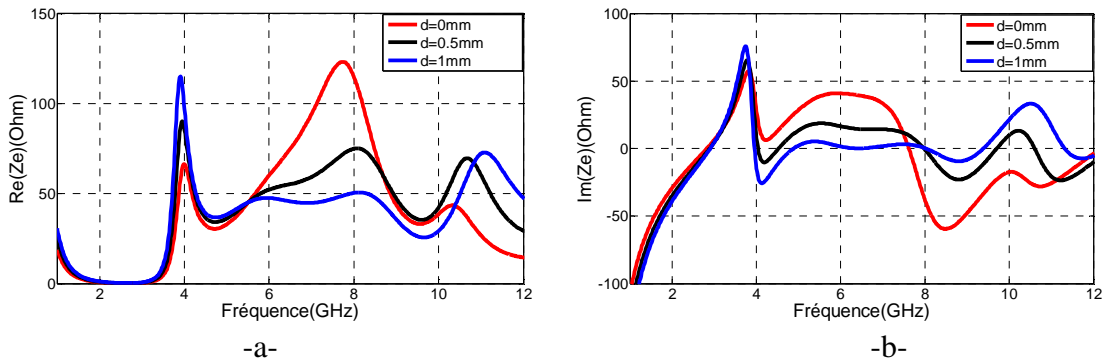


Figure 2.8: Effets des paramètres  $L_f$  et  $R_{b4}$  sur l'impédance d'entrée, a) partie réelle, b) partie imaginaire.

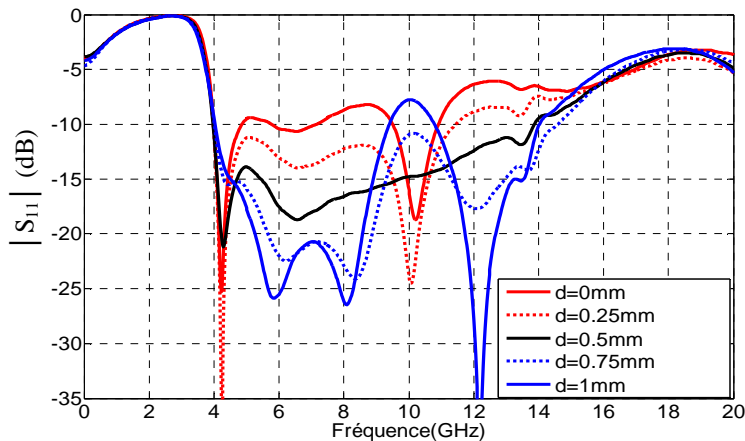


Figure 2.9: Effet des paramètres  $R_{b4}$  et  $L_f$  sur l'adaptation.

▪ Paramètres  $L_r$  et  $W_r$  :

Les figures 2.10 et 2.11 montrent l'effet des paramètres  $L_r$  et  $W_r$  (longueur de la partie rectiligne et largeur de l'élément rayonnant) sur le coefficient de réflexion de l'antenne. On observe, d'après ces résultats, leurs grandes influences sur l'adaptation sur toute la bande 4 – 14 GHz. Une réduction de la bande passante, limite supérieure, est constatée en augmentant les dimensions de l'élément rayonnant, tandis que la limite inférieure reste inchangée à 4 GHz, pour  $|S_{11}| < -10$  dB.

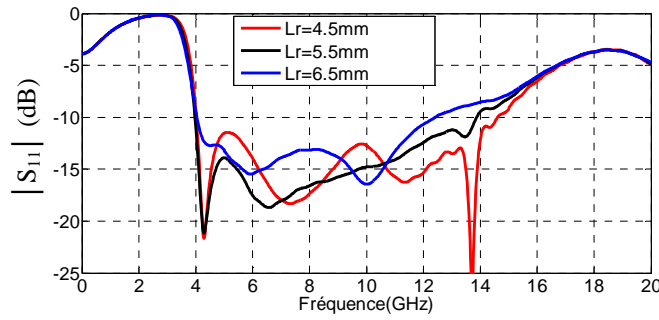


Figure 2.10 : Effets du paramètre «Lr» sur l'adaptation.

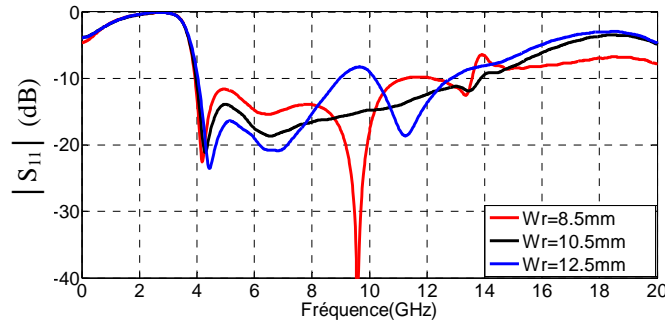


Figure 2.11 : Effets du paramètre «Wr» sur l'adaptation.

### 2.5.3 Structure Finale

L'étude paramétrique a permis d'obtenir les paramètres optimaux de l'antenne proposée. Ces derniers sont donnés dans le Tableau 2.2. Les prototypes réalisés de l'antenne sont présentés en Figure 2.12. L'antenne présente une structure carrée compacte,  $\frac{\lambda_f}{4} \times \frac{\lambda_f}{4} \times \frac{\lambda_f}{100}$ , et un élément rayonnant de dimensions  $\frac{\lambda_f}{10} \times \frac{\lambda_f}{7}$ , à la fréquence d'adaptation la plus basse,  $f_i = 4$  GHz.

Tableau 2.2: Paramètres optimaux de l'antenne (en mm).

L	W	Lf	Wf	Lr	Wr	Ls	Ws	Rb1
20	20	7,62	1,9	5,5	10,5	2	2	1
Rb2	Rb3	Rb4	Ra	Rb	Lg	Wg	Lsg	Wsg
0,25	3,6	1,05	2,5	1	8	18	3	2

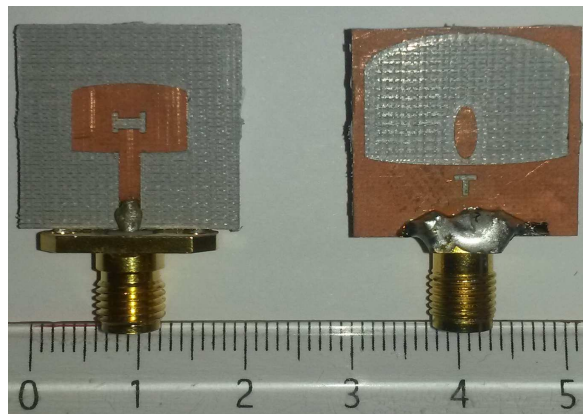
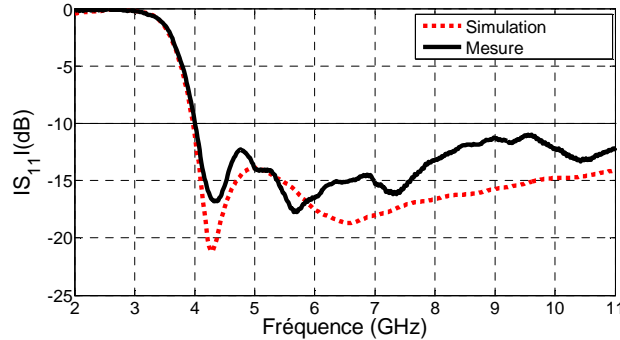


Figure 2.12 : Prototypes réalisés de l'AMCaF.

- *Bande passante :*

La Figure 2.13 illustre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne. La mesure a été réalisée en utilisant l'analyseur de réseaux Agilent E8361C [33]. Une assez bonne concordance entre la simulation et la mesure est constatée. D'après ce résultat, l'antenne présente une bande passante de plus de 7 GHz pour  $|S_{11}| < -10$  dB, avec une fréquence de coupure inférieure à 4 GHz.



**Figure 2.13 :** Coefficient de réflexion de l'antenne AMCaF.

- *Diagramme de rayonnement :*

Les mesures du diagramme de rayonnement ont été réalisées en chambre anéchoïque dans le laboratoire ESYCOM en utilisant une antenne de référence à l'émission. L'antenne sous test, en réception, pivote selon son plan azimut puis son plan en élévation par pas angulaire de  $1^\circ$ . Les résultats, simulés et mesurés, de l'antenne sont tracés pour plusieurs fréquences, en azimut (plan H) et en élévation (plan E), sur la Figure 2.14.

Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est constatée. Dans le plan E, la différence entre les résultats de simulation et de mesure à la position  $180^\circ$  est due à la présence du connecteur SMA et du câble de mesure, ce qui altère le rayonnement de l'antenne.

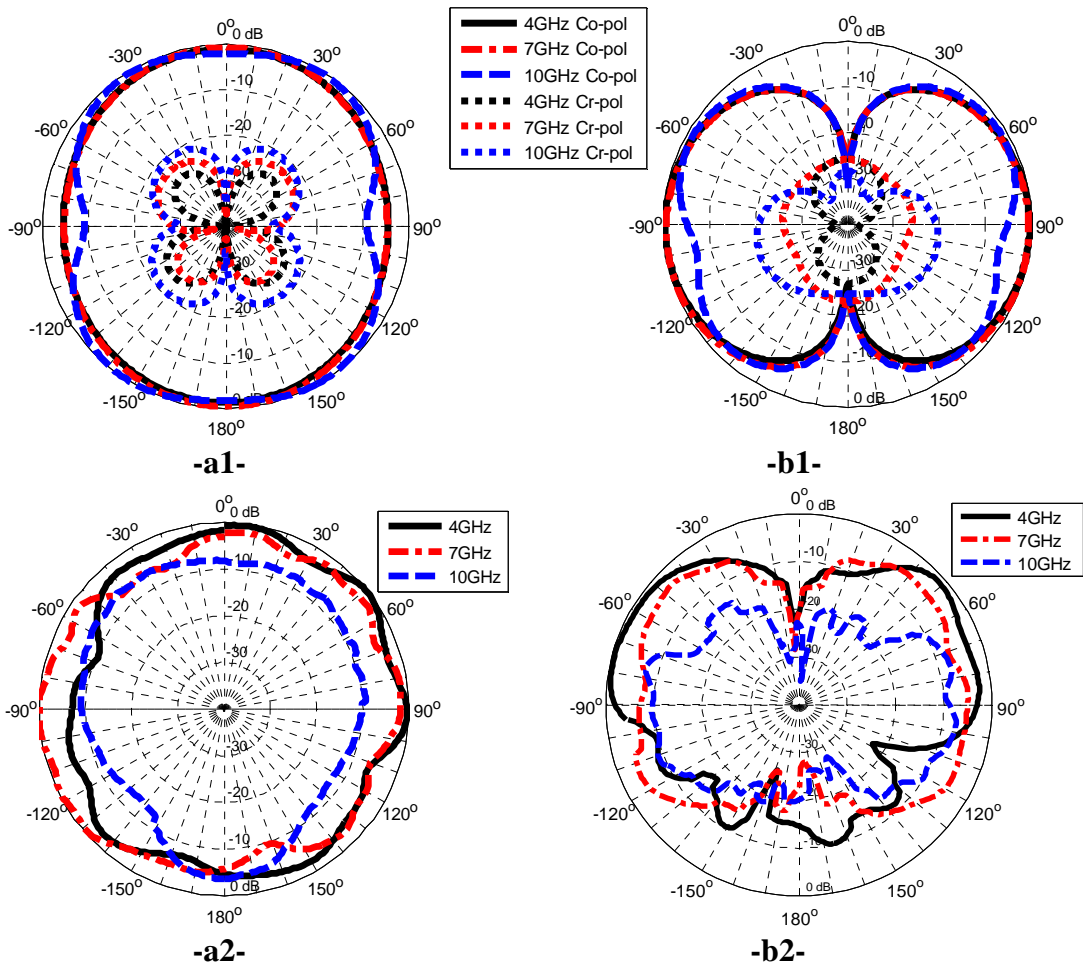
Dans le plan H, le rayonnement est quasi-omnidirectionnel sur toute la bande d'adaptation.

- *Efficacité et Gain:*

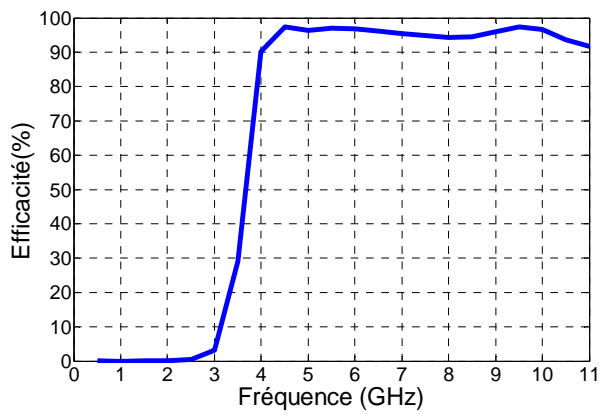
L'efficacité simulée de l'AMCaF est représentée en Figure 2.15. L'antenne présente une efficacité supérieure à 90% sur toute sa bande opérationnelle.

Le gain de l'antenne obtenu par simulation et mesure est présenté en Figure 2.16. La mesure est réalisée en chambre anéchoïque, en faisant varier la fréquence d'émission. Les deux antennes de référence et sous test ont été fixées, face à face, à 1,5 m de distance. L'antenne présente un gain mesuré moyen de 1,7 dBi dans la bande 4 – 7 GHz, et 4,3 dBi dans la bande 7,5 – 10 GHz. Une différence de l'ordre de 1,6 dB est constatée, dans la bande 4 – 7 GHz, entre la simulation et la mesure. Cette différence peut être justifiée par la présence du connecteur SMA et du câble de mesure. Une bonne concordance est observée dans la bande 7,5 – 10 GHz.





**Figure 2.14:** Diagramme de rayonnement de l'antenne, Plan H, a1) simulation, a2) mesure ; Plan E, b1) simulation, b2) mesure.



**Figure 2.15 :** Efficacité de l'antenne.

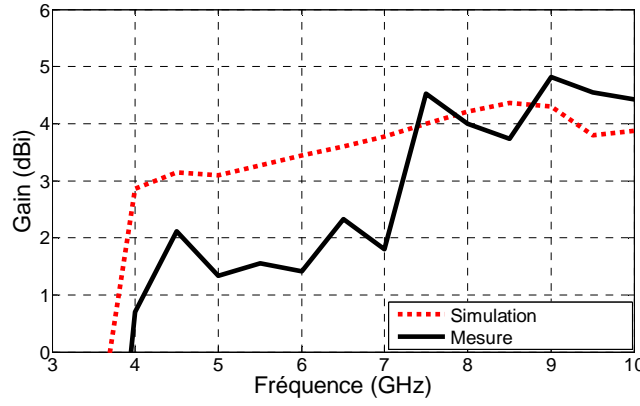


Figure 2.16 : Gain de l'antenne.

## 2.5.4 Etudes fréquentielle et temporelle

### 2.5.4.1 Etude fréquentielle

Le comportement fréquentiel de l'antenne est représenté par sa fonction de transfert qui est obtenue dans cette partie par simulation.

Pour obtenir cette caractéristique, on considère deux antennes AMCaF identiques en émission et en réception en espace libre. Les deux antennes sont placées perpendiculairement au plan qui contient leurs points d'alimentation, en zone de champ lointain à 30 cm de distance et en visibilité directe. L'antenne réceptrice subit une rotation autour de son axe de symétrie avec un pas angulaire de  $45^\circ$  pour chaque capture du coefficient de transmission  $S_{21}$ , alors que l'antenne émettrice reste fixe. L'angle de rotation couvre tout le plan azimut (Plan H) et  $0^\circ$  est l'angle pour lequel les deux antennes sont face à face.

Le coefficient de transmission  $S_{21}$  représente la fonction de transfert du système composé par les deux antennes identiques émettrice et réceptrice et le canal de propagation en espace libre, dans le plan azimut. Cette fonction de transfert  $H_s(f)$  est donnée par [3][34][35] :

$$H_s(f) = H_t(f, \theta_t, \varphi_t) H_c(f, d) H_r(f, \theta_r, \varphi_r) \quad (8)$$

avec :

$$H_c(f, d) = \frac{c}{4\pi fd} e^{-j\frac{2\pi f}{c}d} \quad (9)$$

$H_c(f, d)$  est la fonction de transfert du canal en espace libre.  $H_t(f, \theta_t, \varphi_t)$  et  $H_r(f, \theta_r, \varphi_r)$  sont les fonctions de transfert des antennes émettrice et réceptrice suivant l'orientation  $(\theta, \varphi)$ , respectivement. Dans nos conditions de travail et puisque l'antenne est réciproque, on a [36] :

$$H_t(f, \theta_t, \varphi_t) = H_r(f, \theta_r, \varphi_r) = H(f, \theta, \varphi) = \sqrt{\frac{H_s(f)}{H_c(f, d)}} \quad (10)$$

Les résultats obtenus pour la fonction de transfert du système sont donnés en Figure 2.17-a. On peut noter la forme quasi-plate de la courbe de la fonction de transfert, dans la bande 4 à 10 GHz, suivant chaque direction. Ce constat confirme que le signal émis

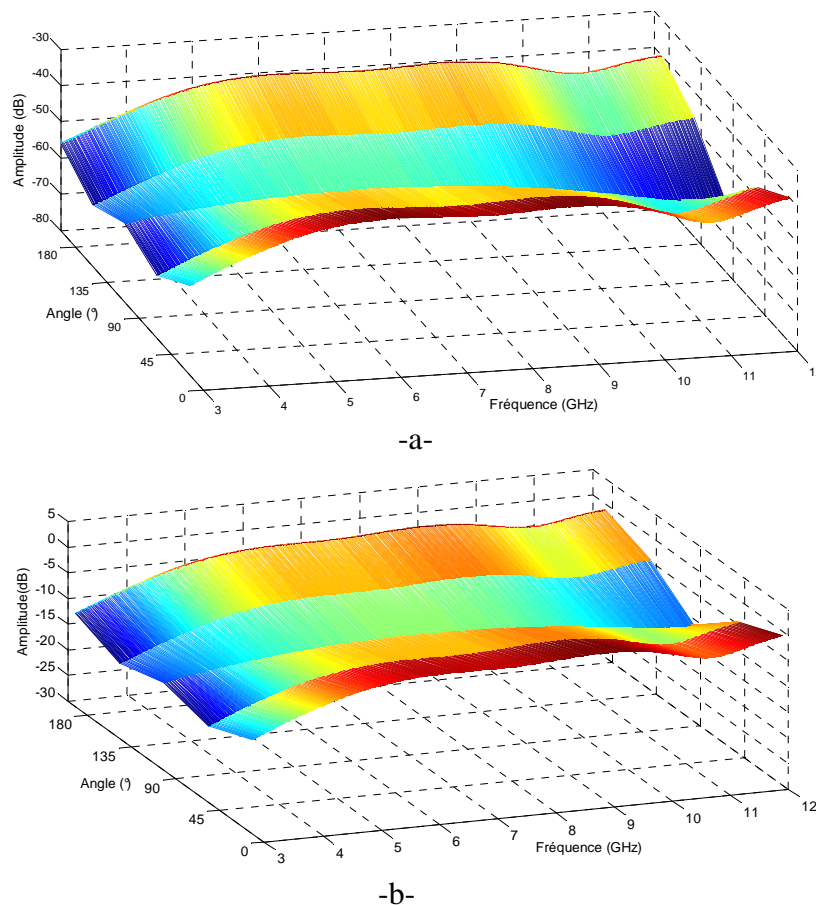
subit des atténuations similaires sur toute cette bande fréquentielle suivant chaque direction, ce qui réduit le phénomène de distorsion des impulsions émises. On constate aussi une atténuation supplémentaire de l'ordre de 10dB en position 90° par comparaison aux positions 0° ou 180°.

D'après ces résultats et en utilisant (10), la fonction de transfert de l'antenne est calculée pour différentes directions angulaires dans le plan azimut et elle est donnée en Figure 2.17-b. On constate que la fonction de transfert de l'antenne est linéairement croissante avec la fréquence dans la bande 4 à 10 GHz et suivant chaque direction. Pour la direction 0°, cette fonction de transfert peut être estimée par :

$$H(f) = -5 + 0,8(f - 4) \quad (11)$$

avec  $H(f)$  en dB et  $f$  en GHz.

Cette performance permet de réduire l'effet d'atténuation dû à la propagation en espace libre, atténuation variant en  $1/f^2$ .



**Figure 2.17:** Fonction de transfert dans le plan azimutal, a) du système, b) de l'antenne.

### 2.5.4.2 Etude temporelle

L'étude temporelle consiste en l'analyse de l'effet de déformation provoquée par l'antenne sur les impulsions lors de l'émission ou de la réception. Ainsi, deux critères de performance sont analysés, le facteur de fidélité (Fidelity Factor -  $F$ ) et le facteur

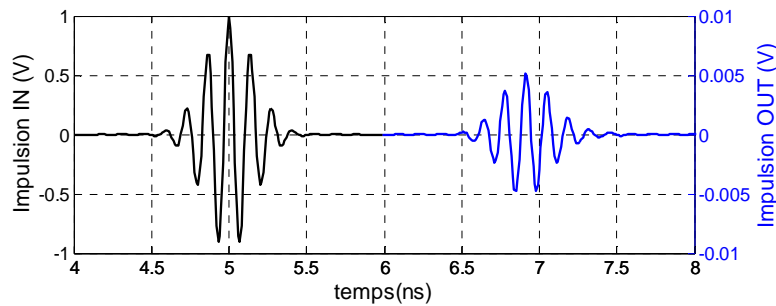
d'étalement (Stretch Ratio –  $SR$ ). Ces deux facteurs reposent sur la comparaison de la forme de l'impulsion émise  $v_t(t)$  à celle reçue  $v_r(t)$ .

- *Impulsion transmise :*

L'impulsion  $v_t(t)$  utilisée dans cette étude est l'impulsion gaussienne modulée, donnée par :

$$v_t(t) = ke^{-\alpha t^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (12)$$

avec  $k$  l'amplitude maximum,  $\alpha$  facteur déterminant la durée de l'impulsion,  $f_c$  la fréquence centrale. La Figure 2.18 montre les impulsions émise et reçue, avec  $f_c = 7,25$  GHz, une durée d'impulsion de 1 ns et  $k = 1$ . Dans cette étude, les deux antennes émettrice et réceptrice sont dans le même plan à 30 cm de distance et en position face à face ( $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ).



**Figure 2.18:** Impulsion Gaussienne décalée, a) émise, b) reçue.

- *Facteur de Fidélité «F» :*

L'impulsion émise subit une distorsion due à l'antenne d'émission. La quantification du degré de cette déformation se fait par le calcul du facteur de fidélité [3][36]-[38]. Celui-ci compare l'impulsion émise à celle reçue par un calcul d'inter-corrélation normalisée. Le facteur de fidélité  $F$  est compris entre 0 et 1.  $F = 1$  correspond à une absence de déformation.  $F$  est donné par :

$$F = \max \frac{|R_{v_r, v_t}(\tau)|}{\sqrt{R_{v_r, v_r}(0) R_{v_t, v_t}(0)}} \quad (13)$$

où  $R_{v_r, v_t}(\tau)$  est la fonction de corrélation entre l'impulsion émise et l'impulsion reçue et  $R_{v_r, v_r}(0)$  est l'auto-corrélation (à l'origine) des impulsions.

Les résultats de simulation obtenus pour cette antenne, dans le plan azimutal, sont donnés dans le Tableau 2.3. D'après ces résultats, cette antenne présente un facteur de fidélité élevé ( $> 0,9$ ), ce qui montre qu'elle introduit peu de distorsion sur le signal temporel transmis.

**Tableau 2.3:** Facteur de Fidélité de l'antenne.

$\varphi$	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$
$F$	0,9918	0,9728	0,9915	0,9726

▪ *Facteur d'étalement « SR » :*

La largeur temporelle de l'impulsion émise est d'une grande importance pour un récepteur non cohérent à détection d'énergie: le débit de données est inversement proportionnel à la largeur temporelle de l'impulsion et à la période de répétition des impulsions. Il est donc intéressant de réduire la durée du pulse au minimum. Cependant, l'antenne d'émission engendre un étalement temporel du signal transmis à cause du phénomène de dispersion. Ce phénomène oblige l'utilisation de temps de garde entre les impulsions, ce qui réduit le débit de transmission. Ainsi, une évaluation du facteur d'étalement est primordiale pour la caractérisation des performances de l'antenne et la minimisation du temps de garde associé.

Le calcul du facteur d'étalement  $SR$  est basé sur la comparaison de la distribution d'énergie des impulsions émise et reçue. La largeur temporelle d'une impulsion peut être définie comme étant la fenêtre temporelle contenant 90% de son énergie [36].

Pour un signal  $v_x(t)$ , on définit la fonction normalisée cumulative d'énergie  $E_v(t)$  :

$$E_v(t) = \frac{\int_{-\infty}^t |v_x(\tau)|^2 d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} |v_x(\tau)|^2 d\tau} \quad (14)$$

Donc, la largeur temporelle,  $W(v)$ , de l'impulsion peut être donnée par [36]:

$$W(v) = E_v^{-1}(0.95) - E_v^{-1}(0.05) \quad (15)$$

Ainsi, le facteur d'étalement peut être défini comme étant le rapport de la largeur temporelle de l'impulsion reçue à la largeur temporelle de l'impulsion émise, soit [36]:

$$SR = \frac{W(v_r)}{W(v_t)} \quad (16)$$

Pour une antenne faiblement dispersive,  $SR$  est proche de 1.

Pour notre antenne, les résultats de simulation obtenus pour  $SR$  sont présentés dans le Tableau 2.4. D'après ces résultats, le facteur d'étalement de l'antenne est proche de 1, dans le plan azimutal, ce qui révèle un comportement très peu dispersif.

**Tableau 2.4:** Facteur d'étirement de l'antenne.

$\theta$	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$
$SR$	1,037	1,057	1,039	1,058

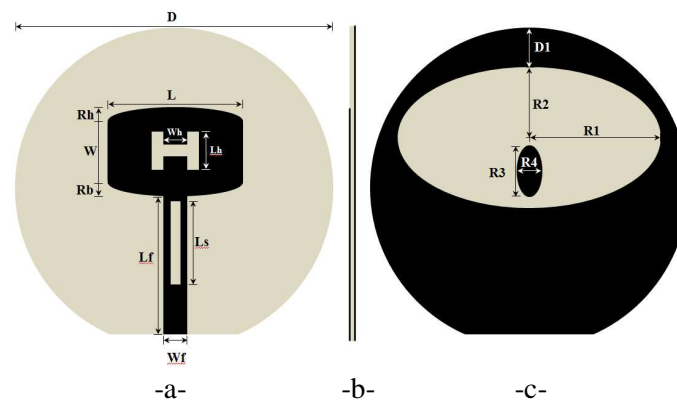
## 2.6 ANTENNE MONOPOLE CIRCULAIRE A FENTES (AMCiF)

Cette antenne est inspirée de l'AMCaF. Néanmoins, on a adopté une forme circulaire pour le plan de masse et le substrat. Cette forme permettra de concevoir un capteur de forme sphérique et ainsi de mieux résister à la pression due à l'enfouissement dans le sol. De plus, les premières simulations dans le sol montrent que l'antenne présente de meilleures performances lorsque le vide autour d'elle est minimisé d'où ce choix de la forme circulaire qui pourra être insérée dans une sphère de diamètre proche de celui de l'antenne.

### 2.6.1 Structure de l'antenne

La structure de l'antenne, avec ses paramètres géométriques, est présentée en Figure 2.19. Il s'agit d'une antenne planaire compacte circulaire de diamètre  $D = 29$  mm. L'élément rayonnant est un patch rectangulaire avec deux demi-ellipsoïdes sur les côtés horizontaux et une fente centrale en H. L'alimentation se fait par une ligne micro-ruban sur laquelle est réalisée une fente rectangulaire. Le plan de masse est un patch circulaire avec une grande fente ellipsoïdale, une ellipse parasite et une fente en T. L'utilisation des fentes en H, T et rectangulaire et l'utilisation de l'élément elliptique parasite permettent de disposer de plus de degrés de liberté en conception et permettent aussi de miniaturiser davantage la structure tout en gardant des performances acceptables. Une optimisation tenant compte du compromis taille et bande passante a été réalisée avec le simulateur électromagnétique CST.

L'antenne est conçue pour une application RCSF ULB, en considérant le substrat faible coût PTFE NH9338.



**Figure 2.19:** Structure de l'antenne ULB Circulaire proposée, a) vue de face, b) vue latérale, c) plan de masse.

### 2.6.2 Etude paramétrique

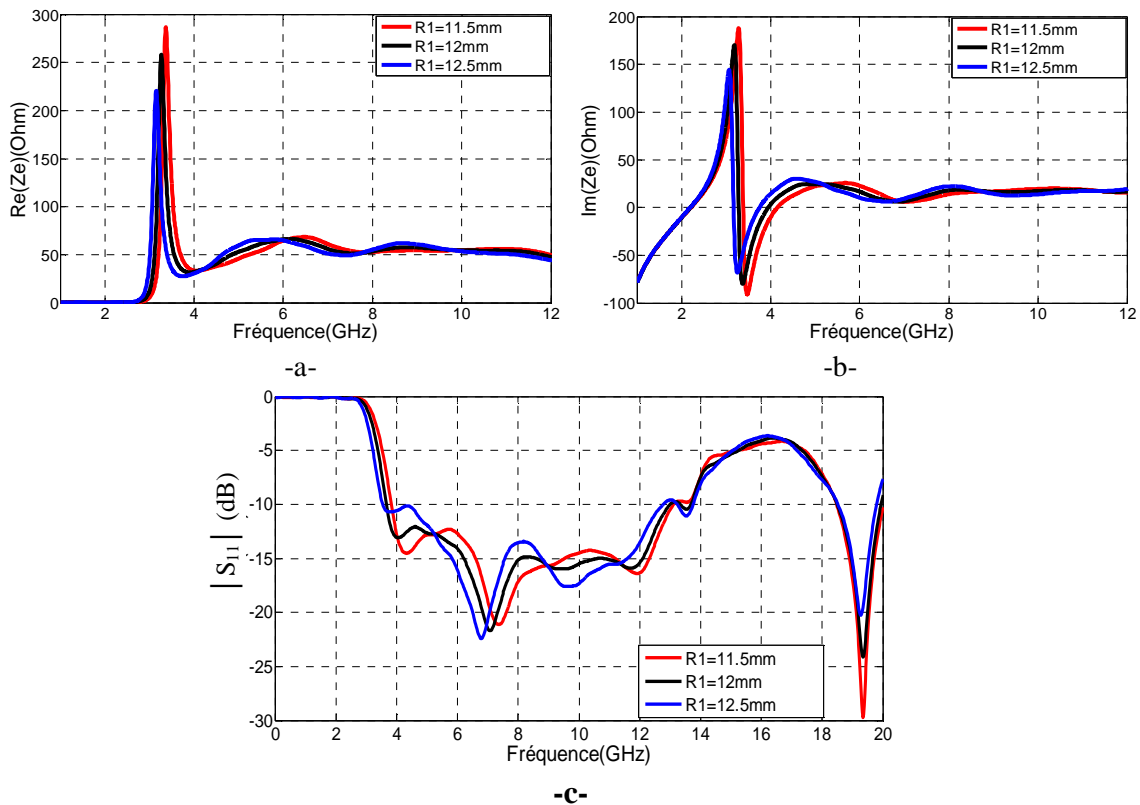
L'étude de l'effet des principaux paramètres géométriques, illustrés en Figure 2.19, est primordiale pour optimiser les performances de la structure. La variation d'un paramètre se fait en gardant les autres paramètres constants.

▪ Paramètres R1, R2 et D1:

Les paramètres R1, R2 et D1 permettent de mettre en évidence l'influence de la grande fente elliptique du plan de masse sur l'impédance d'entrée et l'adaptation de l'antenne.

La variation de R1 entre 11,5 mm et 12,5 mm permet de réduire l'amplitude du premier pic de résonance de la partie réelle de 285 à 220  $\Omega$  et aussi de le décaler en fréquence de 3,4 à 3,1 GHz, comme illustré en Figure 2.20.a. Pour la partie imaginaire, Figure 2.20.b, on constate une baisse de la première fréquence de résonance de 4,25 à 3,75 GHz. L'impédance d'entrée de l'antenne est  $Z_e = (50 + j15) \Omega \pm 20 \Omega$ , sur la bande 4 – 12 GHz.

Pour le coefficient de réflexion, Figure 2.20.c, on constate un décalage de la limite inférieure de la bande passante de 3,9 GHz à 3,5 GHz, avec une dégradation du coefficient de réflexion de 4 dB entre 4 et 5 GHz.

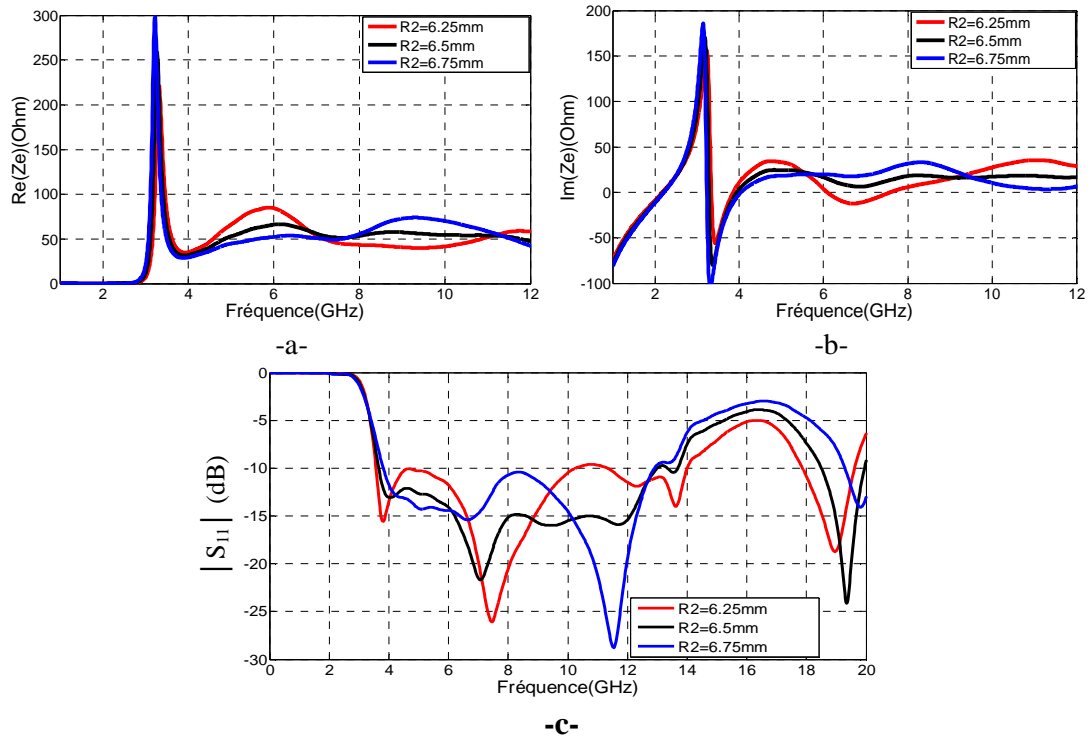


**Figure 2.20:** Effets du paramètre R1, a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.

Les variations de R2 entre 6,25 mm et 6,75 mm et D1 entre 2,5 mm et 3,5 mm produisent un effet similaire comme illustré en figures 2.21 et 2.22.

Pour R2, on constate des variations importantes de la partie réelle de l'impédance, figure 2.21.a, qui varie entre 50 et 85  $\Omega$  dans la bande 5 à 7 GHz et entre 40 et 70  $\Omega$  dans la bande 8 à 11 GHz. Pour la partie imaginaire, figure 2.21.b, d'importantes variations sont constatées dans la bande 6 à 9 GHz et la bande 10 à 12 GHz, où elle varie de -10 à 30  $\Omega$  et de 0 à 30  $\Omega$ , respectivement.

Les variations du coefficient de réflexion, rapportées dans la Figure 2.21.c, sont très importantes et l'effet est accru à partir de 6 GHz.



**Figure 2.21:** Effets du paramètre R2, a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.

L'influence des variations de D1 sont rapportées dans la Figure 2.22 où sont représentés les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion. L'impédance d'entrée peut être donnée par :  $Z_e = (55 + j15) \Omega \pm 30 \Omega$ . Pour le coefficient de réflexion, on constate un important effet sur les hautes fréquences supérieures à 6 GHz. La diminution de D1 de 3,5 à 2,5 mm baisse la fréquence de coupure inférieure de 4 à 3,6 GHz.

▪ Paramètres W et L:

L'influence des dimensions de l'élément rayonnant sur la bande passante et l'impédance d'entrée est illustrée en Figure 2.23, pour la largeur W, et Figure 2.24, pour la longueur L.



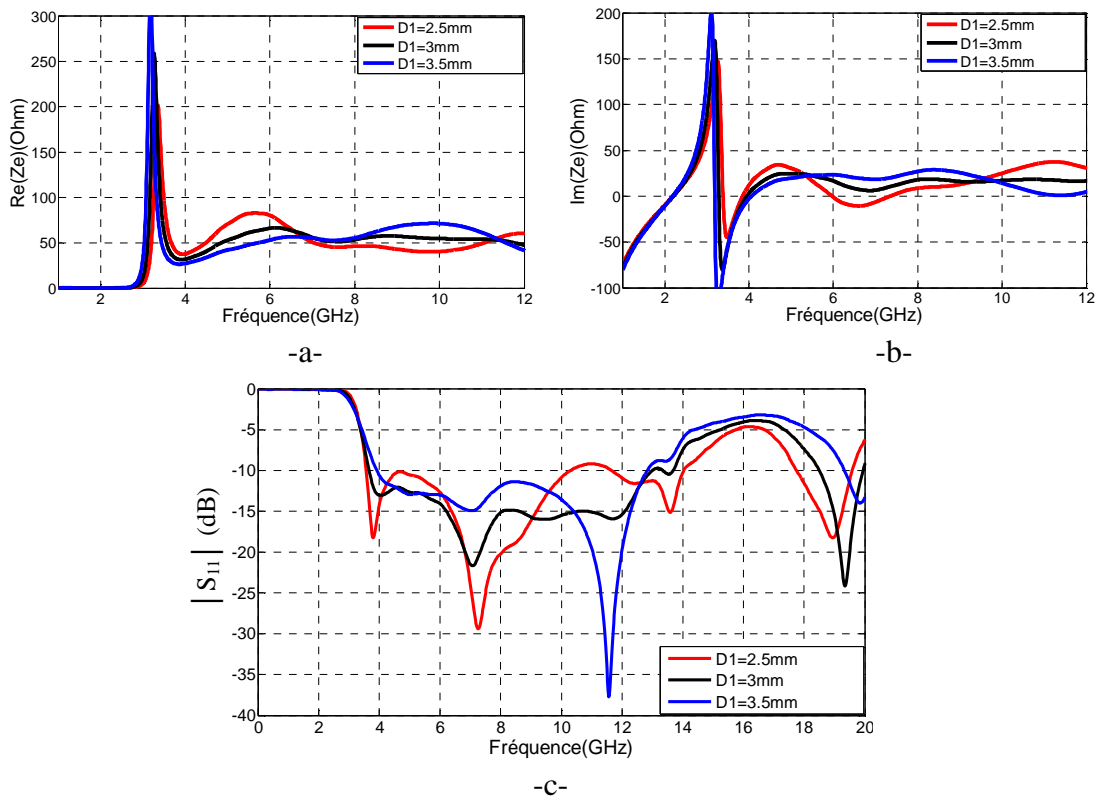


Figure 2.22: Effets du paramètre  $D1$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.

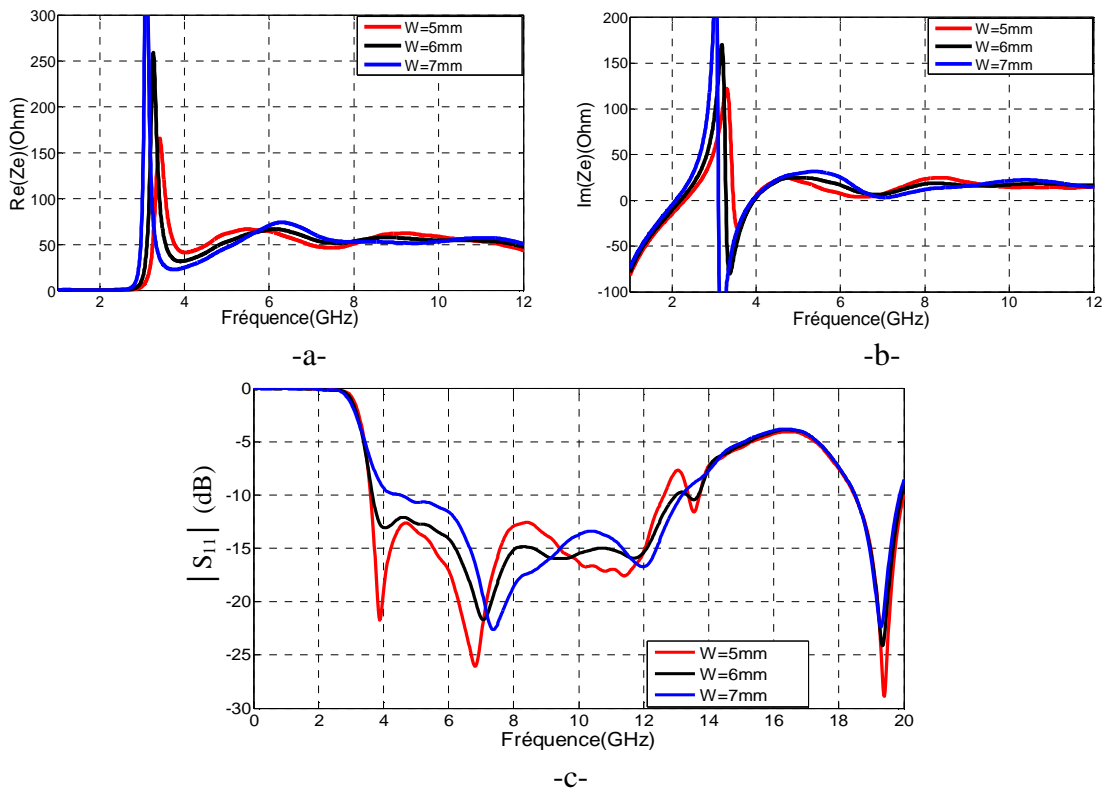
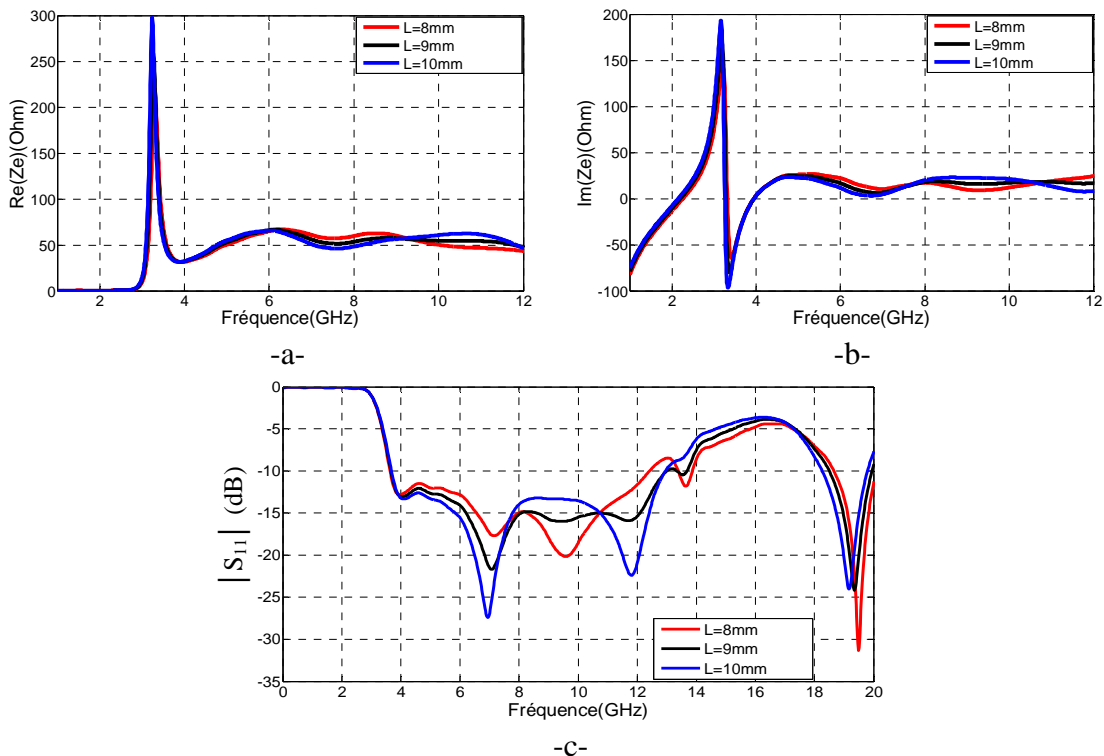


Figure 2.23: Effets du paramètre  $W$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.

Comme illustré en Figure 2.23, la variation du paramètre  $W$  influe sur la limite inférieure de la bande passante. Ainsi, l'augmentation de  $W$  de 5 à 7 mm décale le premier pic de résonance de la partie réelle de l'impédance de 3,4 à 3,1 GHz (Figure 2.23.a), la première résonance de la partie imaginaire de 3,5 à 3,2 GHz (Figure 2.23.b), et la limite inférieure de la bande passante de 4,1 à 3,65 GHz (Figure 2.23.c). Ainsi, cette variation engendre un élargissement de 0,55 GHz en bande passante.

La variation de la longueur  $L$  de l'élément rayonnant influe plus sur les fréquences supérieures à 6 GHz. L'augmentation de la longueur  $L$  de 8 à 10 mm permet d'améliorer le coefficient de réflexion de l'antenne sur la majorité de la bande passante.

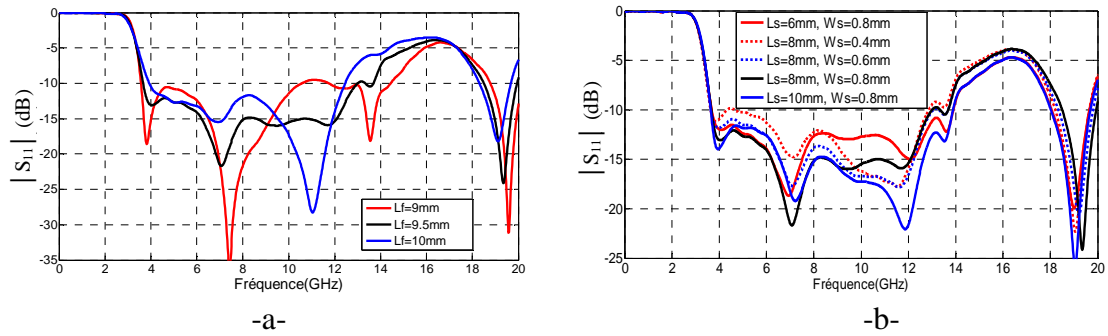


**Figure 2.24:** Effets du paramètre  $L$ , a) partie réelle de l'impédance, b) partie imaginaire de l'impédance et c) coefficient de réflexion.

▪ *Paramètres  $L_f$ ,  $L_s$  et  $W_s$  :*

La Figure 2.25 montre l'effet du dimensionnement de la ligne d'alimentation sur le coefficient de réflexion. On constate, en Figure 2.25.a, l'influence importante de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'adaptation surtout pour la bande de fréquences dépassant 7 GHz et le passage de  $L_f = 10$  mm à 9,5 mm permet d'élargir la bande passante de 0,3 GHz en limite inférieure et 0,5 GHz en limite supérieure.

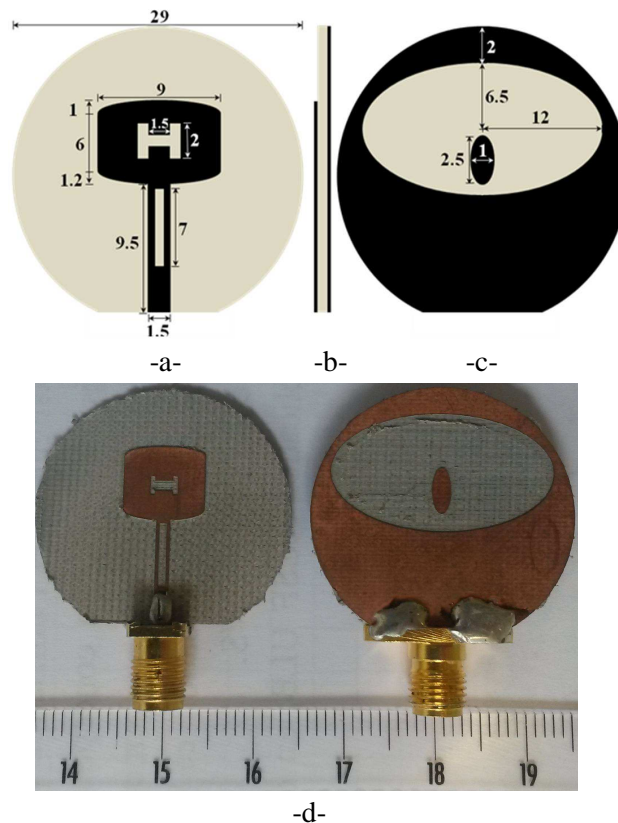
La Figure 2.25.b illustre l'effet de la fente introduite dans la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne. D'après ces résultats, on note la grande influence de la largeur,  $W_s$ , de la fente dans la bande 4 à 8,5 GHz. Le passage de  $W_s$  de 0,4 à 0,8 mm permet d'améliorer le coefficient de réflexion de 3 dB en moyenne. Par contre, l'influence de la longueur,  $L_s$ , de la fente est perceptible entre 7 et 12 GHz, où sa variation entre 6 et 8 mm améliore le coefficient de réflexion de 3 dB en moyenne.



**Figure 2.25:** Effets des paramètres a)  $L_f$  et b)  $L_s$  et  $W_s$  sur l'adaptation.

### 2.6.3 Structure Finale

L'étude paramétrique a permis d'obtenir la structure optimale de l'antenne. La Figure 2.26 illustre l'antenne avec ses dimensions optimales. L'antenne présente une structure circulaire compacte avec un diamètre  $\phi = \frac{\lambda_l}{3}$ , et un élément rayonnant de dimensions  $\frac{\lambda_l}{9} \times \frac{\lambda_l}{9}$  à la fréquence d'adaptation la plus basse,  $f_l = 3,8$  GHz.

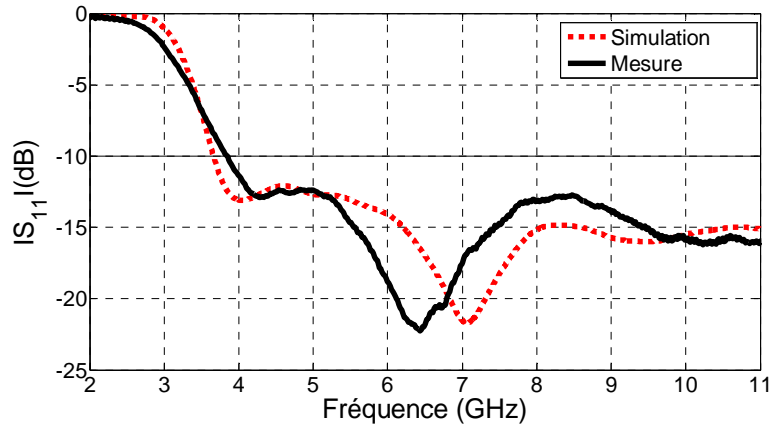


**Figure 2.26:** Dimensions de l'antenne a) vue de face, b) vue latérale, c) plan de masse, d) prototypes.

- *Bande passante :*

Comme illustré sur la Figure 2.27, l'antenne présente un coefficient de réflexion mesuré inférieur à -10 dB sur une grande largeur de bande (3,8 – 13 GHz) d'où une bande passante de l'ordre de 9 GHz.

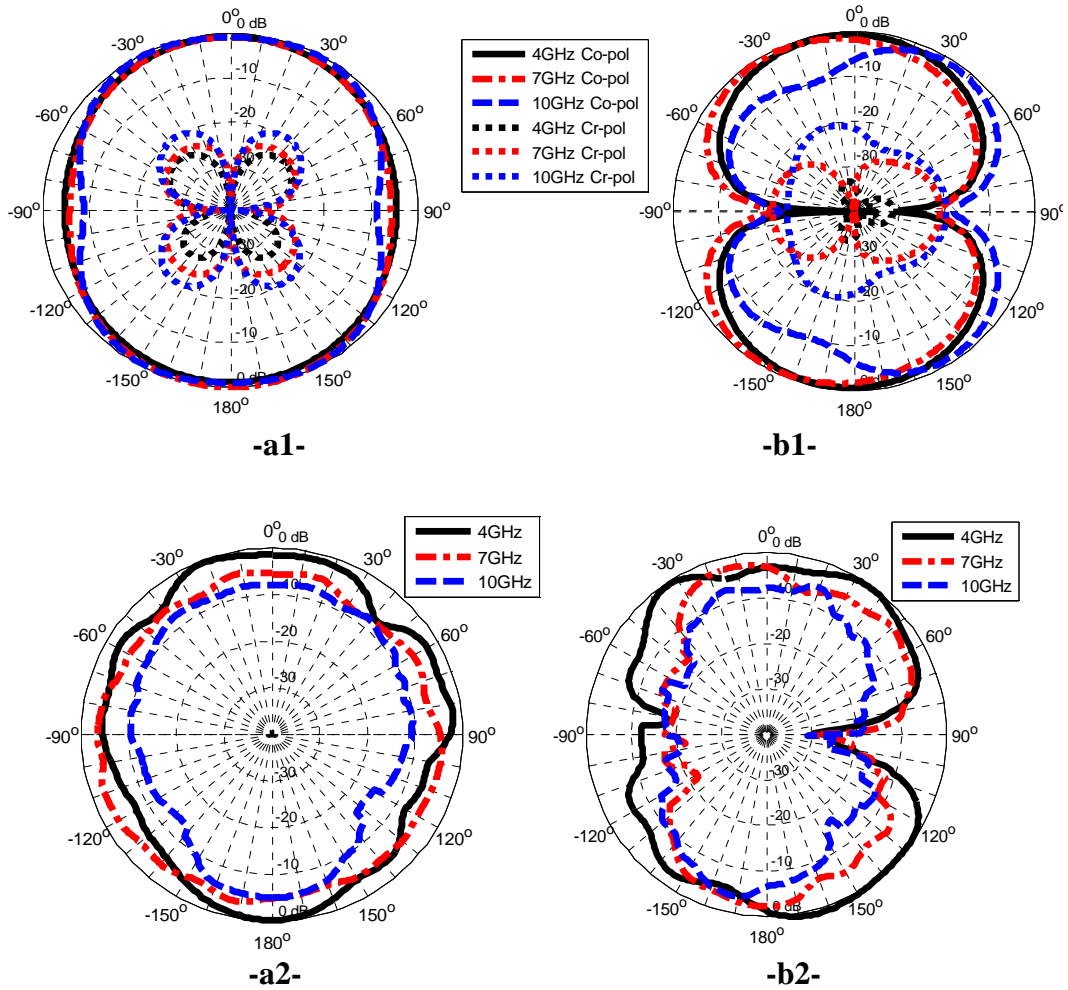
Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est constatée. Cependant, un décalage de la limite inférieure de la bande passante de 0,2 GHz, de 3,6 GHz à 3,8 GHz, est relevé. Le coefficient de réflexion reste inférieur à -8 dB sur cette bande de décalage, ce qui correspond à un transfert de 60% de la puissance à l'entrée de l'antenne. Les différences entre la simulation et la mesure peuvent être justifiées par les tolérances de fabrications et du substrat, la présence de câbles et du connecteur SMA lors de la mesure.



**Figure 2.27:** Coefficient de réflexion de l'antenne.

- *Diagramme de rayonnement :*

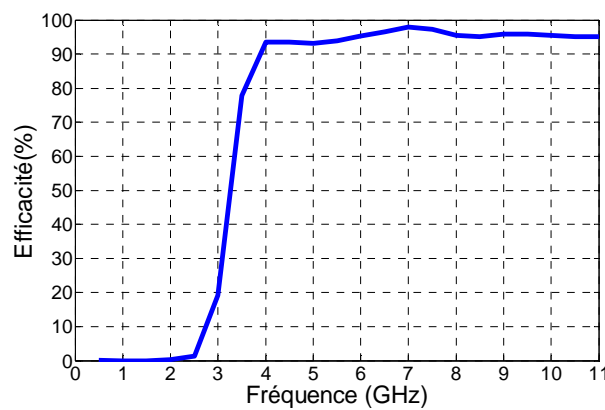
Le diagramme de rayonnement, simulé puis mesuré, de l'antenne est tracé pour plusieurs fréquences sur la Figure 2.28, en azimuth (a) et en élévation (b). On constate une bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures. Une légère différence est constatée entre la simulation et la mesure, dans le Plan E, à  $-90^\circ$ , à cause de la présence du connecteur SMA et du câble de mesure pendant la caractérisation. Le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel sur toute la bande d'adaptation dans le plan azimuthal.



**Figure 2.28:** Diagramme de rayonnement de l'antenne, plan H : a1) simulé, a2) mesuré; plan E : b1) simulé, b2) mesuré.

▪ *Efficacité et Gain:*

L'efficacité simulée de l'antenne est présentée en Figure 2.29. L'AMCiF présente une efficacité supérieure à 90% sur sa bande d'adaptation.



**Figure 2.29 :** Efficacité de l'antenne.

Le gain de l'antenne obtenu par simulation et mesure est présenté en Figure 2.30. L'antenne présente un gain mesuré moyen de 2,5 dBi dans la bande 4 – 7 GHz, et 4 dBi dans la bande 7,5 – 10 GHz. On constate une différence moyenne de l'ordre de 2 dB entre la simulation et la mesure dans la bande 4 – 7 GHz, et une bonne concordance dans la bande 7,5 – 10 GHz. La différence peut être justifiée par la présence du connecteur SMA, qui est du même ordre de grandeur que l'antenne, et de la présence du câble de mesure.

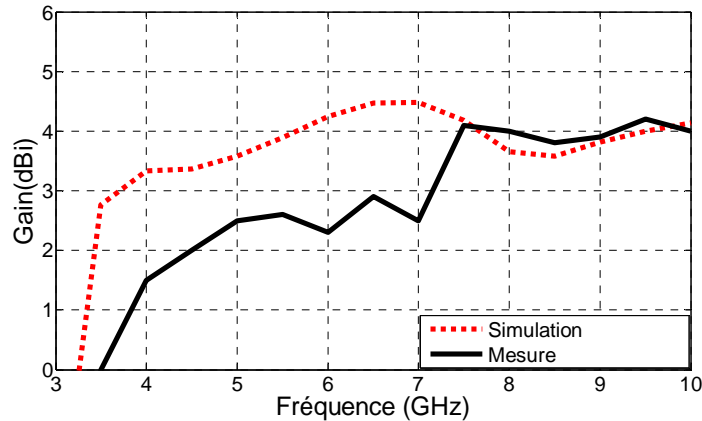


Figure 2.30 : Gain de l'antenne.

## 2.6.4 Etudes fréquentielle et temporelle

### 2.6.4.1 Etude fréquentielle

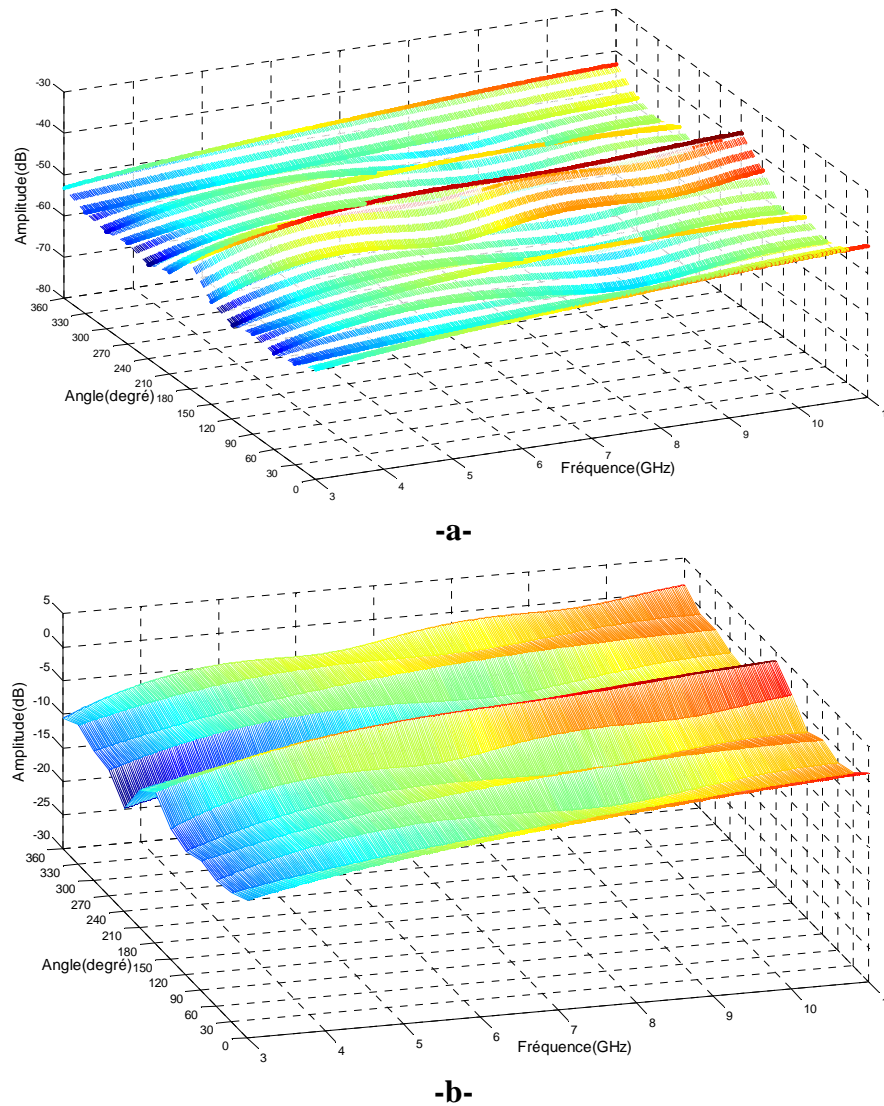
L'étude est réalisée par simulation en utilisant deux antennes AMCiF identiques, en émission et en réception, posées sur le même plan avec une distance de séparation de 40 cm. L'antenne émettrice est fixe et l'antenne réceptrice est en rotation autour de son axe de symétrie dans le plan azimutal avec un pas de rotation de 30°, de 0° à 360°. Le coefficient de transmission,  $S_{21}$ , qui représente la fonction de transfert du système composé par les deux antennes et le canal de propagation (espace libre) est pris pour chaque pas de rotation. L'angle 0° est la position où les deux antennes sont en position face à face.

La Figure 2.31.a montre les résultats obtenus pour la fonction de transfert du système. Suivant l'axe fréquentiel, l'amplitude de la fonction de transfert augmente avec la fréquence. Les atténuations plus importantes entre 3 GHz et 4 GHz sont dues au fait que l'antenne n'est pas bien adaptée dans cette bande.

D'après les résultats précédents et en utilisant (10), l'amplitude de la fonction de transfert de l'antenne est obtenue pour chaque direction angulaire, dans la bande 3 à 11 GHz, et est représentée en Figure 2.31.b. En observant la fonction de transfert de l'antenne suivant l'axe fréquentiel, on constate sa croissance avec la fréquence suivant chaque direction angulaire, avec de meilleurs résultats suivant les directions 0° et 180°. À 0°, l'amplitude de la fonction de transfert peut être donnée comme suit :

$$\text{Amplitude (dB)} = -10 + 0,85 (f - 3), \quad f \text{ en GHz} \quad (17)$$

Cette performance permet de réduire l'effet d'atténuation du canal ainsi que les phénomènes de dispersion et distorsion du signal transmis.

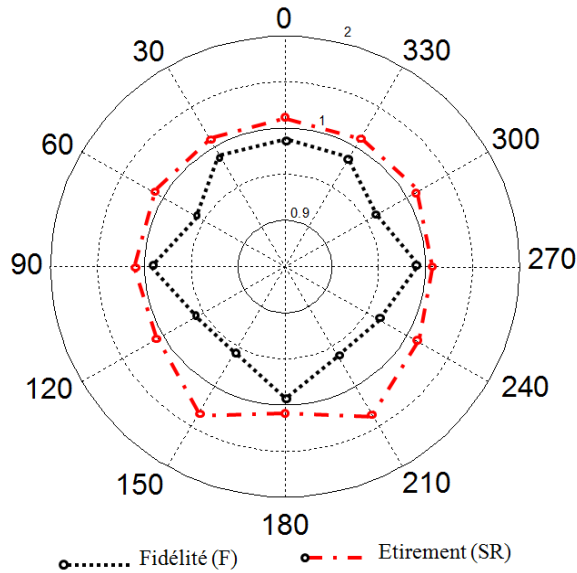


**Figure 2.31:** Fonction de transfert dans le plan azimutal, a) du système, b) de l'antenne.

#### 2.6.4.2 Etude temporelle :

L'analyse a été réalisée en utilisant l'impulsion gaussienne modulée, selon le même mode opératoire que l'étude fréquentielle. Les facteurs de fidélité ( $F$ ) et d'étalement ( $SR$ ) sont évalués pour chaque point de rotation. Les résultats obtenus sont illustrés en Figure 2.32 et montrent que  $F > 0,9$  et que le facteur d'étalement est proche de 1.

Ces résultats confirment que l'antenne est peu dispersive et qu'elle déforme peu les impulsions temporelles transmises.



**Figure 2.32:** Facteurs de Fidélité ( $F$ ) et Etirement ( $SR$ ) de l'antenne AMCIF.

## 2.7 ANTENNE VIVALDI ANTIPODALE A FENTE LATÉRALE ELLIPTIQUE (AVA-FLE)

Pour étudier l'effet de l'utilisation d'une antenne directive sur les pertes du canal de communication des RCSFE ULB, une antenne ULB directive est proposée, simulée, réalisée et caractérisée. Notre choix s'est porté sur une antenne de type Vivaldi Antipodale (AVA). Il s'agit d'une antenne à fente conique de forme exponentielle ou linéaire, en général. Ce genre d'antenne est utilisé depuis des années en radar et en communications. Théoriquement, elle présente une bande passante illimitée [39]. Pratiquement, celle-ci dépend de ses grandeurs géométriques [39]-[42].

Cette structure permet d'obtenir une antenne ULB couvrant la bande 3,1 – 10,6 GHz, tout en ayant des dimensions acceptables, moins de  $5 \times 5 \text{ cm}^2$ , et des caractéristiques de gain et de rayonnements satisfaisantes [39]-[42]. Cette antenne sera enfouie dans le sol pour analyser son influence sur le canal de propagation.

### 2.7.1 Structure de l'antenne

La structure de l'antenne Vivaldi antipodale à fente latérale elliptique (AVA-FLE) est illustrée en Figure 2.33. La structure comprend trois parties : une ligne d'alimentation, deux éléments rayonnants symétriques et un petit plan de masse.

Les éléments rayonnants sont inspirés de formes elliptiques. Ils sont formés par l'intersection de deux quarts d'ellipses de rayons  $(a_3, b_3)$  et  $(a_1, b_1 = b_3 + W_f)$ . Une fente elliptique, de rayons  $(a_2, b_2)$ , est rajoutée à chaque élément rayonnant pour augmenter la longueur électrique de l'antenne et ainsi miniaturiser la structure. Cette configuration elliptique présente de bonnes caractéristiques ultra large bande en raison de la transition progressive entre les deux éléments rayonnants d'un côté, et entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation de l'autre côté.



Théoriquement, la fréquence basse ( $f_{\min}$ ) de la bande passante de cette antenne dépend de sa largeur,  $W$ , et de la constante diélectrique,  $\epsilon_r$ , du substrat utilisé. Ainsi, cette largeur peut être approximée comme suit [40]-[42]:

$$W = \frac{c}{2f_{\min}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (18)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

avec  $c$  la célérité de la lumière,  $\epsilon_{eff}$  la constante diélectrique effective du substrat et  $h$  son épaisseur. La longueur de la ligne d'alimentation est fixée ( $L_f = 5$  mm) et sa largeur,  $W_f$ , correspond à une ligne  $50 \Omega$  à 7 GHz, par rapport à notre substrat. Les autres paramètres géométriques peuvent être déduits de la façon suivante :

$$b_3 = \frac{W}{2} - \frac{W_f}{2} \quad (20)$$

$$b_1 = b_3 + W_f = \frac{W}{2} + \frac{W_f}{2} \quad (21)$$

$$a_4 = L_f - 0.5 \text{ mm} \quad (22)$$

On fait varier les paramètres  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  et  $b_2$  pour optimiser l'antenne, en considérant le substrat faible coût PTFE NH9338.

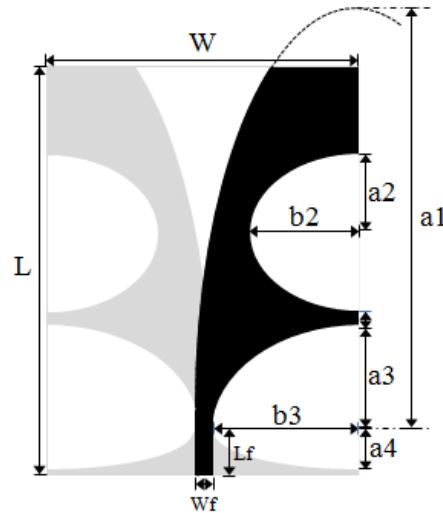


Figure 2. 33 : Structure de l'antenne AVA-FLE.

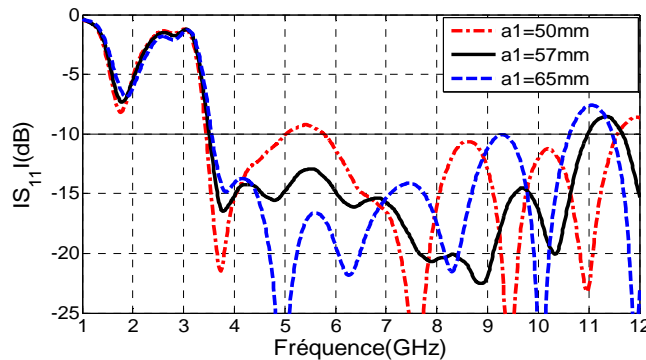
## 2.7.2 Etude paramétrique

Dans cette section, on étudie l'influence des principaux paramètres géométriques, illustrés en Figure 2.33, sur le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne. L'étude porte sur les quatre paramètres cités précédemment. La variation d'un paramètre se fait en gardant les autres paramètres constants.

▪ *Paramètre a1 :*

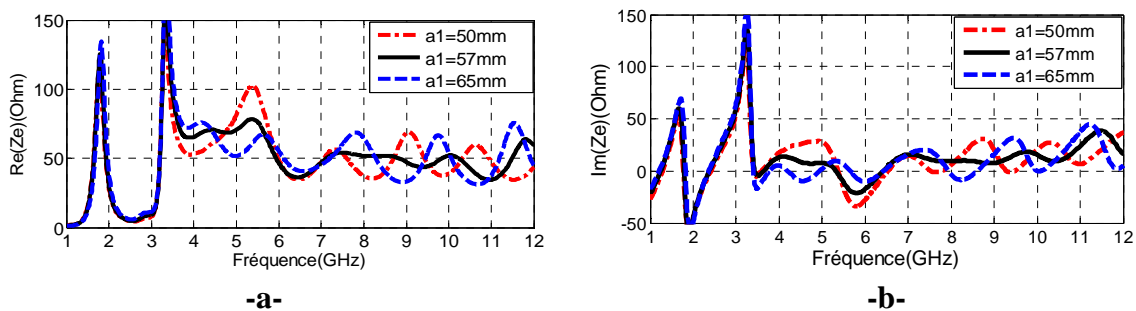
L'influence de la dimension du paramètre  $a_1$ , qui fixe les grandeurs de l'ouverture entre les deux éléments rayonnants, sur le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne est illustrée en figures 2.34 et 2.35, respectivement. L'étude est réalisée en faisant varier  $a_1$  entre 50 et 65 mm.

D'après les résultats obtenus, on constate une bonne adaptation de l'antenne pour la plage de variation considérée pour le paramètre  $a_1$ . Pour des grandeurs de  $a_1$  inférieures à 50 mm ou supérieures à 65 mm, une dégradation du coefficient de réflexion est constatée pour les fréquences inférieures à 6 GHz, pour le premier cas, et supérieures à 9 GHz pour le deuxième cas.



**Figure 2. 34 :** Effets du paramètre  $a_1$  sur l'adaptation.

Les résultats obtenus pour la partie réelle, Figure 2.35.a, et partie imaginaire, Figure 2.35.b, de l'impédance d'entrée de l'antenne montrent que la partie réelle fluctue autour de  $50 \Omega$  et la partie imaginaire autour de  $0 \Omega$ , dans la bande 4 à 12 GHz. Néanmoins, on constate une augmentation de la valeur du pic de résonance de la partie réelle et de la valeur de la partie imaginaire autour de 5 GHz lorsque la valeur de  $a_1$  s'approche de 50 mm. Le même constat d'apparition de pics importants est observé lorsque la valeur de  $a_1$  s'approche de 65 mm, mais à des fréquences supérieures à 7,5 GHz. Ces constatations confirment les résultats du coefficient de réflexion.



**Figure 2. 35 :** Effet du paramètre  $a_1$  sur l'impédance d'entrée,  
a) partie réelle, b) partie imaginaire.

▪ *Paramètre a3 :*

L'influence du paramètre  $a_3$  sur l'adaptation de l'antenne est illustrée en Figure 2.36, pour le coefficient de réflexion, et Figure 2.37, pour l'impédance d'entrée de l'antenne. Ce paramètre est varié entre 10 et 20 mm, tandis que les autres paramètres sont fixes.

Les résultats rapportés en Figure 2.36 montrent que ce paramètre influe fortement sur les fréquences basses, inférieures à 6 GHz, de la bande passante de l'antenne. On constate une dégradation du coefficient de réflexion lorsque  $a_3$  s'approche de ces limites inférieure et supérieure, et cette dégradation est plus importante au-delà de ces limites. Pour  $a_3 = 10$  mm, une réduction de la bande passante de l'ordre de 0,25 GHz est constatée par rapport au cas optimal  $a_3 = 15$  mm.

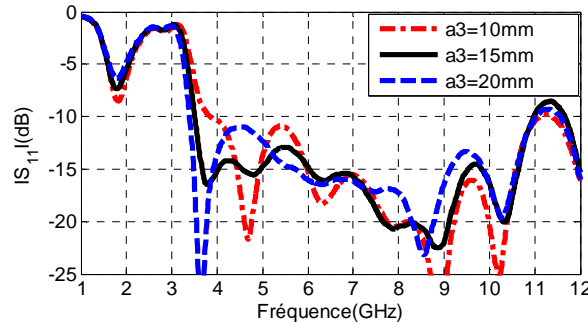


Figure 2. 36 : Effets du paramètre  $a_3$  sur l'adaptation.

Les résultats de la Figure 2.37 montrent le grand impact des variations du paramètre  $a_3$  sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée dans la bande fréquentielle inférieure à 6 GHz. Pour  $a_3 = 10$  mm, on constate des pics à 4,1 et 5,4 GHz, pour la partie réelle, et à 5,2 GHz pour la partie imaginaire. Pour  $a_3 = 20$  mm, des pics de résonances sont observés à 4,7 GHz, pour la partie réelle, et 4,3 GHz pour la partie imaginaire. Ces pics de résonance augmentent davantage en dehors de la plage de variation de  $a_3$  considérée, ce que dégrade fortement l'adaptation de l'antenne. Pour les fréquences supérieures à 6 GHz, l'impédance d'entrée reste inchangée avec une valeur moyenne  $Z_e = 50 + j10 \Omega$ .

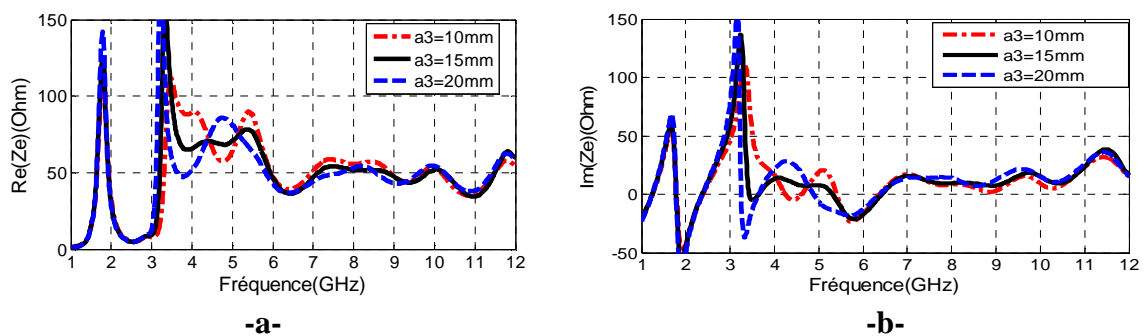


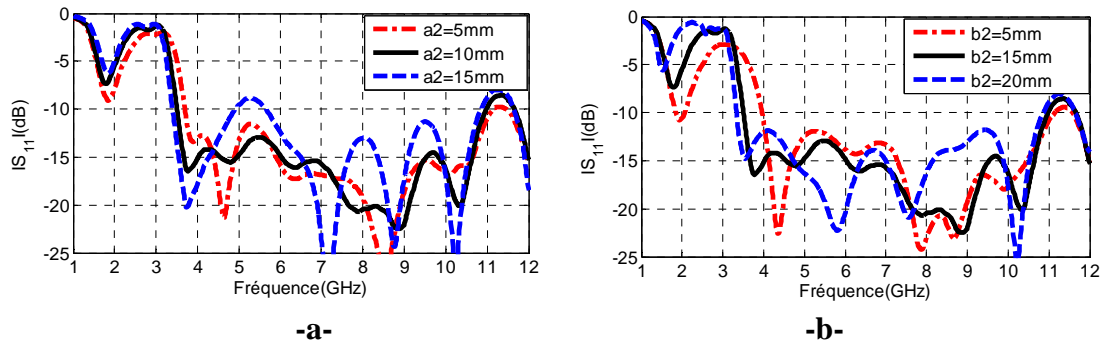
Figure 2. 37 : Effet du paramètre  $a_3$  sur l'impédance d'entrée,  
a) partie réelle, b) partie imaginaire.

▪ Paramètres  $a_2$  et  $b_2$  :

L'effet de la fente latérale elliptique utilisée sur la structure classique de l'antenne Vivaldi antipodale est étudié en faisant varier ses deux rayons  $a_2$  et  $b_2$ . On fait varier  $a_2$  entre 5 et 15 mm et  $b_2$  entre 5 et 20 mm. Les autres paramètres géométriques de l'antenne sont fixes. Les résultats obtenus pour le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée sont présentés en figures 2.38 et 2.39, respectivement.

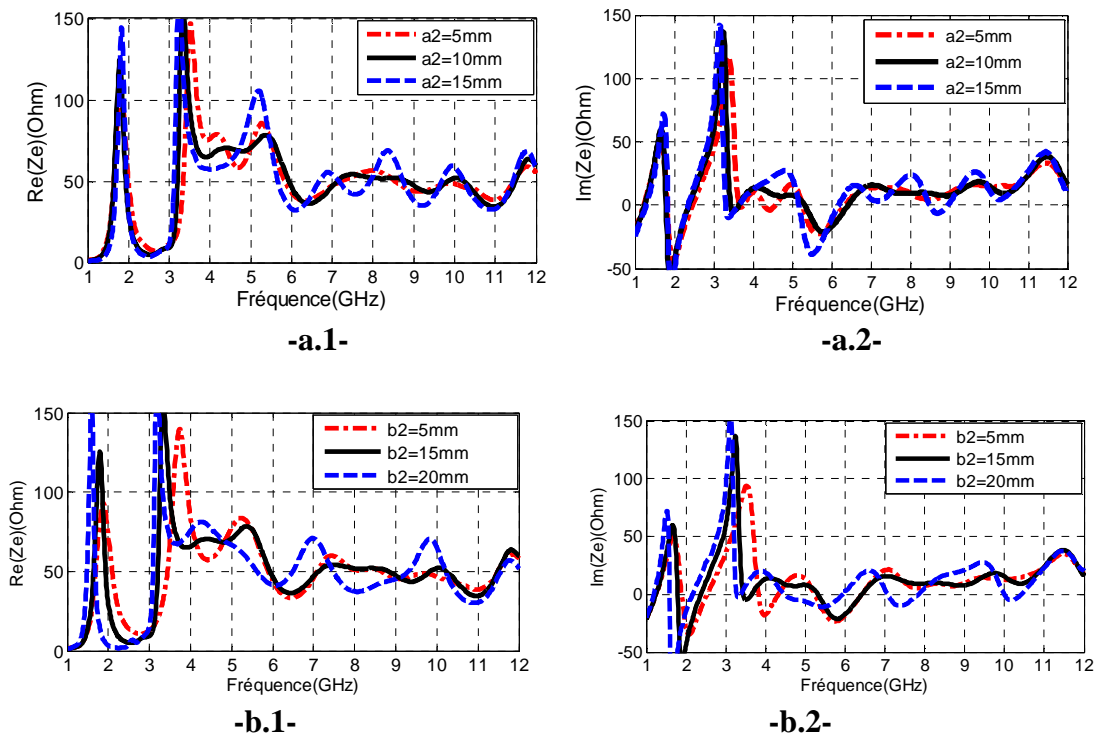
Les figures 2.38.a et 2.38.b montrent que le rajout de la fente latérale elliptique a permis de diminuer la fréquence de coupure inférieure de la bande opérationnelle de l'antenne. D'après la Figure 2.38.a, l'augmentation de  $a_2$  de 5 à 15 mm a permis d'améliorer la bande passante de 0,3 GHz, en abaissant la fréquence de coupure inférieure de 3,7 à 3,4 GHz. De l'autre côté, en Figure 2.38.b, l'augmentation de  $b_2$  de 5 à 20 mm engendre le décalage de la fréquence de coupure inférieure de 4 à 3,3 GHz, donc un élargissement de 0,7 GHz de la bande passante.

Par conséquent, la fente latérale elliptique augmente la longueur électrique de l'antenne ce qui permet d'élargir sa bande passante vers les basses fréquences.



**Figure 2. 38 :** Effets des paramètres, a)  $a_2$  et b)  $b_2$ , sur l'adaptation.

La Figure 2.39 montre les variations des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne avec les variations des paramètres  $a_2$  et  $b_2$ .

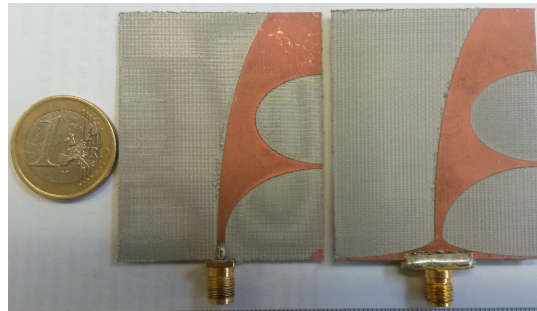


**Figure 2. 39 :** Variations de l'impédance d'entrée en fonction des paramètres a.1 et b.1) parties réelles, a.2 et b.2) parties imaginaires.

La Figure 2.39.a montre le décalage du deuxième pic de résonance de la partie réelle et la quatrième fréquence de résonance de la partie imaginaire vers les basses fréquences avec un décalage de l'ordre de 0,3 et 0,4 GHz, respectivement, lorsque  $a_2$  varie de 5 à 15 mm, et aussi l'accentuation du troisième pic de la partie réelle à 5,2 GHz qui atteint  $105 \Omega$  lorsque  $a_2 = 15$  mm. La Figure 2.39.b, qui montre les variations de l'impédance d'entrée lorsque  $b_2$  varie entre 5 et 20 mm, illustre le décalage du deuxième pic de résonance de la partie réelle et la quatrième fréquence de résonance de la partie imaginaire de 0,5 GHz vers les basses fréquences. Ces résultats confirment les résultats obtenus pour le coefficient de réflexion et le gain en bande passante grâce à l'utilisation de la fente elliptique.

### 2.7.3 Structure finale

La Figure 2.40 illustre le prototype réalisé en se basant sur les résultats de l'étude paramétrique. Le Tableau 2.5 montre les grandeurs des paramètres géométriques obtenus par optimisation. L'antenne présente une structure rectangulaire compacte,  $0,6\lambda_f \times 0,5\lambda_f \times 0,01\lambda_f$ , à la fréquence d'adaptation la plus basse,  $f_i = 3,7$  GHz. Elle a été caractérisée par la mesure des caractéristiques suivantes : coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement et gain.



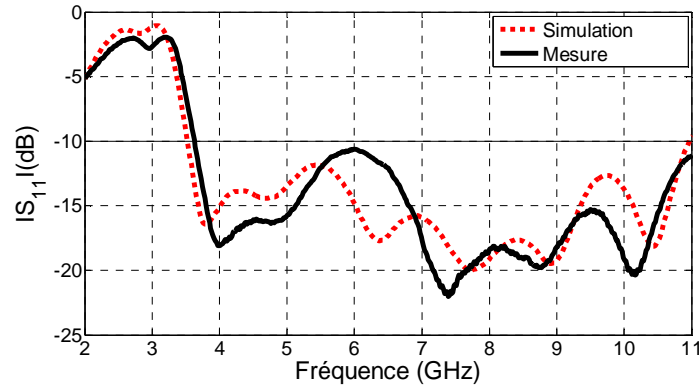
**Figure 2.40:** Prototypes réalisés de l'AVA-FLE.

**Tableau 2.5:** Paramètres géométriques optimaux de l'antenne (en mm).

L	W	a1	a2	a3	a4	b1	b2	b3	Lf	Wf
50	40	57	10	15	4,5	20,86	15	19,07	5	1,72

▪ *Bande passante :*

La Figure 2.41 montre le coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par simulation et mesure. Ces résultats montrent une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure avec un petit décalage de l'ordre de 0,1 GHz de la fréquence de coupure inférieure. D'après ces résultats, l'antenne présente une bande passante mesurée de l'ordre de 7,3 GHz sur la plage fréquentielle de 3,7 à 11 GHz, avec  $|S_{11}| \leq -10$  dB. Cette caractéristique permettra l'utilisation de l'antenne dans le sol pour couvrir la bande 3,1 – 10,6 GHz, étant donné que l'enfouissement dans le sol décalera la bande opérationnelle de l'antenne vers des fréquences plus basses.

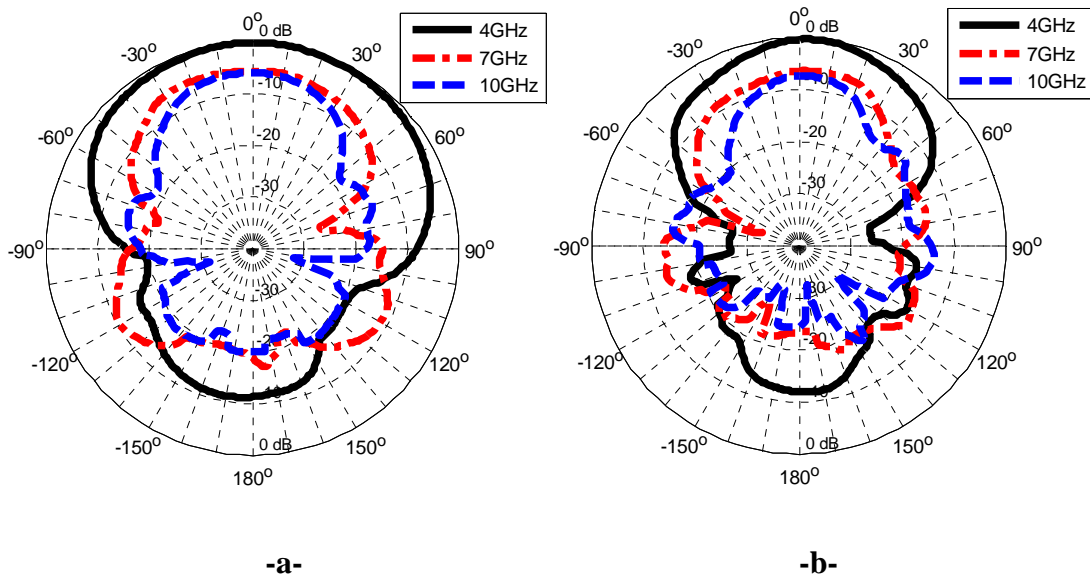


**Figure 2.41:** Coefficient de réflexion de l'antenne.

▪ *Diagramme de rayonnement :*

La Figure 2.42 présente le diagramme de rayonnement de l'antenne AVA-FLE dans les plans H et E, aux fréquences de 4, 7 et 10 GHz.

Les résultats obtenus montrent que l'antenne présente un rayonnement directif dans les deux plans et que cette directivité augmente avec la fréquence. Le diagramme de rayonnement de l'antenne présente une ouverture à -3 dB, dans le plan H/(E), de 100°/(60°) à 4 GHz, 70°/(50°) à 7 GHz et 50°/(30°) à 10 GHz.



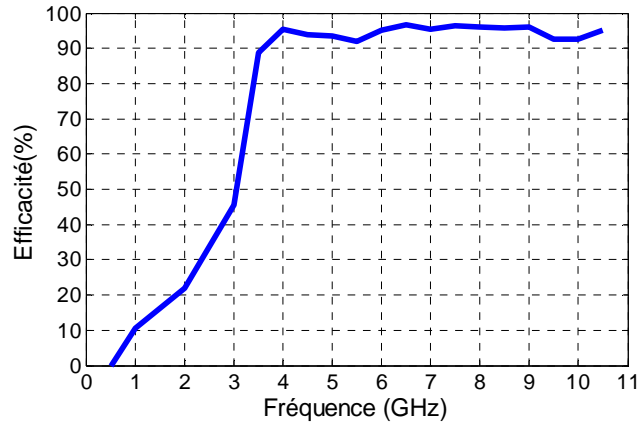
**Figure 2.42:** Diagramme de rayonnement de l'antenne, a) plan H, b) plan E.

▪ *Efficacité et Gain:*

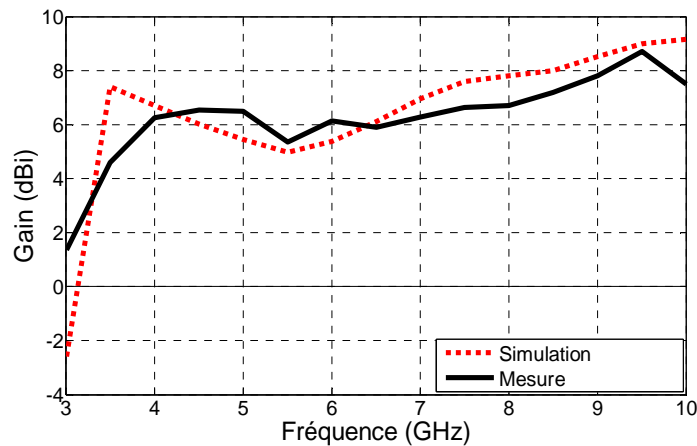
La Figure 2.43 illustre l'efficacité simulée de l'antenne. Ce résultat montre que l'antenne présente une efficacité supérieure à 90% sur toute sa bande opérationnelle.

La Figure 2.44 illustre les résultats obtenus par simulation et mesure pour le gain de l'antenne AVA-FLE.

Nous constatons une bonne concordance entre la simulation et la mesure. L'antenne présente un gain mesuré moyen de 6 dBi sur la bande de 4 à 7 GHz, puis augmente progressivement pour atteindre 8,7 dBi à 9,5 GHz, et baisse à 7,5 dBi à 10 GHz.



**Figure 2.43** : Efficacité de l'antenne AVA-FLE.



**Figure 2.44** : Gain de l'antenne AVA-FLE.

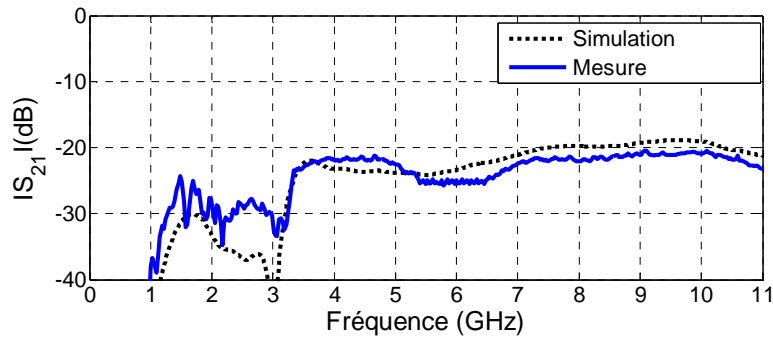
## 2.7.4 Etudes fréquentielle et temporelle

### 2.7.4.1 Etude fréquentielle

L'étude est réalisée en utilisant deux antennes AVA-FLE identiques, en émission et en réception. Les deux antennes sont positionnées dans le même plan, dirigées l'une vers l'autre suivant l'axe de maximum de rayonnement, avec une distance de séparation de 40 cm.

Le coefficient de transmission,  $S_{21}$ , représente la fonction de transfert du système composé par les deux antennes et le canal de propagation (espace libre).

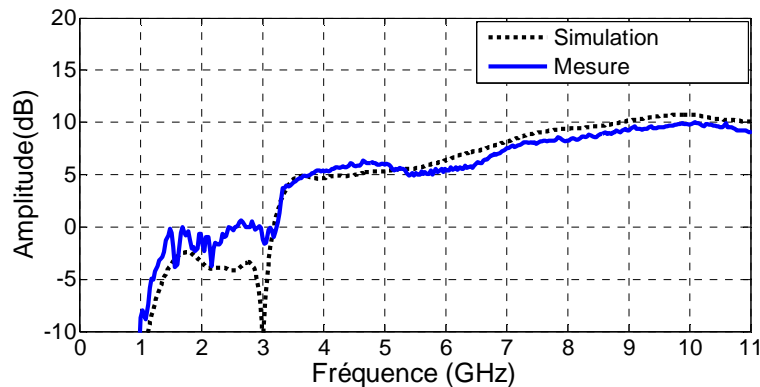
La Figure 2.45 montre les résultats obtenus pour l'amplitude de la fonction de transfert du système. Nous constatons une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Cette fonction de transfert est quasi-constante ( $|S_{21}| = -22$  dB) sur la bande d'adaptation de l'antenne, avec une petite fluctuation de l'ordre de -3 dB dans la bande 5,4 – 6,4 GHz, avec  $|S_{21}| = -25$  dB. La platitude de la fonction de transfert du système permet d'avoir une bonne qualité de transmission et réduit les distorsions des signaux émis.



**Figure 2.45 :** Amplitude de la fonction de transfert du système.

A partir du résultat de la fonction de transfert du système, on a extrait la fonction de transfert de l'antenne suivant (10). L'amplitude de cette fonction est illustrée en Figure 2.46.

Le résultat montre que l'antenne AVA-FLE présente une fonction de transfert dont l'amplitude augmente avec la fréquence dans sa bande opérationnelle. Cette croissance est quasi-linéaire, avec :  $\text{Amplitude}(\text{dB}) = 4 + 0,98 \times (f - 3)$ , ( $f$  en GHz). Cette caractéristique permet de compenser l'effet de l'atténuation du canal de propagation qui augmente avec la fréquence. Ceci va permettre d'améliorer la qualité de la transmission et d'augmenter la portée.



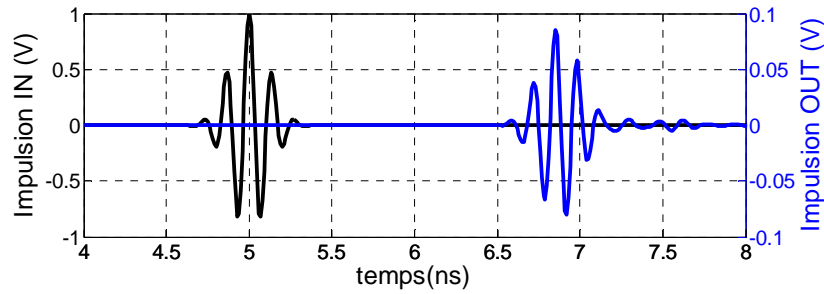
**Figure 2.46 :** Amplitude de la fonction de transfert de l'antenne.

#### 2.7.4.2 Etude temporelle

Cette étude a été réalisée en utilisant l'impulsion gaussienne décalée en fréquence. Le dispositif d'analyse est le même que pour l'étude fréquentielle. Les impulsions émises (IN) et reçue (OUT) sont illustrées en Figure 2.47.

Une comparaison entre les deux impulsions, par calcul, a permis de déduire le facteur de fidélité entre les deux impulsions ( $F = 0,94$ ) et le facteur d'étalement ( $SR = 1,18$ ). Ces résultats montrent que l'antenne distord peu les impulsions et est peu dispersive en temps.





**Figure 2.47** : Impulsions émises et reçues.

## 2.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux antennes omnidirectionnelles et une antenne directive compactes. Ces antennes sont dédiées aux applications de type RCSFE ULB. La première, l'AMCaF, est de forme carrée de 20 mm de côté. La deuxième, l'AMCiF, est de forme circulaire de 29 mm de diamètre. La troisième, l'AVA-FLE, est directive et de forme rectangulaire de 50 x 40 mm<sup>2</sup> de surface. La conception et l'optimisation de ces antennes a été faite avec le simulateur électromagnétique CST. Elles ont été réalisées grâce à une micro-graveuse sur le substrat faible coût PTFE NH9338. Ces antennes présentent, en espace libre, des bandes passantes de l'ordre de quelques GHz dans la bande fréquentielle de 3 à 11 GHz. Les analyses fréquentielle et temporelle montrent les bons comportements de ces antennes qui introduisent peu de distorsions sur les signaux transmis et sont faiblement dispersives en temps.

Les résultats obtenus avec l'AMCaF ont fait l'objet de deux publications en conférences internationales (ICUWB2014 et EuMC2014), ceux obtenus pour l'AMCiF ont fait l'objet d'une communication en conférence nationale (JNM2015).

**REFERENCES**

- [1] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, C. Sturm, "Basic properties and design principles of UWB antennas," *Proceeding of the IEEE*, Vol.97, No.2, pp.372-385, February 2009.
- [2] G. Adamiuk, T. Zwick, W. Wiesbeck, " UWB antennas for communication systems," *Proceeding of the IEEE*, Vol.100, No.7, pp.2308-2321, July 2012.
- [3] X. Begaud, "Les antennes ultra large bande," Hermes-science, Lavoisier, Mai 2010.
- [4] B.A. Kramer, C.C. Chen, M. Lee, J.L.Volakis, "Fundamental limits and design guidelines for miniaturizing Ultra-WideBand antennas," *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, Vol.51, No.4, pp. 57-69, August 2009.
- [5] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, et al., "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit," *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, No.4, pp. 73–80, avril 2004.
- [6] H.G. Schantz, "Introduction to ultra wideband antennas," *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 1–9, novembre 2003.
- [7] M.A. Peyrot-Solis and al. "State of the Art in UWB Antennas" *2<sup>nd</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*, Mexico, Sept. 2005.
- [8] H.G. Schantz, "The Art and Science of UltraWideBand Antennas" *Artech House*, 2005.
- [9] R. G. Fitzgerrell and L. L. Haidle, "Design and performance of four buried UHF antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-20, no.1, pp. 56–62, Jan. 1972.
- [10] H.E. Bussey, E.B. Larcen, " Buried antenna performance: development of small resonant buried antennas," *Rapport d'étude, Institute for Basic Standards US*, 1974.
- [11] P. Soontornpipit, C. M. Furse, Y. C. Chung, and B. M. Lin, "Optimization of a buried microstrip antenna for simultaneous communication and sensing of soil moisture," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 797–800, Mar. 2006.
- [12] C. Gustafson, A.J. Johansson, "Archimedean spiral antenna for underground soil measurement in greenland," *European Conference on Antenna and Propagation*, Barcelone, Espagne, 2010.
- [13] M.J. Tiusanen, "Wideband antenna for underground soil scout transmission," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol.5, pp.517-519, 2006.
- [14] G. Deschamps, " Impedance of an antenna in a conducting medium," *IRE Transactions on Antenna and Propagation*, vol.10, no.5, pp.648-650, Sep. 1962.
- [15] M. Hallkainen, F.T. Ulaby, M.C. Dobson, M.A. El-Rayes, L. Wu, "Microwave dielectric behavior of wet soil-Part I: empirical models and experimental observations," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 25-34, January 1985.

- [16] W.L. Weeks, R.C. Fenwick, "Submerged antenna performance," *IRE International Convention Record*, vol.10, pt.1, pp. 108-135, 1962.
- [17] R.C. Fenwick, W.L. Weeks, "Submerged antenna characteristics," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol.11, no3, pp.296-305, May 1963.
- [18] R.K. Moore, "Effects of a surrounding conducting medium on antenna analysis," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 3, pp. 216–225, May 1963.
- [19] R.C. Hansen, "Radiation and reception with buried and submerged antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 3, pp. 207–216, May 1963.
- [20] Y.T. Jean-Charles, V. Ungvchian, J.A. Barbosa, "Effects of substrate permittivity on planar inverted-F antenna performances," *Journal of Computers*, Vol.4,NO.7, July 2009.
- [21] B. Ahmed, I. Saleem, H. Zahra, H. Khurshid, S.M. Abbas, "Analytical study on effects of substrate properties on the performance of microstrip patch antenna," *International Journal of Future generation Communication and Networking*, Vol.5,NO.4, Dec. 2012.
- [22] J.T. Rayno, S. Sharma, "Effect of substrate thickness on the performance of a printed planar monopole antenna (PMA)," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Chicago, USA, July 2012.
- [23] S. Choudhury, "Effect of dielectric permittivity and height on a microstrip-fed rectangular patch antenna," *International Journal of Electronics and Communication Technology*, Vol.5, NO.2, 2014.
- [24] M.R. Hasan, A. Al Suman, "Substrate height and dielectric constant dependent performance of circular micro strip patch array antennas for broadband wireless access," *Journal of Emerging Trends in Computing and Information Sciences*, Vol.3, NO.10, Oct 2012.
- [25] S.K. Mishra, R.K. Gupta, J. Mukherjee, "Effect of substrate material on radiation characteristics of an UWB antenna," *Loughborough Antenna and Propagation Conference*, Loughborough, UK, Nov 2010.
- [26] <https://www.cst.com/Products/CSTMWS/Solvers>
- [27] A. Kishk, "Advancement in microstrip antennas with recent applications," *InTech*, 2013.
- [28] H.G. Schantz, "UWB Magnetic Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 604 – 607, Columbus, Ohio, USA, 22-27 Jun 2003.
- [29] Y.F. Liu, K.L. Lau, Q. Xue, C.H. Chan, "Experimental studies of printed wide slot antenna for wide bande applications," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 273-275, 2004.

- [30] W.J. Lui, C.H. Cheng, Y. Cheng, H.B. Zhu, "A compact ultra-wideband CPW-fed slot antenna with a forklike stub," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, (6), pp. 549–550, 2005.
- [31] A. Dastranj, A. Imani, M.N. Moghaddasi, "Printed wide slot antenna for wideband applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.56, pp.3097-3102, 2008.
- [32] H. Xin, Z. Yongzhou, L. Ti, "Broadband CPW-fed circular wide slot antenna with circular tuning slub," *International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pp.1-3, Guilin, China, October 2006.
- [33] Test equipment solutions, "Agilent PNA microwave network analyzers : Data Sheet", [consulté le 02 février 2014]. Disponible sur : <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/Agilent-E8361C-Datasheet.pdf>
- [34] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, "Free space link budget evaluation of IR-UWB systems," *Ultra Wideband Systems, International Workshop on Ultrawideband Systems and Technologies 2004 (UWBST& IWUWBS 2004)*, pp.312- 316, 18-21 May, 2004.
- [35] S. Promwong, P. Supanakoon, J. Takada, "Waveform distortion and transmission gain due to antennas on ultra wideband impulse radio," *IEICE Transactions on Communications* 2010, vol. E93-B, no.10, pp.2644-2650, 2010.
- [36] A.M.J. Marindra, S.Promwong, J. Takada, "Comprehensive characterization of a novel uwb elliptical planar monopole antenna," *The 2012 IEEE Conference TENCON*, Phillipines, Nov. 2012.
- [37] Do-Hoon Kwon, "Effect of antenna gain and group delay variations on pulse-preserving capabilities of ultrawideband antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, no.8, pp.2208-2215, Aug.,2006.
- [38] G. Quintero, J. Zurcher, A. Skrivervik , "System fidelity factor : a new method comparing UWB antennas," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol.59, no.7, pp.2502-2512, July 2011.
- [39] F. Sabath, E. L. Mokole, U. Schenk, and D. Nitsch, "UltraWideband, Short Pulse Electromagnetics 7", Eds. New York, NY, USA: Springer-Verlag, 2007.
- [40] F. Jolani, G. R. Dadashzadeh, M. Naser-Moghaddasi, and A. M. Dadgarpour, "Design and optimization of compact balanced antipodal vivaldi antenna," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 9, pp.183-192, 2009.
- [41] H.C. Ba, H. Shirai, C.D. Ngoc, "Analysis and design of antipodal vivaldi antenna for uwb applications," *IEEE Internationale Conference on communication and electronics (ICCE)*, pp.391-394, Danang, Aout 2014.
- [42] A.M. Abbosh, H. K. Kan, M. E. Bialkowski, "Design of compact directive ultra wideband antipodal antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.48, n°.12, pp. 2448–2450, Dec 2006.

---

# Chapitre 3

## Effets du sol sur les performances des antennes ULB enfouies

### 3.1 INTRODUCTION

L'antenne est un élément clé dans une chaîne de transmission. Son bon fonctionnement est primordial pour assurer une liaison fiable car ses caractéristiques impactent directement le bilan de liaison et la sensibilité du récepteur. Les caractéristiques électriques et électromagnétiques d'une antenne sont perturbées par le milieu et les objets qui lui sont proches, c'est-à-dire ce qui est inclus dans le domaine dit de son « champ proche ». Dans le cas d'un réseau de capteurs sans fil enfoui (RCSFE), le capteur et son antenne sont noyés dans le sol. Cette proximité directe avec un milieu dense et, peut être, inhomogène affecte fortement les caractéristiques de l'antenne, ce qui dans le cas des antennes ultra large bande (ULB) est encore plus contraignant car cette influence dépend également de la fréquence.

Dans ce chapitre, nous étudions l'effet de l'enfouissement dans le sol sur les caractéristiques des antennes ULB dans le cadre des applications de RCSFE ULB. Ainsi, deux approches d'analyse sont utilisées. La première approche consiste à effectuer des simulations grâce au calculateur électromagnétique CST microwave studio, en tenant compte des caractéristiques diélectriques du sol. La seconde approche consiste à réaliser des mesures en utilisant différentes antennes ULB et différents types de sols comme le sable fin et le ballast.

Ce chapitre est organisé en sections. Dans la première section, un état de l'art sur les travaux déjà réalisés dans ce domaine et existants dans la littérature est présenté. La connaissance des propriétés diélectriques du sol est nécessaire pour entreprendre notre analyse. En nous basant sur une étude bibliographique, nous avons répertorié les caractéristiques diélectriques de différents types de sol dans la deuxième section. Dans les deux sections suivantes, nous présentons les résultats de l'effet du sol sur les antennes ULB enfouies, obtenus par simulations et mesures. Ces deux sections sont suivies d'une synthèse dans laquelle les différents effets du sol sont listés.

### 3.2 ETAT DE L'ART CONCERNANT L'EFFET DU SOL SUR UNE ANTENNE ENFOUIE

Plusieurs études ont déjà été entreprises dans ce domaine mais principalement pour des applications en bande étroite.

Une étude de performances d'antennes UHF enfouies sous 1 m de béton réfractaire sec ( $\epsilon_r = 6,5$  et  $\text{tg}\delta = 0,005$ ) a été présentée par *Fitzgerrell et Haidle* en 1972 [1]. Les antennes utilisées dans l'étude étaient prévues pour fonctionner à 392,5 MHz. Elles ont été conçues en tenant compte des analyses théoriques qui prévoient une modification des caractéristiques fréquentielles de l'impédance dans un rapport  $\sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{6,5} = 2,55$  une fois l'antenne enfouie. La conception des antennes a donc été effectuée pour un fonctionnement dans l'air à 1 GHz (soit 2,55 fois 392,5 MHz).

Dans [2], *Bussey et Larcen* ont étudié l'effet du sol sur des antennes résonantes à 145 MHz enfouies à faible profondeur dans du sable et du béton ayant des permittivités de 2,85 et 6,5, respectivement. Leur étude s'appuie sur les travaux théoriques de *Hufford* [3], *Fitzgerrell et Haidle* [1] et autres. Les résultats obtenus, dans le sable et le béton, montrent un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences de l'ordre de 15 et 20 MHz, respectivement. Une réduction de la résistance de rayonnement est aussi constatée, ce qui cause la dégradation de l'efficacité de l'antenne.

Une antenne micro-ruban enfouie, à 4 cm de profondeur, dans un sol sec puis dans un sol à 25% d'humidité, pour un double usage simultané de : mesure de l'humidité du sol à 1,85 GHz et de communication avec un lecteur extérieur à 1,35 GHz est présentée par *Soontornpipit* et ses co-auteurs en 2006 [4]. Les résultats obtenus montrent un décalage de 130 MHz, de la fréquence de résonance, lorsque l'humidité du sol passe de 0 à 25%.

Dans [5][6], *Fenwick et Weeks* ont étudié l'impact du sol sur différentes antennes. Ainsi, ils ont montré que l'enfouissement dans le sol fait subir un décalage de l'impédance d'entrée de l'antenne vers les basses fréquences et que ce décalage augmente avec l'humidité du sol. Les résultats obtenus montrent de plus une dégradation de l'efficacité de l'antenne enfouie.

Tous les travaux cités montrent l'impact important du sol sur les performances de l'antenne enfouie. L'évaluation des caractéristiques d'une antenne enfouie, notamment l'efficacité et le gain, reste difficile. Dans certaines analyses, des nouveaux paramètres de caractérisation ont été définis, tels que l'*efficacité relative de communication* [5][6] et le *gain relatif* [7] (voir la section 2.3 du chapitre 2). Cependant, même ces nouveaux paramètres restent compliqués à évaluer.

### 3.3 CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES DU MILIEU DE PROPAGATION

Les milieux qui seront considérés sont le sable, les granulats et le sol ordinaire. Ces milieux étant généralement amagnétiques, on considérera que la perméabilité magnétique  $\mu_r$  est égale à 1.

### 3.3.1 Permittivités du sable et des granulats

Plusieurs études de caractérisation des propriétés diélectriques des matériaux ont été réalisées. Ces caractérisations reposent sur des techniques diverses. Ces techniques peuvent être classées en méthode de transmission [8] et réflexion [9], méthode des deux ports [10], méthode de la ligne de transmission [11], méthode de la cavité [12], méthode de l'espace libre [13], etc.

Une étude, réalisée par *Li* et ses co-auteurs en 2012 [14], a permis la caractérisation de plusieurs milieux comme le sable et le granulat, dans la bande fréquentielle de 3 à 8 GHz. Cette étude repose sur l'utilisation d'un radar à pénétration de sol (GPR) et une méthode de réflexion, la réflexion du signal émis par le milieu à caractériser dépendant de ses propriétés diélectriques :

- Les résultats obtenus dans cette étude, pour le sable sec, montrent une permittivité relative  $\epsilon_r$  qui varie entre 2,5 et 3, pour différentes mesures. La valeur moyenne de la constante diélectrique obtenue est  $\epsilon_r = 2,76$  et celle de la tangente de l'angle de perte est  $\tan \delta = 0$ . Par comparaison, il est rapporté, par Matzler, dans [15], que la permittivité relative  $\epsilon_r$  du sable sec du désert décroît de 2,75 à 2,55 dans la bande 0,1 – 10 GHz, et que la tangente de perte décroît de 0,04 à 0,004 dans la même bande.
- Les mesures des propriétés diélectriques des granulats ont été réalisées pour un granulat en espace libre et un granulat posé sur le sol granulaire d'un tunnel. La constante diélectrique moyenne du granulat en tunnel est  $\epsilon_r = 3.10$  et en espace libre  $\epsilon_r = 3.14$ . Ces résultats montrent que les propriétés diélectriques du matériau ne changent pas en fonction de son volume.

Une caractérisation de différents types de granulats (granite et basalte), dans la bande 4 – 12 GHz, est présentée en [16]. Les résultats obtenus, pour le granite, montrent que les valeurs de la permittivité relative  $\epsilon_r$  varient entre 4,40 et 5,22, et la tangente de perte  $\tan \delta$  variant entre 0,02 et 0,08. Pour le basalte, les valeurs de  $\epsilon_r$  varient entre 4,3 et 6,13 et  $\tan \delta$  entre 0,009 et 0,035.

### 3.3.2 Permittivité du sol ordinaire

Le sol ordinaire est une mixture de particules matérielles (sable, argile, limon), d'air et d'eau [17]-[20]. Les tailles de ces particules matérielles sont différentes, celles dont le diamètre est inférieur à 0,002 mm forment l'argile, celles dont le diamètre est compris entre 0,002 mm et 0,05 mm forment le limon et celles dont le diamètre est compris entre 0,05 mm et 2 mm forment le sable [17][20]. Les particules de plus grandes tailles sont des granulats. La quantité d'air et le volume d'eau pouvant se trouver dans un sol dépendent de sa composition.

La constante diélectrique du sol dépend de sa composition, de sa teneur volumique en eau, ainsi que de la fréquence de travail  $f$  [17]-[19]. La teneur volumique en eau du sol est définie comme étant le rapport entre le volume d'eau contenu dans l'échantillon



de sol et le volume de l'échantillon de sol [17][20] et un sol est considéré comme saturé en eau si tout l'air inter-particules est occupé par de l'eau [21]. Ce taux de saturation diffère donc d'un type de sol à un autre et est compris entre 25% et 75% [20] (20% à 50% [22]).

La caractérisation diélectrique de différents types de sol, sur une plage de fréquence de 1,4 GHz à 18 GHz, a été traitée par *M.T.Hallikainen, M.C. Dobson* dans [17][18]. Deux techniques sont utilisées pour effectuer les mesures de la permittivité. La première est la technique du guide d'onde, utilisée pour les fréquences inférieures à 6 GHz. Cette méthode repose sur une transmission par guides d'onde, et comparaison entre le coefficient de transmission obtenu aux extrémités d'un conteneur d'échantillon de sol (un guide d'onde rempli par l'échantillon de sol) et le coefficient de transmission obtenu avec le même conteneur, mais vide. La deuxième est la technique de transmission en espace libre, utilisée pour les fréquences supérieures à 4 GHz. Elle repose sur le même principe de comparaison mais la transmission se fait en espace libre, avec l'échantillon de sol placé entre les deux antennes émettrice et réceptrice.

La technique du guide d'onde est plus simple à utiliser, mais la préparation d'échantillons pour les fréquences supérieures à 6 GHz devient difficile à cause des petites dimensions du guide d'onde. D'autre part, la technique de transmission en espace libre est difficile pour les basses fréquences parce qu'elle nécessite des échantillons de sol de grandes dimensions. Les résultats obtenus dans la plage fréquentielle de 4 GHz à 6 GHz avec les deux techniques sont comparables.

Dans cette étude expérimentale, cinq types de sol ont été caractérisés. Les compositions de ces différents types de sols sont données dans le Tableau 3.1. Les deux premiers types sont plus proches du sol ordinaire.

**Tableau 3.1:** Echantillons de sols utilisés dans l'étude de [17][18].

Désignation	Type de sol	Texture (%)		
		Sable	Limon	Argile
Echantillon 1	Terre sableuse	51,51	35,06	13,43
Echantillon 2	Terre	41,96	49,51	8,53
Echantillon 3	Terre limoneuse 1	30,63	55,89	13,48
Echantillon 4	Terre limoneuse 2	17,17	63,84	19
Echantillon 5	Argile limoneux	5,02	47,6	47,38

Les parties réelle et imaginaire des permittivités relatives des cinq types de sols, aux fréquences 1,4 GHz, 5, 10 et 18 GHz, en fonction de la teneur en eau du sol (Volumetric Water Content - VWC) ont été rapportées.

D'après ces résultats, on constate que pour une teneur en eau nulle et quelle que soit la fréquence, les parties réelles  $\epsilon'$  des différents types de sols sont identiques et valent 2,5 et ceci est également vrai pour la partie imaginaire  $\epsilon''$  (qui est nulle). Ces deux caractéristiques ( $\epsilon', \epsilon''$ ) augmentent avec la teneur en eau. Une forte influence de la composition du sol est constatée en basses fréquences, caractéristique qui se réduit avec l'augmentation de la fréquence, à tel point qu'à 10 et 18 GHz, les caractéristiques diélectriques des cinq types de sol se rapprochent donnant presque les mêmes résultats.

On constate aussi que  $\epsilon'$  diminue et  $\epsilon''$  augmente avec la l'augmentation de la fréquence de 1,4 à 18 GHz.

Le Tableau 3.2 donne des valeurs numériques de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$ , pour les trois premiers types de sols qui sont plus proches du sol ordinaire. Ces données sont extraites des courbes données dans la référence [17] pour les fréquences 5 GHz et 10 GHz, la tangente de l'angle de perte étant obtenue par calcul  $tg\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ .

**Tableau 3.2:** Permittivité complexe du sol en fonction de sa teneur en eau et de la fréquence.

VWC	f = 5 GHz			f = 10 GHz		
	$\epsilon'$	$\epsilon''$	$tg\delta$	$\epsilon'$	$\epsilon''$	$tg\delta$
0%	2,5	0,0	0,0	2,5	0,0	0
5%	4,0	0,5	0,125	3,8	0,5	0,13
10%	5,5	0,9	0,16	5,5	1,25	0,22
15%	7,5	1,5	0,2	7,5	2,0	0,26
20%	10,5	2,0	0,19	10,0	3,0	0,3
30%	17,0	3,5	0,2	15,5	6,0	0,38

Les résultats donnés dans ce tableau ont été utilisés dans la modélisation du sol dans le logiciel de calcul électromagnétique CST pour étudier son influence sur les performances des antennes ULB conçues dans le cadre de cette thèse.

### 3.4 SIMULATION DE L'EFFET DU SOL SUR LES PERFORMANCES DES ANTENNES ULB ENFOUIES

Les simulations ont été réalisées pour étudier l'effet du sol sur les performances des antennes ULB enfouies. Les simulations sont effectuées à l'aide du calculateur électromagnétique CST. Le sol est représenté par un cube homogène et caractérisé par une constante diélectrique effective équivalente à celle du milieu de propagation considéré.

#### 3.4.1 Antenne AMCaF

L'étude avec l'antenne ULB carrée AMCaF a été réalisée dans trois sols : le sable sec, le granit et le sol ordinaire.

##### 3.4.1.1 Etude de l'effet du Sable Sec

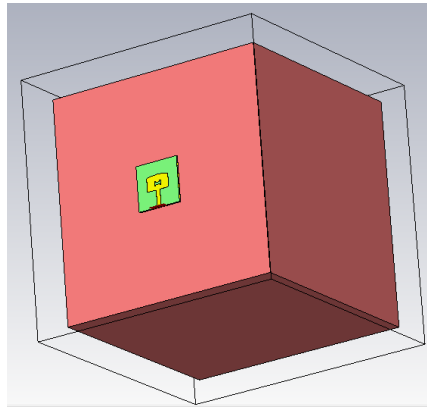
Le sable sec est représenté par un cube homogène de constante diélectrique  $\epsilon' = 2,7$  et de tangente de perte nulle :  $tg\delta = 0$ .

##### a) Effet de la grandeur du cube représentant le sable

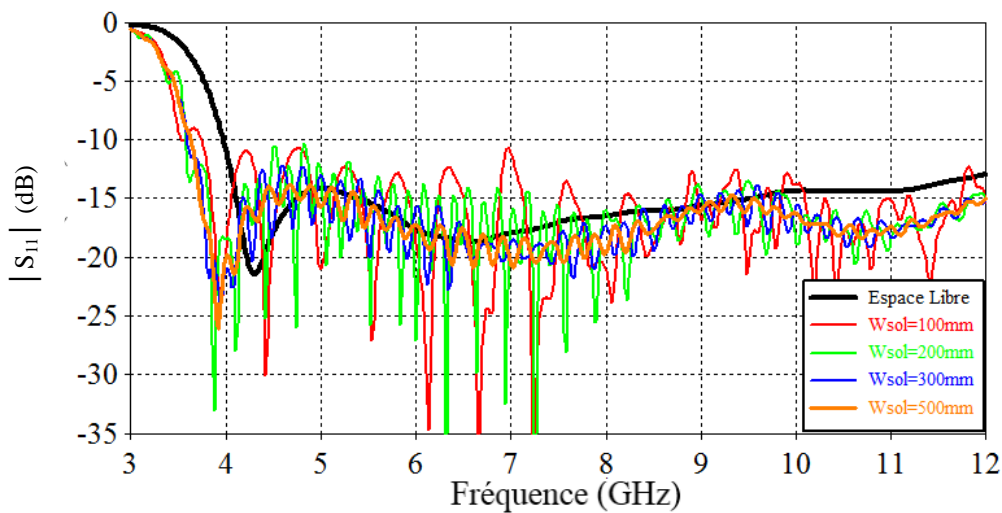
Comme la prise en compte de la présence du milieu nécessite la simulation de structures (représentant le sol) de grandes dimensions, et donc un temps de calcul très important, une étude des dimensions optimales qui permettent d'obtenir des résultats

proches du cas « milieu à dimensions infinies » est primordiale (prise en compte des capacités de calcul disponibles).

L'antenne est simulée en présence du milieu (cube homogène). Le plan de masse de l'antenne est parallèle au milieu et à une distance de 1 mm, comme indiqué sur la Figure 3.1. Nous avons fait varier les dimensions du milieu considéré, représenté par un cube de longueur de côté  $W_{sol}$ , pour illustrer son influence sur les caractéristiques simulées de l'antenne. Les simulations ont été faites pour  $W_{sol} = 100, 200, 300$  et  $500$  mm.



**Figure 3.1 :** Schéma de principe de la simulation (disposition parallèle).



**Figure 3.2 :** Effet de la taille du cube (sable) sur le coefficient de réflexion.

Les résultats obtenus en Figure 3.2, pour l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, montrent une multitude de résonances pour chaque courbe, et elles sont plus importantes en basses fréquences. Ces résonances peuvent accentuer la distorsion des impulsions émises.

Avec l'augmentation des dimensions du milieu, on constate que les différences d'amplitudes entre minima et maxima «  $\Delta A$  » des résonances diminuent, ainsi que l'espacement fréquentiel «  $\Delta f$  » entre deux résonances successives.

Le Tableau 3.3 résume l'évolution des courbes vers un état plus amorti avec des résonances de plus faibles intensités, avec l'augmentation des dimensions  $W_{sol}$  du milieu. On constate que les résultats s'améliorent en augmentant les dimensions du

milieu et que à partir de  $W_{sol} = 300$  mm les oscillations de la courbe du coefficient de réflexion se réduisent fortement. Cependant le temps de calcul et l'espace mémoire nécessaire au calculateur augmentent considérablement. Un compromis doit être trouvé entre les dimensions qui assurent un résultat acceptable et le temps de calcul et l'espace mémoire du calculateur. Compte-tenu des ordinateurs dont nous disposons, un compromis acceptable est obtenu pour une dimension  $W_{sol} = 500$  mm, les ondulations de la courbe de coefficient de réflexion étant très faibles et le temps de simulation étant de l'ordre de huit heures pour cette configuration. L'espace mémoire de la machine est saturé au-delà de cette valeur.

**Tableau 3.3:** Effet du volume du cube (sable) sur la courbe de  $|S_{11}|$ .

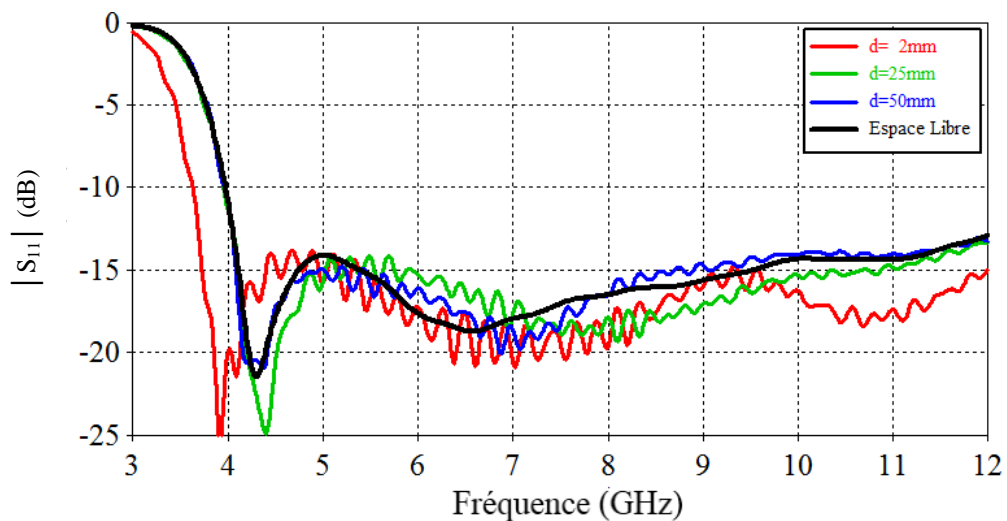
$W_{sol}$ (mm)	$\Delta A_{moyen}$ (dB)	$\Delta f_{moyen}$ (GHz)	Temps de calcul (heure)	Nombre de cellule du maillage
100	15	0,5	0,6	$2,4 \times 10^6$
200	10	0,15	2,5	$13,5 \times 10^6$
300	4	0,08	4,5	$40,3 \times 10^6$
500	1,5	0,06	8	$167,7 \times 10^6$

**b) Effet de la distance antenne-sol**

▪ **Disposition parallèle :**

On positionne l'antenne parallèle au sol, comme indiqué sur la Figure 3.1, et on fait varier la distance antenne-sol  $d$ ,  $d = 2, 25$ , et  $50$  mm.

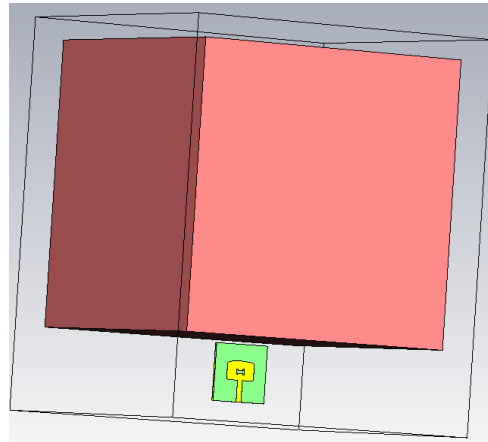
Les résultats obtenus, en Figure 3.3, montrent que l'adaptation de l'antenne est conservée pour les différentes valeurs de la distance  $d$ , et qu'en s'éloignant du sol, cette performance se rapproche du cas en espace libre. On constate aussi un décalage de la bande passante en basse fréquence de l'ordre de  $0,5$  GHz lorsque l'antenne est très proche du sol,  $d = 2$  mm.



**Figure 3.3:** Effet de la distance antenne-sol sur l'adaptation (disposition parallèle).

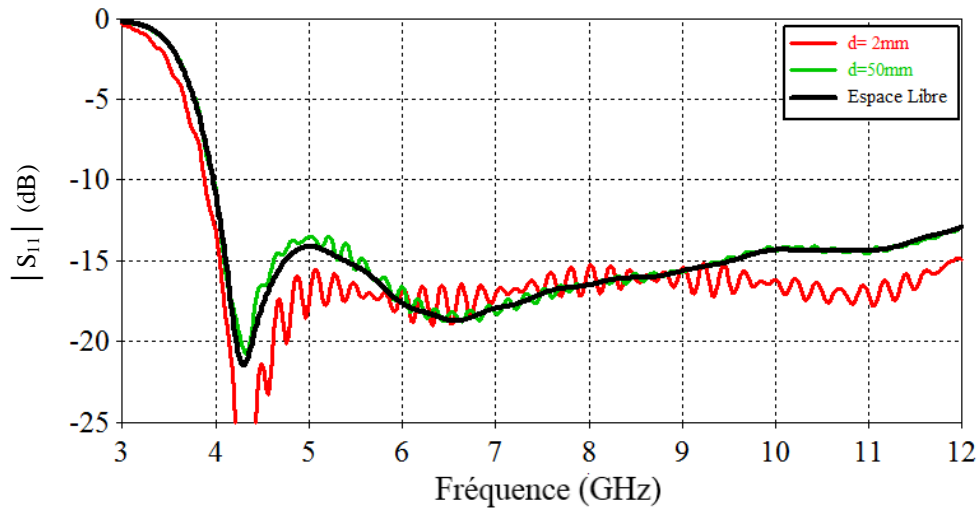
▪ **Disposition perpendiculaire :**

On place l'antenne en position perpendiculaire par rapport au sol, comme indiqué sur la Figure 3.4, et on fait varier la distance antenne-sol  $d$ ,  $d = 2$  et  $50$  mm.



**Figure 3.4:** Disposition perpendiculaire.

Les résultats obtenus, en Figure 3.5, montrent que les performances d'adaptation de l'antenne sont faiblement influencées par le sol même dans le cas où la distance antenne-sol est petite.



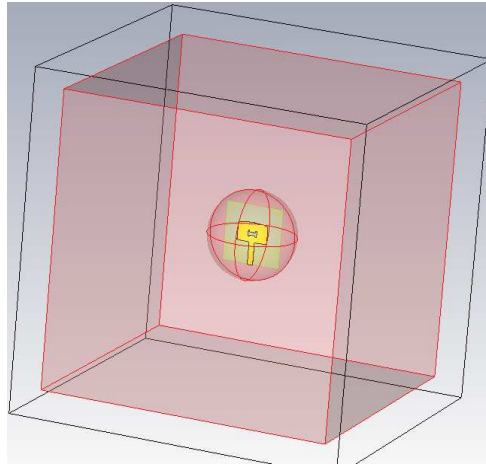
**Figure 3.5:** Effet de la distance antenne-sol sur l'adaptation, en disposition perpendiculaire.

**c) Effet du milieu sur une antenne enfouie**

L'étude consiste à simuler l'antenne enfouie dans le milieu considéré (sable), et à caractériser l'influence de ce dernier sur ses performances. La structure de l'antenne est entourée d'un vide, que l'on nommera « conteneur », sous forme d'une sphère, d'un parallélépipède, ou autre. Ce conteneur est censé contenir l'électronique du capteur auquel va être associée l'antenne. L'analyse se fait en deux étapes. Premièrement, l'effet du vide entre l'antenne et le milieu est étudié en faisant varier son volume. Deuxièmement, une analyse en fonction de la profondeur de l'antenne dans le milieu est effectuée.

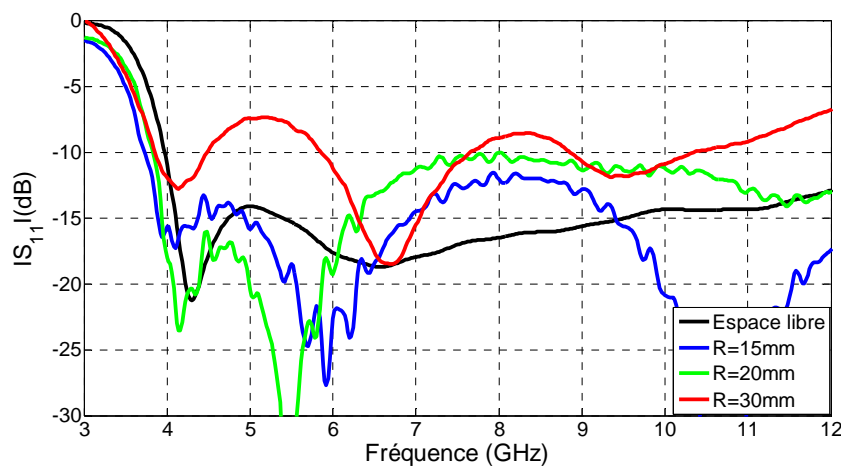
▪ **Conteneur de forme sphérique :**

L'analyse de l'effet du sol sur les performances de l'antenne entourée d'un vide de forme sphérique, suivant le volume du conteneur, est réalisée comme indiqué sur la Figure 3.6, en faisant varier le rayon de la sphère vide. Les résultats sont donnés pour différentes valeurs de rayon de la sphère  $R = 15, 20$  et  $30$  mm.



**Figure 3.6:** Schéma de principe de la simulation de l'antenne enfouie entourée d'un vide de forme sphérique.

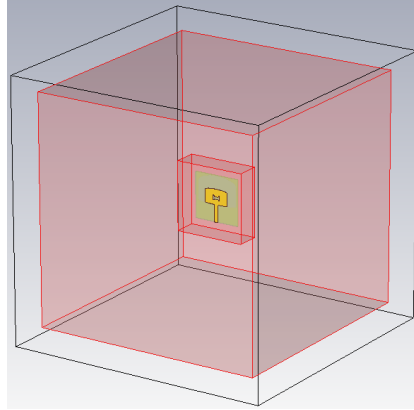
La Figure 3.7 montre l'effet de la variation du volume du vide sphérique, qui entoure l'antenne enfouie, sur son adaptation. D'après ces résultats, on constate la dégradation de l'adaptation avec l'augmentation du volume du conteneur. Le module du coefficient de réflexion se rapproche du seuil conventionnel de  $-10$  dB avec l'augmentation du rayon  $R$ , sur une grande partie de la bande passante et dépasse ce seuil pour  $R = 30$  mm, sur une partie de la bande. On constate aussi le décalage de la bande passante de l'antenne vers les basses fréquences par rapport à son comportement en espace libre. Ce décalage varie en sens inverse de l'évolution du volume de vide. Il est de  $300, 200$  et  $180$  MHz pour  $R = 15, 20$  et  $30$  mm, respectivement, par rapport à l'espace libre.



**Figure 3.7:** Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne enfouie, entourée d'un conteneur vide sphérique.

▪ **Conteneur de forme parallélépipédique :**

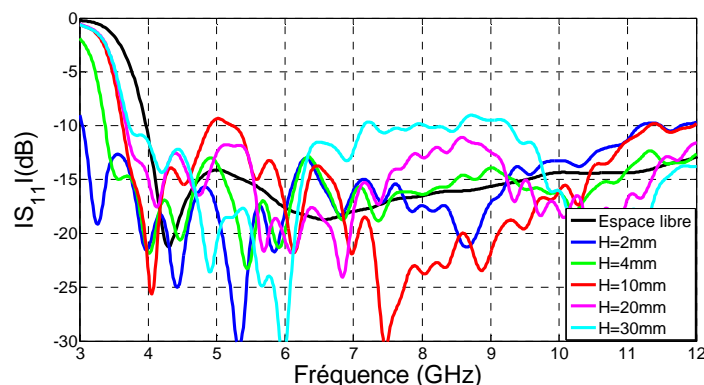
Pour mieux caractériser l'effet du vide entourant l'antenne, une autre forme de conteneur est étudiée. La structure de l'antenne est entourée d'un vide de forme parallélépipédique, comme indiqué sur la Figure 3.8. La face du conteneur qui est parallèle à l'antenne est carrée de  $30 \times 30 \text{ mm}^2$  de section, et on fait varier la hauteur,  $H$ , du parallélépipède qui est perpendiculaire au plan de masse de l'antenne de 2 à 30 mm.



**Figure 3.8:** Schéma de principe de la simulation de l'antenne enfouie, entourée d'un conteneur vide de forme parallélépipédique.

Les résultats obtenus sont montrés en Figure 3.9. D'après ces résultats, on constate une dégradation de l'adaptation et un décalage de la limite inférieure de la bande passante, vers les basses fréquences. La dégradation de l'adaptation augmente avec l'augmentation de  $H$ . Le décalage de la bande passante vers les basses fréquences est plus important lorsque  $H$  diminue. Ce décalage est respectivement de 950, 600, 400, 380 et 360 MHz pour  $H = 2, 4, 10, 20$  et 30 mm.

On constate aussi que les résultats obtenus pour cette forme de conteneur sont meilleurs que ceux obtenus avec la sphère, concernant le décalage de la bande passante, car cette forme permet de réduire le volume du vide autour de l'antenne. Néanmoins, la forte modification et réduction de la bande passante avec l'augmentation du volume du vide autour de l'antenne reste vérifié dans les deux cas.



**Figure 3.9 :** Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne entourée d'un conteneur vide parallélépipédique.

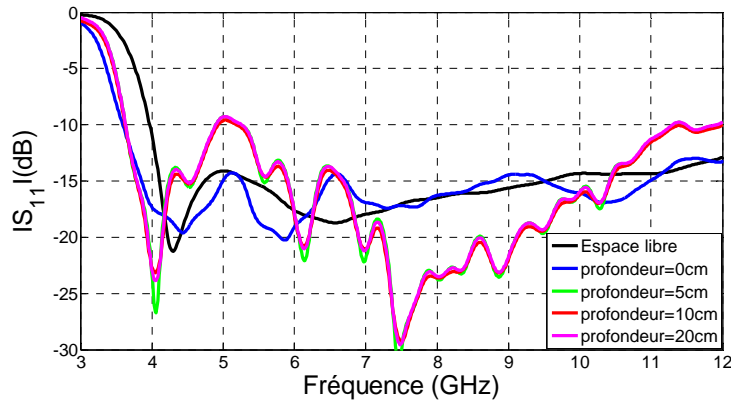
Par conséquent, un volume de vide réduit conservera une bonne adaptation, avec un décalage de la bande passante vers les basses fréquences.

▪ **Effet de la profondeur :**

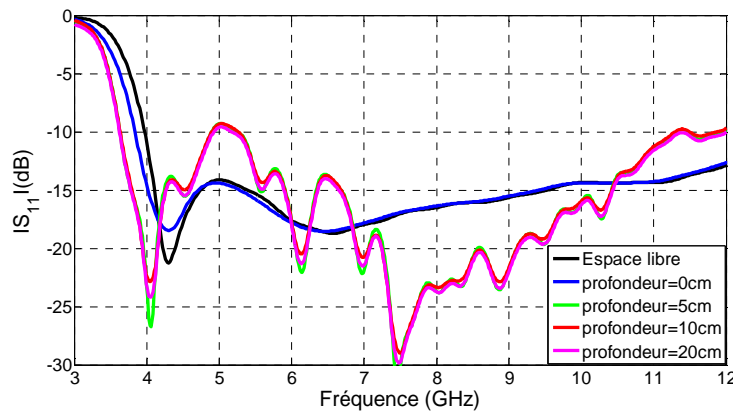
L'effet du sol sur l'antenne est analysé en faisant varier sa profondeur d'enfouissement. L'antenne est entourée d'un vide parallélépipédique de dimensions  $30 \times 30 \times 10 \text{ mm}^3$ . Les résultats obtenus sont donnés pour des profondeurs de 0, 5, 10 et 20 cm.

Les résultats, rapportés en figures 3.10 et 3.11, montrent que le coefficient de réflexion, de l'antenne complètement enfouie dans le sol, varie peu en fonction de la variation de la profondeur, quelle que soit son orientation. Néanmoins, on constate une différence entre le cas où l'antenne est complètement enfouie et le cas où elle ne l'est pas.

Ainsi, la bande passante de l'antenne est influencée de façon significative par le sol et le volume du vide qui l'entoure, tandis que la variation de sa profondeur d'enfouissement impacte très peu la nouvelle bande passante, modifiée après enfouissement de l'antenne.



**Figure 3.10:** Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition parallèle).



**Figure 3.11:** Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition perpendiculaires).

**3.4.1.2 Étude de l'effet du granit**

Le granite est représenté par un cube homogène de constante diélectrique  $\epsilon' = 5$  et  $tg \delta = 0$ .



a) Effet de la distance antenne-sol

▪ Disposition parallèle

Comme précédemment, en Figure 3.1, l'antenne est placée parallèlement au-dessus du cube représentant le sol. Nous faisons varier la distance antenne-sol avec les valeurs suivantes :  $d = 2, 25, 50$  et  $100$  mm.

D'après les résultats montrés en Figure 3.12, l'adaptation de l'antenne est conservée pour ces valeurs de distance de séparation antenne-sol. Le module du coefficient de réflexion,  $|S_{11}|$ , se rapproche du cas en espace libre lorsque l'antenne s'éloigne du sol. On constate aussi un décalage de la bande passante en basses fréquences de l'ordre de  $0,5$  GHz pour  $d = 2$  mm.

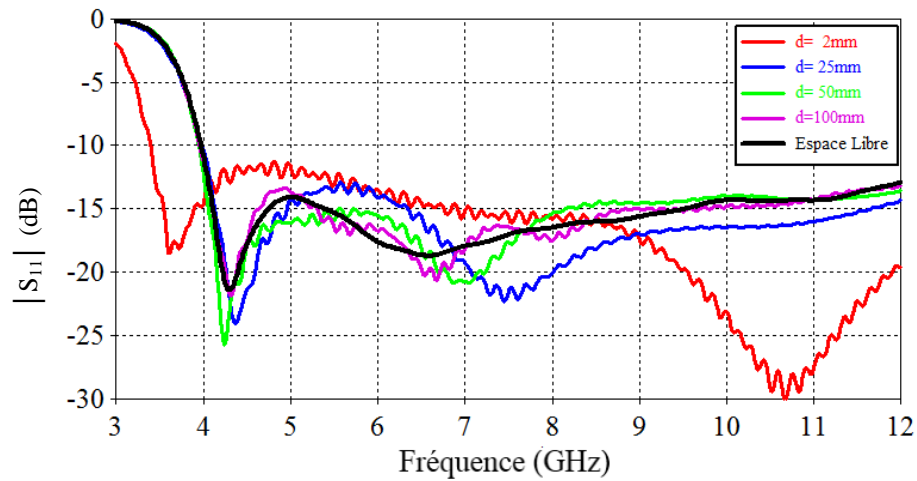


Figure 3.12: Effet de la distance antenne-sol (granit) sur l'adaptation (disposition parallèle).

▪ Disposition perpendiculaire :

Comme en Figure 3.4, on change la distance antenne-sol comme suit :  $d = 1, 25$  et  $50$  mm.

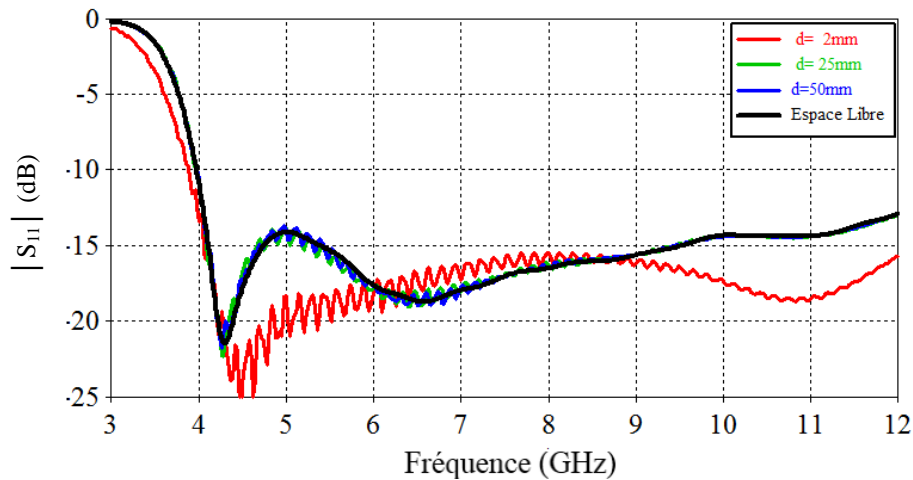


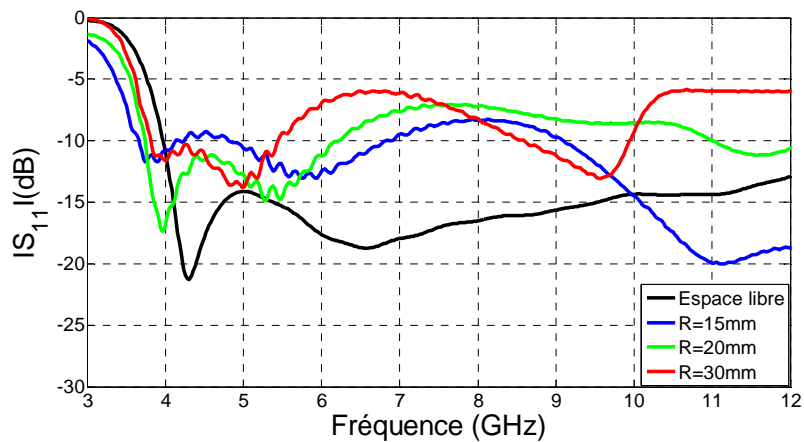
Figure 3.13: Effet de la distance antenne-sol (granit) sur l'adaptation (disposition perpendiculaire).

D'après les résultats de la figure 3.13, la bande passante de l'antenne ne subit pas de dégradation. Le coefficient de réflexion est amélioré pour les petites distances de séparations inférieures à  $\lambda/4$  (fréquence basse d'adaptation de l'antenne  $f_l = 4$  GHz), et converge rapidement vers le cas de l'espace libre pour les distances supérieures à  $\lambda/4$ .

**b) Effet du milieu sur une antenne enfouie**

▪ **Conteneur de forme sphérique :**

L'antenne est enfouie dans un milieu effectif équivalent au granit et elle est entourée d'un conteneur vide de forme sphérique de rayon R, comme illustré précédemment en Figure 3.6. Nous faisons varier le rayon de la sphère vide pour analyser l'effet du sol sur les performances de l'antenne enfouie. Les résultats obtenus sont donnés pour des rayons de la sphère de 15, 20 et 30 mm dans la Figure 3.14.



**Figure 3.14:** Effet du sol (granit) sur l'adaptation de l'antenne entourée de vide sphérique.

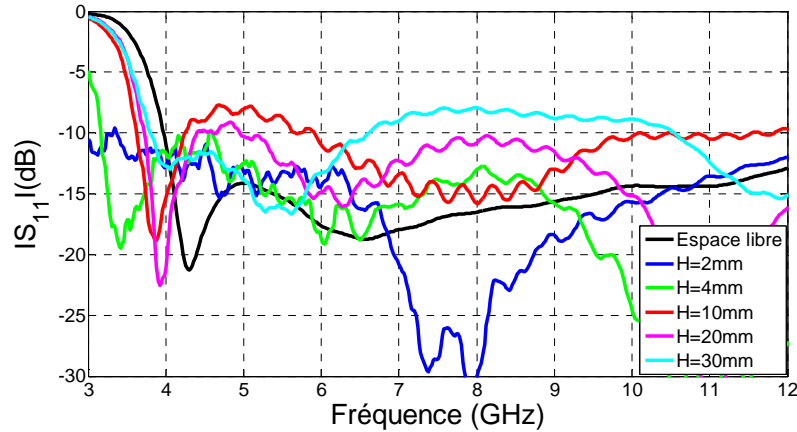
D'après les résultats de la Figure 3.14, on constate une dégradation de l'adaptation de l'antenne par rapport au cas en espace libre. Cette dégradation est accentuée avec l'augmentation du volume du vide qui entoure l'antenne. On constate aussi un décalage de la bande passante vers les basses fréquences. Ce décalage est de l'ordre de 400, 300 et 200 MHz pour  $R = 15, 20$  et  $30$  mm, respectivement. Ces décalages sont plus importants, que ceux constatés dans le sable, à cause de la permittivité plus importante du granit.

▪ **Conteneur de forme parallélépipédique :**

On considère une deuxième forme de vide qui entoure l'antenne, à savoir un parallélépipède rectangle, de section carrée  $30 \times 30 \text{ mm}^2$ , et de hauteur  $H = 2, 4, 10, 20$  et  $30$  mm. L'antenne est placée au centre du volume de vide, son plan de masse est parallèle à la section carrée, comme illustré précédemment en Figure 3.8.

Les résultats en Figure 3.15 montrent que le coefficient de réflexion de l'antenne se dégrade avec l'augmentation du volume du vide, sur une grande partie de la bande. On constate aussi le décalage de la bande passante vers les basses fréquences. Ce décalage est de l'ordre de 1100, 800, 400, 320 et 300 MHz pour  $H = 2, 4, 10, 20$  et  $30$  mm, respectivement. Ces décalages sont plus importants, que ceux constatés dans le sable, à cause de la permittivité plus importante du granit.

Les résultats obtenus montrent que le décalage de la bande passante est plus important dans le cas d'un vide de forme parallélépipédique par rapport à la forme sphérique et ce décalage augmente davantage avec la diminution du vide autour de l'antenne. Ainsi, une antenne enfouie présente une bande passante couvrant une bande fréquentielle plus basse en minimisant le vide qui l'entoure, d'autant plus que la permittivité du milieu est élevée.

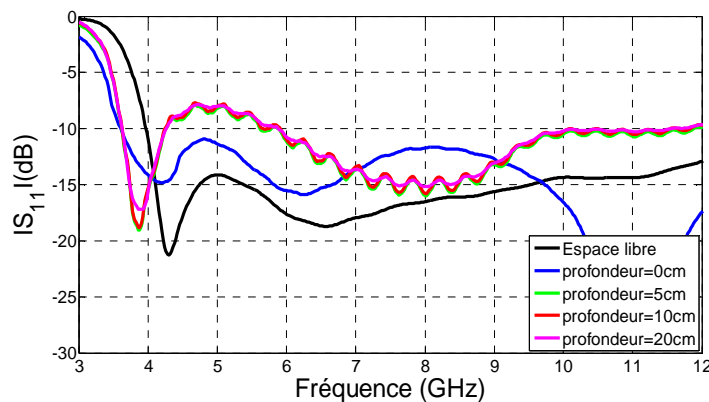


**Figure 3.15:** Effet du sol sur l'adaptation de l'antenne entourée d'un vide parallélépipédique.

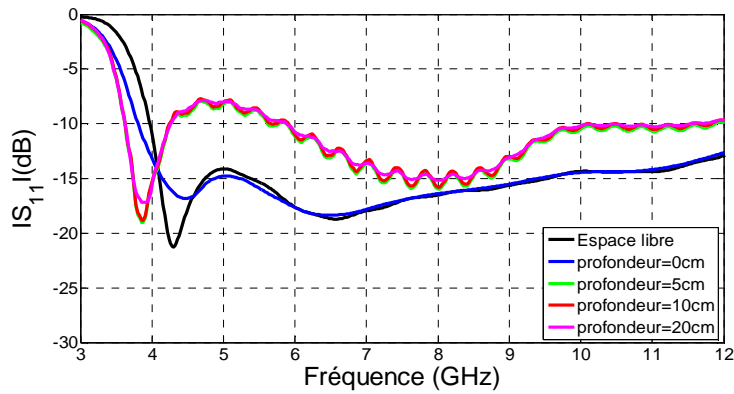
▪ **Effet de la profondeur :**

L'effet du milieu sur les performances de l'antenne est analysé en variant sa profondeur dans le sol suivant deux dispositions : parallèle (Figure 3.1) et perpendiculaire (Figure 3.4). L'analyse est réalisée en considérant un vide parallélépipédique ( $30 \times 30 \times 10 \text{ mm}^3$ ).

Les Figure 3.16 et Figure 3.17 présentent le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de sa profondeur pour les deux dispositions. D'après ces résultats, la variation de la profondeur de l'antenne n'influe pas sur la bande passante acquise après enfouissement.



**Figure 3.16:** Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition parallèle).



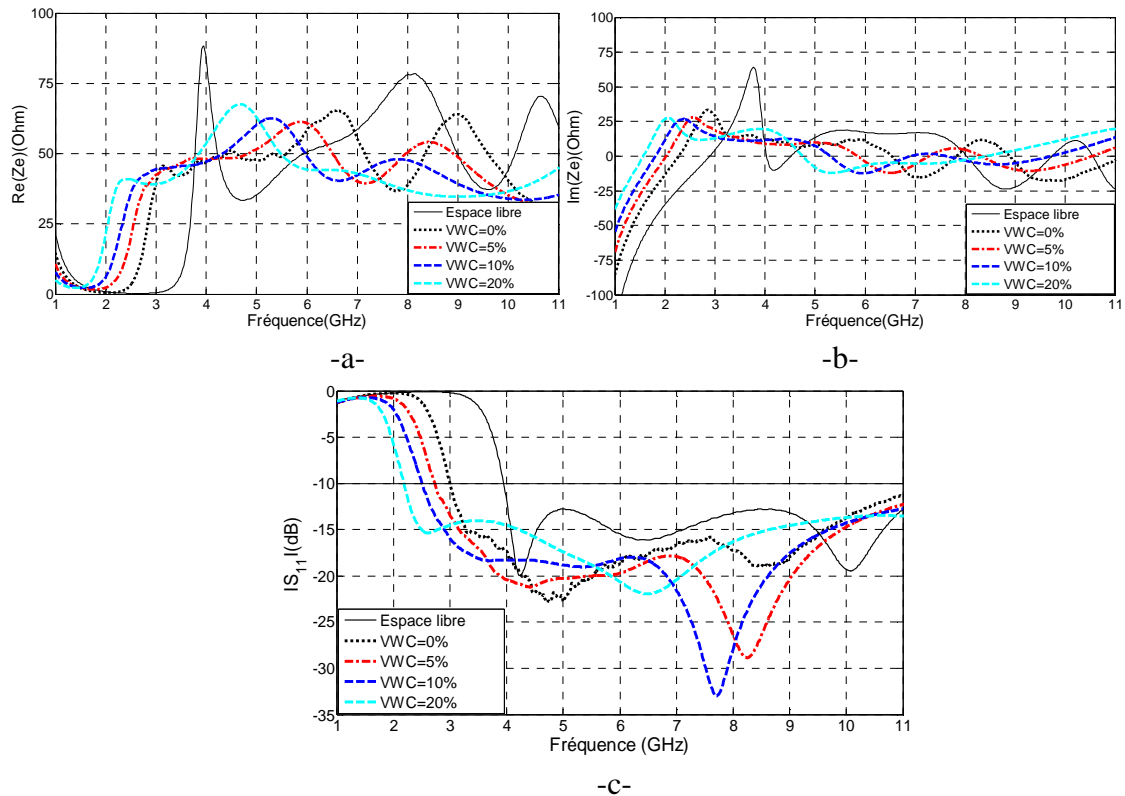
**Figure 3.17:** Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne (disposition perpendiculaire).

### 3.4.1.3 Étude de l'effet du sol ordinaire

Le sol est représenté par un cube de 50 cm de côté et de constante diélectrique  $\epsilon'$  et  $tg\delta$  données dans le Tableau 3.2. L'antenne est complètement enfouie dans le sol et elle est entourée d'un vide parallélépipédique ( $22 \times 22 \times 2 \text{ mm}^3$ ). Les simulations ont été réalisées pour différents teneurs en eau (VWC) du sol et différentes profondeurs d'enfouissement ( $d_{ug}$ ).

#### a) Effet de la teneur en eau (VWC)

Pour cette analyse, on fait varier la teneur en eau du sol,  $VWC = 0, 5, 10$  et  $20\%$ , et on fixe la profondeur d'enfouissement,  $d_{ug} = 10 \text{ cm}$ . La Figure 3.18 illustre l'effet de la teneur en eau du sol sur l'impédance d'entrée ( $Z_e$ ) et le coefficient de réflexion de l'antenne enfouie.



**Figure 3.18:** Effet de la teneur en eau sur l'adaptation de l'antenne enfouie.

Les figures 3.18.a et 3.18.b montrent l'effet de la teneur en eau du sol sur la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne enfouie.

Pour la partie réelle, on constate une réduction des amplitudes des pics de résonance et leurs décalages vers les basses fréquences. Pour le premier pic de résonance à 3,95 GHz en espace libre, on note une réduction de son amplitude de  $85 \Omega$  à 40, 45, 46 et  $41 \Omega$ , et cette réduction d'amplitude est accompagnée d'un décalage fréquentiel vers les basses fréquences de l'ordre de 0,85, 1, 1,3 et 1,6 GHz pour VWC = 0, 5, 10 et 20%, respectivement. Les mêmes observations de réduction des amplitudes des pics et leurs décalages vers les basses fréquences sont faites pour la partie imaginaire.

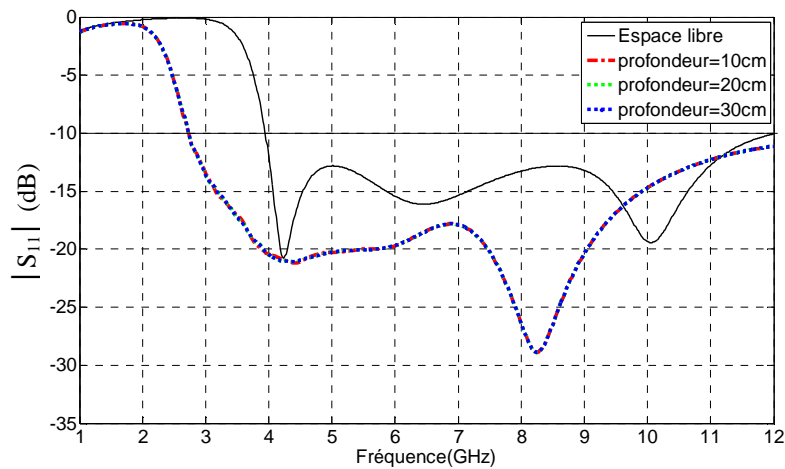
L'impédance d'entrée  $Z_e$  de l'antenne enfouie peut être approximée par  $Z_e = [50 \pm 15]\Omega + j[5 \pm 20]\Omega$ , dans sa bande d'adaptation pour les différents scénarii de teneur en eau du sol.

La Figure 3.18.c illustre l'influence de la teneur en eau du sol sur le coefficient de réflexion de l'antenne enfouie. Les résultats confirment les constats sur l'impédance d'entrée et montrent le décalage de la bande passante vers les basses fréquences. Dans le sol sec (VWC = 0%), la limite inférieure de la bande passante est à 3 GHz alors qu'elle était à 3,95 GHz en espace libre. Donc un décalage de 0,95 GHz, ce qui va permettre de couvrir toute la bande ULB. L'augmentation de VWC fait baisser davantage cette limite inférieure. Elle est à 2,75, 2,5 et 2,2 GHz pour VWC = 5%, 10% et 20%, respectivement.

**b) Effet de la profondeur d'enfouissement**

Cette étude est réalisée en faisant varier la profondeur de l'antenne enfouie de 10 à 30 cm dans un sol à VWC = 5%. Les résultats obtenus sont données dans la Figure 3.19.

Ces résultats montrent que la variation de la profondeur d'enfouissement ne modifie pas le coefficient de réflexion de l'antenne enfouie.



**Figure 3.19:** Effet de la profondeur sur l'adaptation de l'antenne enfouie (VWC = 5%).

**c) Effet du sol sur le diagramme rayonnement:**

L'analyse de l'impact de l'enfouissement de l'antenne sur son comportement en rayonnement est réalisée en considérant une profondeur d'enfouissement  $d_{ug} = 10$  cm et en faisant varier la teneur en eau (VWC = 0%, 5% et 10%). Les résultats obtenus sont montrés en Figure 3.20.

On constate que l'enfouissement de l'antenne change son comportement en rayonnement, évoluant d'un comportement quasi-omnidirectionnel en espace libre à un comportement directif, et ceci est accentué avec la fréquence et la teneur en eau. Ce rayonnement directif est canalisé dans la direction du minimum d'enfouissement. Cet effet est dû au phénomène d'absorption dans le sol. La présence du sol dans le demi-plan inférieur cause des atténuations plus importantes aux signaux qui sont rayonnés dans ces directions, alors que les signaux rayonnés dans la direction du minimum de sol (vers la surface sol-air) sont moins affectés parce qu'ils parcourent une distance de seulement 10 cm dans le sol, puis continuent leur propagation en espace libre. Il est à noter aussi que l'augmentation de la teneur en eau dans le sol engendre l'apparition de lobes secondaires.

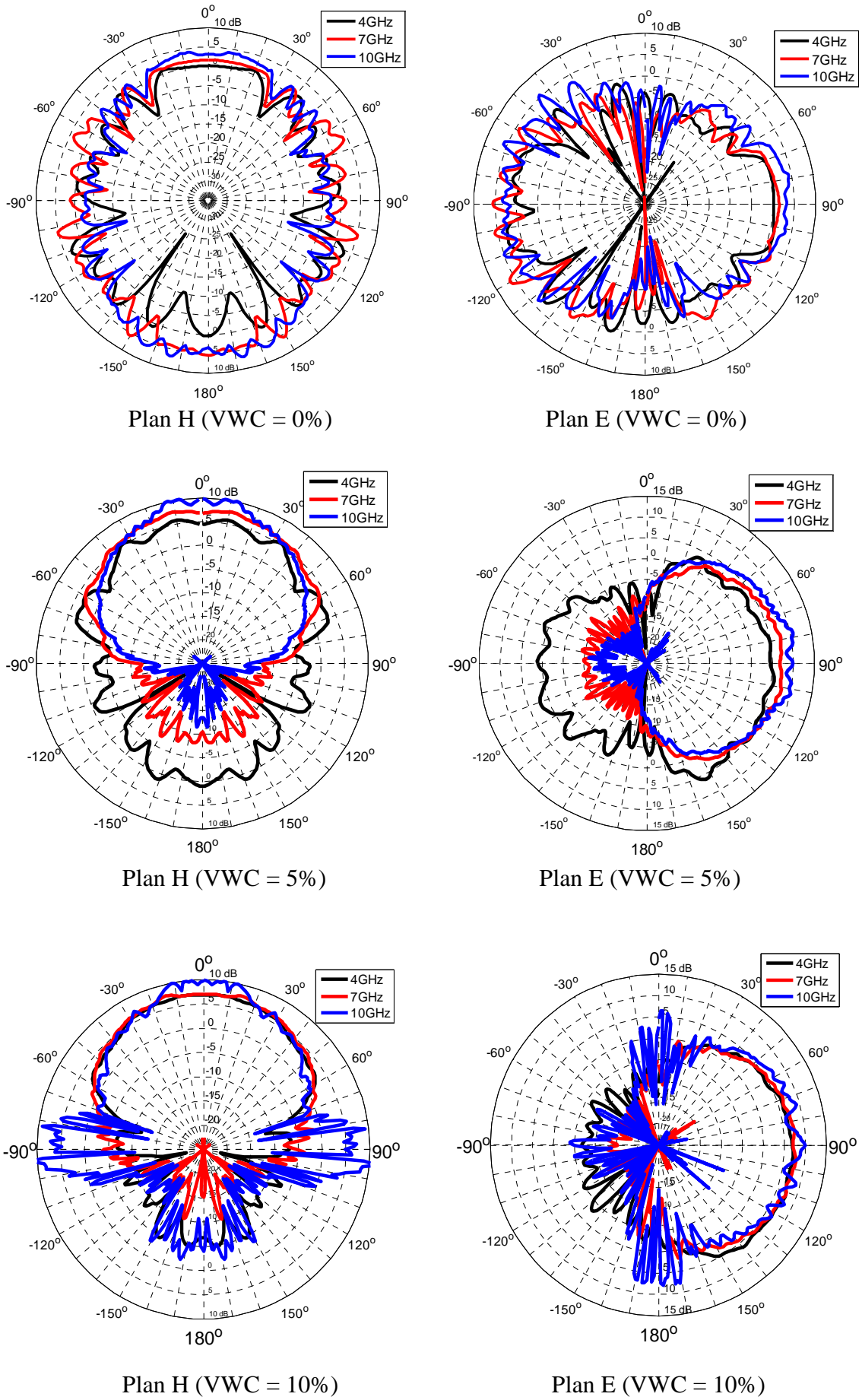
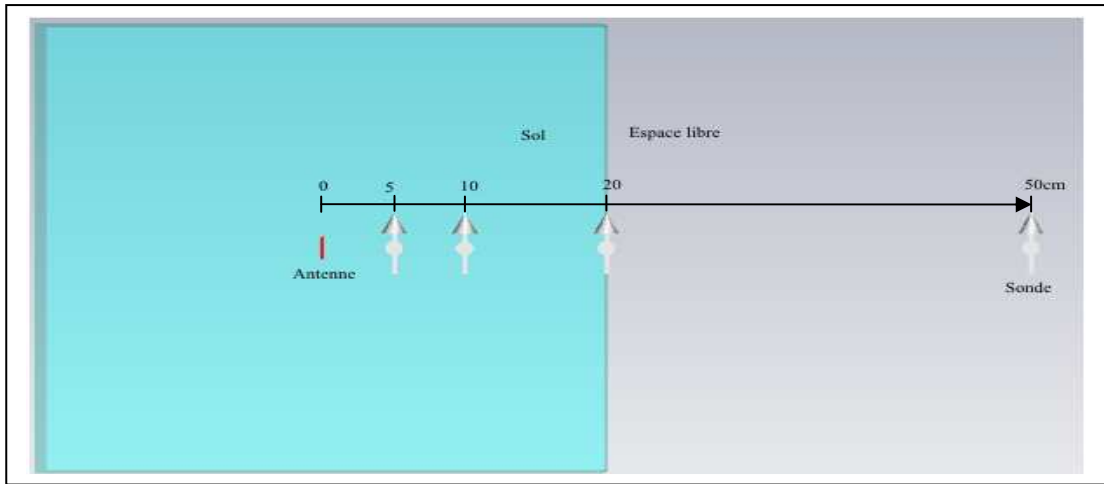


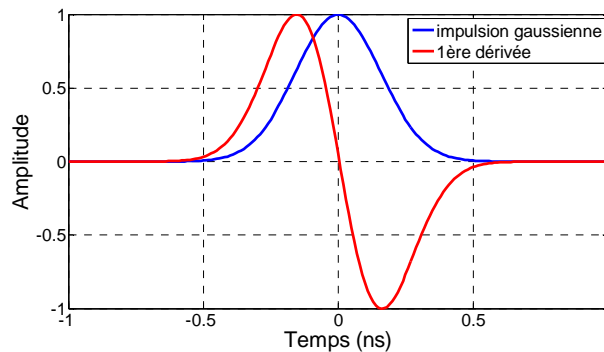
Figure 3.20: Effet de l'enfouissement sur le rayonnement ( $d_{ug} = 10$  cm).

**d) Effet du sol sur les impulsions transmises**

La Figure 3.21 montre le schéma de simulation de l'antenne dans le sol. L'étude de la propagation de l'impulsion émise par l'antenne (Figure 3.22) dans le sol (à  $d = 5, 10, 20$  cm) est réalisée grâce aux sondes du champ électrique dont dispose le calculateur électromagnétique CST MWS. Les sondes sont disposées en parallèle à l'axe de symétrie de l'antenne et aux distances indiquées ci-dessous. L'étude a été réalisée pour différents teneurs en eau ( $VWC = 0\%, 5\%$  et  $10\%$ ). L'impulsion à l'entrée de l'antenne est une impulsion gaussienne normalisée, disponible sur le simulateur et représentée en Figure 3.22 (en bleu). L'impulsion émise en un point, représentée en Figure 3.22 (en rouge), est sa première dérivée (effet dérivateur des antennes [23]).



**Figure 3.21:** Schéma de principe de la simulation avec la disposition des sondes de champs.



**Figure 3.22:** Pulse gaussien, à l'entrée de l'antenne, et sa première dérivée, rayonnée par l'antenne.

La Figure 3.23 illustre la propagation des impulsions émises dans des sols à teneurs en eau différentes ( $VWC = 0\%, 5\%$  et  $10\%$ ). D'après ces résultats, on peut faire les constatations suivantes :

- *La vitesse de propagation des impulsions dans le sol :*

Les résultats obtenus montrent que la vitesse de propagation des impulsions dans le sol diminue avec l'augmentation de la teneur en eau ( $VWC$ ). À 20 cm de distance de



propagation, les pics des impulsions sont à  $t = 0,9$  ns pour  $VWC = 0\%$ ,  $t = 1,6$  ns pour  $VWC = 5\%$  et  $t = 1,95$  ns pour  $VWC = 10\%$ . La propagation dans les milieux à faible teneur en eau est alors plus rapide. Ce résultat concorde avec la théorie qui stipule que la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu diélectrique est inversement proportionnelle à la racine carrée de la permittivité de ce milieu. La permittivité du sol augmente avec sa teneur en eau, et ainsi la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le sol varie en sens inverse de la variation de VWC.

▪ *La dispersion augmente avec l'humidité :*

Les résultats de la Figure 3.23 illustrent l'effet de dispersion des impulsions se propageant dans le sol. Cet effet augmente avec l'accroissement de la teneur en eau du sol. En effet, l'espacement temporel entre les deux premiers pics successifs d'une impulsion est de 0,16 ns à  $VWC = 0\%$ , 0,3 ns à  $VWC = 5\%$  et 0,375 ns à  $VWC = 10\%$ . Par conséquent, des étalements temporels supplémentaires de l'ordre de 75% et 120% sont constatés par comparaison entre le sol sec et les sols à  $VWC = 5\%$  et  $VWC = 10\%$ , respectivement.

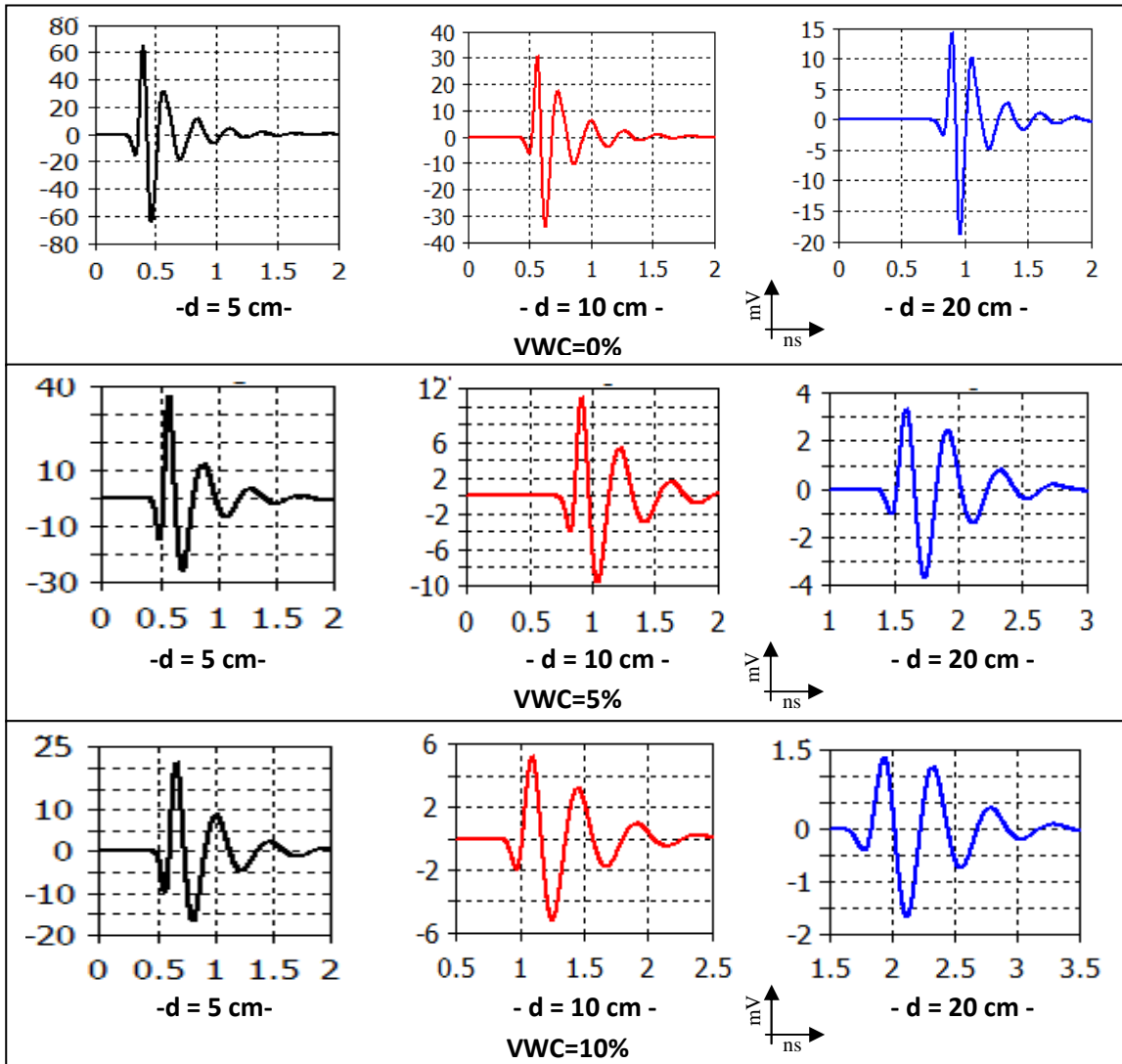


Figure 3.23: Propagation de l'impulsion temporelle dans des sols à différents VWC.

### 3.4.2 Antenne AMCiF

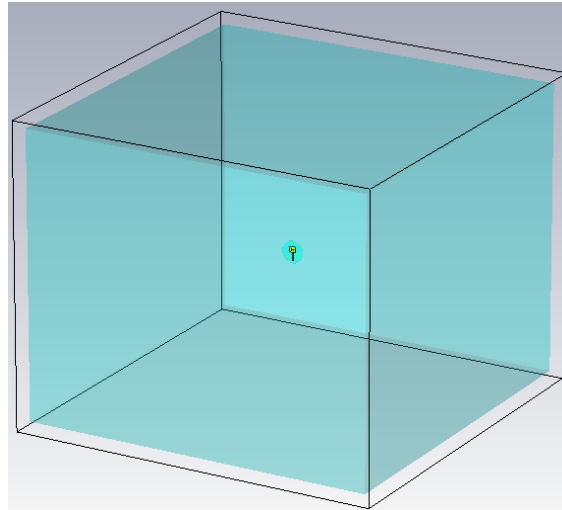
L'étude avec l'antenne ULB circulaire AMCiF a été réalisée en considérant le sol ordinaire.

#### 3.4.2.1 Étude de l'effet du sol ordinaire

Le sol est représenté par un cube de 50 cm de côté et de constante diélectrique  $\epsilon'$  et de tangente de perte  $tg\delta$  données dans le Tableau 3.2. L'antenne est complètement enfouie dans le sol avec un vide de 1 mm tout autour. Les simulations ont été réalisées pour différentes teneurs en eau et différentes profondeurs d'enfouissement.

##### a) Effet de la teneur en eau (VWC)

Les simulations ont été réalisées en considérant les caractéristiques diélectriques du sol pour des niveaux d'humidité différents (0%, 5%, 10% et 20%) et une profondeur d'enfouissement fixe ( $d_{ug} = 10$  cm). La Figure 3.24 montre la configuration de simulation.



**Figure 3.24:** Configuration de simulation.

Les résultats obtenus pour l'analyse de l'influence de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'antenne enfouie sont rapportés dans la Figure 3.25.

Les figures 3.25.a et 3.25.b montrent l'impact de la teneur en eau du sol sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'AMCiF, respectivement. Pour la partie réelle, on constate une réduction de l'amplitude du premier pic de résonance et son décalage vers les basses fréquences, comme rapporté dans le Tableau 3.4. Les mêmes observations sont notées pour la partie imaginaire.

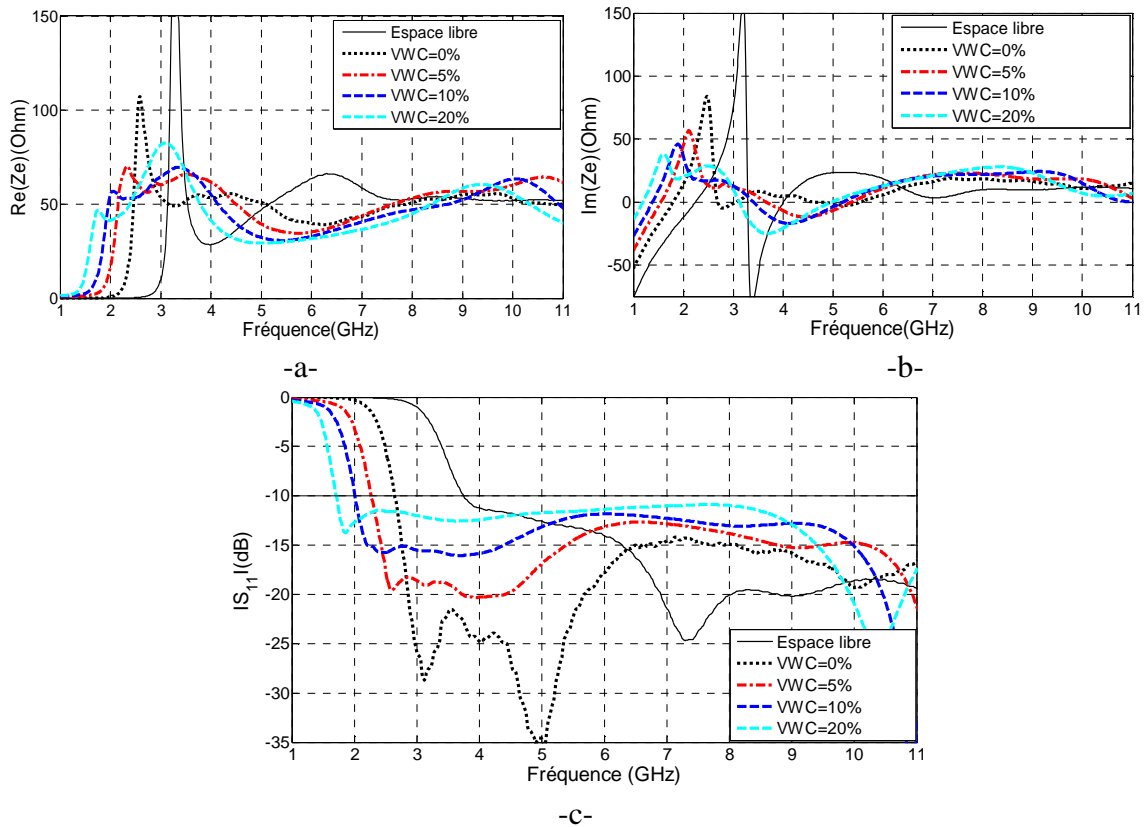
**Tableau 3.4 :** Evolution du pic de résonance de la partie réelle de  $Z_e$ .

VWC	Dans l'air	0%	5%	10%	20%
Max[Re( $Z_e$ )] ( $\Omega$ )	250	105	70	58	48
$f$ (GHz)	3,25	2,6	2,4	2,05	1,8

L'impédance d'entrée de l'antenne enfouie peut être donnée,  $Z_e = [50 \pm 20]\Omega + j[10 \pm 30]\Omega$  dans sa bande d'adaptation pour tous les scénarii de VWC.

Les résultats illustrés en Figure 3.25.c pour le coefficient de réflexion de l'antenne enfouie confirment les résultats de l'impédance d'entrée. On constate que la bande passante de l'antenne subit un décalage vers les basses fréquences et ce décalage augmente avec l'augmentation du taux d'humidité du sol. En espace libre, la limite inférieure de la bande passante est à  $f_{\min} = 3,7$  GHz, alors qu'une fois enfouie dans le sol sec, VWC = 0%, cette limite se décale vers les basses fréquences à  $f_{\min} = 2,7$  GHz et cette limite atteint  $f_{\min} = 1,6$  GHz à VWC = 20%.

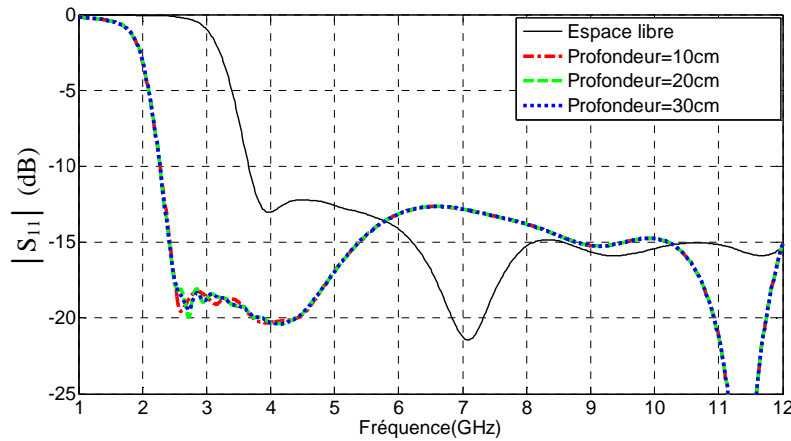
D'un autre côté, on note la dégradation du coefficient de réflexion avec l'augmentation de l'humidité du sol. Par conséquent, à partir d'un certain taux d'humidité, supérieur à 20%, l'adaptation de l'antenne n'est plus possible.



**Figure 3.25:** Effet de l'humidité du sol sur l'adaptation de l'antenne, a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée, c) coefficient de réflexion.

### b) Effet de la profondeur d'enfouissement

Cette étude est réalisée en faisant varier la profondeur d'enfouissement de l'antenne de 10 à 30 cm, en gardant fixe la teneur en eau du sol, VWC = 5%. Le résultat rapporté dans la Figure 3.26 montre que la variation de la profondeur d'enfouissement de l'antenne dans le sol n'influe pas sur la bande passante acquise après enfouissement.



**Figure 3.26:** Coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la profondeur dans le sol (VWC=5%).

**c) Effet de l'enfouissement sur le diagramme de rayonnement:**

L'analyse de l'impact de l'enfouissement de l'antenne sur son comportement en rayonnement est réalisée en considérant une profondeur  $d_{ug} = 10$  cm et en faisant varier la teneur en eau VWC = 0%, 5% et 10%. Les résultats obtenus sont montrés en Figure 3.27.

D'après les résultats obtenus en Figure 3.27, on constate un changement du comportement de rayonnement de l'antenne qui présente un comportement plus directif. La directivité de l'antenne augmente avec l'augmentation de la fréquence et de la teneur en eau du sol. Ce comportement peut être justifié par le fort phénomène d'absorption dans le sol qui augmente avec la fréquence et la teneur en eau du sol, ainsi que la distance parcourue par les ondes (dans le sol). Le diagramme de rayonnement présente alors une plus forte directivité pour les directions correspondantes à l'espace libre ( $d_{ug} = 10$  cm, minimum de parcours dans le sol).

On constate également l'apparition de lobes secondaires dus à l'enfouissement. L'augmentation de la teneur en eau du sol accentue la largeur de ces lobes secondaires.

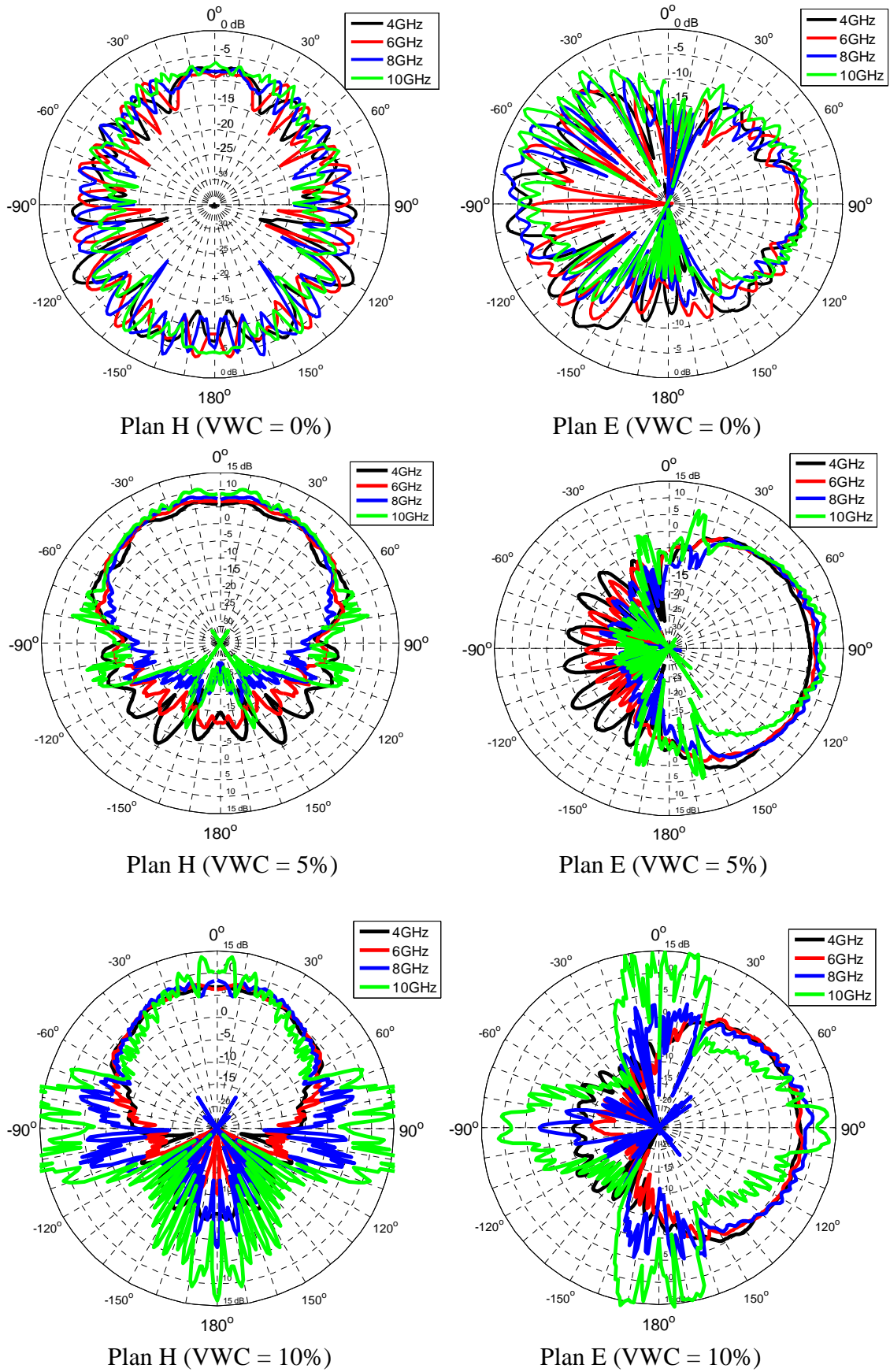


Figure 3.27: Effet de l'enfouissement sur le rayonnement ( $d_{ug} = 10$  cm).

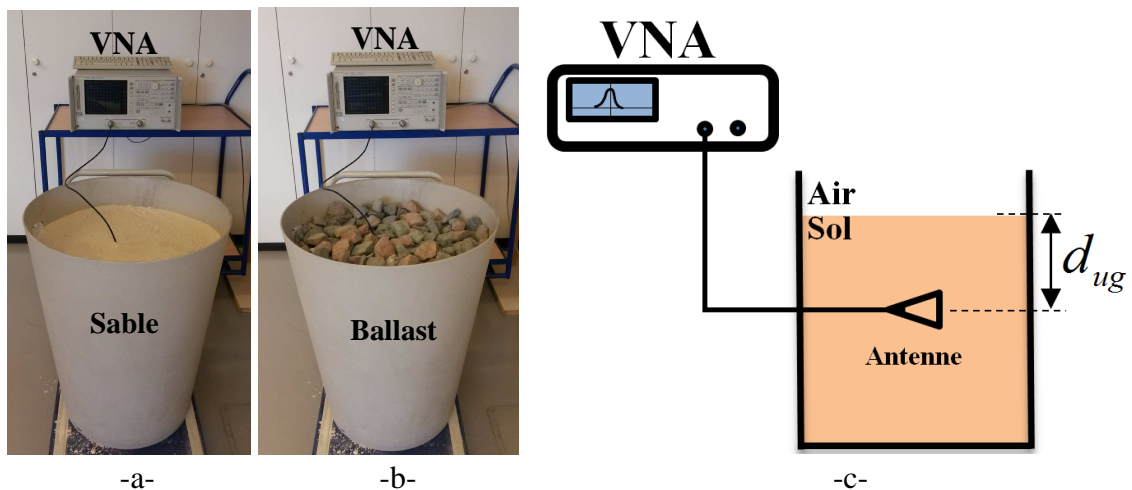
### 3.5 MESURE DE L'EFFET DU SOL SUR LES PERFORMANCES DES ANTENNES ULB ENFOUIES

Les mesures ont été réalisées en laboratoire en considérant deux types de sol : le sable fin et les granulats (ballast) utilisés dans les chemins de fer. Les caractéristiques du sable fin utilisé sont rapportées dans [24]. Celui-ci est composé de particules dont le diamètre est inférieur à 0,3 mm, comme illustré en Figure 3.28.a. À hautes fréquences, supérieure à 3 GHz, les permittivités relatives des différents types de sols se rapprochent [17][18]. Cette caractéristique et la facilité de travailler avec du sable mouillé par rapport à du sol ordinaire mouillé justifient notre choix en terme de type de sol utilisé. Le deuxième type de sol utilisé est le ballast de chemin de fer, composé de granulats de diamètre compris entre 3 et 10 cm, comme illustré en Figure 3.28.b.

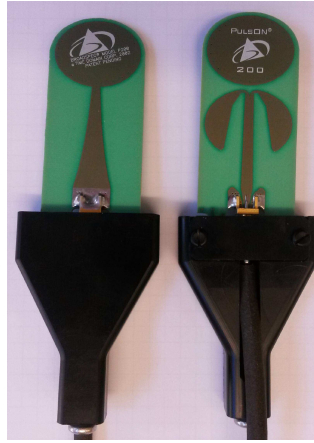
Les mesures ont été réalisées comme indiqué en Figure 3.29, en utilisant l'analyseur de réseaux Agilent E8361C [25]. Elles ont été effectuées pour les trois antennes : AMCaF, AMCiF et AVA-FLE conçues et réalisées dans le cadre de cette thèse, ainsi qu'une quatrième antenne commerciale de la société *TIME DOMAIN Company*, l'antenne PulsON illustrée en Figure 3.30. Cette antenne présente une bande passante de l'ordre de 8 GHz sur la bande 3,1 – 11,5 GHz, un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimut, un gain avoisinant 3 dBi et une efficacité de 90%, avec des dimensions de  $7 \times 4 \text{ cm}^2$  [26]. Chaque antenne est enveloppée dans un film plastique pour éviter le contact avec l'eau et garder un espacement de l'ordre de 1 mm autour de l'antenne.



**Figure 3.28:** Types de sols utilisés, a) sable fin, b) granulats (ballast).



**Figure 3.29:** Dispositif de mesures, a et b) photos du dispositif, c) Schéma explicatif.



**Figure 3.30:** Antenne PulsON.

L'étude de l'effet du sol a été effectuée suivant la profondeur d'enfouissement de l'antenne  $d_{ug}$  et la teneur en eau du sol VWC. On fait varier la profondeur d'enfouissement entre 0 et 30 cm et la teneur en eau entre 0% et 20%. Les performances de chaque antenne en termes de coefficient de réflexion, bande passante et impédance d'entrée sont obtenues pour chaque scénario. Chaque mesure est répétée cinq fois, puis la moyenne est considérée.

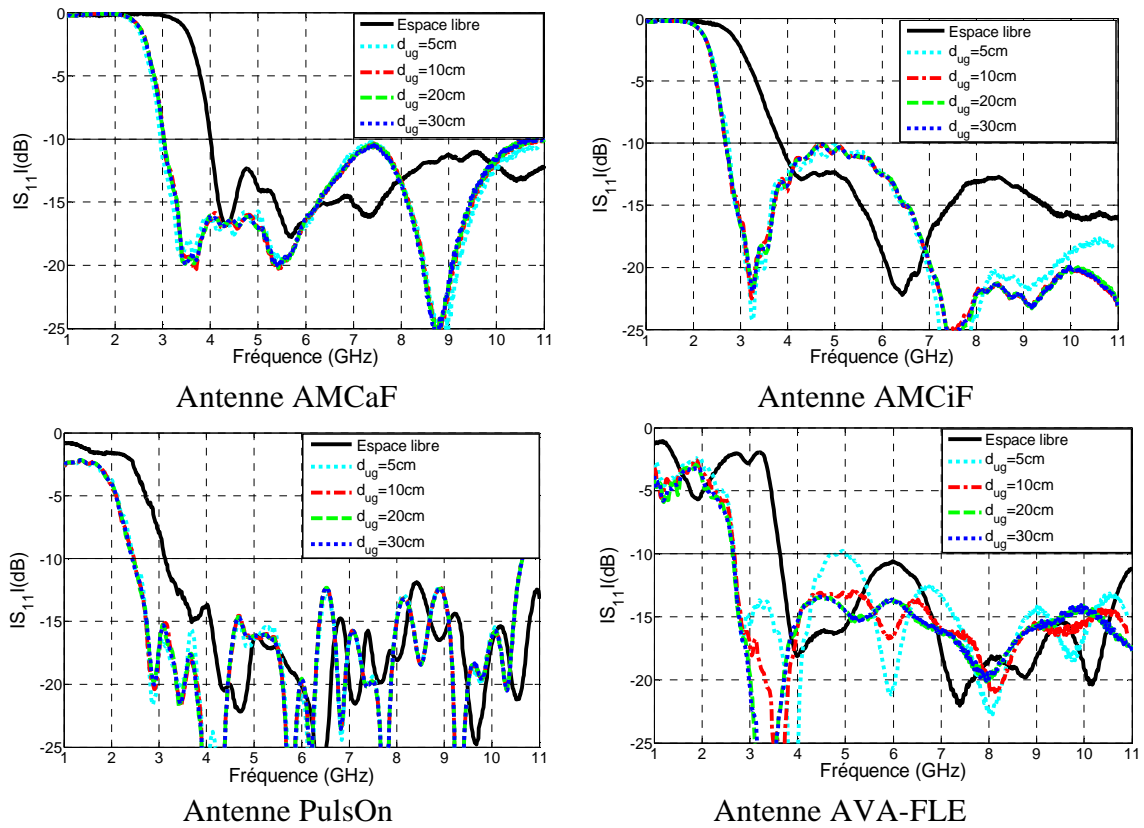
### 3.5.1 Effet de la profondeur

L'analyse de l'effet de la profondeur d'enfouissement sur les performances de l'antenne enfouie est réalisée en considérant un sable à teneur en eau moyenne fixe à 5% et les granulats sec (VWC = 0%). Ces teneurs en eau sont celles retrouvées la majorité du temps dans la nature. Les mesures ont été réalisées en faisant varier la profondeur,  $d_{ug} = 5, 10, 20$  et 30 cm.

La Figure 3.31 et la Figure 3.32 montrent les résultats obtenus, pour les quatre antennes utilisées, dans le sable et dans le ballast, respectivement. D'après ces résultats, on constate que :

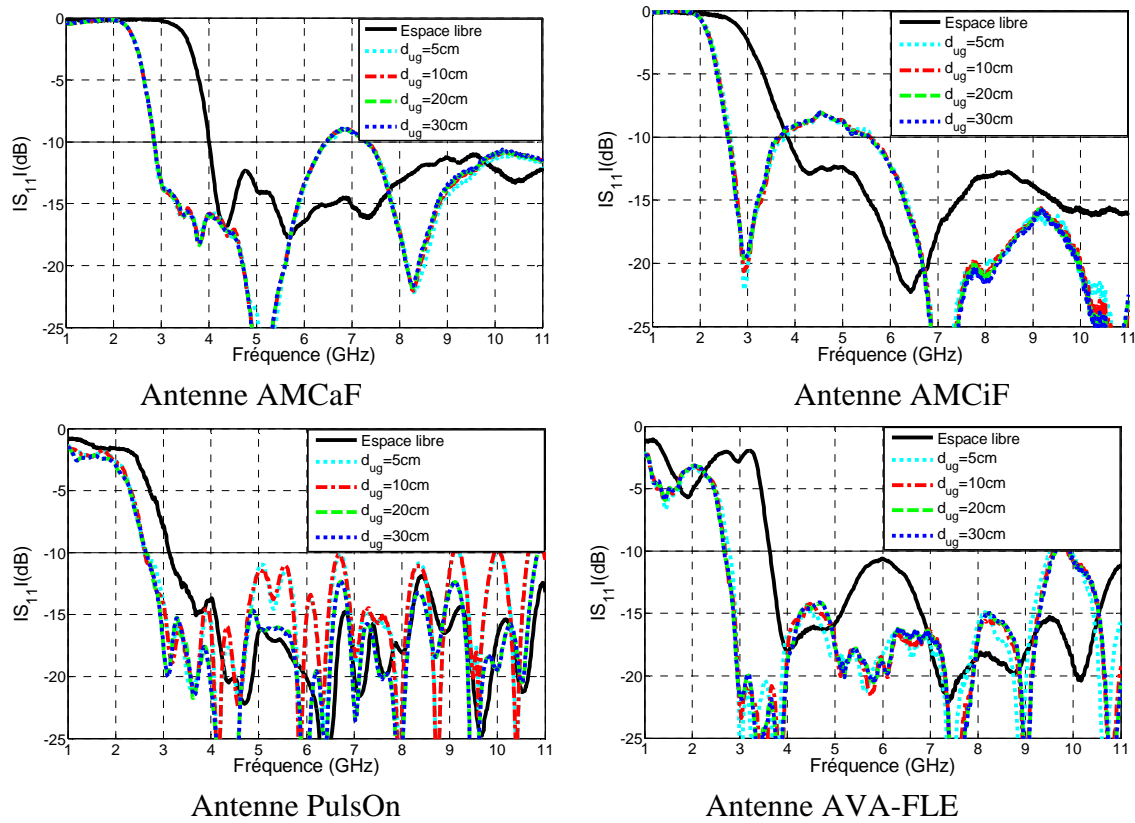
- L'enfouissement d'une antenne dans un sol cause un décalage de sa bande passante vers les basses fréquences, comme indiqué dans le Tableau 3.5, où  $f_{inf, el}$  et  $f_{inf, sol}$  sont les limites inférieures de la bande passante de l'antenne en espace libre et dans le sol, respectivement, et  $\Delta f$  est le décalage fréquentiel engendré. Ce décalage est de l'ordre de 1 GHz, dans les deux sols pour les trois premières antennes. Dans le cas de l'antenne PulsON, ce décalage est moins important, ce qui peut être justifié par la présence d'une base (voir Figure 3.29.b) dont la taille est du même ordre de grandeur que l'antenne, ce qui influe sur ces caractéristiques en plus de l'influence du sol.
- La variation de la profondeur d'enfouissement n'affecte pas la bande passante acquise par l'antenne enfouie car la variation de la profondeur n'a pas d'influence sur les propriétés diélectriques du sol.
- La variation de la profondeur d'enfouissement n'affecte pas le coefficient de réflexion qui reste presque inchangé sur toute la bande d'adaptation.

- Le décalage moyen de la bande passante est presque identique dans les deux sols du fait de la proximité de leurs propriétés diélectriques. Un granulat présente une permittivité plus importante que celle du sable sec. Cependant, l'augmentation de l'humidité du sable (de 5% dans notre cas) augmente sa permittivité, alors que la présence d'air entre granulats diminue leur permittivité équivalente, d'où le rapprochement des deux permittivités de ces deux sols.
- Les résultats obtenus par mesures concordent qualitativement avec les résultats obtenus par simulations dans la section 3.4.



**Figure 3.31:** Effet de la profondeur d'enfouissement sur l'adaptation (le sable, VWC = 5%).





**Figure 3.32:** Effet de la profondeur d'enfouissement sur l'adaptation (granulats, VWC = 0%).

**Tableau 3.5 :** Décalage de la bande passante de l'antenne enfouie.

Type de sol	Antenne	$f_{inf, el}$ (GHz)	$f_{inf, sol}$ (GHz)	$\Delta f$ (GHz)
Sable (VWC = 5%)	AMCaF	4	3	1
	AMCiF	3,75	2,7	1,05
	AVA-FLE	3,65	2,65	1
	PulsON	3,15	2,4	0,75
Granulats (VWC = 0%)	AMCaF	4	2,85	1,15
	AMCiF	3,75	2,6	1,15
	AVA-FLE	3,65	2,65	1
	PulsON	3,15	2,6	0,55

### 3.5.2 Effet de la teneur en eau

L'étude de l'effet de la teneur en eau du sol sur les performances de l'antenne enfouie est réalisée en considérant une profondeur d'enfouissement fixe,  $d_{ug} = 10$  cm, dans le sable fin et le ballast. On fait varier la teneur en eau du sable sur quatre niveaux d'humidité : VWC = 0, 5, 10 et 20%. Dans le cas du ballast, la quantification de la teneur en eau est difficile car l'eau coule à travers les granulats qui conservent une humidité sur leur surface. Par conséquent, seulement deux niveaux d'humidité sont considérés, les granulats secs (VWC = 0%) et des granulats humides à un niveau intermédiaire : 5 à 10%, obtenus en versant l'équivalent de 10% d'eau sur le ballast. Ce dernier cas est difficile à quantifier mais correspond à un cas réel où les granulats sont humides après une pluie en environnement extérieur.

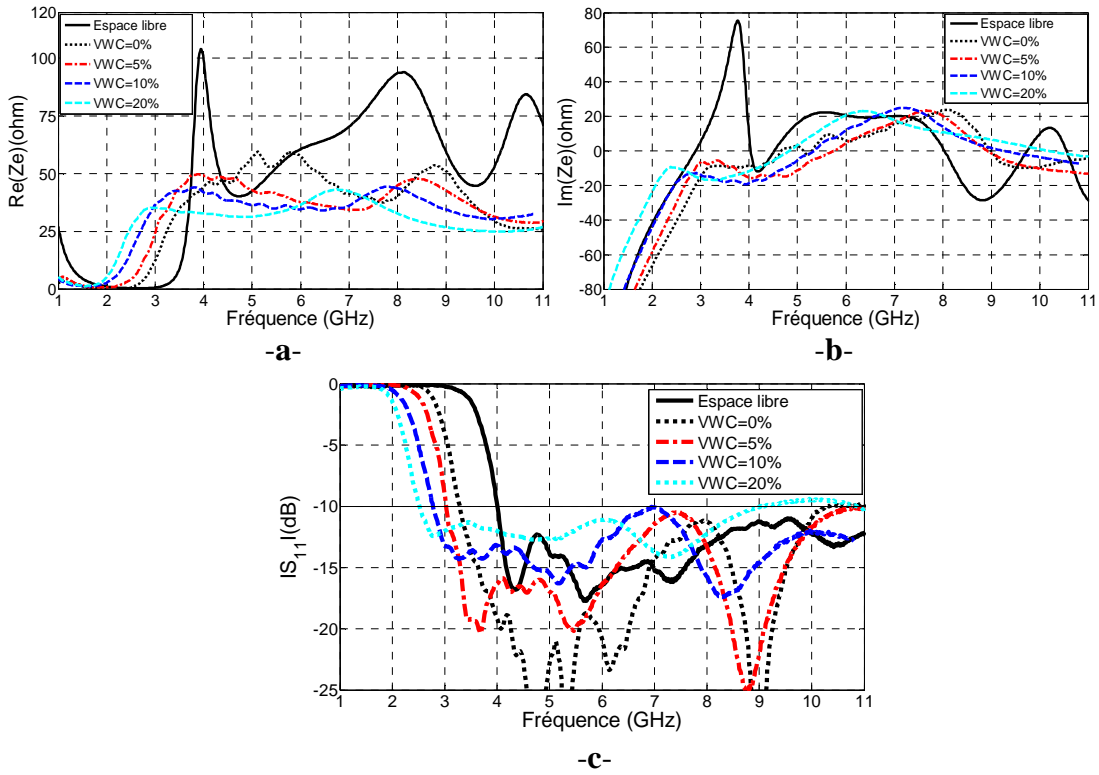
Les résultats de l'analyse de l'effet de l'humidité du sol sur l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et la bande passante de chaque antenne sont rapportés dans les figures Figure 3.33 à Figure 3.36, pour le sable, et Figure 3.37 à Figure 3.39, pour le ballast. Le Tableau 3.7 donne un résumé chiffré des résultats, avec  $\Delta f_{(X\%)}$  correspondant au décalage de la limite fréquentielle inférieure de la bande passante dans un sol à teneur en eau  $VWC = X\%$ . D'après ces résultats, on constate les points suivants :

- La réduction des amplitudes des pics de résonance de la partie réelle de l'impédance d'entrée et leurs décalages vers les basses fréquences. Ce constat est confirmé pour toutes les antennes et dans les deux sols utilisés. Les mêmes observations de réduction d'amplitudes et de décalages vers les basses fréquences sont notées pour les parties imaginaires.
- Les impédances d'entrées des antennes enfouies sont données dans le Tableau 3.6, dans la bande [3 à 11 GHz] pour tous les niveaux d'humidité du sol (sable).

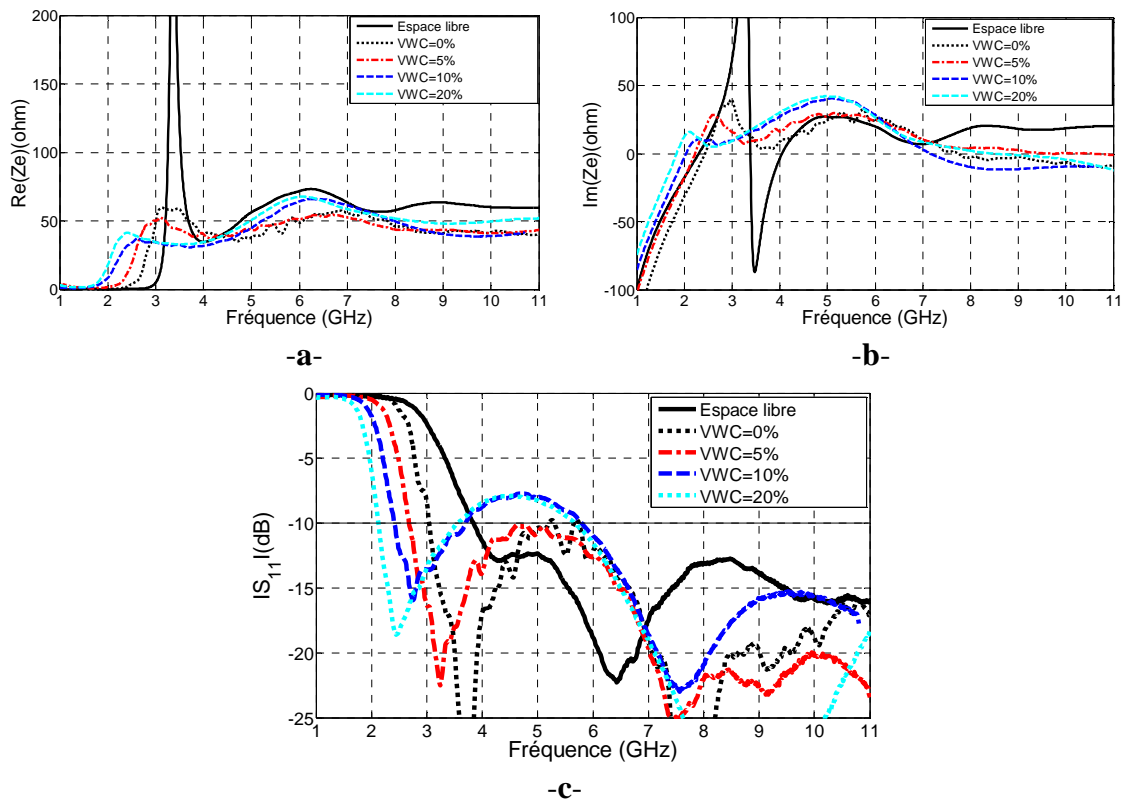
**Tableau 3.6** : Impédance d'entrée de l'antenne enfouie.

Antenne	$Z_e$
AMCaF	$[40 \pm 20]\Omega + j[2 \pm 20]\Omega$
AMCiF	$[50 \pm 15]\Omega + j[10 \pm 30]\Omega$
PulsON	$[50 \pm 25]\Omega + j[0 \pm 20]\Omega$
AVA-FLE	$[50 \pm 25]\Omega + j[5 \pm 25]\Omega$

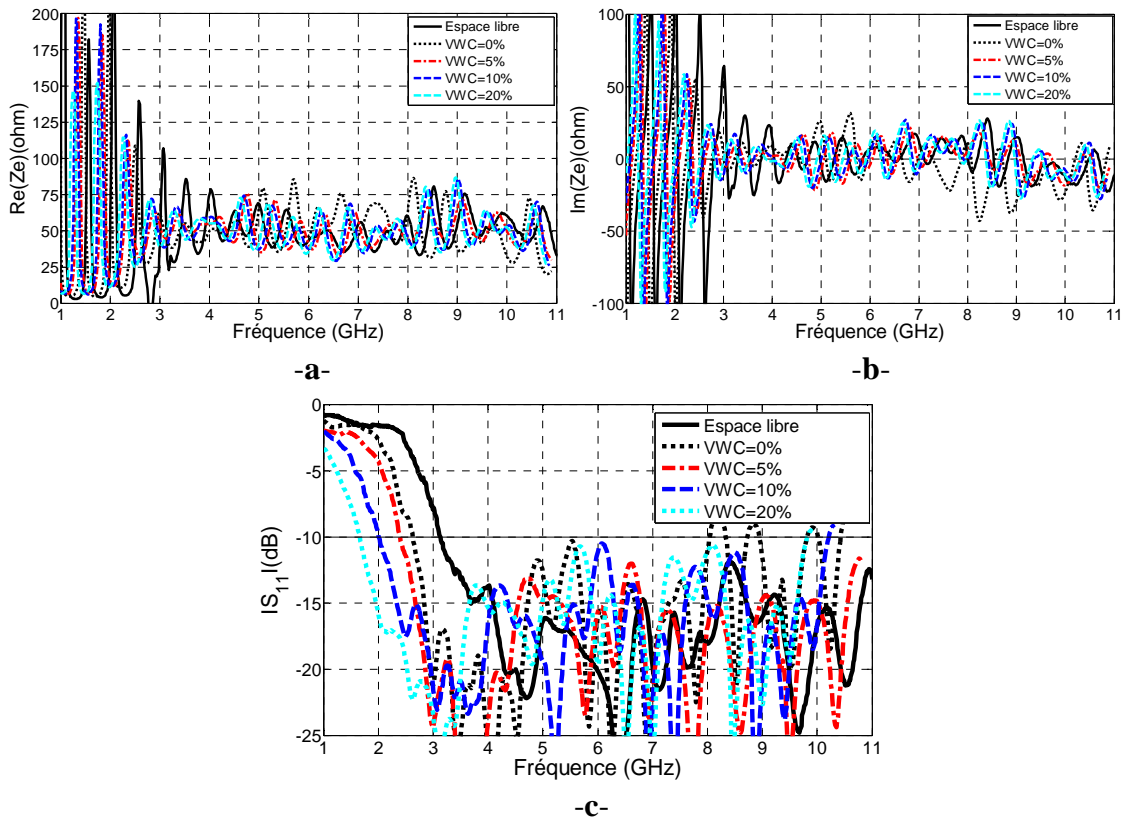
- L'enfouissement de l'antenne engendre le décalage de sa bande passante vers les basses fréquences. Ce décalage est de même ordre de grandeur pour les trois antennes conçues dans le cadre de cette thèse. Pour l'antenne PulsON, les décalages sont un peu moins importants.
- Le décalage de la bande passante augmente avec l'augmentation de l'humidité du sol, et cela est dû à l'augmentation de sa permittivité. Ainsi, des décalages moyens de l'ordre de 0,65, 1, 1,25 et 1,5 GHz sont constatés à 0, 5, 10 et 20% d'humidité, respectivement, comme rapporté dans le Tableau 3.7.
- La dégradation du coefficient de réflexion (proximité des -10 dB) avec l'augmentation de la teneur en eau du sol. Ce seuil est dépassé à 10% et 20% d'humidité dans le sable sur une certaine plage fréquentielle de la bande passante pour les antennes AMCiF (3,7 – 5,7 GHz) et AVA-FLE (6 – 6,7 GHz). Le même constat est noté pour les trois antennes en granulats mouillés.
- Le décalage moyen de la bande passante est plus important dans le cas du ballast sec ( $\Delta f_{(0\%)} = 1,2$  GHz) que pour le sable sec ( $\Delta f_{(0\%)} = 0,65$  GHz), cela est dû à la permittivité plus importante des granulats. Dans le cas du ballast mouillé, le décalage moyen est presque équivalent à celui du sable à 20% d'humidité.
- Ces observations concordent qualitativement avec les simulations et avec le développement de *Deschamps* [27] (voir chapitre 2, section 2.3).



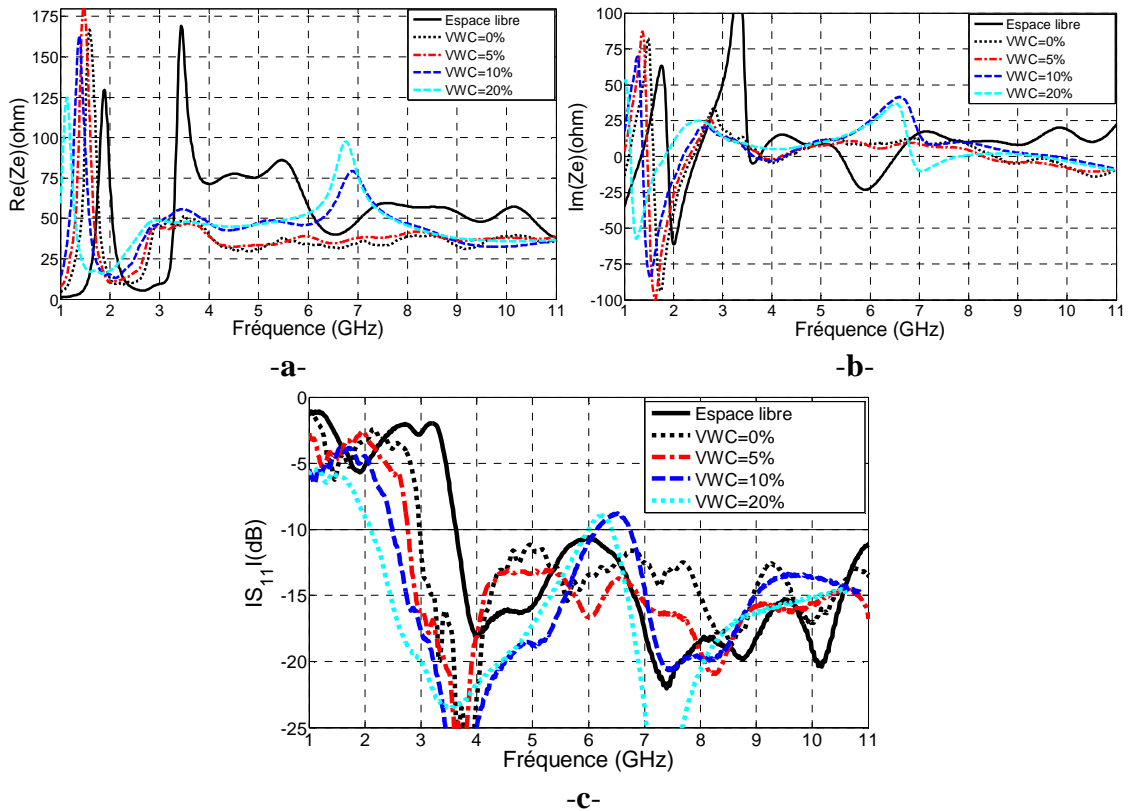
**Figure 3.33:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCaF (sable,  $d_{ug}=10\text{cm}$ ), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



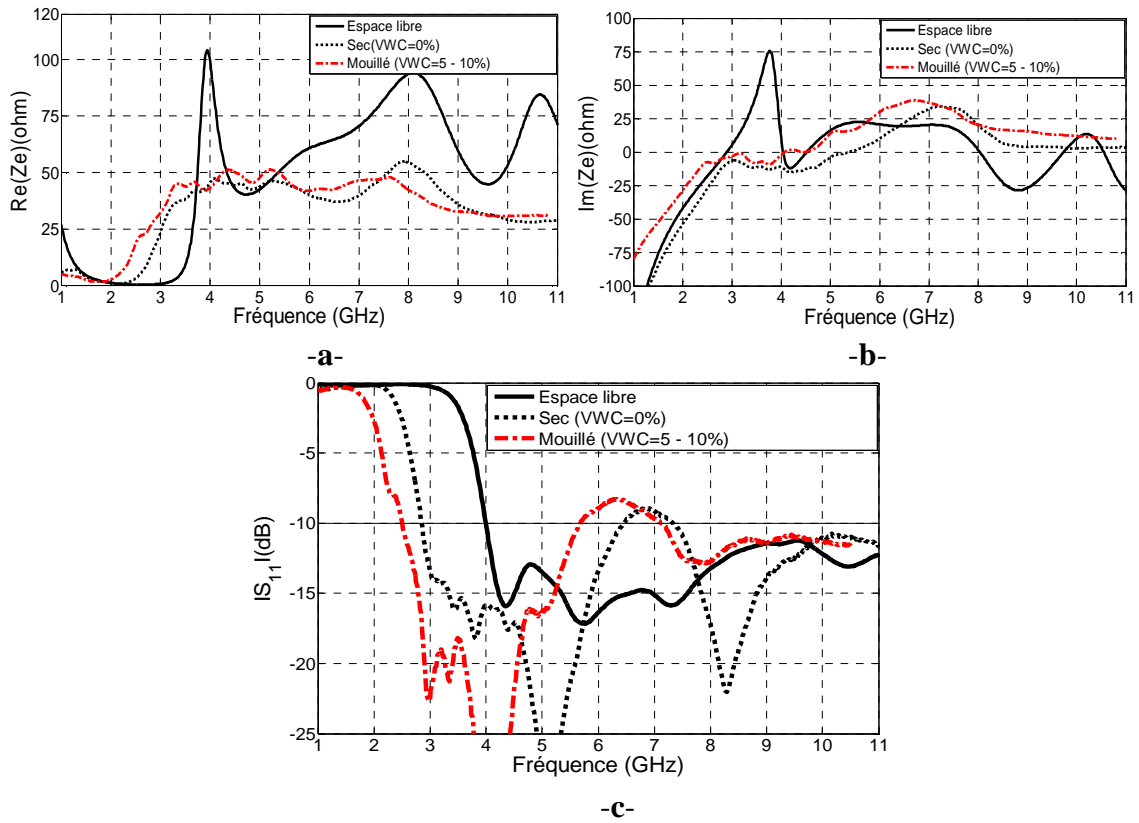
**Figure 3.34:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCiF (sable,  $d_{ug}=10\text{cm}$ ), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



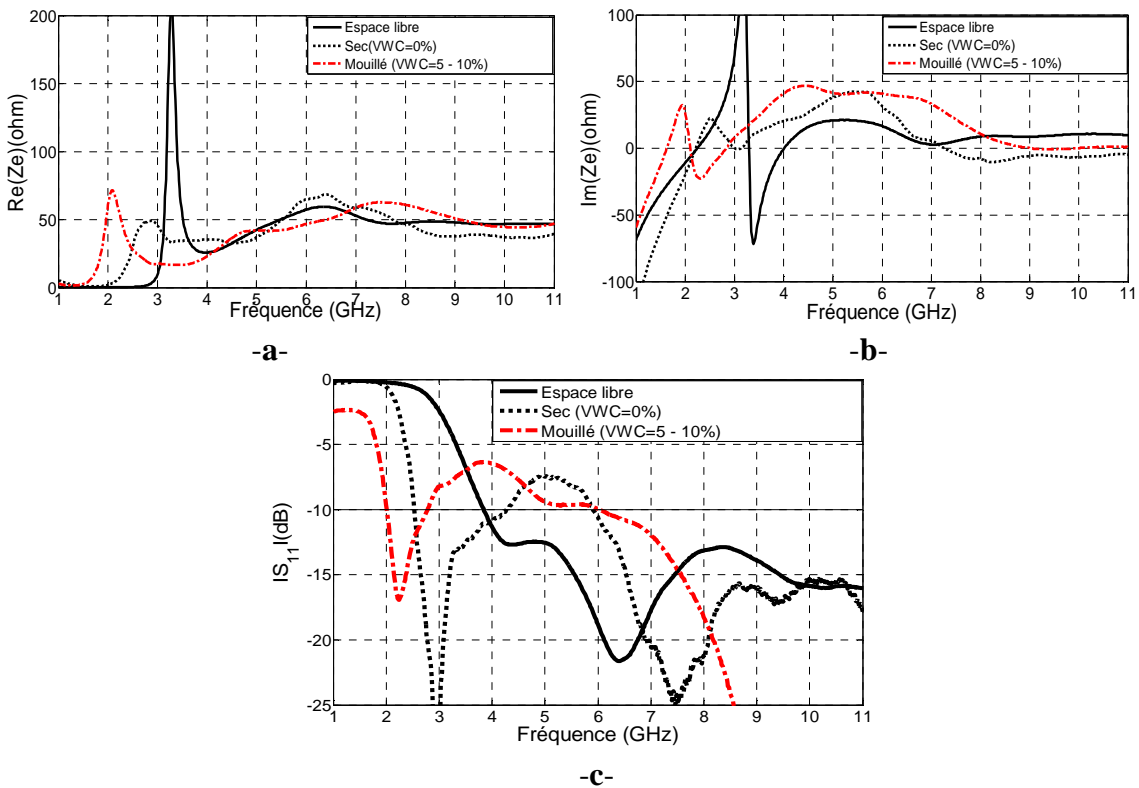
**Figure 3.35:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'antenne PulsOn (sable,  $d_{ug}=10\text{cm}$ ), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



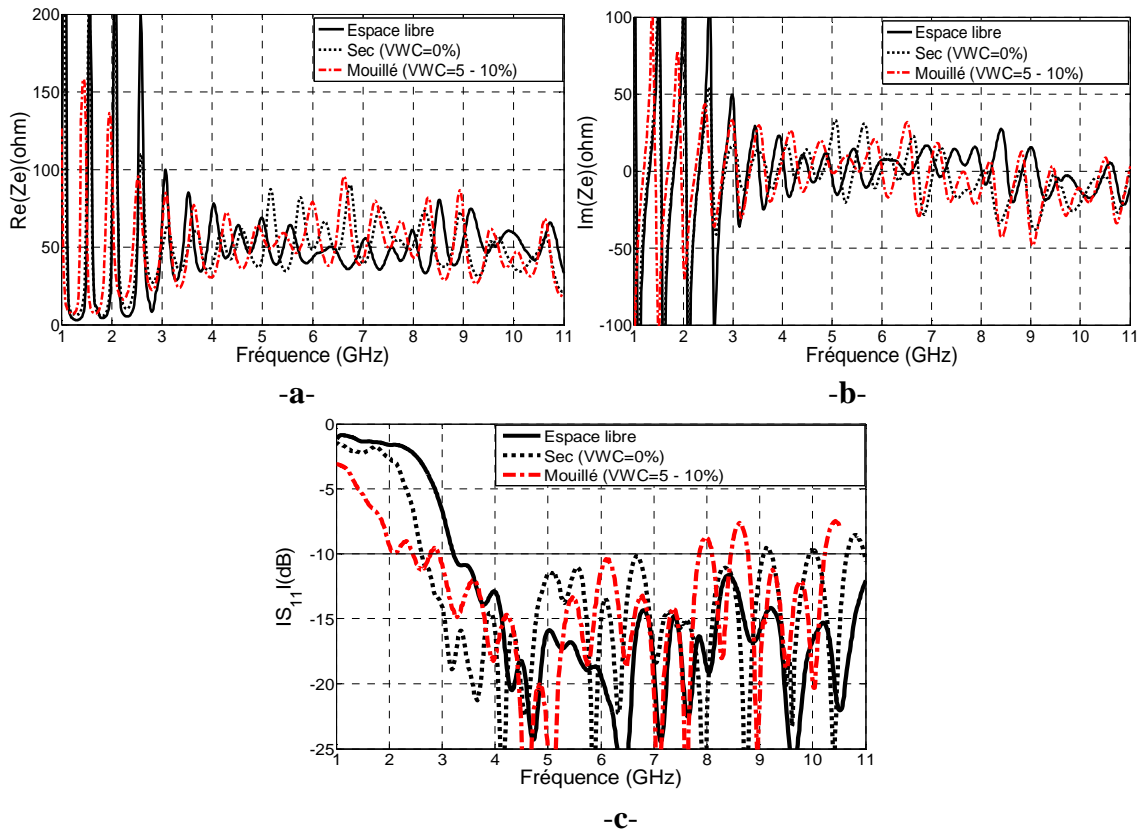
**Figure 3.36:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AVA-FLE (sable,  $d_{ug}=10\text{cm}$ ), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



**Figure 3.37:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCaF (ballast,  $d_{ug} = 10$  cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



**Figure 3.38:** Effet de la teneur en eau du sol sur l'adaptation de l'AMCiF (ballast,  $d_{ug} = 10$  cm), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l'impédance, c) coefficient de réflexion.



**Figure 3.39:** Effet de la teneur en eau du sol sur l’adaptation de l’antenne PulsOn (ballast,  $d_{ug}=10\text{cm}$ ), a) partie réelle et b) partie imaginaire de l’impédance, c) coefficient de réflexion.

**Tableau 3.7 :** Décalage de la bande passante de l’antenne enfouie en fonction de VWC.

Type de sol	Antenne	$f_{inf, el}$ (GHz)	$\Delta f$ (0%) (GHz)	$\Delta f$ (5%) (GHz)	$\Delta f$ (10%) (GHz)	$\Delta f$ (20%) (GHz)
Sable ( $d_{ug}=10\text{cm}$ )	AMCaF	4,00	0,65	1	1,25	1,5
	AMCiF	3,75	0,75	1,05	1,35	1,6
	AVA-FLE	3,65	0,65	0,9	1,15	1,55
	PulsON	3,15	0,55	0,75	1,1	1,5
Granulats ( $d_{ug}=10\text{cm}$ )	AMCaF	4,00	1,15	1,5	-	-
	AMCiF	3,75	1,2	1,75	-	-
	PulsON	3,15	0,65	1,15	-	-

### 3.6 SYNTHÈSE DE L’ÉTUDE

#### 3.6.1 Comparaison simulations – mesures

Les résultats obtenus, par modélisation électromagnétique et mesures, en termes d’impédances d’entrée, de coefficients de réflexion et de bandes passantes sont concordants qualitativement. Néanmoins, des différences quantitatives existent.

Pour l’antenne AMCaF, les résultats de simulations montrent des décalages plus importants que ceux des mesures, avec une différence de l’ordre de 0,25 GHz (soit 3%

par rapport à la bande passante de l'antenne), en fonction de la profondeur et teneur en eau.

Pour l'antenne AMCif, cette différence est de l'ordre de 0,4 GHz (soit 5% par rapport à la bande passante de l'antenne).

Ce constat peut être justifié par la différence entre les propriétés diélectriques considérées en simulation et celles du sol utilisé en mesures.

### 3.6.2 Effets du sol sur les performances des antennes enfouies

L'étude a permis de mettre en évidence l'influence du sol sur les caractéristiques des antennes enfouies. Ces constatations sont les suivantes :

- L'enfouissement de l'antenne engendre une réduction des amplitudes des parties réelle et imaginaire de son impédance d'entrée et le décalage des pics de résonances vers les basses fréquences. Ses phénomènes sont accentués avec l'augmentation de la teneur en eau du sol. Ce résultat concorde avec le développement de *Deschamps* [27].
- Le décalage de la bande passante de l'antenne enfouie vers les basses fréquences par rapport à l'espace libre. Cela est dû à la permittivité plus importante du sol. Dans le cas d'un sol sec, ce décalage est de l'ordre de 0,65 GHz dans le sable et 1,15 GHz dans le ballast.
- Une fois l'antenne enfouie, la variation de la profondeur n'affecte en rien la nouvelle bande passante acquise, ainsi que son coefficient de réflexion associé.
- L'augmentation de la teneur en eau du sol augmente le décalage de la bande passante de l'antenne. Cela est dû à l'augmentation de la permittivité du sol avec l'humidité. Ainsi, des décalages de l'ordre de 1, 1,2 et 1,5 GHz sont constatés dans un sable à teneur en eau de 5, 10 et 20%, respectivement.
- La dégradation du coefficient de réflexion avec l'augmentation de la teneur en eau dans le sol. Ainsi, l'amplitude du coefficient de réflexion se rapproche du seuil conventionnel de -10 dB jusqu'à le dépasser à partir d'un certain seuil d'humidité du sol, supérieur à 20% dans le sable.
- Le changement du diagramme de rayonnement de l'antenne d'une forme quasi-omnidirectionnel, en espace libre, à un comportement beaucoup plus directif. Cet effet augmente avec la fréquence et avec la teneur en eau. Ce rayonnement directif est canalisé dans la direction du minimum d'enfouissement, donc vers la direction de l'espace libre.
- L'augmentation de la teneur en eau dans le sol engendre l'apparition de lobes secondaires.

Le constat de décalage de la bande passante vers les basses fréquences a été exploité pour la conception d'antennes de petites dimensions (présentées au chapitre 2) destinées à être enfouies dans le sol. Lors de leur conception, pour limiter la taille de ces antennes, nous avons fixé la limite inférieure de leur bande passante à une valeur supérieure à celle de la régulation ULB (3,1 GHz). En effet, après enfouissement dans le sol, cette limite inférieure est diminuée et se rapproche de celle de la régulation ULB.

Cette approche permet de miniaturiser le capteur lui-même et ainsi réduire son coût de conception et de déploiement.

### 3.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une analyse de l'influence du sol sur les performances des antennes ULB enfouies. L'étude a été faite par simulations et mesures. Les simulations ont été réalisées avec le calculateur électromagnétique CST, en représentant le sol par une forme cubique homogène de permittivité équivalente à celle du sol et variable suivant son humidité. Une synthèse sur les caractéristiques diélectriques du sol, en se basant sur des travaux antérieurs décrits dans la littérature, a été réalisée. Les mesures ont été effectuées au laboratoire en considérant deux types de sol : le sable fin et les granulats de chemin de fer. L'étude a été faite en fonction des propriétés du sol, sa teneur en eau et la profondeur d'enfouissement de l'antenne. Les résultats présentés concernent l'impédance d'entrée, l'adaptation et la bande passante, le rayonnement et la distorsion du signal émis dans le sol.

D'après l'analyse, les propriétés du sol affectent significativement les caractéristiques de l'antenne enfouie. Ainsi, l'enfouissement engendre un décalage de la bande passante de l'antenne vers les basses fréquences. Ce décalage est d'autant plus important que la teneur en eau du sol augmente. Par ailleurs, l'augmentation de l'humidité du sol dégrade le coefficient de réflexion de l'antenne, jusqu'à la désadaptation à partir d'un certain seuil de teneur en eau du sol, supérieur à 20%. La variation de la profondeur d'enfouissement n'affecte pas l'adaptation de l'antenne enfouie. L'enfouissement impacte fortement le diagramme de rayonnement de l'antenne. La directivité maximale de ce diagramme de rayonnement est dirigée vers l'interface air-sol. Cela peut être expliqué par la forte atténuation des rayonnements qui sont dirigés dans les autres directions. Ce phénomène augmente avec l'augmentation de la teneur en eau du sol.

Le phénomène de décalage de la bande passante de l'antenne enfouie vers les basses fréquences présente un intérêt majeur. Il permet de miniaturiser l'antenne en adoptant des structures à limites inférieures fréquentielles supérieures à 3,1 GHz.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont donné lieu à trois publications : deux publications en conférences nationale (JNM2015) et internationale (EuMC2014) sur les résultats obtenus pour l'antenne AMCiF, et une publication dans la revue « IET Electronics Letters » sur les résultats obtenus avec l'antenne AMCaF.



## REFERENCES

- [1] R. G. Fitzgerrell and L. L. Haidle, "Design and performance of four buried UHF antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-20, no.1, pp. 56–62, Jan. 1972.
- [2] H.E. Bussey, E.B. Larcen, "Buried antenna performance: development of small resonant buried antennas," *Rapport d'étude, Institute for Basic Standards US*, 1974.
- [3] Hufford, George A., UHF Propagation from Buried Antennas, U.S. ESSA Research Laboratories, ITS, ESSA Tech. Memorandum ERLTM-ITS 191, 68 pages, July 1969.
- [4] P. Soontornpipit, C. M. Furse, Y. C. Chung, and B. M. Lin, "Optimization of a buried microstrip antenna for simultaneous communication and sensing of soil moisture," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 797–800, Mar. 2006.
- [5] W.L. Weeks, R.C. Fenwick, "Submerged antenna performance," *IRE International Convention Record*, vol.10, pt.1, pp. 108-135, 1962.
- [6] R.C. Fenwick, W.L. Weeks, "Submerged antenna characteristics," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol.11, no3, pp.296-305, May 1963.
- [7] R.C. Hansen, "Radiation and reception with buried and submerged antennas," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 3, pp. 207–216, May 1963.
- [8] C. C. Courtney, "Time-domain measurement of the electromagnetic properties of materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 5, pp. 517–522, May 1998.
- [9] S. Bakhtiari, N. Qaddoumi, S. I. Ganchev, and R. Zoughi, "Microwave noncontact examination of disbond and thickness variation in stratified composite media," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 3, pp. 389–395, Mar. 1994.
- [10] A. M. Paz, S. Trabelsi, S. O. Nelson, and E. Thorin, "Measurement of the dielectric properties of sawdust between 0.5 and 15 GHz," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.60, no. 10, pp.3384-3390, Avr. 2011.
- [11] A. M. Nicholson and G. F. Ross, "Measurement of intrinsic properties of material by time-domain techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-19, no. 4, pp. 377–382, Nov. 1970.
- [12] D. L. Faircloth, M. E. Baginski, and S. M. Wentworth, "Complex permittivity and permeability extraction for multilayered samples using  $\gamma$ -parameter waveguide measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 3, pp. 1201–1209, Mar. 2006.
- [13] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constant and loss tangent at microwave frequencies,"

- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 3, pp. 789–793, Jun. 1989.
- [14] L. Li, A. E. Tan, K. Jhamb and K. Rambabu , “Buried object characterization using ultra-wadebande ground penetrating radar,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2654–2664, August 2012.
- [15] C.Matzler, “Microwave permittivity of dry sand,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 1, pp. 317–319, Jan. 1998.
- [16] M. Adous, “ Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50MHz – 13GHz,” Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2006.
- [17] M. Hallkainen, F.T. Ulaby, M.C. Dobson, M.A. El-Rayes, L. Wu, “Microwave dielectric behavior of wet soil-Part I: empirical models and experimental observations,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 25-34, January 1985.
- [18] M.C. Dobson, F.T. Ulaby, M. Hallkainen, M.A. El-Rayes, “Microwave dielectric behavior of wet soil-Part II: dielectric mixing models,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 35-46, Jan 1985.
- [19] J.M. Wang, T.J. Schmugge, “An empirical model for the complex dielectric permittivity of soils as a function of water content,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-18, No. 4, pp. 288-295, Oct 1980.
- [20] D.G. Tarboton, “Rainfall-Runoff Processes,” Utah State University, 2003.
- [21] C. Brouwer, A. Goffeau, M. Heibloem, “Irrigation Water Management: Training Manual No. 1 - Introduction to Irrigation,” FAO - Food and Agriculture Organization of The United Nations, 1985.
- [22] Wikipedia, “Water content”, [consulté le 02 juin 2015]. Disponible sur : [https://en.wikipedia.org/wiki/Water\\_content](https://en.wikipedia.org/wiki/Water_content).
- [23] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, C. Sturm, “Basic properties and design principles of UWB antennas,” *PROCEEDING OF THE IEEE*, Vol.97, No.2, pp.372-385, February 2009.
- [24] Sibelco france, “Fiche technique”, [consulté le 02 juin 2015]. Disponible sur : [http://www.sibelco.fr/item\\_img/medias/images/ft%20ne34%202009\\_1.pdf](http://www.sibelco.fr/item_img/medias/images/ft%20ne34%202009_1.pdf)
- [25] Test equipment solutions, “Agilent PNA microwave network analyzers : Data Sheet”, [consulté le 02 février 2014]. Disponible sur : <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/Agilent-E8361C-Datasheet.pdf>
- [26] Time Domaine, “ Broadspec UWB antenna”, [consulté le 02 juin 2014]. Disponible sur : [http://www.timedomain.com/datasheets/TD\\_Broadspec\\_Antenna.pdf](http://www.timedomain.com/datasheets/TD_Broadspec_Antenna.pdf).
- [27] G. Deschamps, “ Impedance of an antenna in a conducting medium,” *IRE Transactions on Antenna and Propagation*, vol.10, no.5, pp.648-650, Sep. 1962.

---

## Chapitre 4

# Effets du sol sur les liens radios des RCSFE ULB

### 4.1 INTRODUCTION

La principale différence entre les Réseaux de Capteurs Sans Fils Enfouis (RCSFE) et les Réseaux de Capteurs Sans Fils (RCSF) standards est le milieu de propagation. Pour les RCSFE, le milieu de propagation n'est plus l'air mais le sol. Par analogie, les obstacles rencontrés en espace libre sont remplacés par d'autres dans le sol comme les roches, les racines de plante, ...etc. Le principal défi est la réalisation d'une liaison sans fil fiable entre les capteurs enfouis ou entre les capteurs enfouis et une station de base dans l'air. Plusieurs facteurs affectent directement la propagation des ondes électromagnétiques dans le sol, comme les phénomènes d'absorption, de diffraction, de réflexion et de réfraction. L'importance de ces phénomènes dépend des propriétés du sol : sa composition et la grandeur des particules, sa densité et sa teneur en eau. La profondeur d'enfouissement et la fréquence de travail sont des facteurs supplémentaires qui influent significativement sur les communications sans fil dans le sol. Ainsi, une caractérisation de la propagation des ondes électromagnétiques dans le sol, en tenant compte de tous ces facteurs, est nécessaire pour permettre une large utilisation de cette technologie tout en gardant une liaison fiable dans le temps et dans l'espace.

Dans ce chapitre, on présente les résultats obtenus pour l'étude de l'effet du sol sur la propagation des ondes électromagnétiques dans le cadre des applications de RCSFE ultra large bande (ULB). Le chapitre commence par un état de l'art sur les travaux effectués dans le domaine. Puis, un modèle de propagation des ondes électromagnétiques pour les applications RCSFE, dans la bande 0,3 – 1,3 GHz, existant dans la littérature, est présenté. Par la suite, on présente l'étude théorique de l'influence du sol sur la propagation, réalisée sous le simulateur CST. Les deux sections suivantes du chapitre sont consacrées à l'étude expérimentale réalisée dans les domaines fréquentiel et temporel. À partir des résultats obtenus par l'étude expérimentale, nous avons fait une estimation des bilans de liaisons et analysé l'impact du sol sur la précision de localisation envisageable dans les RCSFE ULB. Ces deux analyses sont présentées dans les deux avant dernières sections. La dernière section est consacrée aux conclusions extraites de l'étude.

## 4.2 ÉTAT DE L'ART SUR LA PROPAGATION DANS LES RCSFE

Plusieurs travaux sur la caractérisation des liens radios dans le sol ont été présentés dans la littérature.

Une évaluation empirique du lien de communication enfoui-enfoui (UGUG) à 0,433 GHz a été rapportée dans [1]. À une profondeur de 40 cm pour les deux capteurs enfouis, une portée de communication de l'ordre de 80 à 90 cm est atteinte avec des puissances d'émissions de 5 et 10 dBm. Cette distance est réduite à 50 cm pour des puissances d'émissions de -3 à 0 dBm.

Une étude empirique d'une communication entre un capteur enfoui et un capteur en surface à 0,433 GHz est présentée dans [2]. Dans cette étude, il est constaté qu'à 15 cm de profondeur dans un sol sec, des portées de communication de l'ordre de 25 et 30 m sont possibles en communication enfoui-air (UGAG) et air-enfoui (AGUG), respectivement. À 35 cm de profondeur, ces distances se réduisent à 20 et 8 m, respectivement. Cette dernière mesure a été reprise avec un sol humide et les distances de communications ont diminué de près de 80%, se réduisant à 4 et 2 m, respectivement.

Dans [3], une caractérisation expérimentale du canal UGAG à 0,869 GHz est présentée. Des transmissions de plus de 30 m de distance ont été atteintes avec des profondeurs de 10 à 40 cm et des teneurs en eau différentes.

Dans [4]-[6], un modèle théorique du canal de propagation sans fil dans le sol, dans la bande 0,3 – 0,9 GHz, est proposé et des résultats de simulations sont présentés. Ce modèle prévoit une atténuation de l'ordre de -100 dB à 0,9 GHz, en considérant une teneur en eau de 5% et une distance de séparation dans le sol de 3 m.

L'atténuation dans le sol en fonction de sa teneur volumique en eau, entre 5% et 25%, dans la bande fréquentielle 1,4 – 3 GHz, est présentée dans [7]. Dans la même étude, l'atténuation en fonction de la composition du sol en sable et argile, avec une teneur en eau à 5% et à la fréquence 2,4 GHz est analysée. L'analyse montre que l'atténuation augmente avec l'augmentation de la fréquence et de la teneur en eau du sol.

Dans [8], des résultats expérimentaux, à 2,4 GHz, à des profondeurs de 6 cm et 13 cm et des distances de séparation supérieures à 0,5 m avec une puissance d'émission de 0 dBm, une sensibilité de réception de -90 dBm, et dans un sol argileux, ont montré la non faisabilité et l'inexistence de communication dans un réseau complètement enfoui UGUG dans ces conditions. Cependant, les résultats obtenus dans la même étude montrent qu'une communication UGAG ou AGUG est possible.

Un modèle de propagation, pour une transmission en ULB, dans la neige est proposé dans [9]. En considérant ce modèle, une estimation de l'atténuation est effectuée, en fonction de la distance, pour un signal ULB de 1 GHz de bande, aux fréquences centrales 0,5 et 3,8 GHz. Les teneurs en eau considérées sont de  $VWC = 2\%$ ,  $6\%$  et  $12\%$ . La profondeur d'enfouissement de l'antenne émettrice et la hauteur de l'antenne réceptrice sont toutes les deux prise égales à 1 m. Les deux antennes sont supposées isotropes. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de la fréquence et de la

teneur en eau de la neige engendre de grandes atténuations. À 3,8 GHz, l'atténuation est de -130 dB à 10 m de séparation pour VWC = 6%, et de 90 dB à 20 m de séparation pour VWC = 2%. Alors qu'à 0,5 GHz, l'atténuation est de 65 dB à 30 m de séparation pour VWC = 12%.

Dans notre recherche bibliographique, nous n'avons trouvé aucune analyse traitant de la propagation dans le sol dans le cadre des RCSFE ULB opérant dans la bande 3,1 – 10,6 GHz. L'étude de faisabilité de ce genre de systèmes passe certainement par cette étape, analyse à laquelle est consacré cette partie de la thèse.

### 4.3 PERTES DE PROPAGATION DANS LE SOL

*Akyildiz* et *Vuran* ont étudié les pertes de propagation des ondes électromagnétiques dans le sol, dans la bande 0,3 – 1,3 GHz [4]-[6]. Dans cette étude, le calcul des pertes de propagation dans le sol se base sur le modèle de propagation en espace libre auquel est ajouté un facteur tenant compte de l'effet des propriétés du sol sur le signal. En espace libre, l'équation de Friis peut s'écrire sous sa forme logarithmique de la façon suivante :

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{fs} \quad (1)$$

où  $P_r$  et  $P_t$  sont respectivement les puissances reçue et transmise,  $G_r$  et  $G_t$  sont les gains des antennes en réception et émission, et  $L_{fs}$  est le facteur de pertes de trajet en espace libre. Le facteur  $L_{fs}$ , en dB, est donné par :

$$L_{fs} = -147.6 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2)$$

avec  $d$  la distance de séparation entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice en mètre (m) et  $f$  la fréquence de travail en Hertz (Hz).

Pour adapter l'équation de Friis à la propagation dans le sol, un nouveau facteur est rajouté à (1) pour tenir compte de l'atténuation supplémentaire causée par le sol. Ainsi, l'équation de propagation dans le sol peut s'écrire [4]-[6] :

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{fs} - L_{sol} \quad (3)$$

avec  $L_{sol}$  facteur de pertes de trajet supplémentaires dues à la propagation dans le sol. Ce facteur est calculé en tenant compte des différences de propagation dans le sol par comparaison à l'espace libre. Deux facteurs importants sont considérés :

- La longueur d'onde du signal dans le sol par rapport à la longueur d'onde dans l'air,
- L'atténuation de l'amplitude du signal suivant la fréquence selon la constante d'atténuation du milieu.

Par la suite, on note  $\gamma$  la constante de propagation dans le sol, et  $\alpha$  et  $\beta$ , respectivement, sa partie réelle et sa partie imaginaire,  $\gamma = \alpha + j\beta$ .

Les auteurs de l'étude décomposent  $L_{sol}$  en deux composantes  $L_{\alpha}$  et  $L_{\beta}$  :

$$L_{sol} = L_{\beta} + L_{\alpha} \quad (4)$$

$L_{\beta}$  est une atténuation liée à la constante de phase  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ . Elle est due à la différence entre les longueurs d'ondes  $\lambda$  et  $\lambda_0$  du signal dans le sol et en espace libre.  $L_{\alpha}$  est l'atténuation de transmission due à la constante d'atténuation  $\alpha$ . On peut les exprimer en décibel par :

$$L_{\beta} = 20 \log(\lambda_0 / \lambda) \quad (5)$$

$$L_{\alpha} = 20 \log(e^{2\alpha d}) \quad (6)$$

En espace libre  $\lambda_0 = c / f$  et dans le sol  $\lambda = 2\pi / \beta$ , avec  $c = 3 \times 10^8$  m/s la vitesse de propagation en espace libre,  $f$  la fréquence de travail en Hertz (Hz) et  $\beta$  la constante de phase en radian par mètre (rad/m). Par conséquent,  $L_{\beta}$  et  $L_{\alpha}$ , exprimées sur une échelle logarithmique, sont données par les expressions suivantes :

$$L_{\beta} = 154 - 20 \log(f) + 20 \log(\beta) \quad (7)$$

$$L_{\alpha} = 8.69 \alpha d \quad (8)$$

À partir de (2),(3),(4),(7),(8), l'atténuation  $L$ , en dB, due aux pertes de trajet dans le cas de la propagation dans le sol est donnée par :

$$L = 6.4 + 20 \log(d) + 20 \log(\beta) + 8.69 \alpha d \quad (9)$$

avec  $d$  en m,  $\beta$  en radian/m et  $\alpha$  en  $m^{-1}$ .

D'après le modèle présenté en (9), les pertes de trajet de la propagation dans le sol dépendent de la distance de séparation  $d$ , de la constante de phase  $\beta$  et de la constante d'atténuation  $\alpha$ . Ces deux dernières constantes dépendent des propriétés diélectriques du sol et on a [4]-[6] :

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (10)$$

$$\alpha = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon'}{2}} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1 \right] \quad (11)$$

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon'}{2}} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} + 1 \right] \quad (12)$$

où  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative complexe du sol,  $\varepsilon'$  et  $\varepsilon''$  sont la partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité relative du sol,  $f$  la fréquence de travail en Hz et  $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m la perméabilité magnétique du sol.

La permittivité du sol dépend de ses propriétés physiques, à savoir : sa composition (taux du sable, limon et argile), sa masse volumique, sa teneur en eau et la fréquence de travail [10]-[12]. C'est en tenant compte de ces facteurs qu'un modèle de la permittivité du sol, dans la bande 0,3 – 1,3 GHz, a été proposé par N. Peplinski et ses co-auteurs dans [10]. Des mesures ont été réalisées dans la bande 1,4 – 18 GHz par M. Hallkainen [11] et par M.C. Dobson [12]. Par conséquent, les pertes de trajet dans le cas de la propagation dans le sol dépendent de :

- La distance de séparation entre les antennes émettrice et réceptrice,
- La fréquence de travail,
- Les propriétés du sol (composition, masse volumique et teneur en eau).

À partir de cette étude, un modèle de base du canal de propagation pour les RCSFE est proposé.

#### 4.4 MODELE DU CANAL DE PROPAGATION POUR LES RCSFE

Les communications en RCSFE se font selon trois configurations possibles, comme illustré en Figure 4.1. Le modèle du canal doit tenir compte de ces configurations et de leurs spécificités.

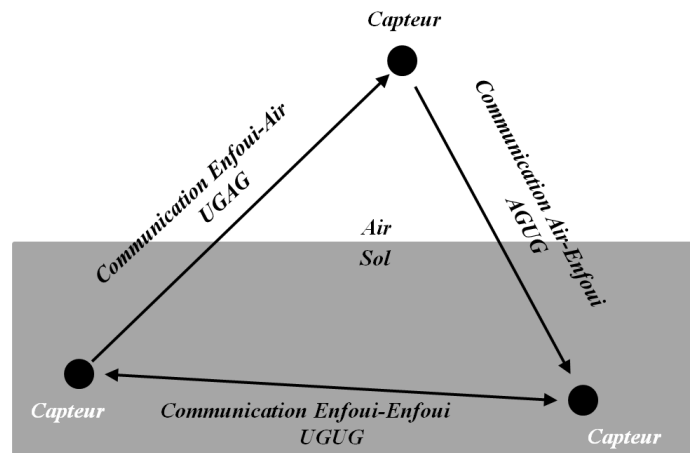


Figure 4.1: Types de communications dans les RCSFE.

##### 4.4.1 Canal Enfoui-Enfoui (UGUG)

Dans ce cas de figure, la propagation des ondes électromagnétiques se fait exclusivement dans le sol entre capteurs enfouis. Le modèle de canal est celui défini précédemment :

$$L_{ugug} = 6.4 + 20 \log(d_{ugug}) + 20 \log(\beta) + 8.69 \alpha d_{ugug} \quad (13)$$

avec  $d_{ugug}$  la distance de séparation entre les deux capteurs enfouis, en mètre.



#### 4.4.2 Canal Enfoui-Air (UGAG)

Dans ce cas, la communication se fait entre un capteur émetteur enfoui et un capteur récepteur en espace libre. Par conséquent, le modèle de pertes de trajet peut être écrit comme suit [13][14] :

$$L_{ugag} = L_{ug}(d_{ug}) + L_{ag}(d_{ag}) + L_{R-ugag} \quad (14)$$

où  $L_{ug}$  et  $L_{ag}$  sont les pertes de trajet dans le sol et en espace libre, respectivement.  $d_{ug}$  et  $d_{ag}$  sont les distances parcourues par l'onde électromagnétique dans le sol et l'air, respectivement.  $L_{R-ugag}$  est l'atténuation de réfraction à l'interface sol-air. Dans le cas de communication UGAG, l'onde électromagnétique se propage perpendiculairement (à cause de la faible profondeur) d'un milieu à forte densité (sol) à un milieu à faible densité (air). Ainsi, on peut considérer que toute l'énergie est réfractée et  $L_{R-ugag} \approx 0$  dB [15]. Par conséquent, on a :

$$L_{ugag} = -141.2 + 20 \log(d_{ag}) + 20 \log(f) + 20 \log(d_{ug}) + 20 \log(\beta) + 8.69 \alpha d_{ug} \quad (15)$$

#### 4.4.3 Canal Air-Enfoui (AGUG)

Pour cette configuration, la communication se fait entre un émetteur en espace libre et un récepteur enfoui. Par conséquent, le modèle de pertes de trajet peut s'écrire :

$$L_{agug} = L_{ag}(d_{ag}) + L_{ug}(d_{ug}) + L_{R-agug} \quad (16)$$

La propagation du signal se fait d'un milieu à faible densité à un milieu à forte densité et en considérant le chemin de puissance maximale ou l'angle d'incidence est proche de zéro degré, on peut approximer les pertes par réfraction par [15] :

$$L_{R-agug} \approx 20 \log\left(\frac{n+1}{4}\right) \quad (17)$$

avec  $n$  l'indice de réfraction du sol qui est donné en fonction des propriétés diélectriques du sol [13][14] :

$$n = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon'^2 + \varepsilon''^2} + \varepsilon'}{2}} \quad (18)$$

Par conséquent, on a :

$$L_{agug} = -141.2 + 20 \log(d_{ag}) + 20 \log(f) + 20 \log(d_{ug}) + 20 \log(\beta) + 8.69 \alpha d_{ug} + 20 \log\left(\frac{n+1}{4}\right) \quad (19)$$

À partir de (13), (15) et (19), un modèle de base des pertes de trajet pour les différentes configurations de communications dans les RCSFE est présenté. L'atténuation dépend des distances parcourues dans le sol et en espace libre, de la fréquence de travail et des propriétés diélectriques du sol.

## 4.5 ÉTUDE PAR SIMULATION DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB

Cette étude a été réalisée avec le calculateur CST MWS, pour les deux antennes AMCaF et AMCiF déjà étudiées. Le schéma de principe de la simulation est illustré en Figure 4.2. La distance de séparation entre l'antenne dans l'air et le sol est fixée à  $d_{ag} = 1$  m. Les deux antennes à l'émission et à la réception sont identiques. Le sol est modélisé par un volume homogène cubique, de 50 cm de côté, présentant les caractéristiques diélectriques du sol. Cette étude a été réalisée en fonction de l'antenne utilisée, de son orientation ( $\theta$ ), de sa profondeur d'enfouissement ( $d_{ug}$ ) et de la teneur en eau du sol (VWC). La variation de la teneur en eau du sol est prise en compte dans le calculateur en faisant varier la permittivité du sol (voir Tableau 3.2). L'étude a été faite dans le domaine fréquentiel et le résultat obtenu, pour chaque scénario, est la fonction de transfert du canal  $H(f)$  qui est représentée par le coefficient de transmission  $S_{21}$ . Ces résultats tiennent compte de l'effet conjoint du canal de propagation et des antennes émettrice et réceptrice.

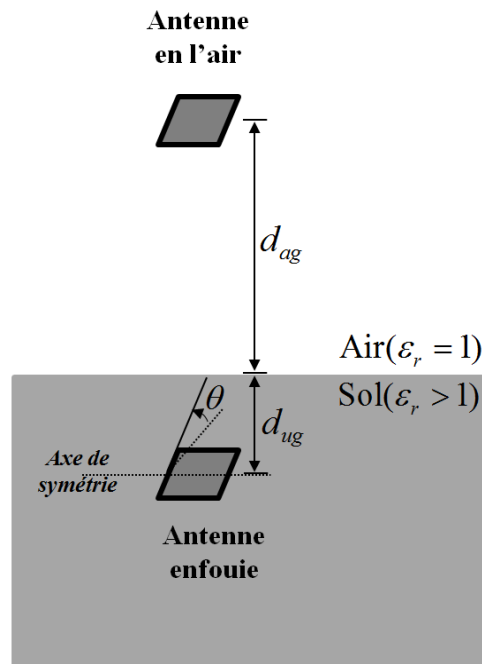


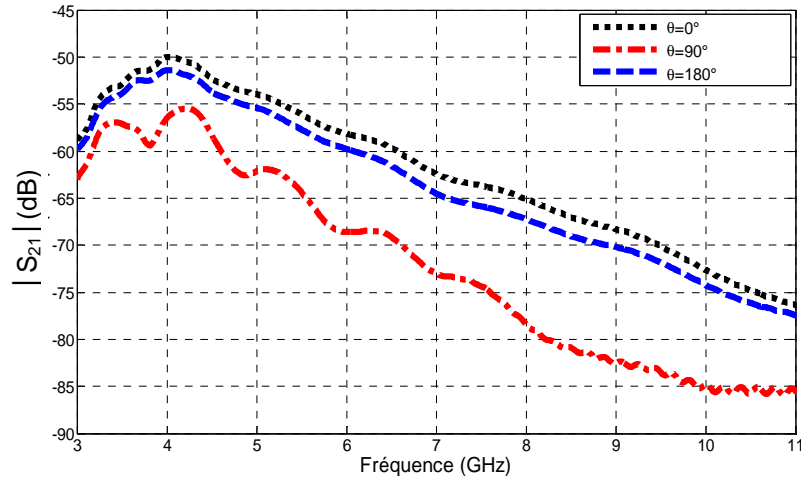
Figure 4.2: Schéma de principe de la simulation.

### 4.5.1 Effet de l'orientation de l'antenne enfouie

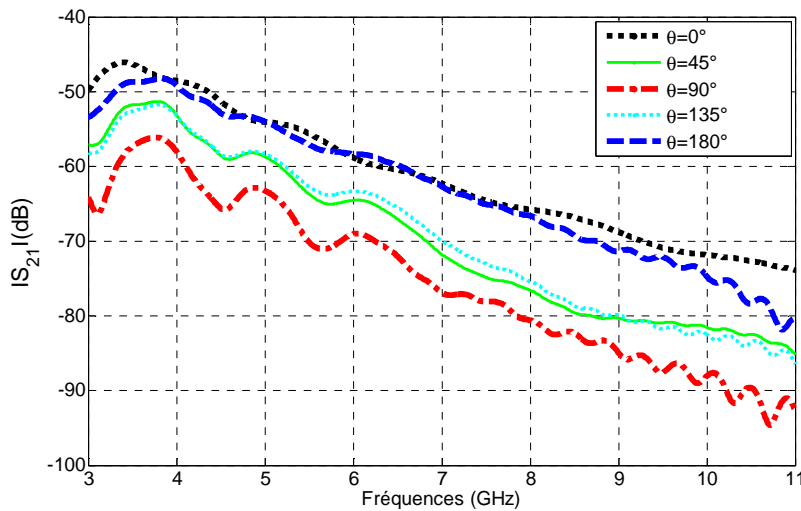
L'étude a été réalisée en faisant tourner l'antenne enfouie autour de son axe de symétrie suivant l'angle  $\theta$ . Le pas angulaire considéré est de  $90^\circ$  pour l'antenne AMCaF et  $45^\circ$  pour l'antenne AMCiF. Vu la symétrie de l'antenne, seul le demi-plan azimutal est considéré. La profondeur d'enfouissement et la teneur en eau sont fixés à  $d_{ug} = 10$  cm et à  $VWC = 5\%$ . Les résultats obtenus sont illustrés en Figure 4.3 pour l'antenne AMCaF et en Figure 4.4 pour l'antenne AMCiF.

Les résultats obtenus montrent une augmentation de l'atténuation avec le dépointage de l'antenne enfouie en faisant varier l'angle de rotation  $\theta$  de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ . Ainsi, des atténuations supplémentaires moyennes de 8 dB à 14 dB sont constatées, sur toute la bande 4 à 10 GHz, en passant de la position  $\theta = 0^\circ$  à la position  $\theta = 90^\circ$ .

Il est noté aussi que les résultats obtenus pour  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 180^\circ$ , ainsi que  $\theta = 45^\circ$  et  $\theta = 135^\circ$ , sont quasi identiques vu la symétrie du rayonnement de l'antenne autour de son axe de symétrie dans le plan azimutal.



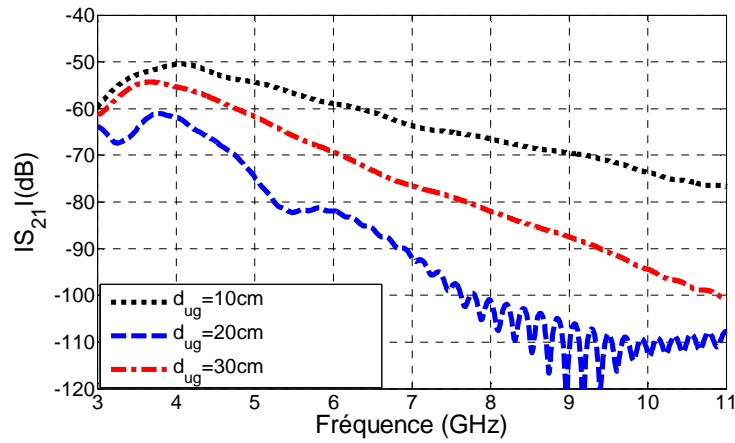
**Figure 4.3:** Variation de l'atténuation en fonction de l'orientation (AMCaF,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5% ).



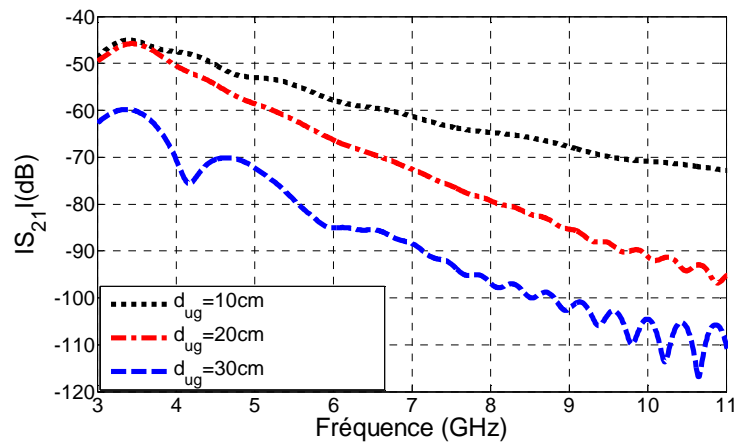
**Figure 4.4:** Variation de l'atténuation en fonction de l'orientation (AMCiF,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5% ).

#### 4.5.2 Effet de la profondeur d'enfouissement

Pour cette étude, les antennes émettrice et réceptrice sont en position face à face ( $\theta = 0^\circ$ ), la teneur en eau du sol est fixée à VWC = 5% et on fait varier la profondeur d'enfouissement de l'antenne avec des valeurs de 10, 20 et 30 cm. Les résultats obtenus sont illustrés en Figure 4.5 et Figure 4.6 pour l'AMCaF et l'AMCiF, respectivement.



**Figure 4.5:** Variation de l'atténuation en fonction de la profondeur d'enfouissement (AMCaF,  $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%).



**Figure 4.6:** Variation de l'atténuation en fonction de la profondeur d'enfouissement (AMCiF,  $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%).

Les résultats obtenus, pour les deux antennes, montrent que l'atténuation du signal augmente avec la profondeur d'enfouissement et la fréquence. L'accroissement de l'atténuation est quasi-linéaire, ses droites d'approximation suivant la profondeur d'enfouissement, calculées par régression linéaire dans la bande 4 – 10 GHz, sont données dans le Tableau 4.1.

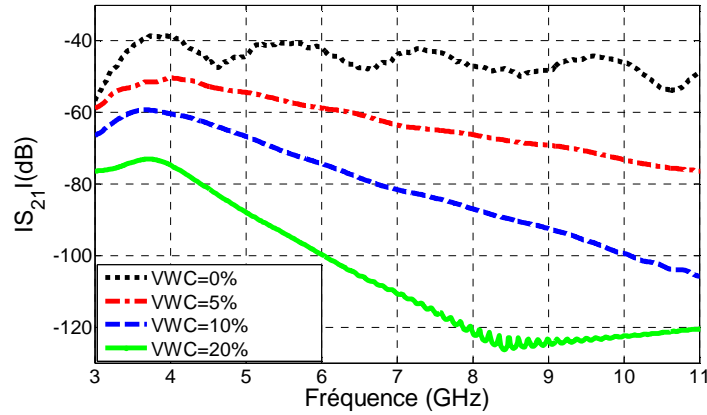
Des atténuations moyennes de 3,5 dB/GHz, 6,4 dB/GHz et 8,2 dB/GHz sont observées pour des profondeurs d'enfouissement de 10, 20 et 30 cm, respectivement.

**Tableau 4.1:** Les droites d'approximation de l'atténuation (en dB) en fonction de la profondeur d'enfouissement (VWC = 5%,  $f$  en GHz).

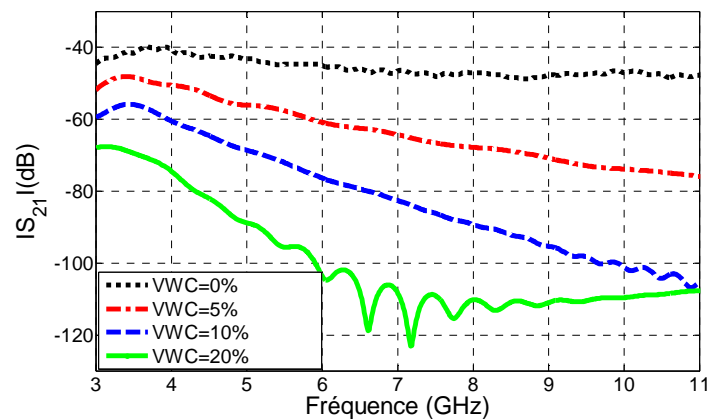
$d_{ug}$ (cm)	AMCaF	AMCiF
10	$-50 - 3,6 \times (f-4)$	$-47 - 3,5 \times (f-4)$
20	$-55 - 6,4 \times (f-4)$	$-50 - 6,5 \times (f-4)$
30	$-61 - 9,0 \times (f-4)$	$-65 - 7,5 \times (f-4)$

### 4.5.3 Effet de la teneur en eau du sol

Dans cette étude, les deux antennes émettrice et réceptrice sont en position face à face ( $\theta = 0^\circ$ ), la profondeur d'enfouissement est de 10 cm et on fait varier la teneur en eau du sol avec des valeurs de 0%, 5%, 10% et 20%. Les résultats obtenus sont illustrés en figures 4.7 et 4.8, pour l'AMCaF et l'AMCiF, respectivement.



**Figure 4.7:** Variation de l'atténuation en fonction de VWC (AMCaF,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm).



**Figure 4.8:** Variation de l'atténuation en fonction de VWC (AMCiF,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm).

Les atténuations des signaux augmentent avec la teneur en eau du sol. Ceci est accentué avec la fréquence. La dégradation de l'atténuation est quasi-linéaire, ses droites d'approximation dans la bande 4 – 10 GHz et suivant la teneur en eau du sol sont données dans le Tableau 4.2 pour les deux antennes.

D'après les résultats du tableau 4.2, on observe des atténuations moyennes de 1,2 dB/GHz, 4,0 dB/GHz, 6,6 dB/GHz et 9,8 dB/GHz pour des teneurs en eau du sol de 0, 5, 10 et 20%, respectivement.

**Tableau 4.2:** Les droites d'approximation de l'atténuation (en dB) en fonction de la profondeur d'enfouissement (VWC = 5%,  $f$  en GHz).

VWC (%)	AMCaF	AMCiF
0	$-40 - 1,3 \times (f-4)$	$-40 - 1,2 \times (f-4)$
5	$-50 - 4,0 \times (f-4)$	$-50 - 4,0 \times (f-4)$
10	$-60 - 6,6 \times (f-4)$	$-60 - 6,6 \times (f-4)$
20	$-75 - 10,0 \times (f-4)$	$-75 - 9,6 \times (f-4)$

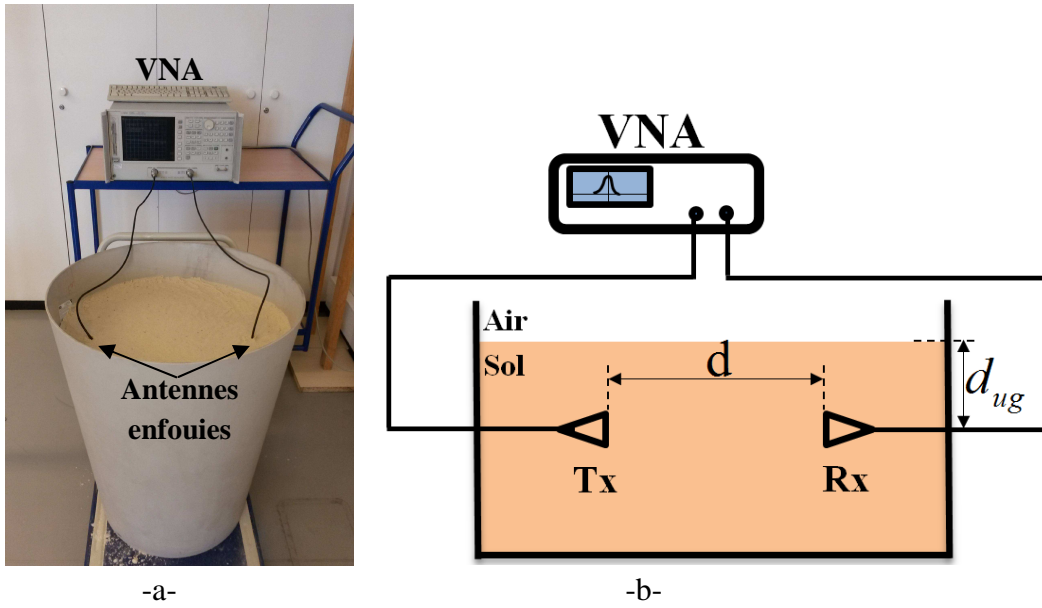
## 4.6 ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB : DOMAINE FREQUENTIEL

Cette étude a été réalisée dans le laboratoire en utilisant l'analyseur de réseaux Agilent E8361C et un bac en forme de tronc de cône (style pot de fleurs) de 60 et 40 cm de diamètres maximal et minimal, et de 70 cm de hauteur. Deux types de sols sont considérés : le sable fin et les granulats (ballast), qui ont été déjà définis dans le chapitre précédent. Les mesures ont été réalisées en utilisant les quatre antennes : AMCaF, AMCiF, AVA-FLE et PulsON. La fonction de transfert du système est obtenue grâce au paramètre de transmission  $S_{21}$ , qui représente l'effet conjoint des deux antennes émettrice et réceptrice et du canal de propagation. Pour chaque scénario, cinq mesures sont réalisées et la moyenne est considérée.

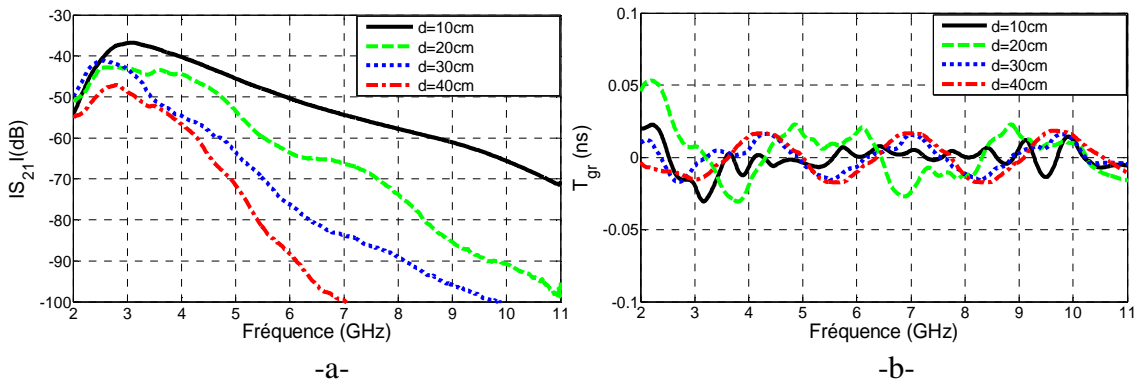
### 4.6.1 Propagation Enfoui-Enfoui

Dans cette section, l'effet des propriétés du sol sur une propagation uniquement dans le sol, entre deux capteurs ULB enfouis, est étudié. Ainsi, les deux antennes émettrice et réceptrice sont enfouies dans le sol à une profondeur d'enfouissement fixée à  $d_{ug} = 10$  cm et sont espacées entre elles d'une distance de séparation  $d$ . Le sol considéré est le sable fin avec une teneur en eau fixe, VWC = 5%. Les mesures ont été réalisées en utilisant deux antennes AMCiF, puis deux antennes PulsON. Le dispositif expérimental est illustré en Figure 4.9.

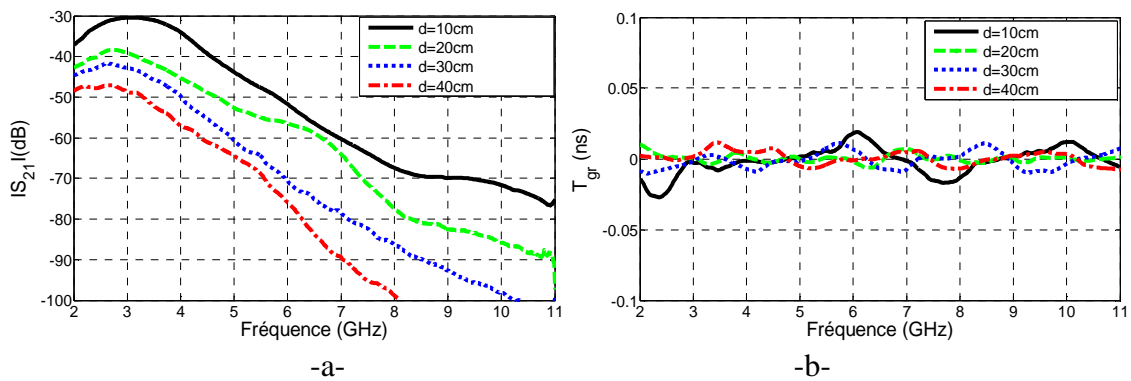
Ce protocole permet d'analyser l'effet de la distance de séparation entre les deux antennes enfouies sur l'atténuation du signal émis. On fait varier la distance de séparation  $d$ , avec les valeurs 10, 20, 30 et 40 cm. Les résultats obtenus sont donnés en Figure 4.10 et Figure 4.11 pour les antennes AMCiF et PulsON, respectivement.



**Figure 4.9:** Dispositif de mesure de l'effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui (Sable,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a) photo du dispositif, b) schéma explicatif.



**Figure 4.10:** Effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui, Antenne AMCif ( $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a) atténuation, b) retard de groupe.



**Figure 4.11:** Effet du sol sur la propagation Enfoui-Enfoui, Antenne PulsOn ( $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a) atténuation, b) retard de groupe.

Les résultats obtenus montrent que l'atténuation augmente rapidement avec la distance de séparation  $d$ , et ce phénomène est accentué avec la fréquence.

L'atténuation augmente de façon quasi-linéaire en fonction de la fréquence, des droites d'approximation (dans la bande 3 – 10 GHz) sont rapportées dans le Tableau 4.3. On observe l'augmentation, en absolu, des pentes de ces droites avec la distance de séparation.

**Tableau 4.3:** Les droites d'approximation de l'atténuation (en dB) (propagation enfouie-enfouie, VWC = 5%,  $d_{ug} = 10$  cm,  $f$  en GHz).

$d$ (cm)	AMCiF	Antenne PulsON
10	$-37 - 4,1 \times (f-3)$	$-30 - 5,7 \times (f-3)$
20	$-42 - 7,0 \times (f-3)$	$-39 - 6,6 \times (f-3)$
30	$-43 - 8,7 \times (f-3)$	$-42 - 8,0 \times (f-3)$
40	$-48 - 13,0 \times (f-3)$	$-48 - 10,4 \times (f-3)$

La Figure 4.10.b et la Figure 4.11.b montrent le retard de groupe des fonctions de transfert du canal utilisant l'antenne AMCiF et l'antenne PulsON, respectivement. Ce paramètre est inférieur à 0,03 ns, dans la bande 3 à 11 GHz, dans les deux cas. Ce constat confirme l'effet faiblement dispersif du sol.

Les résultats obtenus, pour la propagation enfouie-enfouie, montrent les fortes atténuations subies par les signaux ULB se propageant dans le sol. Ces atténuations augmentant avec la teneur en eau du sol et avec la distance de séparation.

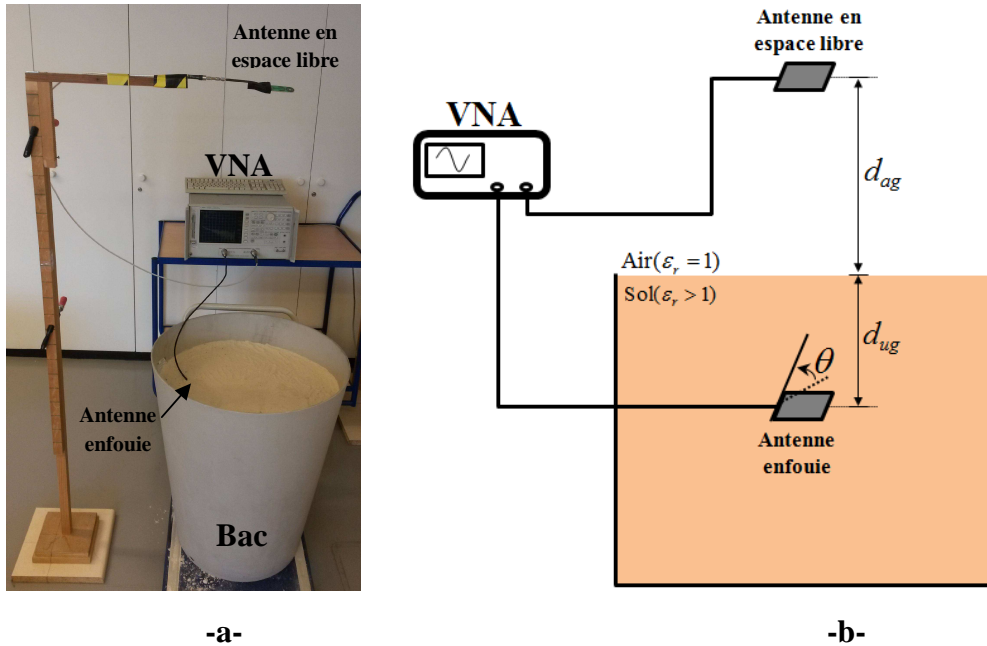
Étant donné que la normalisation ULB limite la puissance isotrope rayonnée effective (PIRE) en ULB à -41.3 dBm/MHz et que la sensibilité des récepteurs ULB est de l'ordre de -100 dBm, pour des distances de séparation supérieures à 40 cm et/ou des teneurs en eau du sol supérieures à 5%, les communications entre capteurs ULB enfouis seront très fortement dégradées voire impossibles, surtout en bandes supérieures de la gamme ULB 3,1 à 10,6 GHz. Un bilan de liaison chiffré, qui confirme cette analyse, est présenté dans une section ultérieure. Compte-tenu des faibles portées envisageables pour les liaisons entre capteurs enfouis, nous avons orienté notre travail vers les communications Enfouie-Air, qui permettent d'obtenir des portées de communication plus importantes.

#### 4.6.2 Propagation Enfouie-Air

Dans cette section, l'effet des propriétés du sol sur la propagation enfouie-air, entre un capteur ULB enfouie et un lecteur ULB en espace libre, est étudié expérimentalement. Le schéma explicatif du dispositif de mesures est donné en Figure 4.12. Les mesures ont été réalisées dans les deux sols considérés. La surface du sol est maintenue plane pour toutes les mesures pour minimiser le phénomène de diffusion. En espace libre, l'antenne PulsON qui couvre toute la bande 3,1 à 10,6 GHz est adoptée pour toutes les mesures. Elle est positionnée à une distance fixe au-dessus de la surface du sol,  $d_{ag} = 1$  m, dans le plan parallèle à celui de la surface du sol et dirigée suivant sa direction de rayonnement maximum vers l'antenne enfouie. Les quatre antennes AMCaF, AMCiF, PulsON et AVA-FLE sont utilisées comme antennes enfouies.



L'effet du sol sur la liaison de communication ULB Enfouie-Air est analysé en faisant varier trois paramètres : l'orientation de l'antenne enfouie  $\theta$  (de  $0^\circ$  à  $180^\circ$ ), sa profondeur d'enfouissement  $d_{ug}$  (de 0 à 30 cm), et la teneur en eau du sol VWC (de 0 à 20%).



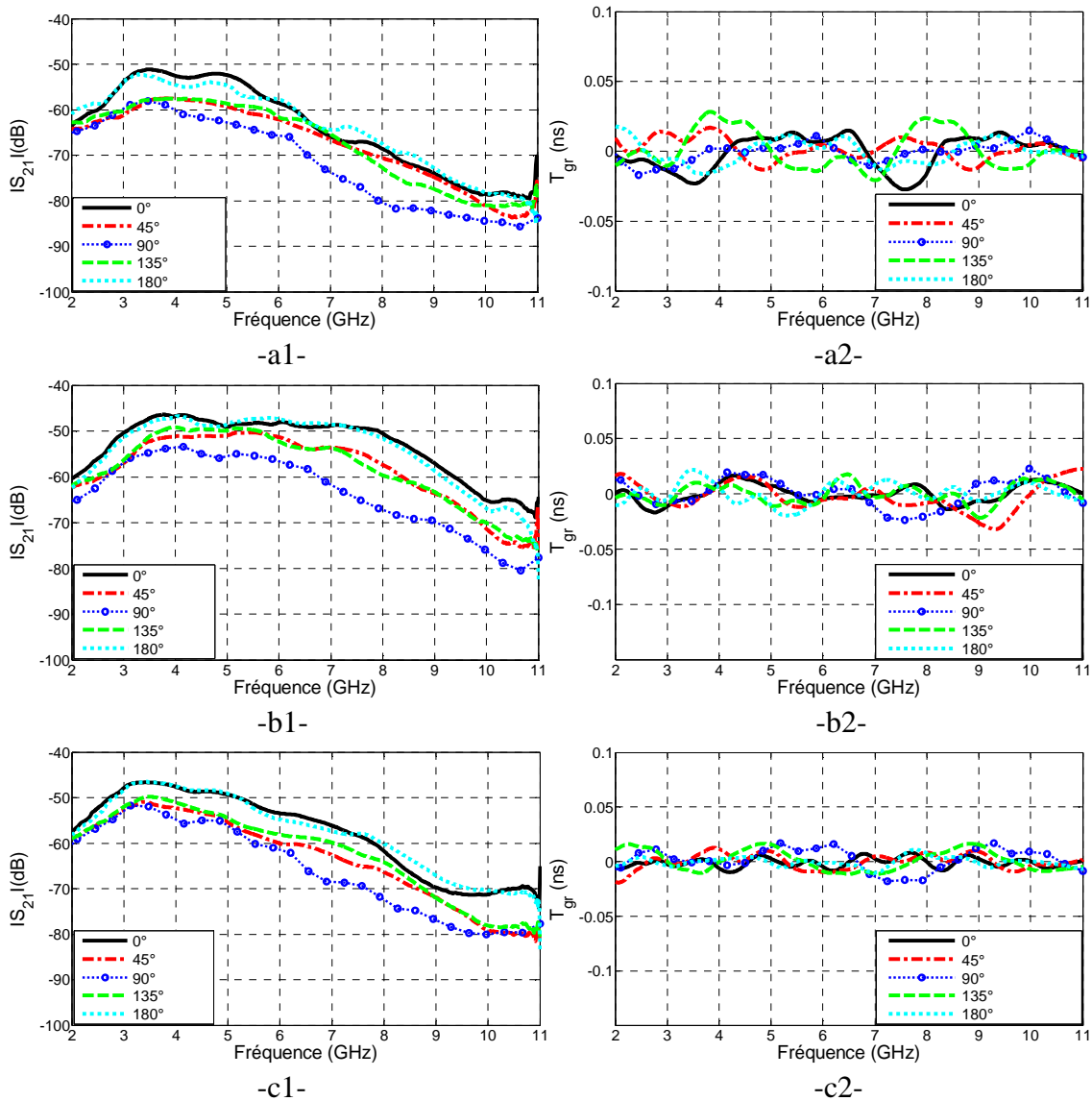
**Figure 4.12:** Dispositif de mesure de l'effet du sol sur la propagation enfouie-air, a) photo du dispositif, b) schéma explicatif.

#### 4.6.2.1 Effet de l'orientation de l'antenne enfouie

L'analyse de l'effet de l'orientation de l'antenne enfouie sur l'atténuation de la liaison de communication ULB enfouie-air est réalisée en faisant pivoter l'antenne enfouie autour de son axe de symétrie suivant l'angle  $\theta$ . L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le plan contenant l'antenne et le plan parallèle à la surface du sol, comme indiqué en Figure 4.12. Etant donné la symétrie des antennes utilisées, seul le demi-plan azimut de l'antenne est considéré. Les mesures sont réalisées avec un pas angulaire de  $45^\circ$ . Cinq orientations angulaires sont considérées,  $\theta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$  et  $180^\circ$ . L'orientation  $\theta = 0^\circ$  est la position pour laquelle l'antenne enfouie et l'antenne en espace libre sont face à face et sont toutes les deux parallèles à la surface du sol. Les autres orientations peuvent être déduites par symétrie. La profondeur d'enfouissement et la teneur en eau du sol sont fixées à 10 cm et 5%, respectivement. Les résultats obtenus pour les trois antennes AMCaF, AMCiF et PulsON dans le sable fin sont rapportés en Figure 4.13.

Les résultats obtenus, pour les trois antennes enfouies utilisées, montrent que l'orientation de l'antenne enfouie impacte la propagation. Ainsi, le dépointage de l'antenne accentue l'atténuation. En raison de la symétrie des antennes, les résultats sont très similaires pour les angles  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Il en est de même pour les angles  $45^\circ$  et  $135^\circ$ . On peut donc se limiter aux observations pour les trois angles 0, 45 et  $90^\circ$ . Comme le montrent les figures 4.13.a1, 4.13.b1 et 4.13.c1, le changement de l'orientation de l'antenne enfouie de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  engendre des atténuations supplémentaires moyennes de 8 dB à 4 GHz et de 10 dB à 7 GHz.

Les figures 4.13.a2, 4.13.b2 et 4.13.c2 montrent les retards de groupe des fonctions de transfert des trois systèmes utilisant les trois antennes. Ces retards de groupe sont inférieurs à 0,03 ns pour les trois systèmes. Ces résultats montrent que l'orientation de l'antenne enfouie influe peu sur le comportement dispersif du système.



**Figure 4.13:** Effet de l'orientation de l'antenne enfouie sur la propagation, (sable,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe AMCaF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe AMCiF, c1)  $|S_{21}|$  et c2) retard de groupe Ant. PulsOn.

En conclusion, d'après les résultats obtenus, des atténuations supplémentaires moyennes de l'ordre de 8 à 10 dB, sur toute la bande de 3,1 à 10,6 GHz, sont engendrées par un dépointage de  $90^\circ$  de l'antenne enfouie par rapport à sa position optimale. Ce constat montre que l'orientation de l'antenne enfouie est un facteur à prendre en considération lors du déploiement du RCSFE ULB dans le but d'optimiser la qualité de la liaison de communication. Ainsi, pour la suite des expériences, seule l'orientation  $\theta = 0^\circ$  est considérée pour éliminer l'effet de dépointage.

#### 4.6.2.2 Effet de la profondeur d'enfouissement

Dans cette section, l'effet de la profondeur d'enfouissement sur la liaison de communication est analysé expérimentalement. Les mesures ont été réalisées dans le sable fin et le ballast, en utilisant les quatre antennes présentées précédemment. L'orientation de l'antenne enfouie est fixée à  $\theta = 0^\circ$ , et la teneur en eau du sol est de 5% pour le sable et 0% pour le ballast. On fait varier la profondeur d'enfouissement suivant cinq profondeurs,  $d_{ug} = 0, 5, 10, 20$  et  $30$  cm, comme indiqué en Figure 4.12.

Les résultats obtenus pour les fonctions de transfert pour les quatre antennes sont rapportés dans la Figure 4.14 pour le sable, et la Figure 4.15 pour le ballast.

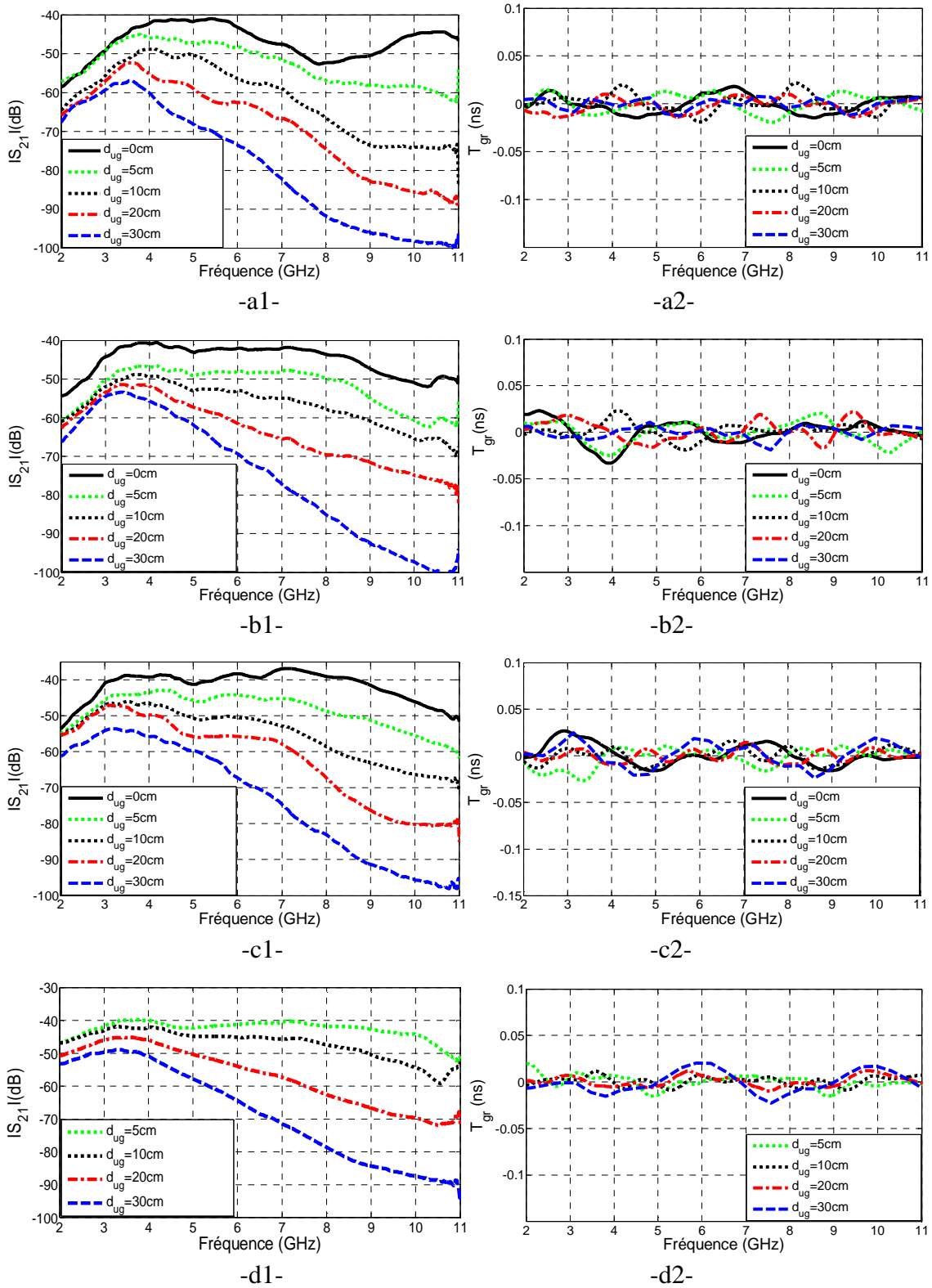
Les résultats obtenus, pour les deux sols et les quatre antennes utilisées, montrent que l'atténuation augmente avec la profondeur d'enfouissement et que ce phénomène est accentué avec l'augmentation de la fréquence.

À partir des figures 4.14 et 4.15, nous avons calculé l'augmentation de l'atténuation avec la profondeur. Les tableaux 4.4 et 4.5 donnent les atténuations supplémentaires provoquées par l'augmentation de la profondeur d'enfouissement par rapport à  $d_{ug} = 0$  cm, pour le sable et le ballast, respectivement.

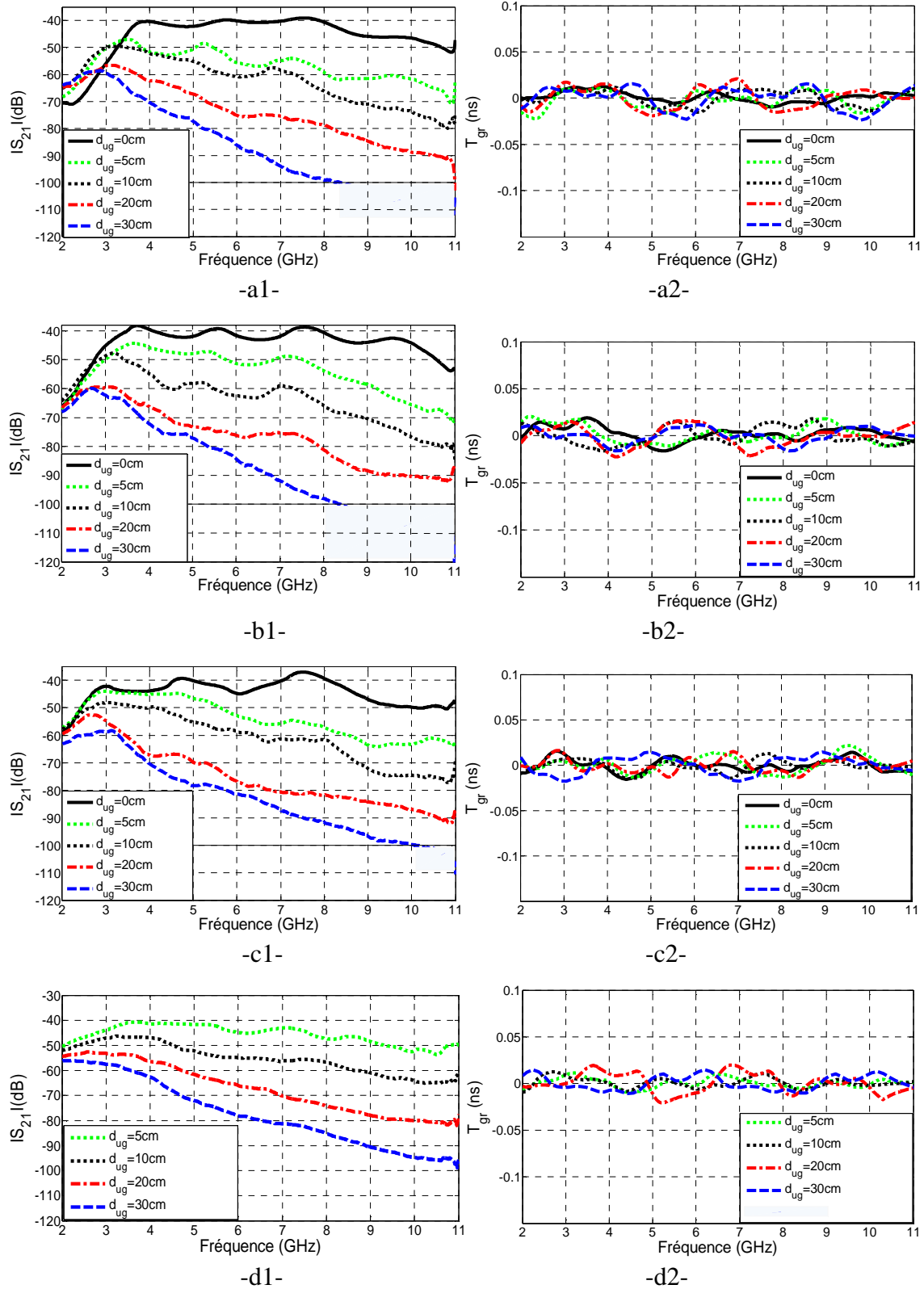
En moyennant les résultats obtenus avec les quatre antennes, on constate un accroissement moyen de l'atténuation de l'ordre de 6 dB/10 cm à 4 GHz, 11 dB/10 cm à 7 GHz et 14 dB/10 cm à 10 GHz, dans le sable. Dans le ballast, ces atténuations moyennes sont de l'ordre de 10 dB/10 cm à 4 GHz et 16 dB/10 cm à 7 GHz. Les atténuations dans le ballast sont plus importantes que dans le sable car la permittivité du ballast est plus élevée que celle du sable.

L'utilisation de l'antenne directive AVA-FLE, enfouie dans le sol, a permis de réduire les pertes de propagation, comme illustré en figures 4.14.d1 et 4.15.d1, par comparaison aux résultats des trois autres antennes qui sont omnidirectionnelles. Ainsi, des améliorations moyennes de l'ordre de 4 à 10 dB sont observées sur toute la bande ULB. Néanmoins, ces améliorations sont obtenues dans le cas d'un alignement parfait entre l'antenne AVA-FLE enfouie et l'antenne en espace libre suivant leurs axes de rayonnement optimal; sinon, ces améliorations ne sont plus observées et il peut même y avoir une dégradation plus importante de l'atténuation si les deux antennes ne sont pas alignées. Par conséquent, le déploiement d'une antenne directive enfouie dans le sol doit se faire avec une plus grande attention que pour une antenne omnidirectionnelle. Son axe de rayonnement maximal doit être dirigé perpendiculairement à la surface sol-air, pour obtenir un meilleur résultat.

Les figures 4.14.a2, 4.14.b2, 4.14.c2, 4.14.d2, 4.15.a2, 4.15.b2, 4.15.c2 et 4.15.d2 montrent les retards de groupe des fonctions de transfert des différents systèmes utilisant les quatre antennes et dans les deux sols. Ces retards de groupe sont inférieurs à 0,03 ns pour tous les systèmes. Ces résultats montrent l'effet faiblement dispersif du sol et indiquent que la variation de la profondeur d'enfouissement influe peu sur le comportement dispersif du système.



**Figure 4.14:** Effet de la profondeur sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe AMCaF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe AMCif, c1)  $|S_{21}|$  et c2) retard de groupe Ant. PulsON, d1)  $|S_{21}|$  et d2) retard de groupe AVA-FLE.



**Figure 4.15:** Effet de la profondeur sur la propagation, (ballast,  $\theta = 0^\circ$ , VWC = 5%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe AMCaF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe AMCiF, c1)  $|S_{21}|$  et c2) retard de groupe Ant. PulsON, d1)  $|S_{21}|$  et d2) retard de groupe AVA-FLE.

**Tableau 4.4:** Atténuations supplémentaires en fonction de  $d_{ug}$ , dans le sable.

Antenne	$d_{ug}$ (cm)	Atténuation supplémentaire (dB)		
		4 GHz	7 GHz	10 GHz
AMCaF	0	référence	référence	référence
	10	11	11	26
	20	17	19	36
	30	22	34	49
AMCiF	10	8	12	14
	20	11	22	24
	30	15	34	36
PulsON	10	7	14	18
	20	10	19	32
	30	16	35	47
AVA-FLE	10	4dB/10cm	11dB/10cm	16dB/10cm
	20			
	30			

**Tableau 4.5:** Atténuations supplémentaires en fonction de  $d_{ug}$ , dans le ballast.

Antenne	$d_{ug}$ (cm)	Atténuation supplémentaire (dB)		
		4 GHz	7 GHz	10 GHz
AMCaF	0	référence	référence	référence
	10	10dB/10cm	16dB/10cm	-
	20			
	30			
AMCiF	10	14	16dB/10cm	-
	20	24		
	30	31		
PulsON	10	6	20	-
	20	22	38	
	30	26	45	
AVA-FLE	10	6dB/10cm	11dB/10cm	16dB/10cm
	20			
	30			

Les résultats obtenus en Figure 4.14 et Figure 4.15, concernant le module de la fonction de transfert, montrent que  $|S_{21}|$  décroît de façon quasi-linéaire en fonction de la fréquence  $f$  dans la bande 3 à 11 GHz. Cette décroissance peut être approximée pour chaque profondeur  $d_{ug}$  par :

$$|S_{21}|(\text{dB}) = a_0 + a_1(f - f_0) \quad (20)$$

avec  $a_0$  l'atténuation initiale en dB à  $f_0 = 3$  GHz,  $a_1$  la pente de la droite en dB/GHz et  $f$  en GHz. Les paramètres  $a_0$  et  $a_1$  sont calculés d'après les mesures par une régression linéaire, sous MATLAB, et ils sont donnés pour chaque scénario en fonction de  $d_{ug}$  dans le Tableau 4.6 et le Tableau 4.7, pour le sable et le ballast, respectivement.

Les coefficients  $a_0$  et  $a_1$  dépendent de la profondeur  $d_{ug}$  selon les résultats présentés précédemment.

D'après les Tableau 4.6 et 4.7, on constate que les résultats obtenus pour les trois antennes AMCaF, AMCiF et PulsOn sont proches. Aussi, des paramètres  $a_0$  et  $a_1$  moyens (la moyenne des valeurs des paramètres), permettant d'estimer l'atténuation suivant la profondeur d'enfouissement  $d_{ug}$ , sont-ils calculés et rapportés dans les tableaux 4.8 pour le sable et 4.9 pour le ballast. Les paramètres moyens obtenus dans le cas du ballast sont plus importants que ceux obtenus pour le sable. Ce constat peut être justifié par le fait que la permittivité du ballast est plus importante que celle du sable.

On peut constater aussi que l'utilisation de l'antenne directive AVA-FLE permet de réduire les deux paramètres  $a_0$  et  $a_1$ . Cet effet est dû au gain élevé de l'antenne qui permet de réduire l'atténuation  $a_0$  et à l'augmentation en fréquence de son gain ce qui réduit  $a_1$ . Ce résultat est observé pour les deux sols.

**Tableau 4.6:** Paramètres  $a_0$  et  $a_1$ , dans le sable, en fonction de  $d_{ug}$ .

Antenne	AMCaF		AMCiF		PulsOn		AVA-FLE	
$d_{ug}$ (cm)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)
5	-43.0	-2.1	-43.4	-1.9	-40.2	-1.9	-39.1	-0.9
10	-45.0	-3.6	-45.3	-3.0	-44.1	-3.2	-40.0	-1.9
20	-49.2	-5.0	-48.1	-4.0	-45.9	-4.1	-41.9	-3.8
30	-54.5	-7.2	-50.0	-6.4	-50.1	-6.3	-44.9	-6.1

**Tableau 4.7:** Paramètres  $a_0$  et  $a_1$ , dans le ballast, en fonction de  $d_{ug}$ .

Antenne	AMCaF		AMCiF		PulsOn		AVA-FLE	
$d_{ug}$ (cm)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)
5	-45.1	-2.5	-43.2	-2.6	-44.0	-2.7	-39.5	-2.0
10	-48.2	-3.9	-49.1	-3.8	-48.1	-3.6	-44.5	-3.0
20	-55.8	-4.1	-60.0	-4.3	-55.1	-4.9	-51.5	-4.0
30	-60.0	-7.8	-62.0	-7.6	-59.5	-6.5	-56.9	-5.5

**Tableau 4.8:** Valeurs moyennes de  $a_0$  et  $a_1$ , dans le sable, en fonction de  $d_{ug}$ .

$d_{ug}$ (cm)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)
5	-42.0	-1.9
10	-44.5	-3.3
20	-47.0	-4.1
30	-50.0	-6.4

**Tableau 4.9:** Valeurs moyennes de  $a_0$  et  $a_1$ , dans le ballast, en fonction de  $d_{ug}$ .

$d_{ug}$ (cm)	$a_0$ (dB)	$a_1$ (dB/ GHz)
5	-43.2	-2.6
10	-49.1	-3.8
20	-60.0	-4.4
30	-62.0	-7.7

Les paramètres moyens  $a_0$  et  $a_1$  rapportés dans les tableaux 4.8 et 4.9 dépendent de la profondeur d'enfouissement. Ils augmentent en valeur absolue avec l'augmentation de  $d_{ug}$ . En outre, dans cette analyse les permittivités des deux sols ne varient pas (VWC constant), donc la constante d'atténuation  $\alpha$  et la constante de phase  $\beta$  sont à peu près proportionnelles à la fréquence (voir (11) et (12)). Par ailleurs, dans le modèle de propagation du canal enfoui-air, donné en (15), où l'effet du sol est représenté par les trois derniers termes, il existe deux termes qui varient avec  $d_{ug}$  (le quatrième et le sixième (dernier) terme). Par conséquent, une analogie peut être établie de la façon suivante :

$$-a_0 \Leftrightarrow 20 \log(d_{ug}) \quad (21)$$

$$-a_1 f \Leftrightarrow 8.69 \alpha d_{ug} \quad (22)$$

Les résultats de mesure pour le comportement de l'atténuation de propagation en fonction de la profondeur d'enfouissement sont qualitativement conformes aux résultats prévus par le modèle de pertes de trajet proposé en [13][14] dans la bande 0,3 à 1,3 GHz.

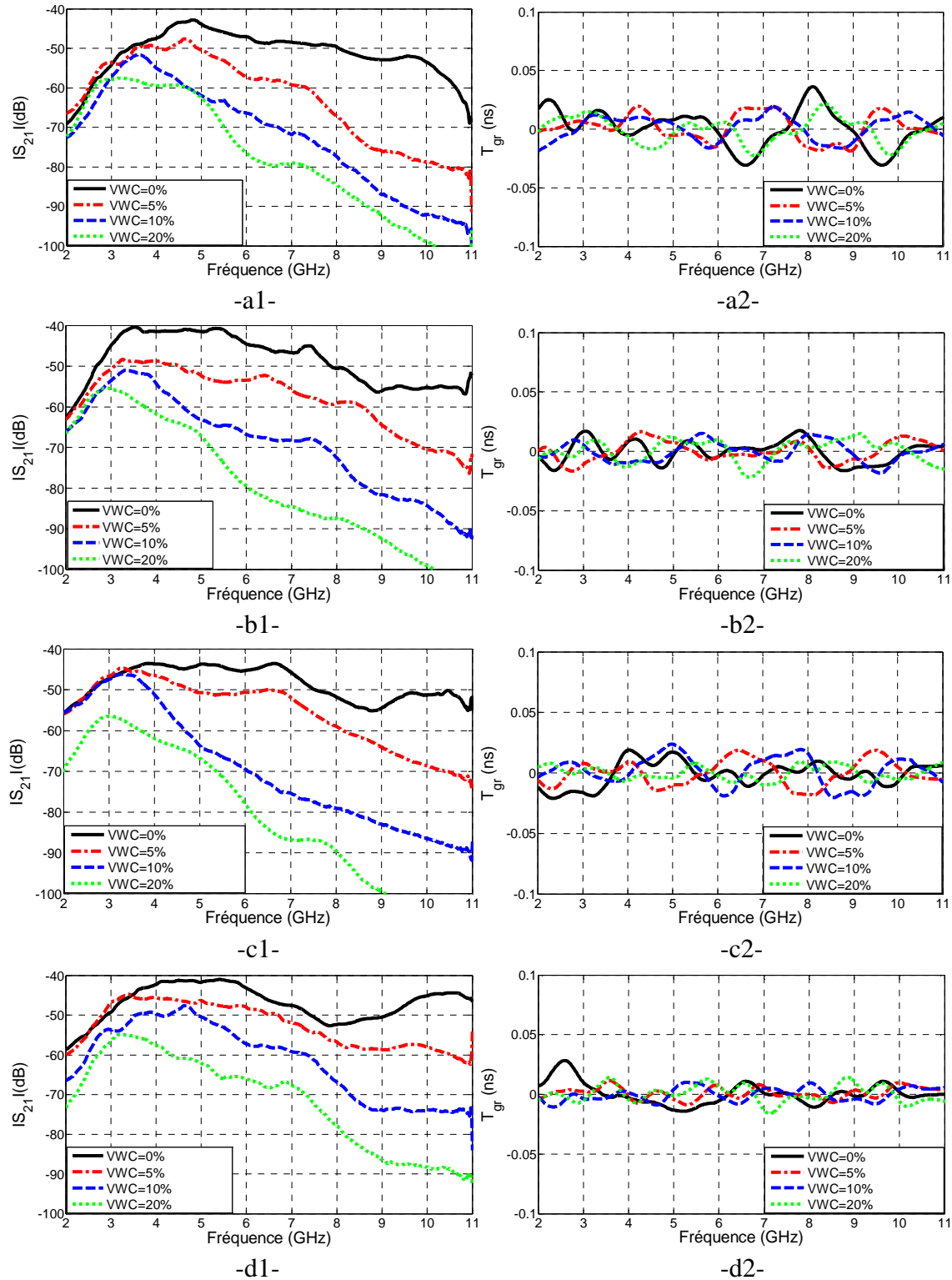
En conclusion à cette analyse, les résultats expérimentaux obtenus montrent l'impact important de la profondeur d'enfouissement sur la liaison de communication des RCSFE ULB. Par conséquent, le déploiement des RCSFE ULB doit tenir compte de ces contraintes pour assurer une connexion fiable. Ainsi, le déploiement doit se faire à la profondeur optimale permettant au capteur enfoui, à la fois, d'assurer la tâche de détection auquel il est destiné, mais aussi de communiquer avec l'unité de traitement, pour assurer le fonctionnement de tout le système.

#### 4.6.2.3 Effet de la teneur en eau du sol

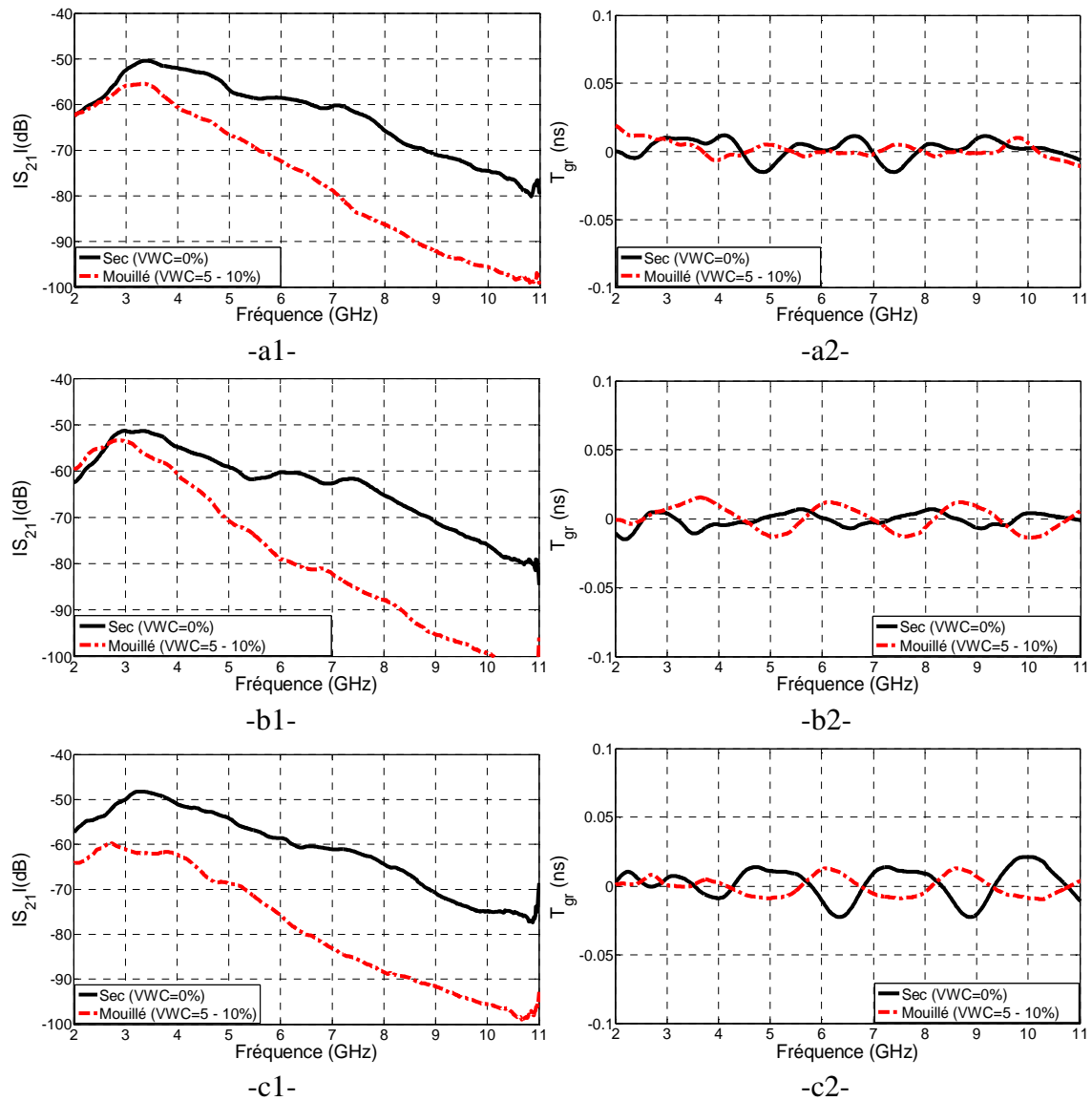
Dans cette section, l'impact de la teneur en eau du sol (VWC) sur la liaison de communication enfoui-air des RCSFE ULB est étudié expérimentalement. Les mesures ont été réalisées dans le sable fin et le ballast, comme illustré en Figure 4.12. L'orientation de l'antenne enfouie et la profondeur d'enfouissement sont fixées à  $0^\circ$  et 10 cm, respectivement. On fait varier la teneur en eau du sable avec les valeurs  $VWC = 0\%$  (cas sec) et trois niveaux d'humidité  $VWC = 5, 10$  et  $20\%$ . Pour le ballast, deux cas sont considérés, le ballast sec  $VWC = 0\%$ , et un cas intermédiaire entre 5 et 10%. Les résultats obtenus en termes de fonctions de transfert sont présentés dans la Figure 4.16, pour le sable, et la Figure 4.17, pour le ballast.



À partir de la figure 4.16, nous avons calculé l'augmentation de l'atténuation avec la teneur en eau du sable. Le tableau 4.10 donne les atténuations supplémentaires dues à l'augmentation de la teneur en eau du sable par rapport au cas sec.



**Figure 4.16:** Effet de la teneur en eau du sol sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe AMCaF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe AMCiF, c1)  $|S_{21}|$  et c2) retard de groupe Ant. PulsOn, d1)  $|S_{21}|$  et d2) retard de groupe AVA-FLE.



**Figure 4.17:** Effet de la teneur en eau du sol sur la propagation, (ballast,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe AMCaF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe AMCiF, c1)  $|S_{21}|$  et c2) retard de groupe Ant. PulsOn.

**Tableau 4.10:** Atténuations supplémentaires en fonction de VWC, dans le sable.

Antenne	$d_{ug}$ (cm)	Atténuation supplémentaire (dB)		
		4 GHz	7 GHz	10 GHz
AMCaF	0	référence	référence	référence
	5	2	10	24
	10	8	22	37
	20	11	31	44
AMCiF	5	7	10	15
	10	12	22	29
	20	20	37	45
PulsON	5	3	7	16
	10	7	30	33
	20	18	40	-
AVA-FLE	5	4	4	-
	10	8	11	-
	20	16	20	-

Les résultats obtenus, pour les deux sols et avec les différentes antennes utilisées, montrent que l'atténuation augmente avec l'augmentation de la teneur en eau du sol, ce phénomène étant accentué avec l'augmentation de la fréquence.

L'utilisation de l'antenne directive AVA-FLE, enfouie dans le sable, permet de réduire les pertes de propagation. Les résultats rapportés en Figure 4.16.d1 montrent que des améliorations moyennes de l'atténuation de 3 à 5 dB à 4 GHz, de 6 à 10 dB à 7 GHz et de 8 à 12 dB à 10 GHz, sont enregistrées par comparaison avec les résultats des trois antennes omnidirectionnelles. L'observation de ces améliorations nécessite un parfait alignement entre l'antenne AVA-FLE enfouie et l'antenne dans l'air.

En moyennant les résultats obtenus dans le sable avec les trois antennes AMCaF, AMCiF et PulsON, nous avons estimé les atténuations moyennes à 10 cm de profondeur, en fonction de la teneur en eau du sol, par comparaison au sable sec, pour les fréquences 4, 7 et 10 GHz. Ces atténuations moyennes sont rapportées dans le Tableau 4.11. Ces résultats montrent bien l'augmentation de l'atténuation avec l'humidité du sol et avec la fréquence. Cette observation peut être justifiée par le fait que l'augmentation de la teneur en eau du sol augmente sa permittivité, ce qui accroît les constantes d'atténuation  $\alpha$  et de phase  $\beta$ .

**Tableau 4.11:** Atténuations supplémentaires moyennes dans le sable en variant VWC, (référence à VWC = 0%,  $d_{ug} = 10$  cm).

$f$	Atténuation Supplémentaire (dB)		
	4 GHz	7 GHz	10 GHz
VWC = 0%	référence	référence	référence
VWC = 5%	4	10	15
VWC = 10%	8	22	32
VWC = 20%	16	36	45

Les résultats obtenus pour le ballast sec, en Figure 4.17, montrent des atténuations plus importantes que celles obtenues pour le sable sec. Cette observation peut être justifiée par le fait que la permittivité du ballast sec est plus élevée que celle du sable sec.

Les figures 4.16.a2, 4.16.b2, 4.16.c2, 4.16.d2, 4.17.a2, 4.17.b2 et 4.17.c2 montrent les retards de groupe des fonctions de transferts des différents systèmes, dans les deux sols. Ces retards de groupes sont inférieurs à 0,035 ns pour tous les systèmes. Ces résultats montrent l'effet faiblement dispersif du sol et indiquent que la variation de son taux d'humidité influe peu sur le comportement faiblement dispersif du système.

Comme illustré en Figure 4.16, le module de la fonction de transfert  $|S_{21}|$  décroît de façon quasi-linéaire en fonction de la fréquence  $f$  dans la bande 3 à 11 GHz pour les différentes valeurs de VWC considérées. Cette décroissance peut être approximée pour chaque niveau VWC par :

$$|S_{21}|(\text{dB}) = b_0 + b_1(f - f_0) \quad (23)$$

avec  $b_0$  l'atténuation initiale en dB à  $f_0 = 3$  GHz,  $b_1$  la pente de la droite en dB/GHz et  $f$  en GHz. Les paramètres  $b_0$  et  $b_1$  sont calculés d'après les mesures par régression linéaire, et ils sont donnés pour chaque scénario en fonction de VWC dans le Tableau 4.12.

**Tableau 4.12:** Paramètres  $b_0$  et  $b_1$ , dans le sable, en fonction de VWC.

Antenne	AMCaF		AMCiF		PulsOn		AVA-FLE	
	$b_0$ (dB)	$b_1$ (dB/ GHz)	$b_0$ (dB)	$b_1$ (dB/ GHz)	$b_0$ (dB)	$b_1$ (dB/ GHz)	$b_0$ (dB)	$b_1$ (dB/ GHz)
0	-41.1	-2.3	-40.2	-2.0	-40.5	-1.8	-38.5	-1.7
5	-44.0	-4.9	-44.9	-3.1	-44.5	-3.4	-41.9	-2.0
10	-48.9	-5.7	-49.2	-5.1	-47.1	-5.7	-44.9	-4.1
20	-54.8	-6.1	-56.1	-6.3	-56.3	-7.3	-53.9	-4.7

D'après les résultats du Tableau 4.12, on note que les paramètres  $b_0$  et  $b_1$ , pour les trois antennes omnidirectionnelles, sont proches. Aussi, des paramètres moyens ont-ils été calculés pour chaque teneur en eau du sol et sont rapportés dans le Tableau 4.13.

**Tableau 4.13:** Valeurs moyennes de  $b_0$  et  $b_1$ , dans le sable fin, en fonction de VWC.

VWC (%)	$b_0$ (dB)	$b_1$ (dB/ GHz)
0	-40.5	-2.0
5	-44.5	-3.2
10	-48.5	-5.5
20	-55.5	-6.3

Les paramètres moyens  $b_0$  et  $b_1$  rapportés dans le Tableau 4.13 dépendent de la teneur en eau du sol. Ils augmentent avec VWC. Par ailleurs, dans le modèle de pertes du canal enfoui-air donné en (15), les deux derniers termes dépendent de VWC, puisque la constante d'atténuation  $\alpha$  et la constante de phase  $\beta$  dépendent de la permittivité du sol (voir (11) et (12)) qui dépend de sa teneur en eau. De plus, le dernier terme de (15) est proportionnel à la fréquence. Par conséquent, une analogie peut être établie de la façon suivante :

$$-b_0 \Leftrightarrow 20 \log(\beta) \quad (24)$$

$$-b_1 f \Leftrightarrow 8.69 \alpha d_{ug} \quad (25)$$

Les résultats de mesures pour le comportement de l'atténuation de propagation en fonction de la teneur en eau du sol sont qualitativement conformes aux résultats prévus par le modèle de pertes de trajet proposé en [13][14] dans la bande 0,3 à 1,3 GHz.

En conclusion à cette analyse, les mesures ont mis en évidence l'impact important de la teneur en eau du sol sur la liaison de communication des RCSFE ULB. L'augmentation de l'humidité du sol engendre de fortes atténuations. Ces atténuations

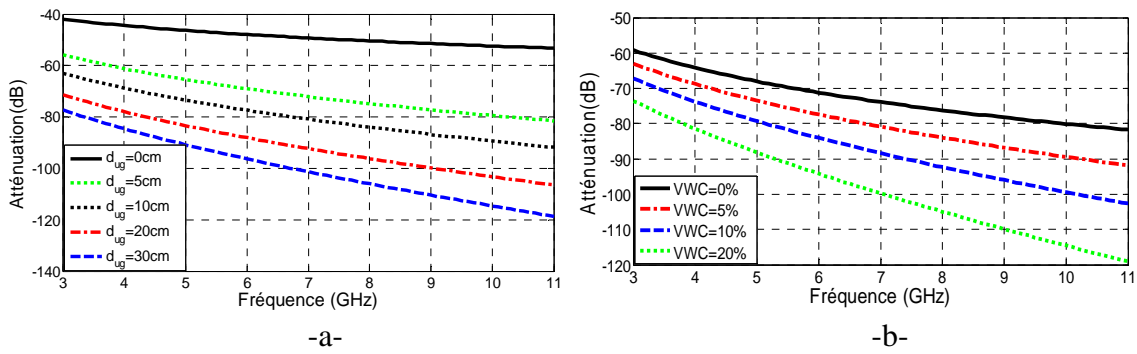
sont accentuées avec la fréquence. Par conséquent, le déploiement des RCSFE ULB doit nécessairement tenir compte de ce facteur. L'humidité du sol change dans le temps, avec les variations de la météo suivant les saisons, et dans l'espace, avec la variation du climat d'une région à une autre. Aussi, ce déploiement doit-il tenir compte des spécificités de chaque région et de la dynamique de son climat, pour assurer des communications fiables continuellement.

#### 4.6.2.4 Synthèse

Cette étude expérimentale a permis de mettre en évidence l'effet du sol sur la propagation dans le canal enfoui-air pour les RCSFE ULB. L'analyse a montré que l'orientation de l'antenne enfouie est un paramètre important qui peut augmenter l'atténuation de 7 à 12 dB sur toute la bande ULB dans le cas d'un dépointage de 90° entre l'antenne enfouie et celle dans l'air, pour une teneur en eau du sol de 5% et une profondeur d'enfouissement de 10 cm. La profondeur d'enfouissement est un deuxième facteur dont il faut tenir compte lors du déploiement du RCSFE ULB. En effet, une profondeur importante implique un trajet de propagation important, ce qui engendre une augmentation de l'atténuation de l'ordre de 6 dB/10 cm à 4 GHz, 11 dB/10 cm à 7 GHz et 14 dB/10 cm à 10 GHz, pour une teneur en eau du sol de 5%. Finalement, la forte influence de la teneur en eau du sol sur la propagation ULB enfoui-air a été montrée. L'augmentation de l'humidité du sol augmente sa permittivité, et par conséquent, accentue l'atténuation. Ainsi, l'augmentation de l'humidité d'un sol sec à  $VWC = 10\%$  génère des atténuations supplémentaires de l'ordre de 8, 22 et 32 dB à 4, 7 et 10 GHz, respectivement, dans le cas d'une profondeur d'enfouissement de 10 cm.

Une analyse comparative des pentes des courbes d'atténuation obtenues par mesures, simulations, et de celles obtenues par le modèle de canal présenté dans la section 4.4 est présentée dans le Tableau 4.14. Les pentes des courbes d'atténuation du modèle de canal sont tirées de la Figure 4.18 qui montre les atténuations obtenues d'après ce modèle en fonction de la profondeur d'enfouissement et de la teneur en eau du sol.

D'après les résultats rapportés dans le Tableau 4.14, on constate une bonne concordance entre les pentes des courbes d'atténuation obtenues par mesures et celles obtenues d'après le modèle de canal. Les écarts sont inférieurs à 20%. Ces écarts peuvent être justifiés par l'effet des deux antennes émettrice et réceptrice qui ne sont pas considérées dans le modèle, ainsi que par la connaissance imparfaite des propriétés diélectriques du sol utilisé en mesure. Par ailleurs, les atténuations obtenues par simulations présentent des pentes plus importantes que celles des mesures. D'après le Tableau 4.14, les écarts restent inférieurs à 42%. Ces différences peuvent être justifiées par la différence des deux environnements et la représentation équivalente du sol dans le simulateur, par la connaissance imparfaite des propriétés diélectriques du sol utilisé en mesure, ainsi que par l'utilisation de l'antenne PulsON dans l'air pour les mesures, alors que les deux antennes sont identiques dans la simulation. Néanmoins, les résultats obtenus d'après les trois méthodes présentent des allures de décroissance similaires et restent qualitativement concordants.



**Figure 4.18:** Modèle d'atténuation dans le sol, a) VWC = 5% et  $d_{ag} = 1$  m, b)  $d_{ug} = 10$  cm et  $d_{ag} = 1$  m.

**Tableau 4.14:** Pentés moyennes des courbes d'atténuation : mesure, modèle et simulation.

		Mesure	Modèle		Simulation	
		Pente d'atténuation (dB/GHz)	Pente d'atténuation (dB/GHz)	$\Delta_{mes-mod}$ (%)	Pente d'atténuation (dB/GHz)	$\Delta_{mes-simu}$ (%)
$d_{ug}$ (cm)	10	-3,3	-3,4	+3	-3,5	+6
	20	-4,1	-4,0	-2,5	-6,4	+36
	30	-6,4	-5,1	-25	-8,2	+22
VWC (%)	0	-2,0	-2,3	+13	-1,2	-40
	5	-3,2	-3,2	0	-4,0	+25
	10	-5,5	-4,4	-25	-6,2	+12
	20	-6,3	-5,5	-14	-9,0	+42

## 4.7 ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PROPAGATION DANS LES RCSFE ULB : DOMAINE TEMPOREL

Cette étude a été réalisée pour déterminer l'effet du sol sur le signal ULB temporel qui s'y propage. L'impact du sol sur le signal en termes de distorsion et de dispersion est quantifié grâce au calcul des facteurs de fidélité et d'étalement temporel. Les mesures ont été réalisées en laboratoire avec l'antenne AMCiF et l'antenne PulsON, comme antennes enfouies. Dans l'air, une antenne PulsON est mise en place à une hauteur fixe par rapport à la surface du sol ( $d_{ag} = 1$  m). Le sol considéré est le sable fin, mis dans un bac en forme de tronc cylindrique de 60 cm de diamètre maximal et 70 cm de hauteur. Les effets de la profondeur d'enfouissement et de la teneur en eau du sol sont analysés dans les deux sens de la communication : enfoui-air et air-enfoui.

### 4.7.1 Dispositif de mesures

Les mesures ont été réalisées en utilisant un générateur d'impulsion PulsON 210 associé à une antenne ULB, à l'émission, et un oscilloscope numérique associé à une antenne ULB, un amplificateur faible bruit et un filtre, à la réception. Des absorbants sont utilisés pour éliminer les réflexions multi-trajets. Le dispositif expérimental pour la

communication enfoui-air est présenté en Figure 4.19. Pour les communications air-enfoui, il suffit d'inverser l'emplacement des deux chaînes d'émission et de réception.

Les caractéristiques techniques de la chaîne de communication sont les suivantes :

I. À l'émission :

- **Générateur PulsON 210** : c'est un émetteur-récepteur ULB de la société *TIMEDOMAIN Company*. Il émet des impulsions de 3,2 GHz de bande, centrées à 4,7 GHz [16][17]. La fréquence de répétition des impulsions est de 9,6 MHz et la puissance isotrope rayonnée effective est de -12,8 dBm [16][17]. Ce générateur est piloté par ordinateur.
- **Antenne** : le générateur PulsON 210 est associé à une antenne ULB : l'antenne PulsON ou l'AMCiF.

II. À la réception :

- **Antenne** : antenne PulsON ou AMCiF.
- **Filtre** : afin de limiter les interférences avec les autres systèmes, et notamment le wifi à 2,4 GHz, on a intégré un filtre passe-haut dans la chaîne de réception. Le filtre H3G020G5 de la société *AMTI MICROWAVE CIRCUITS* a été adopté [18]. C'est un filtre passe-haut de fréquence de coupure à 3 GHz. La bande passante opérationnelle est de 3 à 20 GHz, avec des pertes d'insertions inférieures à 1 dB.
- **Amplificateur faible bruit (LNA)** : à cause de la faible puissance à l'émission et de la forte atténuation subie par les signaux transmis, un amplificateur faible bruit large bande est ajouté à la chaîne de réception. Il s'agit de l'amplificateur faible bruit et large bande WBA2080A de la société *WanTcom Company*. Cet amplificateur couvre la bande 2 - 8 GHz, avec un gain de  $23 \pm 0,5$  dB et un facteur de bruit de 1 dB [19].
- **Oscilloscope Numérique** : pour visualiser et sauvegarder les signaux reçus, un oscilloscope numérique large bande est placé en bout de chaîne de réception. Il s'agit de l'oscilloscope *infiniium* DSO81004B [20] de *Agilent Technologies*. Cet oscilloscope numérique a une bande passante supérieure à 10 GHz. Nous avons utilisé une fréquence d'échantillonnage de 40 Gsa/s.

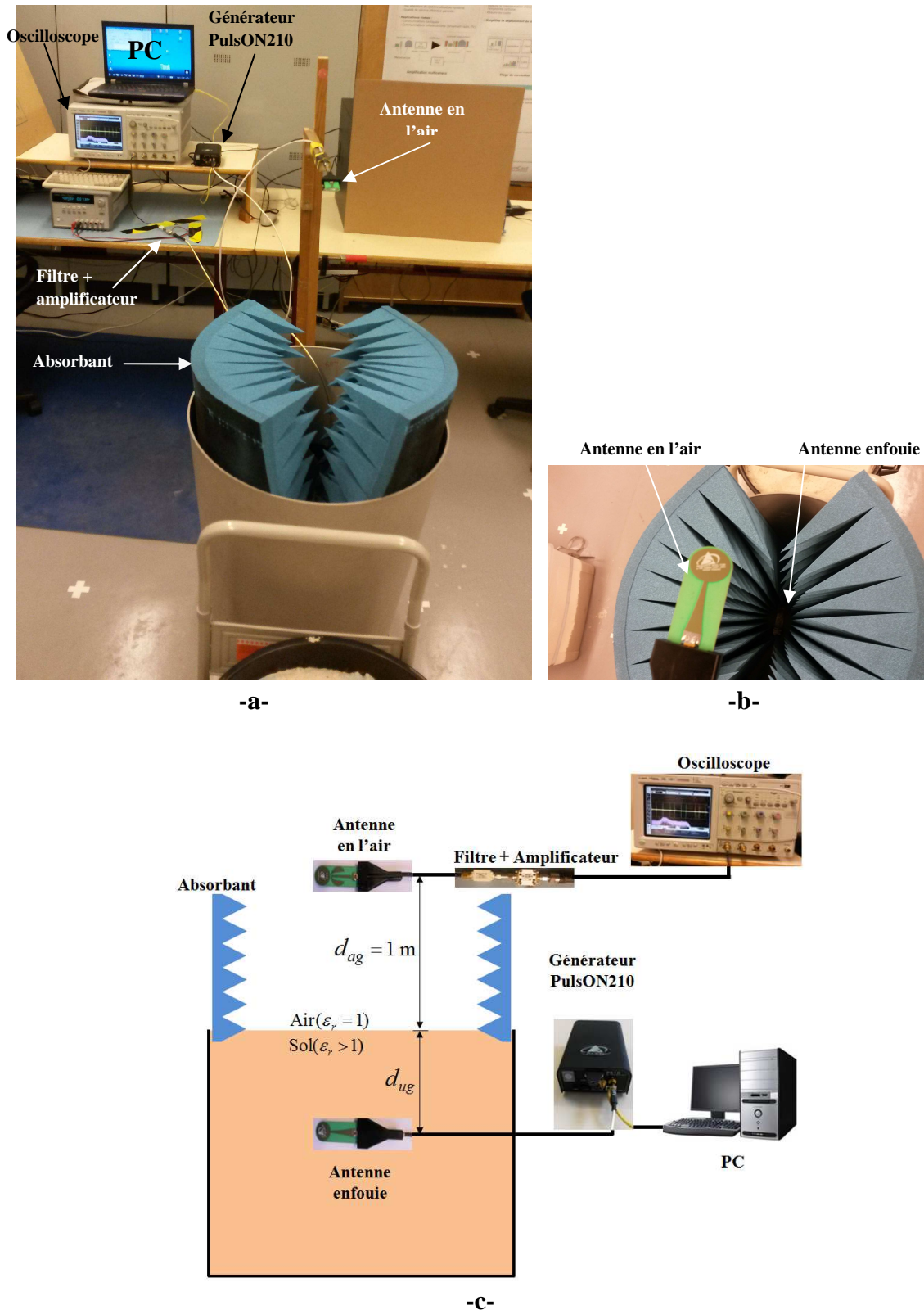


Figure 4.19: Dispositif expérimental de l'analyse temporelle, a) photo de face, b) photo de haut, c) schéma explicatif.

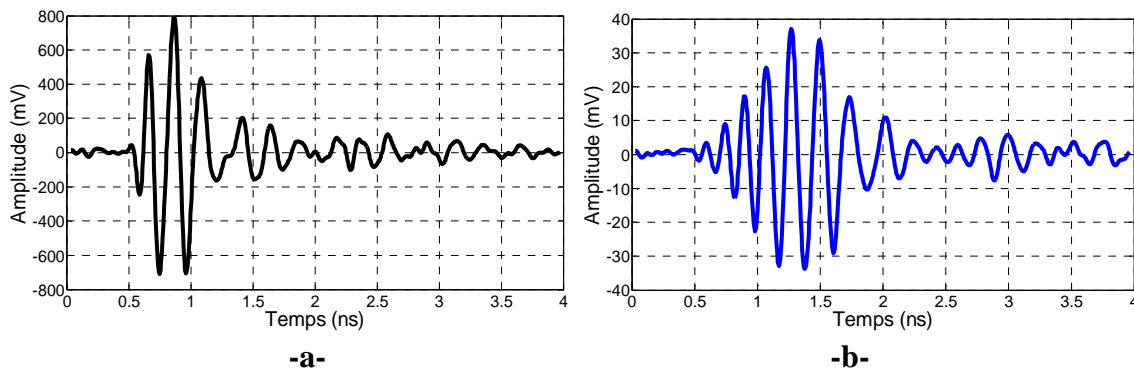


### III. Signaux émis et reçu :

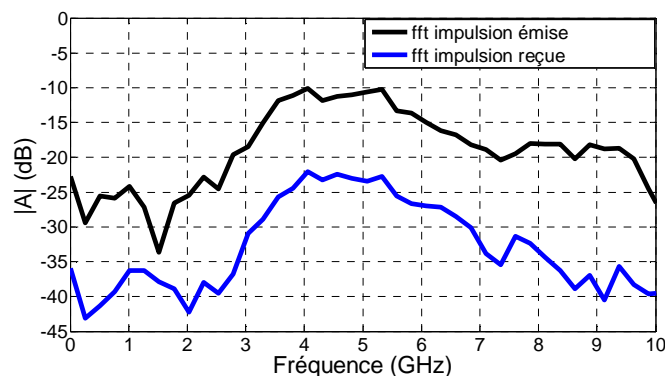
L'impulsion émise par le générateur PulsON 210 est illustrée en Figure 4.20.a et son spectre calculé est présenté en Figure 4.21. Il s'agit d'une impulsion gaussienne modulée par une sinusoïde de fréquence porteuse égale à 4,7 GHz. Elle présente une largeur temporelle de 0,4 ns et une largeur spectrale de l'ordre de 2,5 GHz à -3 dB et 4,4 GHz à -10 dB.

L'impulsion reçue, illustrée en Figure 4.20.b, est obtenue dans les conditions illustrées en Figure 4.19, en utilisant deux antennes PulsON en émission et en réception et en considérant une profondeur d'enfouissement  $d_{ug} = 0$  cm. Ainsi, cette impulsion se propage en espace libre sur une distance de 1 m. Cette impulsion présente une largeur temporelle de 0,53 ns et une largeur spectrale de l'ordre de 2 GHz à -3 dB et 3,9 GHz à -10 dB, comme montré en Figure 4.21. La réduction de la largeur spectrale de l'impulsion reçue par rapport à celle de l'impulsion émise peut être justifiée par l'effet des différents éléments composant la chaîne de communication, notamment le filtre et l'amplificateur faible bruit.

Dans la suite, le calcul des facteurs de fidélité et d'étalement est basé sur une comparaison à des impulsions de référence obtenues dans les mêmes conditions que celles présentées dans cette section, en utilisant à chaque fois les mêmes antennes que le reste des mesures du scénario considéré.



**Figure 4.20:** Impulsions : a) émise (générateur) et b) reçue (antenne PulsON,  $d_{ug} = 0$  cm,  $d_{ag} = 1$  m).



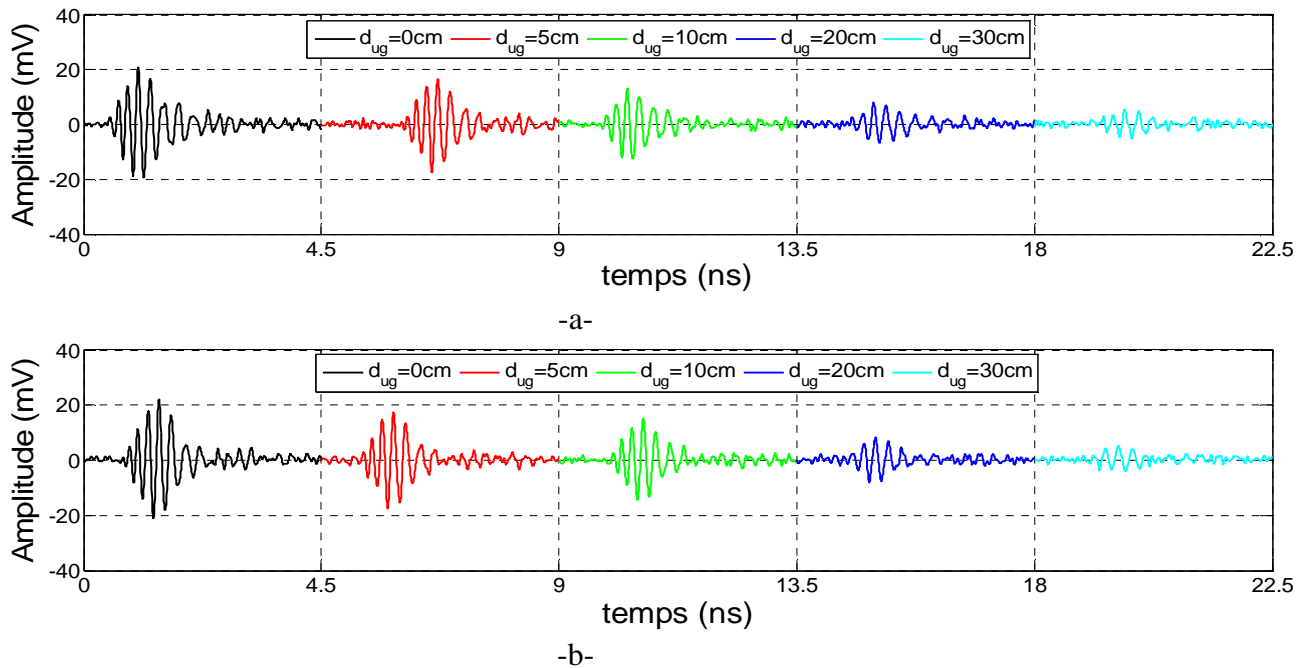
**Figure 4.21:** Spectres des impulsions émise et reçue (antenne PulsON,  $d_{ug} = 0$  cm).

## 4.7.2 Analyse de l'effet du sol

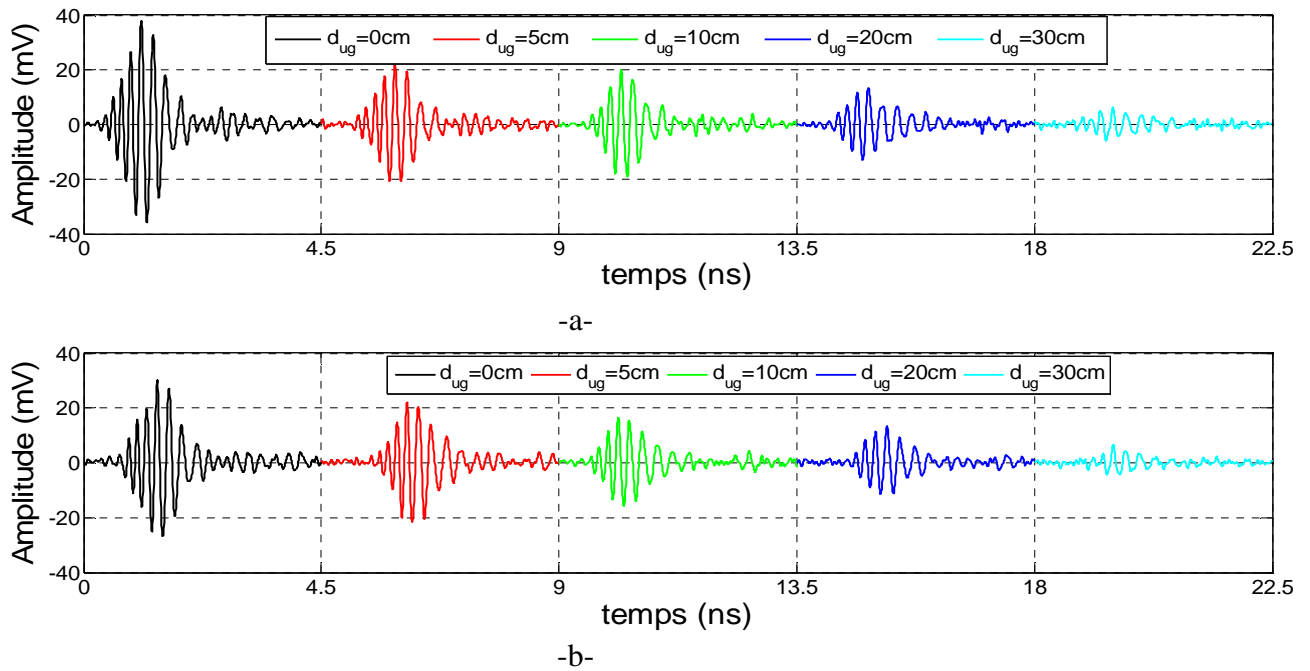
L'analyse a porté sur l'effet de la profondeur d'enfouissement et de la teneur en eau du sol sur les signaux transmis. Ainsi, pour ne prendre en considération que l'effet du sol sur le signal et pour éliminer dans l'analyse les effets des câbles, des antennes, de l'air, de l'amplificateur et du filtre, le calcul des facteurs de fidélité et d'étalement temporel se fait par comparaison entre l'impulsion reçue pour chaque scénario et une impulsion de référence, qui est l'impulsion reçue pour une profondeur  $d_{ug} = 0$  cm (propagation uniquement dans l'air), pour le scénario considéré. Les facteurs de fidélité  $F$  et d'étalement temporel  $SR$  sont définis dans la section 2.5.4.2 du chapitre 2.

### 4.7.2.1 Effet de la profondeur d'enfouissement

L'analyse de l'impact de la profondeur d'enfouissement dans le sable sur les impulsions transmises est réalisée en faisant varier la profondeur d'enfouissement avec les valeurs  $d_{ug} = 0, 5, 10, 20$  et  $30$  cm, et en fixant la teneur en eau du sol à 5%. Les résultats obtenus pour l'antenne AMCiF et l'antenne PulsON sont montrés en Figure 4.22 et Figure 4.23, respectivement. Ces figures montrent les impulsions reçues pour chaque scénario. Le Tableau 4.15 illustre les amplitudes maximales des impulsions reçues normalisées par rapport aux amplitudes maximales des impulsions de référence, à  $d_{ug} = 0$  cm, pour chaque scénario.



**Figure 4.22:** Effet de la profondeur d'enfouissement sur les signaux transmis (Antenne AMCiF, sable, VWC=5%), a) enfoui-air, b) air-enfoui.



**Figure 4.23:** Effet de la profondeur d’enfouissement sur les signaux transmis (Antenne PulsON, sable, VWC = 5%), a) enfoui-air, b) air-enfoui.

**Tableau 4.15:** Amplitudes normalisées des impulsions (impulsion référence à  $d_{ug} = 0$  cm).

$d_{ug}$ (cm)	Antenne AMCiF		Antenne PulsON	
	Enfoui-air	Air-enfoui	Enfoui-air	Air-enfoui
0	1	1	1	1
10	0,63	0,63	0,56	0,56
20	0,39	0,38	0,38	0,41
30	0,24	0,23	0,18	0,19

▪ *Effet de la profondeur sur l’amplitude du signal*

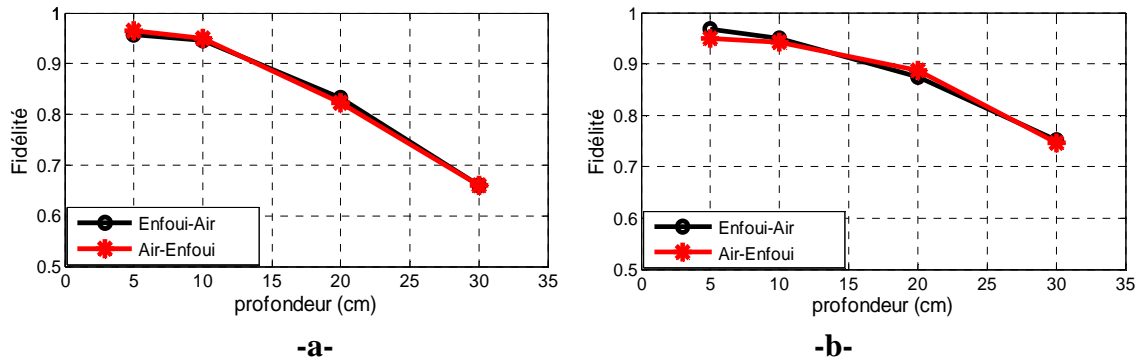
D’après ces résultats, on constate la réduction des amplitudes maximales des impulsions reçues avec l’augmentation de la profondeur d’enfouissement. L’ordre de grandeur de ces atténuations est similaire pour les deux antennes et dans les deux sens de communication. Le tableau 4.15 montre des réductions moyennes d’amplitudes de l’ordre de 40%, 61% et 78% à 10, 20 et 30 cm d’enfouissement, respectivement.

▪ *Effet de la profondeur sur la forme du signal*

L’analyse de l’effet de la profondeur d’enfouissement sur la forme de l’impulsion transmise est réalisée par le calcul du facteur de fidélité  $F$ . Les résultats obtenus pour les deux antennes AMCiF et PulsON, dans les deux directions de communication, sont présentés en Figure 4.24.a et Figure 4.24.b, respectivement.

Ces résultats montrent une dégradation du facteur de fidélité avec l’augmentation de la profondeur d’enfouissement pour les deux antennes et dans les deux directions

de communication. Ainsi, on constate que  $F$  est supérieur à 0,9, dans tous les scénarios, pour les profondeurs inférieures à 10 cm. Ce facteur se dégrade à 0,66 et 0,75 pour  $d_{ug} = 30$  cm, pour l'antenne AMCiF et l'antenne PulsON, respectivement. Ces distorsions peuvent être justifiées par les fortes atténuations subies par les impulsions transmises et par la non-homogénéité de ces atténuations sur toute la largeur spectrale des impulsions.

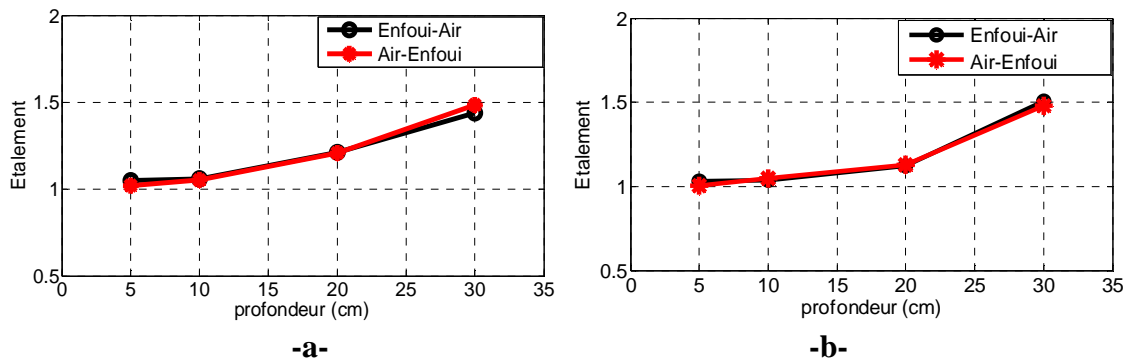


**Figure 4.24:** Fidélité en fonction de la profondeur, a) AMCiF, b) antenne PulsON.

▪ *Effet de la profondeur sur la largeur temporelle du signal*

L'analyse de l'effet de la profondeur d'enfouissement sur la largeur temporelle de l'impulsion transmise est réalisée par le calcul du facteur d'étalement temporel  $SR$ . Les résultats obtenus pour les deux antennes AMCiF et PulsON sont présentés en Figure 4.25.

On constate, d'après les résultats obtenus, une dégradation du facteur d'étalement temporel avec l'augmentation de la profondeur d'enfouissement, pour les deux antennes et dans les deux sens de communications. Pour les profondeurs inférieures à 10 cm, le facteur d'étalement temporel reste inférieur à 1,1. Alors qu'à 30 cm de profondeur, ce facteur atteint 1,5, ce que signifie un élargissement de 50% de la largeur temporelle de l'impulsion. Pour des profondeurs supérieures à 20 cm, les fortes atténuations noient le signal dans le bruit, ce qui rend difficile le calcul de ce facteur.



**Figure 4.25:** Etalement temporel en fonction de la profondeur, a) AMCiF, b) antenne PulsON.

#### 4.7.2.2 Effet de la teneur en eau du sol

L'étude de l'effet de la teneur en eau du sol sur les impulsions qui s'y propagent est réalisée en faisant varier la teneur en eau du sol VWC avec les valeurs 0, 5, 10 et 20%. La profondeur d'enfouissement est fixée à 10 cm. Les résultats obtenus avec les deux antennes AMCiF et PulsON, en termes d'impulsions reçues, sont rapportés en Figure 4.26 et Figure 4.27, respectivement.

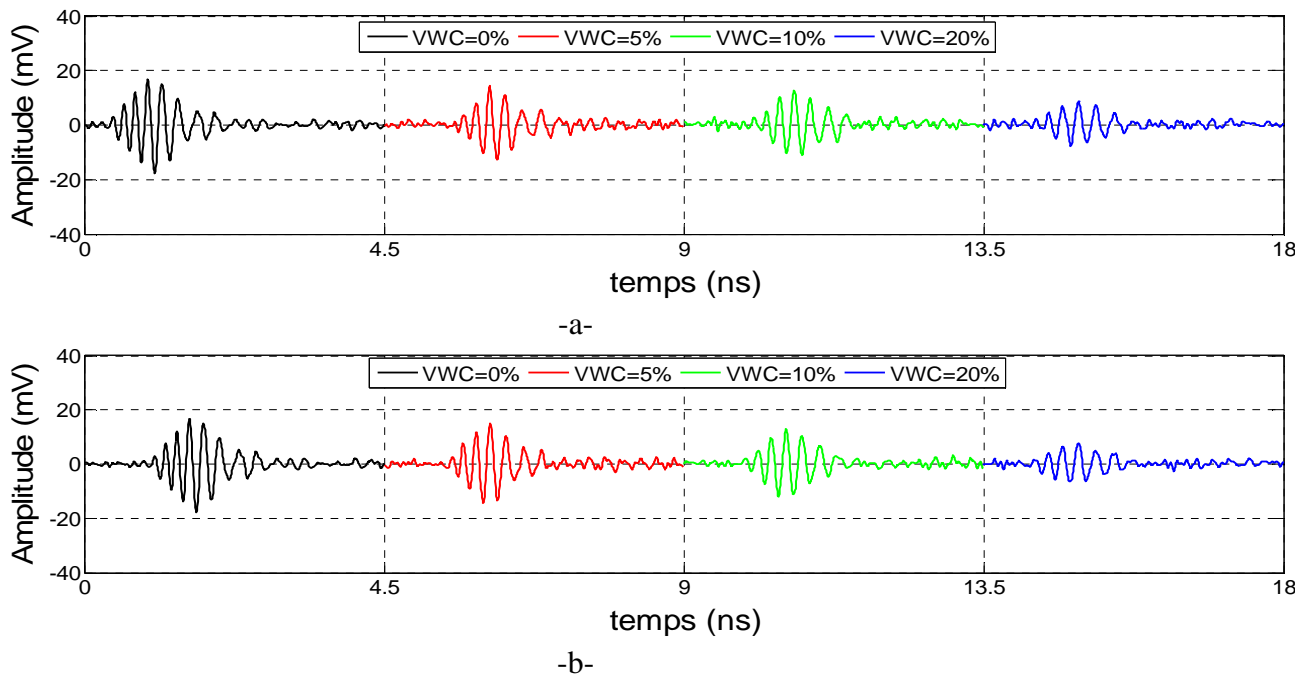
- *Effet de la teneur en eau du sol sur l'amplitude du signal*

Les résultats, rapportés en figures 4.26 et 4.27, montrent la réduction des amplitudes des impulsions reçues avec l'augmentation de la teneur en eau du sol. Les amplitudes maximales des impulsions reçues normalisées par rapport aux amplitudes maximales des impulsions de références, à  $d_{ug} = 0$  cm et pour chaque scénario, sont rapportées dans le Tableau 4.16. Les résultats du tableau montrent des réductions moyennes d'amplitudes de l'ordre de 18, 40, 55 et 68% à 0, 5, 10 et 20% de teneur en eau dans le sol, respectivement.

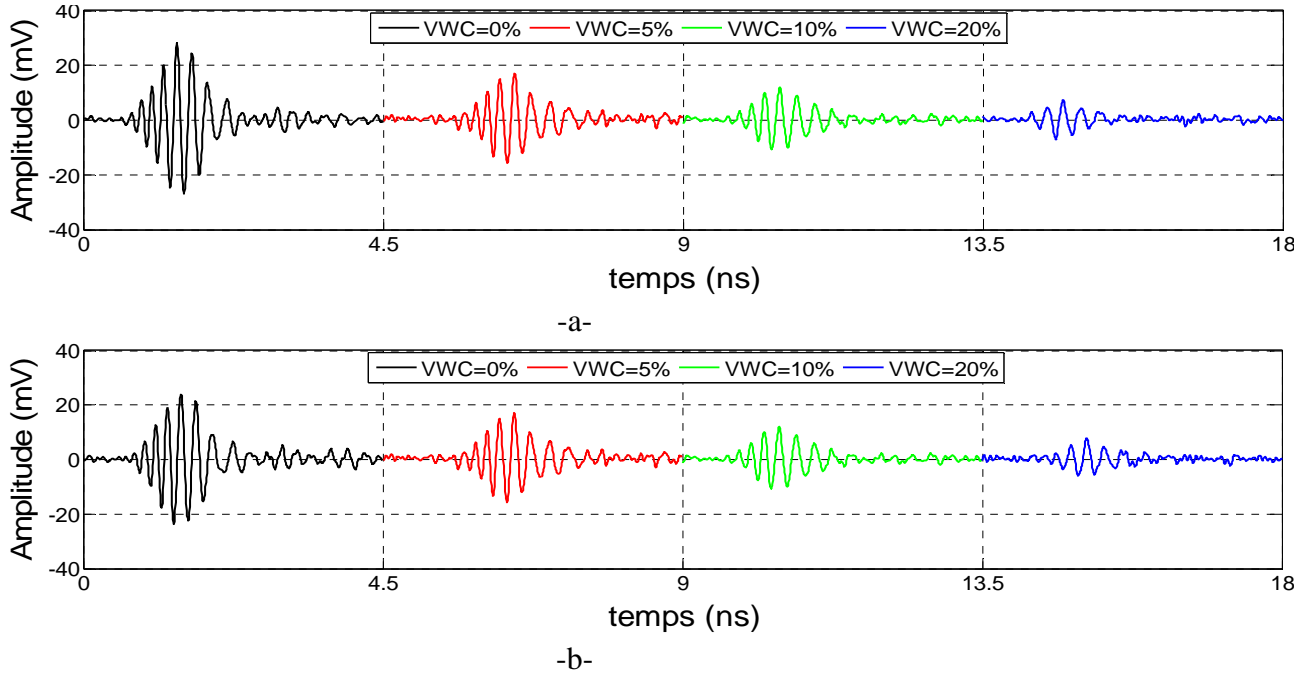
- *Effet de la teneur en eau du sol sur la forme du signal*

Les résultats obtenus pour le facteur de fidélité, pour les deux antennes AMCiF et PulsON, sont présentés en Figure 4.28.

Les résultats montrent une dégradation du facteur de fidélité avec l'augmentation de l'humidité du sol, pour les deux antennes et dans les deux sens de communication. Ce facteur reste supérieur à 0,9 pour les teneurs en eau inférieures à 10%. Pour VWC = 20%, le facteur de fidélité est de l'ordre de 0,81 et de 0,76 pour l'antenne AMCiF et l'antenne PulsON, respectivement. Ces distorsions peuvent être justifiées par les fortes atténuations subies par les impulsions transmises qui augmentent avec l'humidité du sol et avec la fréquence.



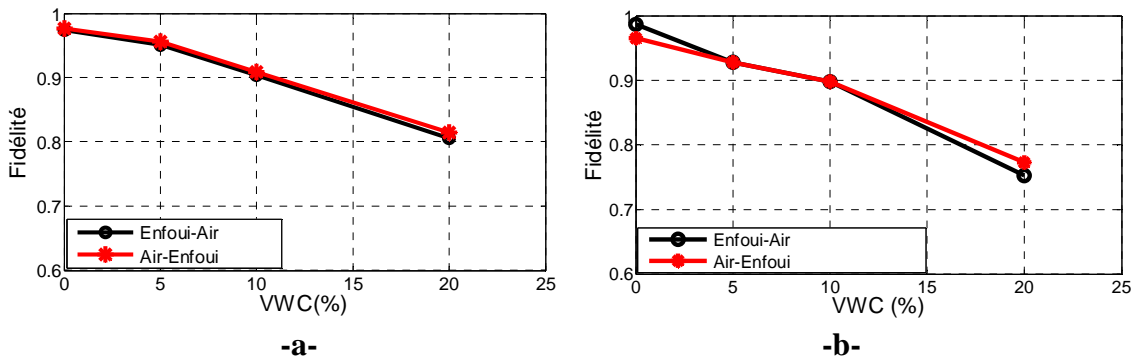
**Figure 4.26:** Effet de la teneur en eau du sol sur les signaux transmis (Antenne AMCiF, sable,  $d_{ug} = 10$  cm), a) enfouï-air, b) air-enfouï.



**Figure 4.27:** Effet de la teneur en eau du sol sur les signaux transmis (Antenne PulsON, sable,  $d_{ug} = 10\text{cm}$ ), a) enfoui-air, b) air-enfoui.

**Tableau 4.16:** Amplitudes normalisées des impulsions ( Impulsion de références :  $d_{ug}=0\text{cm}$ ).

VWC (%)	Antenne AMCiF		Antenne PulsON	
	Enfoui-air	Air-enfoui	Enfoui-air	Air-enfoui
0	0,85	0,81	0,78	0,84
5	0,66	0,65	0,50	0,60
10	0,53	0,54	0,35	0,45
20	0,39	0,37	0,23	0,31

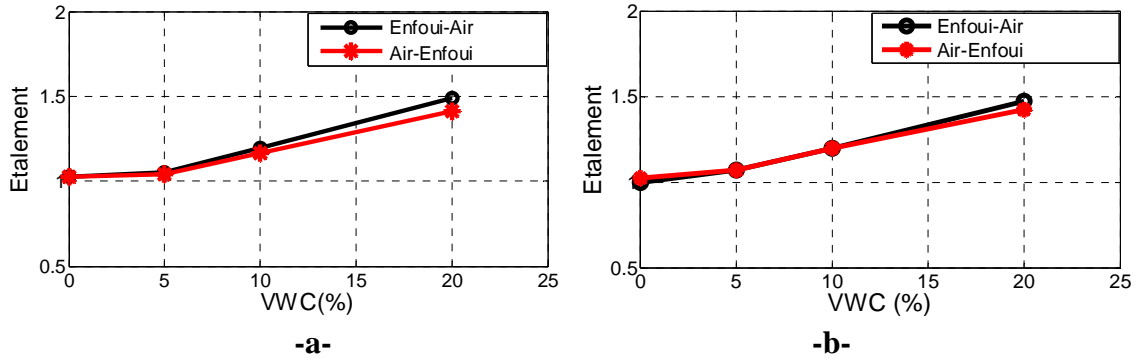


**Figure 4.28:** Fidélité en fonction de la teneur en eau, a) AMCiF, b) antenne PulsON.

- *Effet de la teneur en eau sur la largeur temporelle du signal*

Les résultats obtenus pour l'analyse de l'effet de la teneur en eau du sol sur la largeur temporelle de l'impulsion transmise sont rapportés en Figure 4.29.

On constate, une dégradation du facteur d'étalement temporel avec l'augmentation de l'humidité du sol, pour les deux antennes et dans les deux sens de communication. Le facteur d'étalement temporel reste inférieur à 1,2 pour des teneurs en eau inférieures à 10%. A  $VWC = 20\%$ , ce facteur est de l'ordre de 1,35 à 1,5. Pour des teneurs en eau supérieures à 10%, les fortes atténuations noient le signal dans le bruit, ce qui rend difficile le calcul de ce facteur, ce qui justifie ces étalements importants pour  $VWC = 10$  et  $20\%$ .



**Figure 4.29:** Etalement temporel en fonction de la teneur en eau, a) AMCiF, b) antenne PulsON.

## 4.8 BILAN DE LIAISON

Le bilan de liaison est réalisé pour calculer un ordre de grandeur des puissances reçues suivant la bande fréquentielle ULB utilisée et les propriétés du sol considéré. La faisabilité et les limites de déploiement assurant un bon fonctionnement du RCSFE ULB, sont analysées. Ce bilan de liaison est réalisé par estimation en considérant des puissances d'émission et des sensibilités de réception standards de composants ULB existants, et en considérant les résultats de mesures obtenus dans ce travail en termes d'atténuation dans les différents scénarii.

La puissance isotrope rayonnée effective (PIRE) maximale pour l'ultra large bande est limitée par la FCC à  $-41,3$  dBm/MHz [21]. Ainsi, la PIRE maximale qui peut être rayonnée est de  $-2,55$  dBm, dans le cas de l'émission d'un signal ULB qui occupe toute la bande de 3,1 à 10,6 GHz. Pour les signaux ULB à largeur de bande moins importante, la PIRE autorisée est moins importante. Il existe différents émetteurs-récepteurs ULB qui ont été développés et commercialisés. Le module *UPosition IR-UWB Module*, développé récemment par *BeSpoon*, présente une sensibilité de réception de  $-118$  dBm et une puissance d'émission de  $-8$  dBm [22]. La société *DecaWave* a mis au point le module *EVK1000* [23], basé sur le chip ULB *DW1000* [24], qui émet sur six canaux avec des fréquences centrales entre 3,5 et 6,5 GHz, et avec des puissances d'émissions de  $-14$  ou  $-10$  dBm. La compagnie *TIME DOMAIN* a développé plusieurs émetteurs-récepteurs ULB. Le module PulsON 410 présente une puissance d'émission variable de  $-31,6$  à  $-12,6$  dBm pour des impulsions de 2 GHz de bande [25] et une sensibilité de réception de l'ordre de  $-100$  dBm. Les modules PulsON 330 et PulsON 440 émettent des signaux de 0,5 et 1,4 GHz de bande, respectivement, à  $-41,3$  dBm/MHz de PIRE [26][27]. Le module PulsON 210, utilisé dans notre travail, présente une puissance d'émission de  $-12,8$  dBm pour une impulsion de 3,2 GHz de bande [16][17].

Le bilan de liaison a été estimé pour cinq canaux ULB standardisés, à savoir les canaux 3, 4, 7, 11 et 15 [28]. Ainsi, deux canaux (3 et 4) sont considérés dans la bande ULB basse et trois canaux (7, 11 et 15) dans la bande ULB haute [29]. Le choix des canaux 4, 7, 11 et 15 est justifié par des considérations de localisation, puisque leurs largeurs de bande, plus importantes par rapport aux autres canaux, permettent une meilleure précision de localisation.

Le bilan a été estimé pour cinq scénarii dans le sable:

- 1- Propagation enfoui-enfoui avec une distance de séparation de 40 cm,  $d_{ug} = 10$  cm et  $VWC = 5\%$  ;
- 2- Propagation enfoui-air avec  $d_{ug} = 30$  cm,  $VWC = 5\%$  et  $d_{ag} = 100$  cm ;
- 3- Propagation enfoui-air avec  $VWC = 20\%$ ,  $d_{ug} = 10$  cm et  $d_{ag} = 100$  cm ;
- 4- Propagation enfoui-air avec une distance de séparation de 5m,  $d_{ug} = 10$  cm et  $VWC = 5\%$  ;
- 5- Propagation enfoui-air avec une distance de séparation de 2m,  $d_{ug} = 10$  cm et  $VWC = 20\%$ .

Les résultats obtenus sont rapportés dans les tableaux ci-dessous, avec  $f_c$  la fréquence centrale du canal considéré, en MHz,  $Bw$  la largeur de bande du canal, en MHz,  $A_{f_c}$  l'atténuation moyenne mesurée à la fréquence  $f_c$  suivant le scénario considéré, en dB,  $P_e$  la puissance émise dans la bande  $Bw$  selon la réglementation, en dBm, et  $P_r$  la puissance reçue, en dBm. Les puissances  $P_e$  et  $P_r$  sont données comme suit :

$$P_e(\text{dBm}) = -41,3 + 10 \log Bw \quad (26)$$

$$P_r(\text{dBm}) = P_e(\text{dBm}) + A_{f_c}(\text{dB}) \quad (27)$$

Ainsi, notre analyse est réalisée en respectant la contrainte sur la PIRE en ULB, comme illustré en (26) et en considérant une sensibilité de réception de l'ordre de -100 dBm, ce qui est l'ordre de grandeur de la sensibilité des émetteurs-récepteurs ULB commercialisés.

#### 4.8.1 Bilan de liaison de la propagation Enfoui-Enfoui

Ce bilan de liaison est estimé en considérant les atténuations moyennes mesurées, obtenues avec les deux antennes AMCiF et PulsON, avec une distance de séparation de 40 cm, une profondeur  $d_{ug} = 10$  cm et une teneur en eau  $VWC = 5\%$ , pour la propagation enfoui-enfoui rapportée dans la section 4.6.1. Les résultats obtenus sont rapportés dans le Tableau 4.17.

Les résultats obtenus montrent une réduction de la puissance reçue en fonction de la fréquence. Pour les canaux dans la bande ULB basse, 3 et 4, la puissance reçue reste acceptable. Cependant, pour les canaux dans la bande ULB haute, 7, 11 et 15,  $P_r$  est inférieure à la sensibilité des capteurs ULB.

Les résultats montrent que, dans le cas d'une propagation enfoui-enfoui dans la bande ULB européenne [6 – 8,5 GHz], la distance de séparation qui permettra une réception acceptable est inférieure à 40 cm. Cette distance est faible et se réduit avec l'augmentation de l'humidité du sol.



**Tableau 4.17:** Bilan de liaison, propagation enfoui-enfoui,  $d = 40$  cm,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%.

Ch.	$f_c$ (MHz)	$B_w$ (MHz)	$P_e$ (dBm)	$A_{f_c}$ (dB)	$P_r$ (dBm)
3	4492,8	499,2	-14,3	-62,1	-76,4
4	3993,6	1331,2	-10,0	-57,5	-67,5
7	6489,6	1081,6	-10,9	-90,0	-100,9
11	7987,2	1331,2	-10,0	<-100	<-110
15	9484,8	1354,9	-9,9	<<-100	<<-109,9

## 4.8.2 Bilan de liaison de la propagation Enfoui-Air

Pour la propagation ULB enfoui-air, quatre bilans de liaisons ont été estimés, en considérant la profondeur d'enfouissement, la teneur en eau du sol et la distance de séparation entre le capteur enfoui et celui en l'air.

### 4.8.2.1 Bilan de liaison : $d_{ug} = 30$ cm, VWC = 5%

Ce bilan de liaison est estimé en considérant les atténuations moyennes mesurées, obtenues avec les antennes AMCaF, AMCiF et PulsON, avec une profondeur d'enfouissement  $d_{ug} = 30$  cm et une teneur en eau VWC = 5%, pour la propagation enfoui-air rapportée dans la section 4.6.2.2. Les résultats obtenus sont rapportés dans le Tableau 4.18.

Les résultats du Tableau 4.18 illustrent la réduction de la puissance reçue avec l'augmentation de la fréquence. Pour le canal 15, la puissance reçue  $P_r$  est inférieure à -100 dBm, c'est-à-dire inférieure à la sensibilité considérée pour les récepteurs ULB. Pour les canaux en bande ULB basse, 3 et 4, la puissance du signal reçu est nettement supérieure à la sensibilité considérée. Pour les canaux dans la bande ULB européenne, la puissance reçue est supérieure à -100 dBm, avec le canal 11 qui présente une  $P_r$  à la limite de sensibilité. Néanmoins, l'augmentation de la profondeur d'enfouissement, à des niveaux supérieurs à 30 cm, accentuera l'atténuation et ainsi réduira davantage la puissance reçue.

**Tableau 4.18:** Bilan de liaison, propagation enfoui-air,  $d_{ug} = 30$ cm, VWC = 5%.

Ch.	$f_c$ (MHz)	$B_w$ (MHz)	$P_e$ (dBm)	$A_{f_c}$ (dB)	$P_r$ (dBm)
3	4492,8	499,2	-14,3	-60,5	-74,8
4	3993,6	1331,2	-10,0	-57,1	-67,1
7	6489,6	1081,6	-10,9	-73,5	-84,4
11	7987,2	1331,2	-10,0	-86,0	-96,0
15	9484,8	1354,9	-9,9	-95,0	-104,9

### 4.8.2.2 Bilan de liaison : $d_{ug} = 10$ cm, VWC = 20%

Ce bilan de liaison est estimé en considérant les résultats de mesures d'atténuation moyenne pour une teneur en eau VWC = 20% et une profondeur  $d_{ug} = 10$  cm, obtenues avec les antennes AMCaF, AMCiF et PulsON, et rapportée dans la section 4.6.2.3. Le Tableau 4.19 montre les résultats obtenus.

Les résultats obtenus montrent la dégradation de la puissance reçue avec l'augmentation de la fréquence. Les puissances reçues des canaux en bande ULB basse, 3 et 4, sont nettement supérieures à la sensibilité considérée. Cependant, pour les deux canaux, 7 et 11, contenus dans la bande ULB européenne, les puissances reçues sont proches du seuil de sensibilité de réception de -100 dBm. Pour des teneurs en eau supérieures à 20%, l'atténuation augmente et des dégradations supplémentaires de la puissance reçue sont à prévoir.

**Tableau 4.19:** Bilan de liaison, propagation enfoui-air,  $d_{ug} = 10\text{cm}$ ,  $\text{VWC} = 20\%$ .

Ch.	$f_c$ (MHz)	$B_w$ (MHz)	$P_e$ (dBm)	$A_{f_c}$ (dB)	$P_r$ (dBm)
3	4492,8	499,2	-14,3	-63,0	-77,3
4	3993,6	1331,2	-10,0	-61,0	-71,0
7	6489,6	1081,6	-10,9	-82,5	-93,4
11	7987,2	1331,2	-10,0	-87,0	-97,0
15	9484,8	1354,9	-9,9	<-98,0	<-107,9

Les limites en profondeur d'enfouissement à  $d_{ug} = 30\text{ cm}$  pour  $\text{VWC} = 5\%$ , et en teneur en eau du sol à  $\text{VWC} = 20\%$  pour  $d_{ug} = 10\text{ cm}$ , se réduisent si le deuxième paramètre, pour chacune d'elles, augmente. De plus, ces limites ont été estimées en considérant la distance entre la surface du sol et l'antenne dans l'air fixe,  $d_{ag} = 1\text{ m}$ . Nous allons maintenant présenter l'influence de l'augmentation de la distance de séparation (partie dans l'air) entre l'antenne enfouie et l'antenne dans l'air.

### 4.8.3 Bilan de liaison suivant la portée de transmission

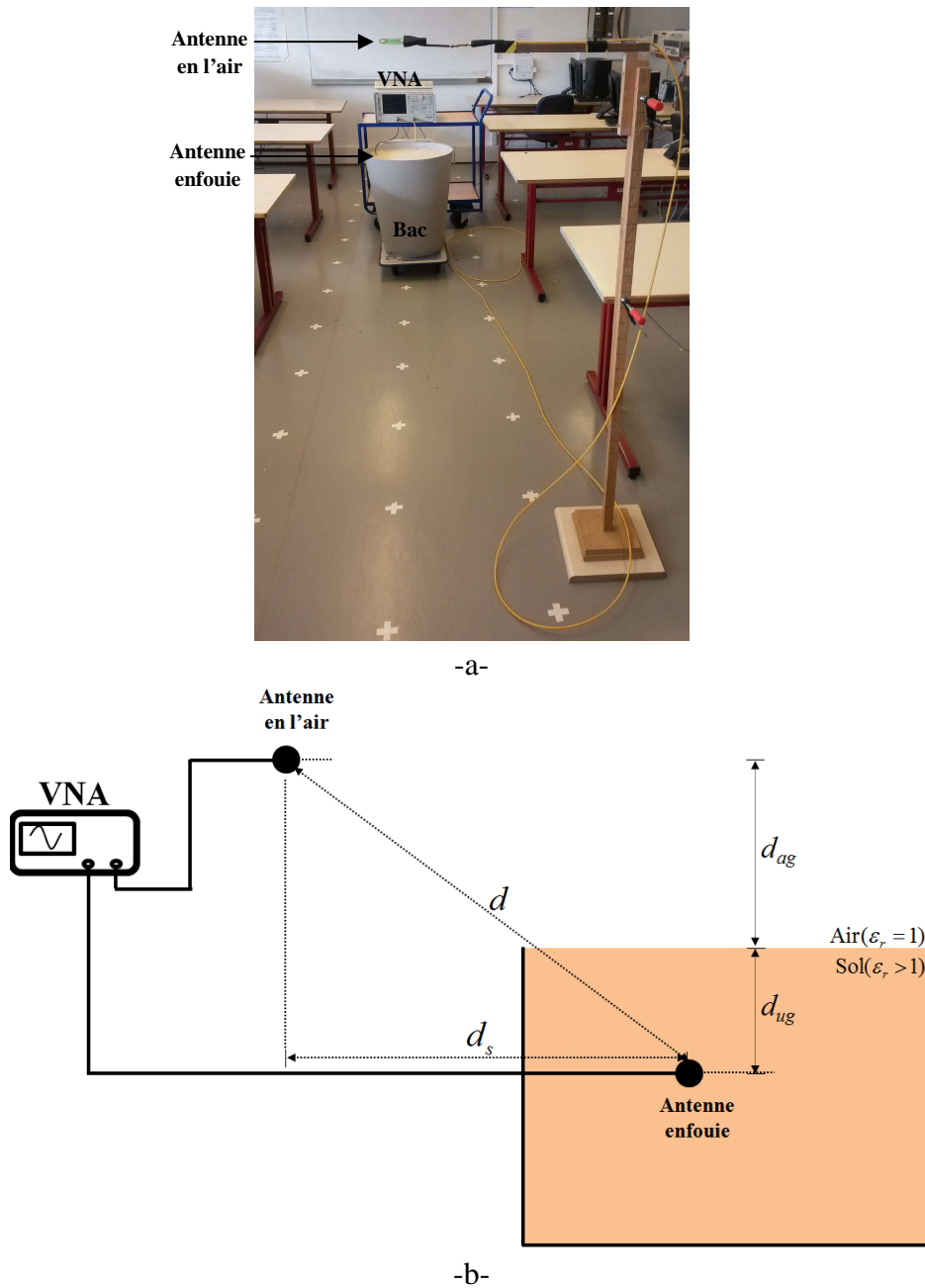
Afin de réaliser ce bilan, de nouvelles mesures en propagation dans le cas enfoui-air ont été effectuées en fonction de la portée de transmission. Les mesures ont été réalisées en laboratoire, dans le sable fin (déjà défini) placé dans le bac décrit précédemment. La surface du sol est maintenue plane. L'antenne enfouie est placée à une profondeur d'enfouissement fixe,  $d_{ug} = 10\text{ cm}$ . L'antenne dans l'air, antenne PulsON, est à hauteur fixe,  $d_{ag} = 1\text{ m}$ . Les deux plans azimuts des deux antennes coïncident pour toutes les mesures. L'orientation de l'antenne dans l'air est modifiée pour chaque mesure pour être orientée suivant son axe principal de rayonnement vers l'antenne enfouie pour minimiser le dépointage.

Il est à signaler que ces mesures ont été réalisées dans un laboratoire comprenant de nombreux équipements métalliques (appareils de mesure) et du mobilier constitué de bois et de métal (tables, chaises et armoires). Néanmoins, nous avons éloigné ces objets et on a dégagé la ligne de visibilité directe entre les deux antennes afin de minimiser l'effet des trajets multiple pour la propagation dans l'air.

Les mesures ont été réalisées en considérant deux niveaux de teneur en eau  $\text{VWC} = 5$  et  $20\%$ , avec les antennes AMCiF et PulsON, comme indiqué en Figure 4.30, en faisant varier la distance de séparation entre l'antenne enfouie et l'antenne dans l'air,  $d$ , donnée par :

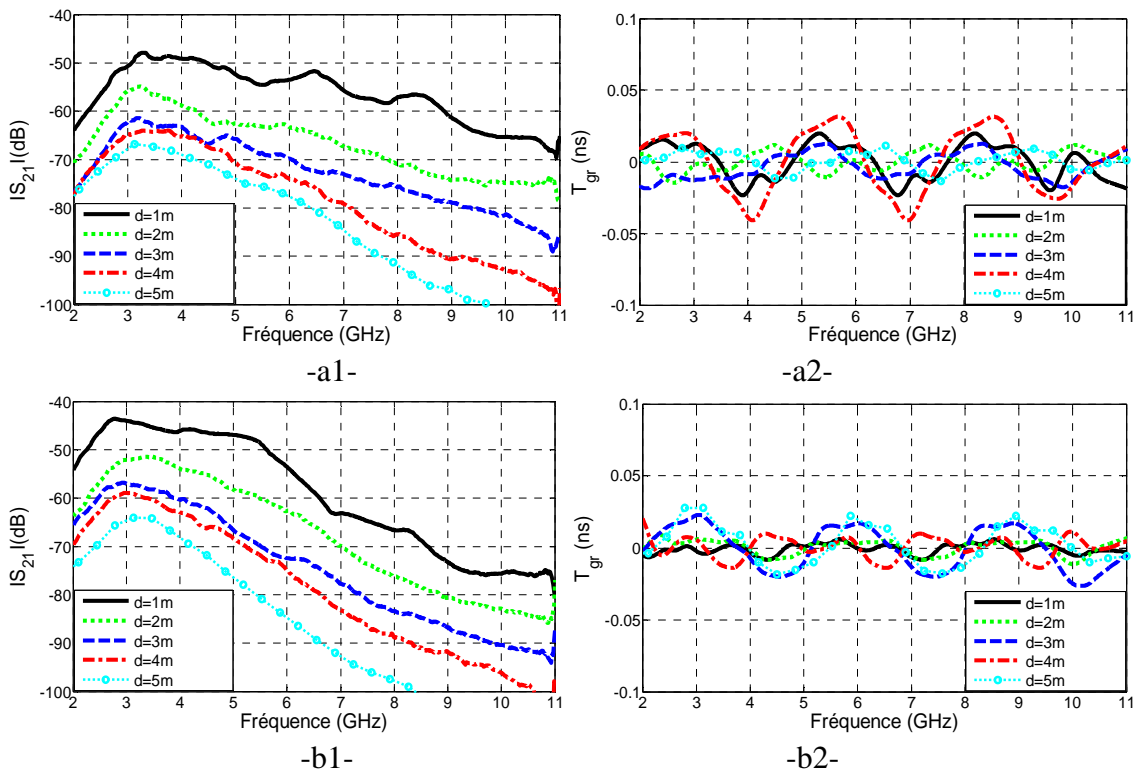
$$d = \sqrt{d_s^2 + (d_{ug} + d_{ag})^2} \quad (28)$$

avec  $d_s$  la distance de séparation horizontale entre les deux antennes.

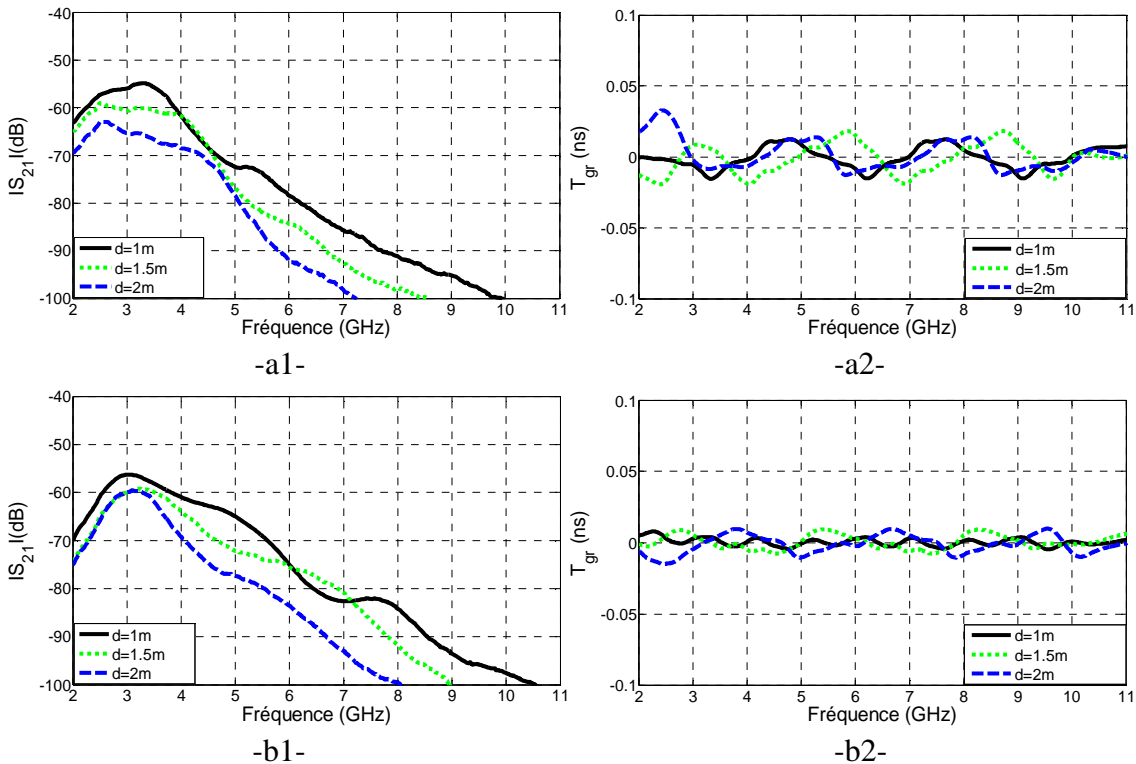


**Figure 4.30:** Dispositif de mesure de l'effet de la distance de séparation, a) photo du dispositif, b) schéma explicatif.

La fonction de transfert du système est obtenue grâce au paramètre de transmission  $S_{21}$ , qui représente l'effet conjoint des deux antennes émettrice et réceptrice et du canal de propagation. Les résultats obtenus, pour  $d = 1, 2, 3, 4$  et  $5$  m, sont illustrés en Figure 4.31, pour les deux antennes AMCiF et PulsON dans le sable à 5% d'humidité, et en Figure 4.32 pour  $d = 1$  et  $2$  m, dans le sable à  $VWC = 20\%$ .



**Figure 4.31:** Effet de la distance de séparation sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe de l'AMCiF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe de l'antenne PulsON.



**Figure 4.32:** Effet de la distance de séparation sur la propagation, (sable,  $\theta = 0^\circ$ ,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 20%), a1)  $|S_{21}|$  et a2) retard de groupe de l'AMCiF, b1)  $|S_{21}|$  et b2) retard de groupe de l'antenne PulsON.

Les résultats de mesures rapportés en Figure 4.31.a1 et Figure 4.31.b1 montrent une dégradation de l'atténuation avec l'augmentation de la distance de séparation. Cette dégradation est accentuée avec la fréquence. Ainsi, on constate des atténuations supplémentaires moyennes de 20 dB à 4 GHz, 29 dB à 7 GHz et plus de 35 dB à 10 GHz, lorsque la distance de séparation est augmentée de 1 à 5 m.

Le même constat peut être effectué dans le cas du sable à VWC=20%, mais avec des valeurs d'atténuation plus importantes comme illustré en Figure 4.32.a1 et Figure 4.32.b1. Des atténuations supplémentaires moyennes de 8 dB à 4 GHz et 11 dB à 7 GHz sont notées lorsque la distance de séparation passe de 1 à 2 m.

Les figures 4.31.a2, 4.31.b2, 4.32.a1 et 4.32.b2 représentent les retards de groupes des différents scénarii de mesures. Ces retards de groupes sont inférieurs à 0,04 ns, ce qui confirme l'effet faiblement dispersif du milieu.

L'atténuation élevée due à l'effet du sol impacte et réduit la portée de communication entre un capteur enfoui et un capteur dans l'air. Pour obtenir un ordre de grandeur de ces limites de portée de communication, deux bilans de liaisons sont estimés. Ces bilans sont basés sur les résultats d'atténuations moyennes, entre les antennes AMCiF et PulsON, obtenus pour une distance de séparation de 5 m dans le sol à VWC = 5%, et une distance de 2 m pour le sol à VWC = 20%. Les bilans ont été réalisés pour les cinq canaux ULB standardisés 3, 4, 7, 11 et 15 [28] et en respectant la contrainte de puissance d'émission en ULB. Les résultats obtenus sont rapportés dans le Tableau 4.20, pour  $d = 5$  m et VWC = 5%, et le Tableau 4.21, pour  $d = 2$  m et VWC = 20%.

**Tableau 4.20:** Bilan de liaison, liaison enfoui-air,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 5%,  $d = 5$  m.

Ch.	$f_c$ (MHz)	$B_w$ (MHz)	$P_e$ (dBm)	$A_{f_c}$ (dB)	$P_r$ (dBm)
3	4492,8	499,2	-14,3	-71,0	-85,3
4	3993,6	1331,2	-10,0	-68,5	-78,5
7	6489,6	1081,6	-10,9	-85,0	-95,9
11	7987,2	1331,2	-10,0	-94,5	-104,5
15	9484,8	1354,9	-9,9	<-100	<-109,9

**Tableau 4.21:** Bilan de liaison, liaison enfoui-air,  $d_{ug} = 10$  cm, VWC = 20%,  $d = 2$  m.

Ch.	$f_c$ (MHz)	$B_w$ (MHz)	$P_e$ (dBm)	$A_{f_c}$ (dB)	$P_r$ (dBm)
3	4492,8	499,2	-14,3	-72,5	-86,8
4	3993,6	1331,2	-10,0	-69,0	-79,0
7	6489,6	1081,6	-10,9	-92,0	-102,9
11	7987,2	1331,2	-10,0	<-100	<-110
15	9484,8	1354,9	-9,9	<<-100	<<-109,9

D'après les résultats du Tableau 4.20, on constate que les puissances reçues, en utilisant les canaux de la bande ULB basse, 3 et 4, sont nettement supérieures à la sensibilité de -100 dBm. Par conséquent, des portées plus importantes peuvent être atteintes avec ces deux canaux. Cependant, les puissances reçues en utilisant les canaux 7 et 11, de la bande ULB européenne, sont à la limite de la sensibilité considérée. Pour le canal 15, la puissance reçue est nettement inférieure à cette valeur de sensibilité.

Les résultats rapportés dans le Tableau 4.21 montrent que les puissances reçues en utilisant les canaux 3 et 4 sont acceptables. Par contre, pour les canaux 7, 11 et 15, les puissances reçues sont inférieures à la sensibilité des récepteurs ULB d'où l'impossibilité d'assurer des communications fiables dans ces conditions avec ces fréquences.

En conclusion, pour la bande ULB européenne, la portée qui assure une communication fiable, entre un capteur enfoui à 10 cm de profondeur et un capteur dans l'air, est inférieure à 5 m, pour une teneur en eau du sol de 5%. Cette portée décroît à moins de 2 m à  $VWC = 20\%$ . Ces portées sont encore plus faibles pour les bandes fréquentielles supérieures. Par contre, pour la bande ULB basse, des portées de communication plus importantes peuvent être atteintes, car les puissances reçues dans cette bande sont nettement supérieures à la sensibilité standard des récepteurs ULB.

#### 4.9 EFFET DU SOL SUR LA PRECISION DE LOCALISATION

Les grandes largeurs de bande des signaux ULB font de cette technique une solution potentielle pour les applications de communication à hauts débits et/ou les applications de localisation précise [30][31]. En effet, la grande largeur de bande fréquentielle se traduit par une grande résolution temporelle, qui permet des précisions de localisation centimétriques. Néanmoins, la précision de localisation ne dépend pas seulement de la largeur de bande mais aussi de la puissance du signal reçu, plus précisément du rapport signal à bruit (SNR) [31][32]. Conformément à la limite inférieure de Cramer-Rao (CRLB), une réduction de 10 dB, respectivement 20 dB, du SNR dégrade la précision de localisation d'un facteur de l'ordre de 3,3, et respectivement d'un facteur de 10 [32][33]. Ce facteur est encore plus important pour un SNR inférieur à 15 dB, pour lequel la limite de Cramer-Rao n'est plus applicable et doit être remplacée par une autre borne moins favorable, comme la limite inférieure de Ziv-Zakai (ZZLB) [32][33]. En prenant connaissance de ces limites, une analyse de l'impact du sol sur la précision de localisation, suivant les canaux ULB utilisés, peut être réalisée.

D'après les résultats d'atténuations et de puissances reçues rapportés dans le Tableau 4.18, pour  $d_{ug} = 30$  cm,  $d_{ag} = 1$  m et  $VWC = 5\%$ , on constate des atténuations supplémentaires de l'ordre de 17 et 29 dB pour les canaux 7 et 11, respectivement, par rapport au canal 4. Ces atténuations engendreront approximativement les mêmes réductions sur le SNR. Par conséquent, conformément aux constatations à partir des limites CRLB et ZZLB, des dégradations sur la précision de localisation par un facteur de l'ordre de 7 et 30, respectivement, sont attendues. Ces dégradations sont moins élevées pour des profondeurs inférieures à 30 cm. La précision de localisation est d'autant meilleure que la profondeur d'enfouissement est faible.

Les résultats, obtenus à  $VWC = 20\%$ ,  $d_{ug} = 10$  cm,  $d_{ag} = 1$  m et rapportés dans le Tableau 4.19, montrent que l'utilisation des canaux 7 et 11 implique des atténuations supplémentaires de 22,4 et 26 dB, respectivement, par rapport au canal 4. Ces atténuations, qui se répercutent sur le SNR, engendrent des dégradations de facteurs d'ordre de 13 et 19, respectivement, sur la précision de localisation. La réduction de la teneur en eau du sol réduit l'atténuation, et ainsi améliore le SNR, et par conséquent augmente la précision de localisation.

Les résultats obtenus à 5 m de distance de séparation entre une antenne dans l'air et une antenne enfouie à 10 cm de profondeur dans un sol à 5% d'humidité, et rapportés dans le Tableau 4.20, illustrent des atténuations supplémentaires de 17,4 et 26 dB sur les canaux 7 et 11, respectivement, par rapport au canal 4. Ces constatations impliquent des dégradations sur la précision de localisation par un facteur de l'ordre de 8 et 19, respectivement.

La précision de localisation est d'autant meilleure que la profondeur d'enfouissement et/ou la teneur en eau du sol et/ou la distance de séparation sont faibles. Elle est meilleure pour les canaux de la bande fréquentielle basse que pour les canaux de la bande haute de la normalisation ULB.

## 4.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de l'impact du sol sur la propagation pour les réseaux de capteurs sans fils enfouis ultra large bande. L'analyse a été réalisée en deux étapes. La première étape a consisté en une analyse par simulations avec le calculateur électromagnétique CST, en considérant les deux antennes AMCaF et AMCiF. La deuxième étape est une analyse expérimentale. Les mesures ont été réalisées avec les quatre antennes AMCaF, AMCiF, PulsON et AVA-FLE, en considérant deux sols différents : le sable fin et les granulats de chemin de fer. L'étude a été réalisée en fonction de trois paramètres : l'orientation de l'antenne enfouie, sa profondeur d'enfouissement et la teneur en eau du sol. Les résultats obtenus par simulations et mesures sont concordants qualitativement.

L'orientation de l'antenne enfouie a un impact significatif sur la propagation. Le minimum d'atténuation est obtenu lorsque les deux antennes émettrice et réceptrice sont en position face-à-face. Un dépointage de l'antenne enfouie de 90° de cette position engendre une atténuation supplémentaire moyenne de l'ordre de 8 à 10 dB, sur toute la bande de 3,1 à 10,6 GHz. Ce constat montre que l'orientation de l'antenne enfouie est un facteur à prendre en considération lors du déploiement du RCSFE ULB dans le but d'optimiser la qualité de la liaison de communication.

La profondeur d'enfouissement présente un effet important sur la liaison de communication des RCSFE ULB. L'atténuation de propagation augmente avec la profondeur d'enfouissement, cet effet étant accentué en hautes fréquences. D'après les résultats expérimentaux obtenus dans le sable fin, à 5% d'humidité, des atténuations moyennes de l'ordre de 6 dB/10 cm à 4 GHz, 11 dB/10 cm à 7 GHz et 14 dB/10 cm à 10 GHz, sont enregistrées. Le bilan de liaison réalisé montre qu'à 30 cm de profondeur, les niveaux des puissances reçues restent acceptables pour assurer une liaison fiable. Cependant, pour des profondeurs plus importantes, l'augmentation considérable de l'atténuation dégradera fortement la qualité de la communication jusqu'à la rendre impossible. Par conséquent, le déploiement des RCSFE ULB doit tenir compte de cette contrainte pour assurer une connexion fiable.

La teneur en eau du sol est un autre facteur influant sur la propagation dans les RCSFE ULB. L'analyse réalisée montre que l'atténuation de propagation augmente fortement avec la teneur en eau du sol. Cet effet s'accroît avec l'augmentation de la

fréquence. Les résultats obtenus, à 10 cm de profondeur, montrent des atténuations supplémentaires moyennes de 8, 22 et 32 dB à 4, 7 et 10 GHz, respectivement, lorsque la teneur en eau du sol augmente de 0% à 10%.

Le bilan de liaison estimé pour VWC = 20% montre que les puissances reçues, pour les canaux contenus dans la bande ULB européenne, sont acceptables mais proches de la sensibilité de détection. Par conséquent, pour des teneurs en eau supérieures à 20%, de fortes dégradations, voire une rupture, de la liaison de communication sont à prévoir.

L'analyse a permis de mettre en évidence l'impact important des trois facteurs, déjà mentionnés, sur la propagation dans les RCSFE ULB. Ainsi, l'orientation de l'antenne enfouis doit être contrôlée lors du déploiement du RCSFE ULB pour optimiser la liaison de communication et réduire les atténuations. La profondeur d'enfouissement, qui dépend de l'objectif de l'application du RCSFE déployé, doit être fixée au minimum permettant à la fois d'assurer la tâche de détection et la tâche de communication avec l'unité de traitement. Concernant la teneur en eau du sol, une étude des taux d'humidité de la zone de déploiement doit être réalisée afin de s'assurer de la faisabilité et de la fiabilité de la liaison de communication du RCSFE ULB à déployer.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont donné lieu à une publication en conférence internationale (EuMC2014) et à un article dans le journal *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters* (AWPL) ; un autre article est en préparation.



**REFERENCES**

- [1] A.R. Silva, M.C. Vuran, “Empirical evaluation of wireless underground to underground communication in wireless underground sensor networks”, *Distributed Computing in Sensor Systems*, Vol. 5516, pp. 231-244, 2009.
- [2] A.R. Silva, M.C. Vuran, “Communication with aboveground devices in wireless underground sensor networks: an empirical study”, *IEEE International Conference in Communications*, South Africa, May 2010.
- [3] J. Tiusanen, “Wireless Soil Scout prototype radio signal reception compared to the attenuation model”, *Precision Agriculture journal*, DOI:10.1007/s11119-008-9096-7, pp.372-381, October 2008.
- [4] I.F. Akyildiz, Z. Sun, M.C. Vuran, “Signal Propagation Techniques for Wireless Underground Communication Networks”, *Physical Communication Journal*, N°2, pp. 167-183, 2009.
- [5] L. Li, M.C. Vuran, I.F. Akyildiz, “Characteristics of Underground Channel for Wireless Underground Sensor Networks”, *The Sixth Annual Mediterranean Ad Hoc Networking Workshop*, Corfu, Greece, June 2007.
- [6] M.C. Vuran, I.F. Akyildiz, “Channel model and analysis for wireless underground sensor networks in soil medium”, *Physical communication* 3, pp. 245-254, 2010.
- [7] I.F. Akyildiz, E.P. Stuntebeck, “Wireless underground sensor networks: Research Challenges”, *Ad Hoc Networks Journal* 4, pp. 669–686, 2006.
- [8] E. Stuntebeck, D. Pompili, T. Melodia, “Underground Wireless Sensor Networks using commodity terrestrial motes”, *IEEE SECON 2006*, Reston, USA, September 2006.
- [9] B. Denis, J. Keignart, N. Daniele, “UWB measurement and propagation models for snowy environments,” *IEEE International Conference on Ultra-WideBand*, pp. 118-123, 2005.
- [10] N. Peplinski, F. Ulaby, and M. Dobson, “Dielectric properties of soils in the 0.3–1.3-GHz range,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 33, No. 3, pp. 803–807, May 1995.
- [11] M. Hallkainen, F.T. Ulaby, M.C. Dobson, M.A. El-Rayes, L. Wu, “Microwave dielectric behavior of wet soil-Part I: empirical models and experimental observations,” *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 25-34, January 1985.
- [12] M.C. Dobson, F.T. Ulaby, M. Hallkainen, M.A. El-Rayes, “Microwave dielectric behavior of wet soil-Part II: dielectric mixing models,” *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*, vol. GE-23, No. 1, pp. 35-46, January 1985.
- [13] X. Dong and M. C. Vuran, “A channel model for wireless underground sensor networks using lateral waves,” *IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom '11)*, Houston, TX, December 2011.

- [14] X. Dong, M. C. Vuran, and S. Irmak, "Autonomous precision agriculture through integration of wireless underground sensor networks with center pivot irrigation systems," *Ad Hoc Networks*, vol.11, pp.1975-1987, September 2013.
- [15] C. T. Johnk, "Engineering Electromagnetic Fields and Waves," 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, January 1988.
- [16] "P210 Integratable Module Data Sheet", Documentation de chez TIMEDOMAIN Corporation.
- [17] Time Domain Company, "P210 Integratable Module", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur : <http://www.timedomain.com/products/P210IM.pdf>
- [18] AMTI Company, "Part number : H3G020G5", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur : <http://www.diplexers.com/products/highpass/H3G020G5>
- [19] WanTcom Company, " WBA2080A, 2.0 – 8.0 GHz super low noise wide bande amplifier", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur: <http://www.wantcominc.com/DataSheets/WBA/WBA2080A.pdf>
- [20] Agilent Technologies Company, " Service guide : 80000 Series Infiniium Oscilloscopes ", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/D8104-97006.pdf>
- [21] FCC, Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems, ET Docket 98-153, FCC 02-48, Feb. 14, 2002.
- [22] BeSpoon Company, "UPosition IR-UWB Module", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur: <http://spoonphone.com/en/home/12-uposition-ir-uw-module-basic.html>
- [23] DecaWave Company, "EVK1000 use manual", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur: [http://www.decawave.com/sites/default/files/product-pdf/evk1000\\_user\\_manual\\_v107.pdf](http://www.decawave.com/sites/default/files/product-pdf/evk1000_user_manual_v107.pdf)
- [24] DecaWave Company, "Product information : DW1000", [consulté le 02 février 2016]. Disponible sur: <http://www.decawave.com/sites/default/files/product-pdf/dw1000-product-brief.pdf>
- [25] Time Domain Company, " Data sheet PulsON 410", [consulté le 02 Mars 2016]. Disponible sur: <http://www.timedomain.com/datasheets/320-0289E%20P410%20Data%20Sheet.pdf>
- [26] Time Domain Company, " PulsON 330 ", [consulté le 02 Mars 2016]. Disponible sur: <http://www.timedomain.com/products/pulson-330/>
- [27] Time Domain Company, " PulsON 440 ", [consulté le 02 Mars 2016]. Disponible sur: <http://www.timedomain.com/products/pulson-440/>
- [28] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), IEEE Standard 802.15.4-2011, 2011.
- [29] J.R. Fernandes, D. Wentzloff, "Recent advances in IR-UWB transceivers: an overview," *in Proc. ISCAS*, pp.3284-3287, Paris, France, 2010.

- [30] Z. Sahinoglu, S. Gezici, I. Guvenc, “Ultra-Wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms and Protocols”, Cambridge University Press, 2008.
- [31] S. Gezici, Z. Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor, Z. Sahinoglu, “Localization via ultra-wideband radios,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, issue 4, pp. 70-84, July 2005.
- [32] D. Dardari, C. C. Chong, and M. Z. Win, “Improved lower bounds on time-of-arrival estimation error in realistic UWB channels,” *Proc. IEEE Int. Conf. on UWB (ICUWB)*, Waltham, MA, Sep. 2006, pp. 531–537.
- [33] I. Guvenc, S. Gezici, Z. Sahinoglu, “Ultra-wideband range estimation : theoretical limits and practical algorithms,” in *Proc. IEEE International Conference on Ultra-WideBand (ICUWB)*, Hanover, Germany, Sep 2008, pp.93-96.

## Conclusion générale et perspectives

Les Réseaux de Capteurs Sans Fils Enfouis (RCSFE) suscitent un intérêt grandissant de la part des communautés scientifique et industrielle, étant donné leurs champs potentiels d'applications. Le principal défi pour les RCSFE vient du milieu de propagation qui est constitué en totalité ou en partie par différents types de sol. Le sol, étant un milieu dense, affecte fortement les ondes électromagnétiques qui s'y propagent. Les caractéristiques de la propagation dans le sol sont actuellement moins bien caractérisées que celles de la propagation dans l'air. Aussi, des travaux de recherche sont-ils nécessaires afin de mieux maîtriser les différents aspects de ces systèmes dans le but de réaliser des communications sans fil fiables entre les capteurs du RCSFE.

Les travaux de recherches actuels sur les RCSFE, décrits dans la littérature, sont pour leur grande majorité réalisés en bande étroite dans la bande de fréquence 0,2 – 0,9 GHz avec quelques travaux à 2,4 GHz. Ceci s'explique par l'augmentation rapide de l'atténuation dans le sol avec la fréquence, ce qui limite la portée de communication. Cependant, ces gammes fréquentielles basses impliquent l'utilisation d'antennes, généralement quart d'ondes, de grande tailles, ce qui rend le capteur encombrant et coûteux et son déploiement difficile et onéreux. Par ailleurs, ces capteurs, qui sont alimentés généralement par une batterie, consomment beaucoup car le signal est de type continu (CW). De plus, compte tenu de la faible largeur de bande des signaux utilisés, la capacité de localisation de ces systèmes est limitée à une résolution médiocre. Dans le but d'apporter des réponses à certaines de ces limitations, nous nous sommes intéressés dans cette thèse à la technologie ultralarge bande (3,1 à 10,6 GHz) et à son potentiel pour les RCSFE. En effet, cette technique permet l'utilisation d'antennes compactes, de quelques centimètres, ce qui favorise la miniaturisation des capteurs et facilite ainsi, leur déploiement. De plus, la réglementation ULB préconise des niveaux d'émissions très réduits, ce qui limite la consommation et permet une meilleure durée de vie de ce genre de capteurs. Enfin, la grande largeur de bande des signaux ULB permet d'envisager des débits de communication élevés et une bonne résolution temporelle pour des applications de localisation avec une précision centimétrique.

Cette étude est, à notre connaissance, le premier travail qui analyse le comportement des réseaux de capteurs sans fil enfouis dans le sol fonctionnant en ULB impulsionnelle dans la bande de fréquence 3,1 – 10,6 GHz. Par conséquent, l'objectif principal de cette thèse était de caractériser l'influence du sol sur les communications dans le cadre des applications de RCSFE ULB afin de mettre en évidence leur faisabilité et de montrer leurs limites. Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans le cadre d'une étude de caractérisation conjointe antenne/lien radio. Ainsi, l'impact du sol sur les performances des antennes ULB enfouies et sur la propagation des ondes électromagnétiques est analysé et caractérisé.

Le premier point de ce travail a été la conception d'antennes qui ont été utilisées ensuite pour la caractérisation de l'effet du sol. Ainsi, trois antennes ULB compactes et planaires ont été conçues, réalisées et caractérisées. Le choix d'antennes planaires imprimées sur substrat est motivé par la facilité de réalisation, la possibilité de miniaturisation et le faible coût. Le deuxième chapitre du mémoire de thèse est consacré à la présentation de l'étude et la caractérisation des performances de ces trois antennes. La première antenne est l'Antenne Microbande Carrée à Fente (AMCaF), de 20 mm de côté. La seconde antenne est inspirée de la première mais elle est de forme circulaire, d'où son nom : Antenne Microbande Circulaire à Fente (AMCiF). Son diamètre est de 29 mm. Ces deux antennes sont omnidirectionnelles dans le plan azimut et présentent des bandes passantes de 10 GHz [4 – 14 GHz] pour l'AMCaF et de 9,7 GHz [3,7 – 13 GHz] pour l'AMCiF, des fonctions de transfert linéairement croissantes avec la fréquence et des comportements temporels faiblement dispersifs. La troisième antenne est directive. Il s'agit d'une Antenne Vivaldi Antipodal à Fente Latérale Elliptique (AVA-FLE), de forme rectangulaire,  $50 \times 40 \text{ mm}^2$ . Elle présente une bande passante de 7,3 GHz [3,7 – 11 GHz], un gain croissant avec la fréquence et supérieur à 6 dBi, et un comportement faiblement dispersif en temps. Cette antenne a été conçue pour analyser l'apport de l'utilisation d'une antenne directive enfouie sur le canal de propagation des RCSFE ULB par comparaison aux antennes omnidirectionnelles.

L'analyse de l'effet du sol sur les performances des antennes ULB (objet du chapitre trois) et le canal de propagation (objet du chapitre quatre) a été réalisée avec les trois antennes déjà mentionnées et avec une antenne commerciale, l'antenne PulsON de la compagnie *TIME DOMAIN*. L'analyse est réalisée en deux étapes : par simulations, puis par mesures. Les mesures ont été réalisées dans du sable fin, dont les caractéristiques diélectriques sont proches du sol ordinaire, et dans les granulats de chemin de fer.

L'effet du sol sur l'antenne ULB enfouie a été étudié en faisant varier la profondeur d'enfouissement et la teneur en eau du sol. L'impact de ces deux facteurs sur le coefficient de réflexion, la bande passante et le rayonnement a été analysé. Les résultats obtenus pour cette analyse montrent que le sol affecte significativement les performances de l'antenne ULB enfouie. Ainsi, l'enfouissement d'une antenne ULB dans le sol engendre un décalage de sa bande passante vers les basses fréquences. Ce décalage ne varie pas avec la variation de la profondeur d'enfouissement, mais augmente avec l'augmentation de la teneur en eau (VWC) du sol. Les décalages moyens mesurés avec les quatre antennes, dans le sable fin, sont de 0,65 GHz, 1 GHz, 1,2 GHz et 1,5 GHz pour des teneurs en eau VWC de 0, 5, 10 et 20%, respectivement. Ces décalages sont encore plus importants dans les granulats parce qu'ils présentent une permittivité plus élevée. Les mesures montrent aussi que l'augmentation de la teneur en eau du sol dégrade le coefficient de réflexion de l'antenne jusqu'à la désadaptation pour des seuils de VWC supérieurs à 20%. Concernant le rayonnement, l'enfouissement de l'antenne canalise son rayonnement dans la direction de l'interface sol-air, ce qui améliore la liaison enfoui-air. Enfin, comme tout milieu diélectrique dense et faiblement dispersif, la vitesse de propagation dans le sol est réduite par rapport à la vitesse dans l'air et les signaux transmis présentent des déformations et des étalements temporels.

L'étude de l'impact du sol sur les liens radios dans le cadre des RCSFE ULB a été réalisée en variant trois facteurs : l'orientation de l'antenne enfouie, la profondeur d'enfouissement et la teneur en eau du sol. Les résultats obtenus montrent l'effet important de ce milieu sur les ondes électromagnétiques qui s'y propagent.

L'orientation de l'antenne enfouie affecte significativement la propagation dans les RCSFE. Les résultats obtenus dans notre étude montrent que des atténuations supplémentaires de l'ordre de 8 à 10 dB, sur toute la bande 3,1 – 10,6 GHz, sont engendrées par un dépointage de 90° de l'antenne enfouie, par rapport à sa position optimale. Par conséquent, ce facteur doit être pris en considération lors du déploiement du RCSFE ULB afin de réduire l'atténuation et d'optimiser la qualité de la liaison de communication.

La profondeur d'enfouissement est un autre facteur qui influe fortement sur la propagation dans le sol. Une profondeur importante implique un trajet plus long à parcourir par le signal transmis à travers le sol, d'où une augmentation de l'atténuation. Les résultats obtenus dans notre étude montrent des atténuations linéiques moyennes de l'ordre de 6 dB/10 cm à 4 GHz, 11 dB/10 cm à 7 GHz et 14 dB/10 cm à 10 GHz, dans le sable fin à teneur en eau de 5%. Ces moyennes d'atténuation sont encore plus importantes dans le ballast. Pour l'analyse temporelle, les résultats de mesures montrent que l'augmentation de la profondeur accentue la déformation des signaux transmis ainsi que leur étalement. Pour une profondeur de 30 cm, les résultats obtenus montrent une fidélité moyenne de 0,7 et un étalement temporel de 1,5. De plus, le bilan de liaison estimé pour cette profondeur montre que les puissances reçues, avec les canaux de la bande ULB européenne, sont proches du seuil de sensibilité des récepteurs ULB. Ainsi, pour des profondeurs supérieures à 30 cm, la réception en bande ULB européenne subira de fortes dégradations pouvant conduire à la rupture totale de la liaison. Par conséquent, le déploiement des RCSFE ULB doit tenir compte de cette contrainte pour assurer une liaison fiable. Il doit se faire à la profondeur minimale permettant au capteur enfoui d'assurer ses tâches de détection et de communication, pour assurer le bon fonctionnement du réseau.

La teneur en eau du sol impacte fortement la liaison de communication dans les RCSFE ULB. L'augmentation de l'humidité du sol engendre de fortes atténuations qui sont accentuées avec la fréquence. Les résultats obtenus montrent des atténuations supplémentaires moyennes de 8, 22 et 32 dB à 4, 7 et 10 GHz, respectivement, lorsque la teneur en eau du sol passe de 0% à 10%. L'humidité du sol affecte aussi la forme des signaux transmis, qui se déforment et s'évalent avec l'augmentation de ce paramètre. Pour VWC = 20%, les résultats obtenus montrent une fidélité moyenne de 0,78 et un étalement temporel moyen de 1,45. D'autre part, le bilan de liaison réalisé à VWC = 20% illustre que les puissances reçues sont acceptables (pour une sensibilité de réception de -100 dBm) dans la bande ULB basse. Cependant, dans la bande ULB européenne, ces puissances sont de l'ordre de -95 dBm, donc très proches du seuil de sensibilité des récepteurs ULB. À la lumière de ces constatations, le déploiement des RCSFE ULB doit nécessairement tenir compte de ce facteur d'humidité du sol et de sa dynamique dans le temps.

Cette analyse montre l'impact important des propriétés du sol sur la liaison de communication des RCSFE ULB. Par conséquent, l'adoption et le déploiement de ces systèmes de communication doit tenir compte du type de sol et des facteurs mentionnés au-dessus. Premièrement, l'orientation de l'antenne du capteur enfoui doit être optimisée afin de réduire les pertes, puisque ce paramètre peut être contrôlé au moment du déploiement. Deuxièmement, la profondeur d'enfouissement des capteurs doit être la plus faible possible tout en permettant d'assurer le fonctionnement de l'application à laquelle est destiné le système. Enfin, le déploiement doit prendre en considération l'effet non stationnaire dans le temps de l'humidité du sol. La prise en compte de ces paramètres doit permettre d'assurer une liaison fiable pour les RCSFE ULB, sur des distances de l'ordre de quelques dizaines de centimètres pour la partie enfouie et de quelques mètres pour la partie aérienne.

### **PERSPECTIVES :**

Le domaine des RCSFE est un nouveau domaine de recherche et lui associer la technique ULB est un défi important. Ainsi, ce travail est une base qu'il faut consolider par des recherches complémentaires. De nombreuses perspectives peuvent être envisagées :

- La conception d'antennes ULB miniatures, afin de miniaturiser le capteur lui-même, réduire son coût et faciliter son déploiement ;
- L'étude de l'apport d'une couche protectrice autour de l'antenne enfouie. Cette couche peut être formée par plusieurs sous couches de substrats avec des permittivités différentes ;
- L'extraction de la fonction de transfert du canal de propagation d'après les mesures réalisées, en éliminant l'effet des deux antennes émettrice et réceptrice ;
- La réalisation de capteurs ULB miniatures et leur déploiement dans le sol ;
- La réalisation de mesures en dehors du laboratoire dans un sol ordinaire, en faisant varier les paramètres déjà étudiés sur une période étendue, par exemple une année ;
- La validation des bilans de liaisons par des mesures sur le terrain ;
- La réalisation de mesures de localisation en dehors du laboratoire ;
- La modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu hétérogène à l'aide d'une permittivité complexe effective tenant compte des différents constituants du mélange constituant le milieu et différentes caractéristiques du milieu telles que la taille des inhomogénéités. Cette modélisation pourrait s'appuyer sur différents modèles théoriques ou approximations (Polder-Van Santen, Maxwell-Garnett pour des inclusions circulaires, la formule de Bruggeman ou de Birchak) ou sur des approches stochastiques. Pour s'appliquer aux cas de transmissions ULB, cette modélisation devrait pouvoir prendre en compte une large bande de fréquence.

**Résumé**

Les réseaux de capteurs sans fils enfouis (RCSFE) sont des réseaux comportant des capteurs et leurs antennes enfouis dans la matière, en particulier enfouis dans le sol. Ils présentent un grand intérêt dans de nombreux domaines d'activités, comme le contrôle de l'environnement, l'agriculture de précision, la navigation et la sécurité. Les systèmes existants sont à bandes étroites et fonctionnent à des fréquences inférieures à 1 GHz. Ces systèmes impliquent l'utilisation d'antennes encombrantes, ce qui complique leur déploiement et peut conduire à des coûts élevés. De plus l'utilisation de largeurs de bandes étroites limite les débits de communications possibles et la résolution envisageables dans les applications de localisation. Enfin, les systèmes actuels sont gourmands en énergie, ce qui limite la durée de vie des éléments enfouis.

Pour remédier à ces inconvénients pour certaines applications des RCSFE, on propose dans cette thèse d'utiliser la technique ultra large bande (ULB) en bande normalisée 3,1 – 10,6 GHz dans les RCSFE. Cette technique permet l'utilisation d'antennes compactes, la simplification du déploiement, l'amélioration de la précision de localisation et l'augmentation du débit de communication et de la durée de vie des capteurs.

Pour étudier la faisabilité des RCSFE ULB, nous avons conçu et réalisé trois antennes ULB compactes et en analyser l'effet du sol sur les performances de ces antennes ULB enfouies et sur les liens de communication ULB enfouie. En comparaison à un fonctionnement dans l'air, l'enfouissement dans le sol décale la bande passante de l'antenne vers les basses fréquences. Ce décalage augmente avec la teneur en eau du sol. L'atténuation apportée par le canal ULB enfoui augmente avec la fréquence de fonctionnement, la profondeur d'enfouissement et la teneur en eau du sol. Cependant, nous avons montré que des liaisons fiables sont possibles pour des distances de propagation dans le sol inférieures à 30 cm et des teneurs en eau inférieures à 20%.

**Abstract**

Wireless underground sensor networks (WUSN) consist of sensors which are buried in a medium with their antennas, in particular in soil. They attract a huge interest in different fields, like environment monitoring, precise agriculture, navigation and security. The existing narrowband systems operate at frequencies below 1 GHz. These systems imply the use of cumbersome antennas, which complicates the deployment and increases its cost. Furthermore, the use of narrow bandwidths limits the possible communication data rates and the potential resolution in localization applications. Finally, current systems are very energy consuming, which limits the lifetime of the underground elements.

To overcome these drawbacks for certain applications of WUSN, we propose in this thesis the use of ultra wideband technology (UWB), in the normalized band 3,1 – 10,6 GHz, in WUSN. This technique allows the use of compact antennas, simplifying deployment, improving the localization accuracy and increasing communication data rates and the lifetime of the underground sensors.

In order to assess the feasibility study of UWB WUSN, we have designed and realized three compact UWB antennas and analyzed the effect of soil on the performances of these underground UWB antennas and on the underground UWB communication links. Compared with operating in free space, burying the antenna shifts the antenna bandwidth towards low frequencies. This shift increases with soil water content. The attenuation introduced by the buried UWB channel, increases with the operating frequency, the burial depth and the soil moisture. However, we have shown that reliable communications are possible for distances of propagation in soil smaller than 30 cm and soil water contents below 20%.